

PRACE

**INSTYTUTU
ŁĄCZNOŚCI**

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUKOWA

Nr _____



1997

109

**PRACE
INSTYTUTU
ŁĄCZNOŚCI**

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

NR 109

WARSZAWA 1997

Komitet Redakcyjny
Redaktor Naczelny: dr inż. Krystyn Plewko
Z-ca Redaktora Naczelnego: doc. dr inż. Alina Karwowska-Lamparska
Redaktorzy Działowi:
doc. dr inż. Włodzimierz Barjasz
dr inż. Stanisław Sońta
inż. Maria Łopuszniak

© Copyright by Instytut Łączności, Warszawa 1997

ISSN 0020-451X

Redaktor: mgr Krystyna Juskiewicz

Skład komputerowy: techn. Danuta Pol, techn. Grażyna Woźnica

Instytut Łączności, Ośrodek Informacji Naukowej i Normalizacji
ul. Szachowa 1, 04-894 Warszawa

SPIS TREŚCI

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUKOWA

1. Wspomnienia o Jerzym Trechcińskim	Nr	7
2. Marian Marciniak - Falowody optyczne Ti:LiNbO ₃ ; warunki jednomodowości (tekst w jęz. angielskim)		15
3. Arnold Kawecki - Finalne charakterystyki propagacji mikrofal na trasie doświadczalnej Instytutu Łączności		33
4. Marek Jaworski, Julian Kowar, Lech Smoczyński, Andrzej Zieliński - Badania i optymalizacja właściwości szumowych modeli sieci światłowodowej ze wzmacniaczami optycznymi EDFA, przeznaczonej do rozprowadzania analogowych sygnałów telewizyjnych		83

KOMUNIKAT

1. Anna Obrocka, Mieczysław Jacewicz - Wprowadzanie protokołu ISUP2 do systemu sygnalizacji SS7 w polskiej sieci telekomunikacyjnej użytku publicznego		123
--	--	-----

СОДЕРЖАНИЕ

1. Воспоминания о Ежим Трехциньским		7
2. Марян Марциняк - Оптические волноводы Ti: LiNbO ₃ ; критерия одномодовости		15
3. Арнольд Кавецки - Окончательные характеристики распространения микроволн на экспериментальной трассе Института Связи		33
4. Марек Яворски, Юлян Ковар, Лех Смочиньски, Анджей Зелиньски - Исследование и оптимализация шумовых свойств сети на кабелях с оптическими усилителями EDFA, предназначенной для дистрибуции аналоговых телевизионных сигналов		83

СООБЩЕНИЕ

1. Анна Оброцка, Мечислав Яцевич - Применение протокола ISUP2 в системе сигнализации SS7 в польской телефонной сети общего пользования 123

CONTENS

1. Memories of Jerzy Trechciński 7
2. Marian Marciniak - Optical waveguides in $Ti:LiNbO_3$; single-mode guiding conditions 15
3. Arnold Kawecki - Final microwaves propagation characteristics on experimental path of the Institute of Telecommunications .. 33
4. Marek Jaworski, Julian Kowar, Lech Smoczyński, Andrzej Zieliński - Noise analysis and optimization of fiber optic distribution analog CATV network with EDFA amplifiers 83

STATEMENT

1. Anna Obrocka, Mieczysław Jacewicz - Implementation of ISUP2 protocol into signalling system No 7 in the polish public telecommunications network 123

SOMMAIRE

1. Commémorations sur Monsieur Jerzy Trechciński 7
2. Marian Marciniak - Les guides d'onde optiques $Ti:LiNbO_3$ - les conditions de monomodalité 15
3. Arnold Kawecki - Les caractéristiques finales de la propagation des microondes sur l'itinéraire expérimental de l'Institute de Télécommunication 33
4. Marek Jaworski, Julian Kowar, Lech Smoczyński, Andrzej Zieliński - Essais et optimisation de la propriété de bruit des modèles d'un réseau par fibre optique avec des amplificateurs

optiques EDFA - réseau destiné à diffusion des signaux analogiques de télévision	83
--	----

COMMUNIQUE

1. Anna Obrocka, Mieczysław Jacewicz - L'introduction du protocole ISUP2 comme un sous-ensemble du système de signalisation SS7 dans le polonais réseau public de telecommunication .	123
---	-----

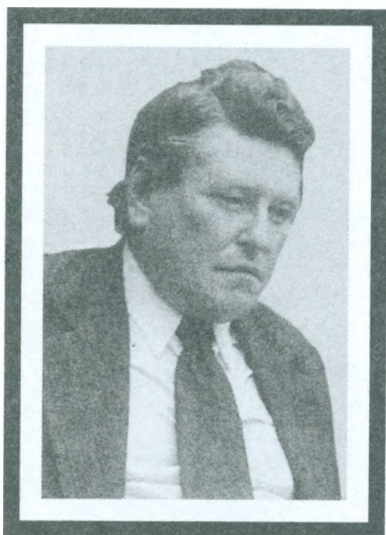
INHALTSVERZEICHNIS

1. Erinnerungen an Jerzy Trechciński	7
2. Marian Marciniak - Ti:LiNbO ₃ - Lichtwellenleiter: Monomode-Führungsbedingungen	15
3. Arnold Kawecki - Mikrowellen-Ausbreitungs-Finalkennlinien auf der Prüfstrecke der Institut für Fernmeldewesen	33
4. Marek Jaworski, Julian Kowar, Lech Smoczyński, Andrzej Zieliński - Geräusch-Untersuchungen und - Optimieren vom für Verbreitung der Fernseh analogsignale bestimmten LWL-Netz mit EDFA-Lichtverstärkern	83

MITTEILUNG

1. Anna Obrocka, Mieczysław Jacewicz - Implementierung ISUP2-Protokoll in ZGS Nr. 7 der polnischen öffentlichen Fernmelde-netz	123
--	-----

WSPOMNIENIE O MOIM BRACIE JERZYM TREHCIŃSKIM



Nasze dzieciństwo i młode lata (aż do 1939 roku) można na pewno zaliczyć do wyjątkowo szczęśliwych. Ojciec nasz, Roman Trehciński, był Profesorem Politechniki Warszawskiej (Katedra Teletechniki), wybitnym specjalistą i wynalazcą w tej dziedzinie w skali światowej. W gmachu fizyki PW mieścił się Zakład Teletechniki, w którym bywaliśmy częstymi gośćmi. Było to miejsce najrozkoszniesze na świecie. Ojciec uruchamiał różne centrale, wybieraki

skakały, przekaźniki pstrykały, różnokolorowe lampeczki migaly. A stare egzemplarze urządzeń telegraficznych - co to były za cuda.

Nasza mama, Olga Trechcińska, była również inżynierem - elektrykiem. Małżeństwo naszych rodziców należało do bardzo udanych. Można powiedzieć, że wychowywaliśmy się w mikroklimacie prądów słabych. Nikt w naszej rodzinie nie rozpatrywał problemu, jaki zawód wybiorą sobie dzieci, wiadomo było, że będziemy inżynierami - elektrykami.

Ojciec nasz zawarł dożywotnią umowę z firmą L.M. Ericsson (prawa do wynalazków). W związku z tym wyjeżdżaliśmy często do Szwecji, nawet na całe wakacje, ale również i do innych krajów, gdyż oboje rodzice lubili podróże zagraniczne. Ten stan, który można nazwać sielanką, został gwałtownie przerwany w 1939 roku. Jurek miał wtedy 17 lat, a ja 15. Oprócz koszmaru okupacji musieliśmy żyć po prostu w biedzie. Zarobki ojca nie wystarczały nawet na skromne jedzenie. Wszystkie zasoby finansowe ulokowane w bankach przepadły. Mama miała niewiele biżuterii, którą zresztą sprzedała na samym początku okupacji. Poznaliśmy więc dobrze chleb kartkowy, margarynę i koninę.

Sytuacja nasza uległa lekkiej poprawie, kiedy w 1941 roku podjęliśmy pracę w Państwowych Zakładach Tele-Radiotechnicznych. Zresztą główną przyczyną tego zatrudnienia nie były zarobki, a raczej ochrona przed Niemcami. W PZT już zdecydowanie podzieliliśmy się specjalizacją, Jurek poszedł w ślady ojca - zajął się teletechniką, a mnie spodobała się bardziej radiotechnika. Okazało się, że radiotechnika w czasie okupacji mogła być całkiem niezłym źródłem dochodów. Kiedy tylko liźnąłem nieco w edzy radiotechnicznej, zacząłem „świadczyc usługi dla ludności” w zakresie reperacji odbiorników radiowych. Stopniowo, z takiego początku, w Zakładzie ojca w PW powstał normalny warsztat radiotechniczny, w którym pracował również Jurek. Nasza główna specjalizacja obejmowała raczej małoseryjną produkcję a nie serwis. Najczęściej robiliśmy małe 3-stopniowe su-

perheterodyny z reakcją w pośredniej częstotliwości - idealne do odbioru fonii z Londynu, ale także telegrafii. Często odbiorniki takie montowaliśmy w różnych urządzeniach elektrycznych, np. w czajnikach do gotowania wody. Również popularne były przystawki radiowe do wzmacniaczy adapterowych (wzmacniacze wolno było mieć). Równolegle do zajęć o charakterze dochodowym Jurek studiował swoją teletechnikę w Państwowej Wyższej Szkole Technicznej. Mieliśmy więc, jak to się mówi „ręce pełne roboty”, tym bardziej, że warsztat nasz rozwijał się i przynosił już całkiem przyzwoity dochód. Z częściami nie było żadnych trudności. Wszystko, w dowolnej ilości, dostarczano nam od Philipsa lub PZT.

Na początku 1943 roku warsztat został wcielony do Kompanii „Radio” AK, a ja zostałem przeniesiony do tej kompanii z innej formacji AK. Znaleźliśmy się więc z Jurkiem razem w AK i działaliśmy już nie na własny rachunek. Mieliśmy teraz więcej do czynienia z małymi nadajnikami na telegrafię, głównie produkcji amerykańskiej i angielskiej.

Powstanie warszawskie rozpoczęło się dla mnie w Śródmieściu (tam otrzymałem przydział), a Jurek został w Politechnice. Przez kilka pierwszych dni działałem w ekipie, która uruchamiała powstańczą radiostację „Błyskawica”. Potem otrzymałem rozkaz, aby wrócić do Politechniki i uruchomić inną radiostację (Kalina 2), która miała być rezerwą, jeżeli „Błyskawica” uległaby zniszczeniu. Razem z Jurkiem, prof. Dareckim i Witoldem Straszewiczem dtubaliśmy w tej radiostacji i uruchomiliśmy ją, co zostało uświęcone pogawędką radiową z „Błyskawicą”. Niedługo cieszyliśmy się naszą Kaliną, gdyż 18 sierpnia w nocy Niemcy zaatakowali Politechnikę. Nasz ojciec i wujek zostali zamordowani, o czym dowiedzieliśmy się dopiero w kilka lat po wojnie. Jurek, ja i kilka innych osób przedostało się kanałami do Gmachu Głównego PW, a potem do Śródmieścia. Nadal działaliśmy wspólnie w Kompanii „Radio”. Z ciekawszych faktów

przypominam sobie, że zrobiliśmy specjalną radiostację do łączności z Armią Radziecką. Korzystali z niej dwaj zrzućeni na teren powstania telegrafści radzieccy.

W połowie powstania nasze drogi się rozeszły. Mnie przydzielono do łączności cywilnej, a Jurek został w Kompanii „Radio” i po powstaniu został jako jeńiec wywieziony do Essen. W 1945 roku wrócił do kraju i rozpoczął pracę w PKSE Ericsson. To było właściwie jego pierwsze inżynierskie stanowisko i start do wieloletniej działalności zawodowej. Pracę dyplomową złożył w 1948 roku, a pracę doktorską obronił w 1980 roku. W 1973 r. uzyskał nominację na docenta w Instytucie Łączności.

Jako główne miejsca pracy Jerzego należy wymienić Centralne Biuro Konstrukcyjne Telekomunikacji przekształcone w 1956 roku w Instytut Tele- i Radiotechniczny (1949 - 1957) oraz następnie Instytut Łączności (do 1990 r. na pełnym etacie, a do 1997 r. na części etatu). Na dorobek piśmienny Jurka składają się liczne publikacje (głównie w „Przeglądzie Telekomunikacyjnym” i „Wiadomościach Telekomunikacyjnych”), książki, podręczniki oraz skrypty na średnim i wyższym poziomie.

Działalność dydaktyczna Jerzego obejmuje wykłady na kursach inżynierskich SEP, a także wykłady w Wieczorowej Szkole Inżynierskiej, Politechnice Warszawskiej i Technikum Łączności. Jurek wygłaszał wiele referatów na krajowych oraz międzynarodowych konferencjach i sympozjach. Był aktywnym działaczem SEP, przewodniczącym Koła SEP przy Instytucie Łączności oraz działaczem w Ośrodku Warszawskim Izby Rzeczoznawców.

Do tematyki naukowo-technicznej, która stanowiła przedmiot jego działalności zawodowej można głównie zaliczyć: łącznice abonenckie DT o pojemności 20-900 NN, centrale automatyczne systemu 32 AB Strowgera dla sieci podmiejskich i okręgowych, telegrafię wielokrotną z modulacją częstotliwości, centrale z wybierakami krzyżowymi,

centrale abonenckie CAA o pojemności 200-1800 NN, centrale wiejskie typu AG-25 i AG-50, elektroniczną urzędów techniki łącznościowej, wykorzystanie systemów crossbar w sieciach telefonicznych oraz optymalizację zastosowań telekomunikacji cyfrowej w sieciach telefonicznych.

Za osiągnięcia w pracy zawodowej został wyróżniony Srebrnym i Złotym Krzyżem Zasługi, Krzyżem Kawalerskim Orderu Odrodzenia Polski, a ponadto Złotą Odznaką Zasłużonego Pracownika Łączności oraz Medalem Pamiątkowym w 50 rocznicę powołania PIT i Medalem „35 lat w Służbie Łączności”. Za pracę społeczną został odznaczony odznakami honorowymi SEP, Złotą Odznaką Honorową NOT, Medalem im. prof. Pożaryskiego oraz Medalem im. prof. J. Groszkowskiego. Otrzymał też wiele dyplomów i podziękowań. Za udział w Powstaniu Warszawskim został odznaczony Krzyżem Armii Krajowej i Warszawskim Krzyżem Powstańczym.

Jurek zmarł nagle (na serce) w swoim domu, w Miedzeszynie, w dniu 12 sierpnia 1997 roku.

Roman Trehciński

WSPOMNIENIE O KOLEDZE JERZYM TRECHCIŃSKIM

Jerzy Trehckiński urodził się 27 grudnia 1921 r. w Warszawie, w rodzinie związanej z teletechniką i elektryką. Jego ojciec, prof. Roman Trehckiński, był wybitnym naukowcem w dziedzinie teletechniki, a matka, Olga Trehckińska - inżynierem elektrykiem.

Jerzy Trehckiński po raz pierwszy zetknął się zawodowo z telekomunikacją w 1940 r., kiedy to po otrzymaniu świadectwa dojrzałości podjął pracę w Państwowych Zakładach Tele- i Radiotechnicznych jako telemonter. Studia na Politechnice Warszawskiej rozpoczął w 1942 r. Po przerwie wojennej (powstanie warszawskie i wywózka na przymusowe roboty do Niemiec) ukończył studia w 1948 r., uzyskując tytuł magistra inżyniera elektryka ze specjalnością w dziedzinie teletechniki łączeniowej.

W latach 1945-1959 kierował pracami rozwojowymi i naukowo-badawczymi w przemyśle telekomunikacyjnym, interesując się głównie współczesnymi systemami biegowymi oraz ich zastosowaniem w sieciach telefonicznych miejskich, okręgowych i wiejskich. Równocześnie szkolił specjalistów telekomutacji na poziomie średnim, a także działał społecznie w Stowarzyszeniu Elektryków Polskich.

W 1956 r. rozpoczął pracę w Instytucie Łączności, zajmując się badaniami nad telekomutacją elektroniczną. W latach 1960-1975, jako kierownik Zakładu Teletechniki Łączeniowej, prowadził prace na temat rozwiązań, struktur i funkcji użytkowych systemów krzyżowych oraz ich wykorzystania w sieciach telefonicznych. Brał udział w opracowaniu nowoczesnych systemów komutacyjnej sygnalizacji w Polsce, jak również systemów elektronicznych cyfrowych o sterowaniu programowym i zastosowaniu tych systemów w zintegrowanych sieciach telekomunikacyjnych.

W 1963 r. uzyskał nominację na samodzielnego pracownika naukowo-badawczego, a w 1973 r. na docenta. Szybki postęp w dzie-

dzinie telekomutacji cyfrowej skłonił Go do intensywnego zajęcia się tymi systemami oraz optymalizacją ich zastosowań w sieciach telefonicznych. Z tej dziedziny został zaczerpnięty temat rozprawy doktorskiej: "Stosowanie cyfrowych systemów komutacyjnych do rozbudowy sieci telefonicznych strefowych", którą obronił w 1980 r.

W 1975 r. otrzymał stanowisko eksperta ds. komutacji. Zajmował się wówczas problematyką cyfrowych systemów komutacyjnych i transmisyjnych oraz sieciami telefonicznymi.

W latach osiemdziesiątych kilkakrotnie był członkiem Rady Naukowo-Technicznej przy Ministrze Łączności.

Przez wiele lat uczestniczył z ramienia polskiej administracji łączności w pracach Komisji Studiów Komutacji i Sygnalizacji CCITT/ITU, przyczyniając się do rozwoju międzynarodowej normalizacji w dziedzinie nowoczesnej telekomutacji.

Prowadził aktywną działalność publikacyjną zarówno w krajowej prasie technicznej, jak i zgłaszając referaty na krajowe oraz zagraniczne konferencje czy sympozja. Opublikował kilka książek, podręczników, skryptów z dziedziny telekomunikacji i telekomutacji oraz ponad 100 artykułów w czasopismach naukowych, m.in. w "Pracach Instytutu Łączności", "Biuletynie Informacyjnym IŁ" i "Przeglądzie Telekomunikacyjnym".

Zajmował się także pracą dydaktyczną: prowadził przez wiele lat wykłady na kursach inżynierskich organizowanych przez SEP oraz pracował w Technikum Łączności w Warszawie jako nauczyciel teletechniki.

Aktywność doc. dr inż. Jerzego Trehcieńskiego na terenie SEP przejawiała się nie tylko w działalności merytorycznej, ale również pełnieniu ważnych funkcji społecznych. W latach 1958-1959 był przewodniczącym koła SEP przy Instytucie Łączności, członkiem Sekcji Telekomunikacyjnej OW EiT SEP oraz Kolegium Telekomunikacji, a także członkiem Zespołu Kwalifikacyjnego ds. Specjalizacji Zawodowej oraz działał aktywnie w Ośrodku Warszawskim Izby Rzeczoznawców.

Za osiągnięcia w pracy zawodowej został wyróżniony Srebrnym i Złotym Krzyżem Zasługi, Krzyżem Kawalerskim Orderu Odrodzenia Polski, a ponadto Złotą Odznaką Zasłużonego Pracownika Łączności oraz Medalem Pamiątkowym w 50 rocznicę powołania PIT i Medalem "35 lat w Służbie Łączności".

Za pracę społeczną został odznaczony odznakami honorowymi SEP, Złotą Odznaką Honorową NOT, Medalem im. prof. Pożaryskiego, Medalem im. prof. J. Groszkowskiego, wieloma dyplomami oraz otrzymał wiele podziękowań.

Po przejściu na emeryturę w dalszym ciągu współpracował z Zakładem Telekomutacji Instytutu Łączności, zajmując się zastosowaniem systemów cyfrowych do rozbudowy istniejących sieci, wprowadzaniem nowych usług i sieciami inteligentnymi.

Nagła śmierć wyrwała Go z naszego grona. Pozostanie w naszej pamięci nie tylko jako wspaniały, pracowity fachowiec, ale również zawsze miły, pogodny kolega i przyjaciel.

Włodzimierz Barjasz

OPTICAL WAVEGUIDES IN Ti:LiNbO₃: SINGLE-MODE GUIDING CONDITIONS

The dependence of the number of guided modes in Ti:LiNbO₃ diffused waveguides and corresponding effective indices on the waveguide optical and technological parameters has been determined. Those parameters are: optical wavelength, light polarization in the crystal (extraordinary, ordinary) and in the guide (TE, TM), surface titanium concentration, and diffusion depth. The range of parameters corresponding to single-mode light guiding has been determined for 0.85, 1.3 and 1.55 μm communication wavelengths.

1. INTRODUCTION

Ferroelectric lithium niobate LiNbO₃ is actually one of the standard optoelectronic materials [8]. It is especially suitable for photonic signal processing in optical fibre based communication systems [13]. This uniaxially birefringent human-made crystal provides us with a large variety of very useful properties such as: electro-optic and elasto-optic effects, piezoelectric, pyroelectric, fotovoltaic, fotorefractive (optically induced refractive index changes) effects and optical nonlinearity, with large coefficients of these effects [14].

A technology of planar optical circuits consisting of titanium-indiffused lithium niobate (Ti:LiNbO₃) waveguides has been developed and is actually in a mature stage, making possible a realization of a variety of devices such as directional couplers, waveguide junctions, phase and intensity electrooptic modulators, photonic switches and

switch arrays [6]. Although those devices are rather not yet commonly used at present intensity modulation - direct detection (IM-DD) pulsed communication systems, where electronic signal processing still remains more economic, two reasons emerge that stimulate the research in photonic signal processing. One is that electronics seems to approach its limits of speed in multi-gigabit per second (Gb/s) transmission rate systems. The other and even more crucial challenge is related with emerging radical change in optical communication scheme in coming few years, consisting of moving from single wavelength transmission to multiwavelength transmission using wavelength division multiplexing (WDM) in so called transparent networks. Also a tendency to opticalize access networks is observed [9], where photonic switching of transmitted signals will certainly play a growing role [7]. This will be the way to exploit the enormous transmission bandwidth of light, fiber and optical amplifier, if not fully then at least much more efficiently.

The geometry of a diffused Ti:LiNbO₃ strip waveguide is shown in fig. 1. The waveguide is usually obtained after several hours of

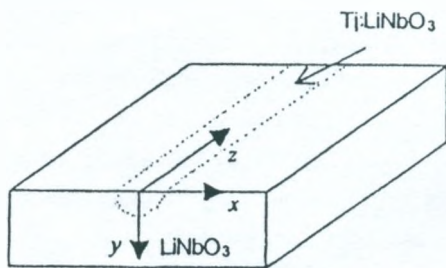


Fig. 1. Diffused Ti:LiNbO₃ strip waveguide

diffusion from titanium or titanium di-oxide strips deposited on the surface of a lithium niobate single crystal. The resulting titanium

concentration distribution is a solution to the diffusion equation. The titanium atoms cause a local increase of lithium niobate ordinary and extraordinary indices and as a consequence a light guiding region appears in the crystal. The so-called Beam Propagation Method (BPM) is a powerful and highly efficient tool for modelling the light propagation in such waveguides, what has been the subject of our recent book [5].

Typical Ti:LiNbO₃ waveguides have a small number of guided modes. On the other hand, it is often very important to use single-mode guides in telecommunication applications, in order to avoid dispersion (pulse spreading) effects resulting from group delay differences for different modes. Single-mode silica glass fiber has practically enormous multigigahertz bandwidth and Ti:LiNbO₃ waveguide components are supposed not to narrow this bandwidth.

Another problem is caused by the natural birefringence of lithium niobate. Fig. 2 shows the results of measurements of principal refractive indices as a function of optical wavelength, given by Nelson and Mikulyak [10]. An index difference $n_o - n_e$ of 0.09 observed in fig. 2 results in a 15 ps difference of propagation time in a 5 cm long guide, which value may be quite undesirable in some applications, e.g. in ultrafast transmission of soliton pulses. Also, since the geometry shown in fig. 1 exhibits a large asymmetry due to large index difference at the crystal-air interface and a very low index contrast within the crystal, it has an inherent waveguide birefringence resulting from effective index difference of TE and TM polarized modes. Therefore, the TE and TM polarization components propagate with different group velocities in a Ti:LiNbO₃ waveguide. On the other hand, standard communication fibres of circular symmetry do not preserve polarization of light along the direction of propagation due to the fibre imperfections, and the polarization state of an incoming optical signal is usually quite accidental.

Therefore, a detailed study of modal characteristics corresponding to various waveguide fabrication conditions and clear indications of

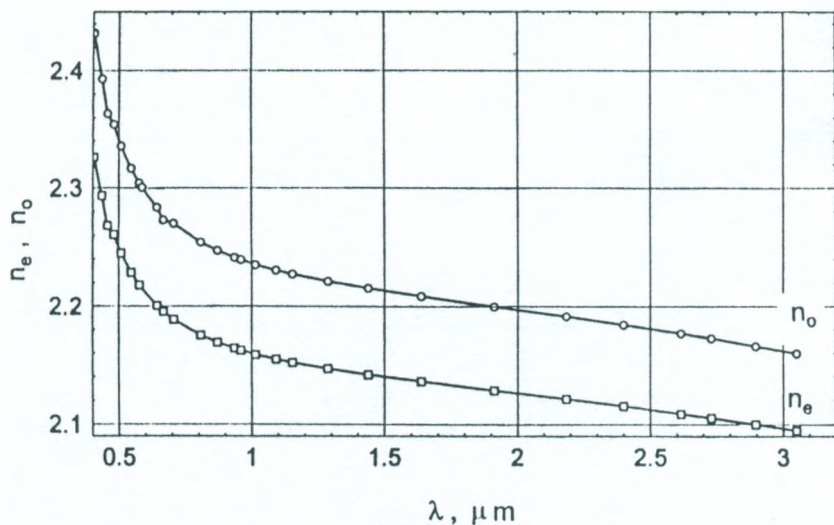


Fig. 2. Wavelength dependence of lithium niobate principal refractive indices

the range of technological parameters leading to single-mode guiding are of great importance, and this is what the present paper deals with. The number of modes in a diffused guide depends on its guiding properties which are in turn determined by the index increase in the guiding region, and by the extent of this region. These two factors are determined by the fabrication conditions: the initial titanium strip thickness and width determine the index increase, and the diffusion time and temperature determine the diffusion depth.

2. TITANIUM CONCENTRATION DISTRIBUTION

The titanium concentration distribution is a solution to the Fick's diffusion equation. In a diffused waveguide of geometry shown in fig. 1 this solution has a form [11].

$$c = c_0(t_d) f\left(\frac{y}{D_y}\right) g\left(\frac{x}{D_x}\right), \quad (1)$$

where t_d is the diffusion time and D_x, D_y are diffusion depths in the x, y directions, they are determined by the diffusion time and temperature:

$$D_\alpha = 2\sqrt{D_\alpha t_d}, \quad \alpha = x, y. \quad (2)$$

Here D_α s are temperature-dependent diffusion coefficients. The constant c_0 is usually understood as the maximum surface concentration of Ti atoms and it is determined by the thickness h of the titanium layer before diffusion and by the diffusion depth D_y [12]:

$$c_0 = \frac{2A_0\rho h}{D_y\mu\sqrt{\pi}} = 6.4 \times 10^{22} \text{ cm}^{-3} \frac{h}{D_y}, \quad (3)$$

where $A_0 = 6.022 \times 10^{23}/\text{mol}$ is Avogadro number, ρ is the titanium density, μ is its molar mass.

Function $f(y/D_y)$ describes the titanium concentration distribution in the direction perpendicular to the crystal surface. It is generally recognized that for a good modal field matching with a single-mode fiber the diffusion time should be much longer than the time necessary for the entire indiffusion of the titanium layer into the LiNbO₃ substrate. In such conditions the Gaussian function is a good approximation for the function $f(y/D_y)$:

$$f(y/D_y) = \exp\left(\frac{-y^2}{D_y^2}\right). \quad (4)$$

The function $g(x/D_x)$ describing the titanium concentration in the lateral direction is a combination of error functions [11]:

$$g(x/D_x) = \frac{1}{2} \left[\operatorname{erf} \left(\frac{\frac{W}{2} - x}{D_x} \right) - \operatorname{erf} \left(\frac{-\frac{W}{2} - x}{D_x} \right) \right], \quad (5)$$

where W denotes the titanium strip width before diffusion. The function (5) has positive values with maximum at the plane of symmetry $x = 0$, and less than unity for finite W values.

The measurements done by Holmes and Smyth have shown no anisotropy of the titanium diffusion in lithium niobate substrate [3], thus it is assumed in the following that $D_x = D_y = D$.

3. REFRACTIVE INDEX DISTRIBUTION

The principal refractive indices of lithium niobate n_e and n_o depend on the titanium concentration, but the character of this dependency is rather complex. Namely, the index increases depend not on the local value of the titanium concentration only, but also on the concentration distribution in other regions of the crystal. This is so because of crystal anisotropy, and because of stresses existing in the crystal.

It has been found experimentally by Fouchet *et al.* [2] that in a guide with a gaussian diffusion profile the profiles of index increases δn_e and δn_o are also gaussian, but in general with different depths D_e and D_o :

$$\delta n_e = \Delta n_e \exp \left(-\frac{y^2}{D_e^2} \right), \quad (6)$$

$$\delta n_o = \Delta n_o \exp \left(-\frac{y^2}{D_o^2} \right), \quad (7)$$

where maximum index changes Δn_e , Δn_o depend on the surface concentration c_0 and on the optical wavelength λ as shown in fig. 3. The

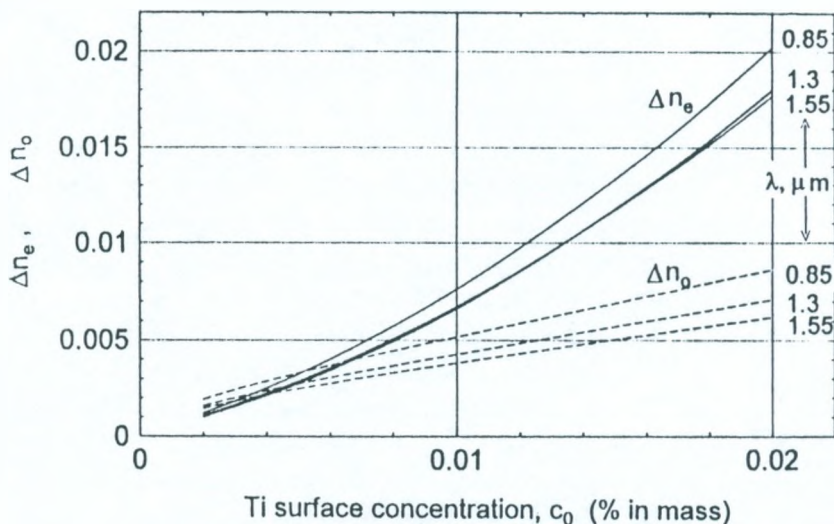


Fig. 3. Maximum index changes as a function of surface concentration

values of D_e and D_o exceed the D value in the wavelength range from $0.6 \mu\text{m}$ to $1.6 \mu\text{m}$:

$$D_e = 1.10D, D_o = 1.37D. \quad (8)$$

Therefore the index increases are not proportional to the titanium concentration values, especially for the ordinary index (in the case of proportionality it would be $D_e = D_o = D$). Also, since $D_e > D$ and $D_o > D$, the index increase profiles are characterised by a greater extent in the lithium-niobate substrate than the diffusion profile.

4. NUMBER OF GUIDED MODES

Modes of a Ti:LiNbO₃ strip waveguide shown in Fig. 1 are usually classified as E_{lm}^x modes (quasi-TE modes, with electric field E mainly in the x -direction), and E_{lm}^y modes (quasi-TM modes, E mainly in the y -direction); positive integers l, m, \dots denote the number of electric field maxima in the x - and y -direction, respectively. Diffused guides, with strong guiding in the perpendicular y -direction and weak guiding in the lateral x -direction, can be analyzed with high accuracy with the effective-index method [1]. The method assumes a separability of the two dimensional guided field with respect to the x and y directions. This leads to analyses of two planar guides: one with respect to the y direction, and the other with respect to the x direction. Planar modes are usually classified as TE _{n} (transversal electric) and TM _{n} (transversal magnetic) modes, where $n = 0, 1, 2, \dots$ denotes number of nodes of the particular mode field.

The effective-index method, as applied to a diffused guide with geometry shown in fig. 1, is rather restricted to fundamental modes only with respect to the y -direction, but this restriction does not apply to the number of modes in the lateral x direction. Therefore, for accurate modelling of light propagation in Ti:LiNbO₃ waveguides with the effective-index method, it is important that they are single-moded at least in the depth direction.

The number of guided modes in a Ti:LiNbO₃ waveguide is a function of:

- | | |
|---|----------------------------|
| 1) optical wavelength λ : | - decreasing function; |
| 2) titanium surface concentration c_0 : | - increasing function; |
| 3) diffusion depth D : | - increasing function; |
| 4) light polarization in the crystal: | - extraordinary, ordinary; |
| 5) light polarization in the guide: | - TE, TM; |
| 6) titanium strip width W : | - increasing function. |

Since for decreasing strip width W the maximum surface concentration $c_0 g(x/D_x)$ also decreases, therefore number of modes with

respect to the y direction is determined mainly by the parameters 1-5 of the above list. Although the diffused Ti:LiNbO₃ waveguide is inhomogeneous, it has been found by a comparison to a close power-series analytic mode solution that it can be approximated with high accuracy by a multilayer step index waveguide, if the number of approximating homogeneous layers is sufficiently large (50 layers is usually enough) and corresponding index steps are sufficiently small [4]. This so called multilayer method has been applied for determining the planar modes of Ti:LiNbO₃ waveguides with respect to the y -cross sections, for various fabrication and excitation conditions and the results are given below, for communication wavelengths $\lambda = 0.85, 1.3$ and $1.55 \mu\text{m}$.

For the range of parameters considered in fig. 3, the maximum number of modes is to be expected for $\lambda = 0.85 \mu\text{m}$ (the shortest wavelength and the maximum index increases) and for the maximum surface concentration value, in that case $c_0 = 0.02$. These parameters have been taken to evaluate the maximum number of modes. The variation of the number of modes with polarization is not so obvious: although the ordinary index has smaller increases since $\Delta n_o < \Delta n_e$ for $c_0 = 0.02$, but, on the other hand, since $D_o > D_e$ from (8), the ordinary index changes penetrate more deeply in the crystal. fig. 4 shows mode effective indices $n_{eff} = \beta/k_0$ (β is mode propagation constant, and $k_0 = 2\pi/\lambda$ is the wavenumber) as a function of the surface concentration c_0 for rather large value of diffusion depth $D = 5 \mu\text{m}$ and wavelength $\lambda = 0.85 \mu\text{m}$, for the extraordinary polarization (for which the electric field of the optical wave is parallel to the optical axis of the crystal). Fig. 5 shows the same for ordinary polarization (the electric field of the optical wave is perpendicular to the optical axis of the crystal). In both cases - of fig. 4 and fig. 5 - the effective index values of TM modes are slightly below values of corresponding TE modes of the same order, the differences are of the order of 10^{-5} . In particular, the figures show that for surface concentration value $c_0 = 0.02$ there are four guided modes for both polarizations, TE and

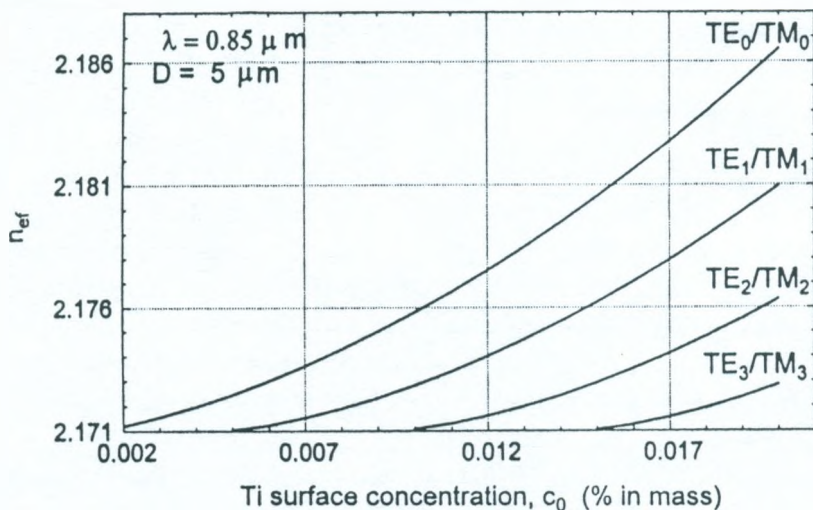


Fig. 4. Mode indices n_{eff} for $\lambda = 0.85 \mu\text{m}$ extraordinarily polarized light versus Ti surface concentration c_0 . Diffusion depth $D = 5 \mu\text{m}$

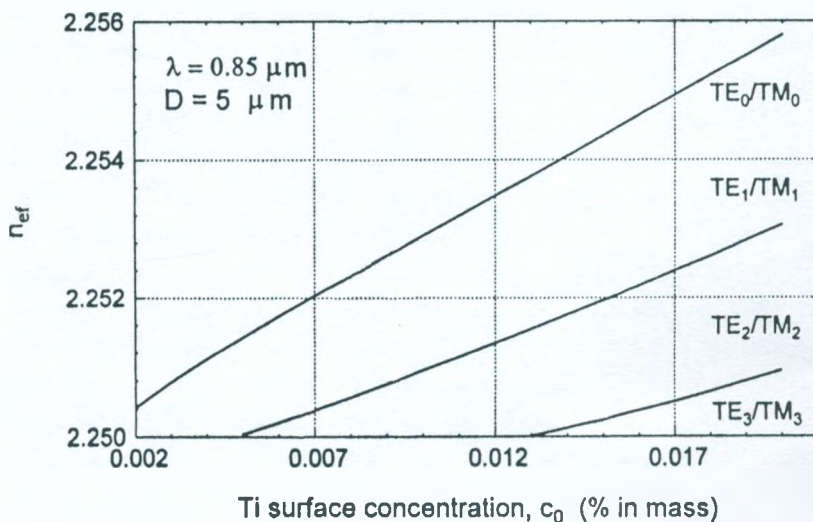


Fig. 5. Mode indices n_{eff} for ordinarily polarized light versus Ti surface concentration c_0 . $\lambda = 0.85 \mu\text{m}$, $D = 5 \mu\text{m}$

TM. For greater wavelengths λ and smaller surface concentration c_0 values the number of modes has to decrease.

It follows from fig. 4 and fig. 5 that the maximum effective index differences are c.a. 0.015 and 0.006, for extraordinary and ordinary wave, respectively. This corresponds to propagation time delays of 2.5 ps and 1 ps in a 5 cm long guide. This is much below the difference of 15 ps occurring for the change of polarization (see the Introduction). Therefore in Ti:LiNbO₃ waveguides the intermodal dispersion is one order of magnitude smaller than the polarization dispersion.

5. SINGLE-MODE GUIDING CONDITIONS

As has been pointed out in Introduction, the number of guided modes in Ti:LiNbO₃ waveguide components may be of a significant importance for signal distortion in an optical communication link and therefore single-mode transmission is important in most cases. Also for an accurate modelling of these waveguides with the effective-index method the occurrence of the fundamental mode only with respect to the depth y -direction is desirable. We have investigated modal characteristics of Ti:LiNbO₃ waveguides as a function of Ti surface concentration c_0 and diffusion depth D . An infinite initial titanium layer width has been assumed, what corresponds to planar waveguide case. A Gaussian diffusion profile in the depth direction has been assumed. The results are reported in fig. 6, where is also indicated the number of guided modes as a function of D and c_0 .

In fig. 6 the diffusion depths corresponding to the cut-off of subsequent modes are plotted as a function of Ti surface concentration c_0 , for indicated light polarizations and wavelengths. Those plots correspond to TE polarized modes, the cut-off depths for TM modes are insignificantly less in accordance with the results shown in fig. 4 and fig. 5. The curves separate regions of different number of guided modes, this number is also indicated in the figures.

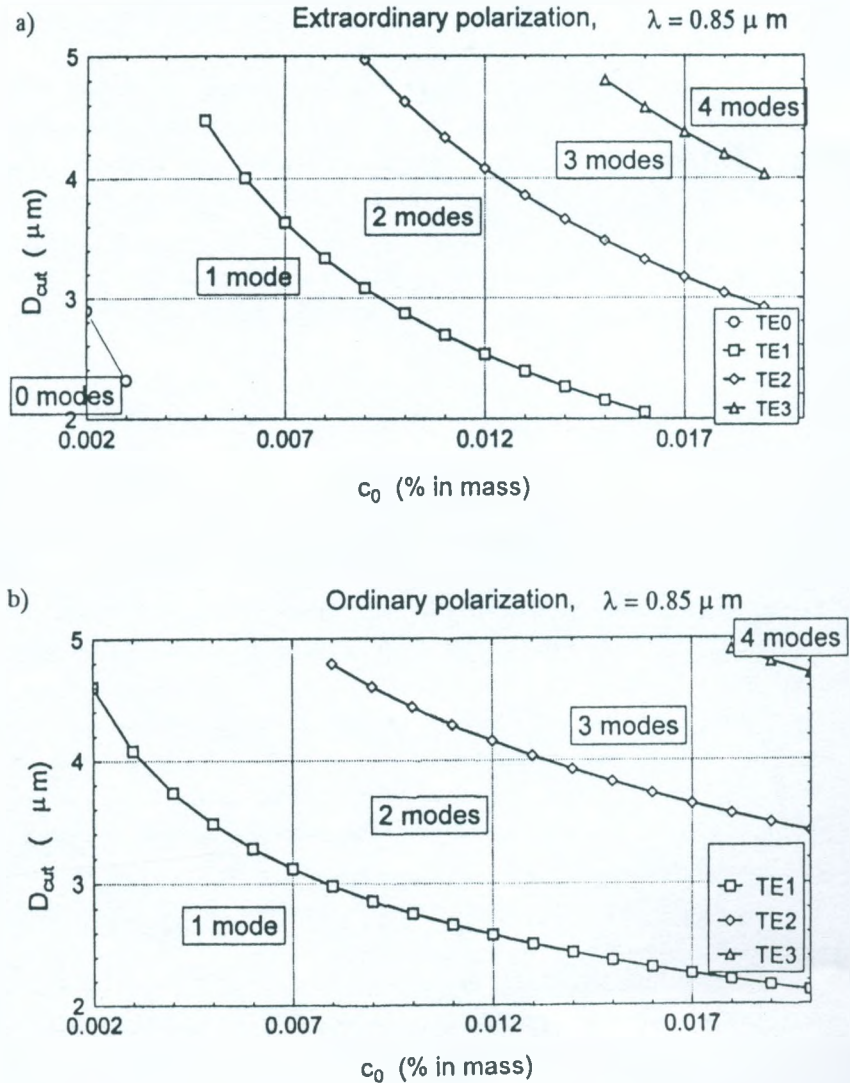


Fig. 6. Diffusion depths corresponding to the cut-off of subsequent modes as a function of Ti surface concentration

- a) for extraordinary polarization of light and $0.85 \mu\text{m}$ wavelength;
 b) for ordinary polarization of light and $0.85 \mu\text{m}$ wavelength

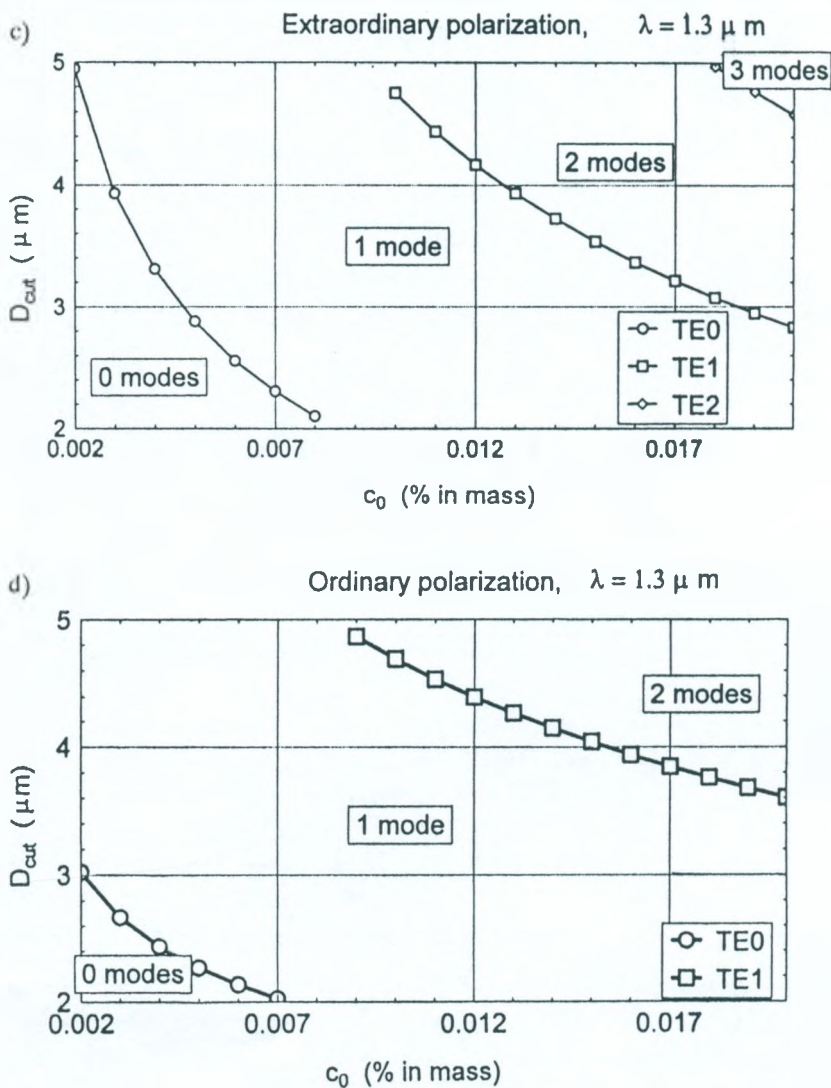


Fig. 6. Diffusion depths corresponding to the cut-off of subsequent modes as a function of Ti surface concentration

- c) for extraordinary polarization of light and $1.3 \mu\text{m}$ wavelength;
 d) for ordinary polarization of light and $1.3 \mu\text{m}$ wavelength

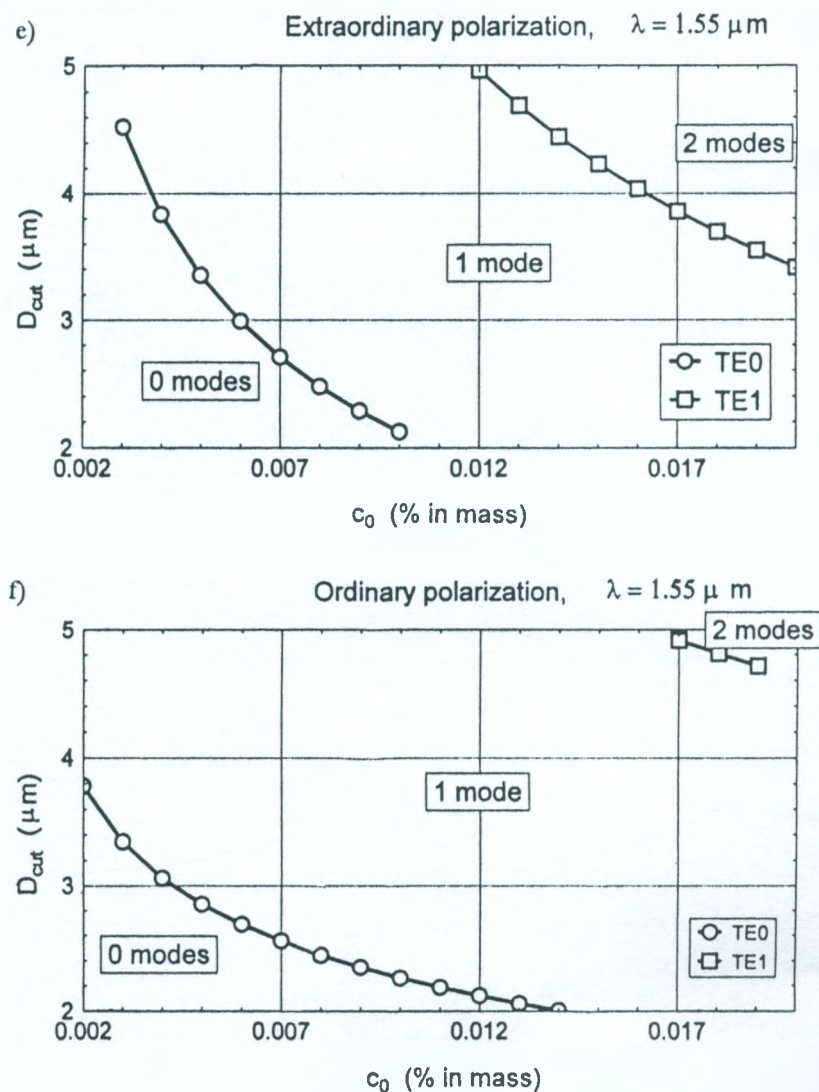


Fig. 6. Diffusion depths corresponding to the cut-off of subsequent modes as a function of Ti surface concentration

- e) for extraordinary polarization of light and $1.55 \mu\text{m}$ wavelength;
 f) for ordinary polarization of light and $1.55 \mu\text{m}$ wavelength

As one can see from fig. 6, there are large ranges of parameters c_0 and D that lead to single-mode guiding. Those single-mode regions tend to move to greater values of c_0 and D for longer wavelengths, and they also differ with light polarization. Nevertheless, it is possible to manufacture guides that are single-moded for all the three communications wavelengths: 0.85, 1.3 and 1.55 μm , e.g. points with coordinates $c_0 = 0.012$ and $D = 3 \mu\text{m}$ are in the single-mode region in all figures.

6. CONCLUSIONS

We have studied modal characteristics of titanium-indiffused lithium niobate waveguides for a practical range of technological parameters, and for communication wavelengths 0.85, 1.3 and 1.55 μm , and we have determined ranges of parameters appropriate to single-mode guiding. In particular, we have shown there exists a range of parameters that ensures a single-mode guiding for all the three wavelengths.

The State Committee for Scientific Research (KBN) is gratefully acknowledged for a partial sponsorship of this work under a grant No. 3 P406 013 04.

REFERENCES

1. Chiang K.S.: Analysis of optical fibres with the effective-index method. *Applied Optics*, No. 25, 1986.
2. Fouchet S., Carenco A., Daguët C., Guglielmi R., Riviere L.: Wavelength Dispersion of Ti Induced Refractive Index Change in LiNbO₃ as a Function of Diffusion Parameters. *Journal of Lightwave Technology*, LT-5, 1987.

3. Holmes R.J., Smyth D.M.: Titanium diffusion into LiNbO_3 as a function of stoichiometry. *Journal of Applied Physics*, No. 55, 1984.
4. Marciniak M.: Numerical analysis of Ti:LiNbO_3 electrooptic phase modulator. Ph.D. Thesis, WAT, Warsaw 1989.
5. Marciniak M.: Optical waveguide modelling with Beam-Propagating Method. WKŁ, Warsaw 1995.
6. März R.: Integrated optics: design and modeling. Artech House, Inc., Boston-London 1995.
7. Midwinter J.E.: Photonic in switching: the next 25 years of optical communications? *IEE Proceedings-J*, No. 139, 1992.
8. Mikhalewich A.T., Matkowskii A.O., Sugak D.Y., Solskii I.M., Gaba W.M., Kopko B.M., Kuźma M.: Laser beam control devices on the base of the lithium niobate single crystals. *Opto-Electronics Review*, No. 3, 1995.
9. Miki T.: Optical Network Development towards Multimedia Information Era. *Proceedings of 21st European Conference on Optical Communication ECOC'95*, Vol. 1.
10. Nelson D.F., Mikulyak R.M.: Refractive indices of congruently melting lithium niobate. *Journal of Applied Physics*, No. 45, 1974.
11. Szustakowski M., Marciniak M.: Light power division in a monomode Ti:LiNbO_3 waveguide Y-junction power combiner - power divider sequence. *Optics Communications*, No. 81, 1991.
12. Szustakowski M., Marciniak M.: Transmission performance of a 1×2 Ti:LiNbO_3 strip waveguide directional coupler. *Optics Communications*, No. 79, 1990.
13. Thylén L.: LiNbO_3 and Semiconductor Guided Wave Optics in Switching and Interconnects. In: *Photonic Switching and Interconnects*, Optical Engineering Series/40, Siemens Corporate Research, Inc., Princeton, New Jersey, November 1993.
14. Weis R.S., Gaylord T.K.: Lithium Niobate: Summary of Physical Properties and Crystal Structure. *Appl. Phys. A*, No. 37, 1985.

Marian Marciniak

FALOWODY OPTYCZNE Ti:LiNbO₃: WARUNKI JEDNOMODOWOŚCI

S t r e s z c z e n i e

Opisano zależność liczby modów prowadzonych w falowodach optycznych Ti:LiNbO₃ oraz ich efektywnych współczynników załamania od parametrów optycznych i technologicznych falowodów: długości fali światła, jego polaryzacji w kryształach (zwykła, nadzwyczajna) i w falowodzie (TE, TM), powierzchniowej koncentracji tytanu oraz głębokości dyfuzji. Podano zakres parametrów odpowiadający transmisji jednomodowej dla długości fali stosowanych w telekomunikacji światłowodowej: 0,85 μm , 1,3 μm i 1,55 μm .

Марян Марциняк

ОПТИЧЕСКИЕ ВОЛНОВОДЫ Ti: LiNbO₃: КРИТЕРИЯ ОДНОМОДОВОСТИ

Р е з ю м е

Определяется зависимость числа модов идущих в оптических волноводах Ti: LiNbO₃ и их эффективных коэффициентов преломления от оптических и технологических параметров волноводов: длины волны света, её поляризации в кристалле (обычная, сверхобучная) и в волноводе (TE, TM), поверхностной концентрации титана и глубины диффузии. Приводится диапазон параметров соответствующих одномодовой передаче для световых волн применяемых в оптоволоконной связи: 0,85 мкм, 1,3 мкм, 1,55 мкм.

Marian Marciniak

LES GUIDES D'ONDE OPTIQUES Ti:LiNbO_3 - LES CONDITIONS DE MONOMODALITE

R é s u m é

L'article définit une relation entre le nombre de modes guidés à l'intérieur d'un guide d'onde optique Ti:LiNbO_3 avec leur effectifs coefficients de réfraction et les paramètres optiques et technologiques de guides d'ondes. Il s'agit de paramètres suivants: la longueur d'une onde de la lumière, sa polarisation (normale et anormale) dans un cristal et dans un guide d'onde (TE, TM), la concentration superficielle de titane et profondeur de diffusion. Le domaine des paramètres correspondents à la transmission monomodale pour la longueur d'onde utilisée dans une communication par fibre optique: $0,85 \mu\text{m}$, $1,3 \mu\text{m}$ et $1,55 \mu\text{m}$ est présenté aussi.

Marian Marciniak

Ti:LiNbO_3 - LICHTWELLENLEITER: MONOMODE-FÜHRUNGSBEDINGUNGEN

Z u s a m m e n f a s s u n g

Es wurde bestimmt, wie Modenzahl im TiLiNbO_3 -Lichtwellenleiter und effektives Brechungsindex von Licht- und Technologieparameter abhängt. Diese Parameter sind: die Lichtwellenlänge, ordinäre und extraordinäre Licht-Polarisation im Kristall und im Lichtwellenleiter (TE, TM), die Oberflächen-Titandichte und die Diffusionstiefe. Der der Monomodeübertragung in LW-Fernmeldewesen äquivalente Parameterbereich ist für die Wellenlänge von $0,85 \mu\text{m}$, $1,3 \mu\text{m}$ und $1,55 \mu\text{m}$ angegeben worden.

Arnold Kawecki

621.371.32:551.550.32:621.396.431.029.64

FINALNE CHARAKTERYSTYKI PROPAGACJI MIKROFAL NA TRASIE DOŚWIADCZALNEJ INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

Publikacja stanowi zamknięcie ciągu artykułów, informujących o wynikach prac przeprowadzonych w trakcie realizacji programu badań propagacji mikrofal i szerzej - badań radioklimatu Polski w zakresie fal 11,5 i 18,6 GHz. Po krótkim opisie przebiegu badań, w tym współpracy międzynarodowej w programie INTERKOSMOS, a później OPEX i COST 235, podano tematykę ważniejszych, dotychczas opublikowanych artykułów. Zasadniczą treścią publikacji jest prezentacja finalnych, wieloletnich charakterystyk propagacyjnych, opartych na danych pomiarowych, uzyskanych od początku do końca nieprzerwanego ciągu pomiarów. Są to 11-letnie charakterystyki intensywności deszczu, otrzymane z pomiarów na trasie eksperymentalnej długości 15,4 km oraz 6-letnie charakterystyki tłumienia fali na tej trasie na częstotliwościach 11,5 i 18,6 GHz. Charakterystyki tłumienia oddzielnie opisują tłumienia wywołane tylko przez deszcze i oddzielenie - przez wszystkie zjawiska atmosferyczne. Wskazano reprezentatywne współczynniki konwersji rocznych rozkładów na rozkłady dla najgorszego miesiąca w roku w odniesieniu do intensywności deszczu i do tłumień fal. W załącznikach przedstawiono w postaci tabelarycznej, zgodnej z wymaganiami ITU, roczne rozkłady intensywności deszczu oraz tłumienia fal w obydwu pasmach.

1. WPROWADZENIE

Badania propagacji mikrofal na trasie naziemnej w pasmach 11,5 i 18,6 GHz oraz na trasie satelitarnej w pasmach 11,5 i 12,5 GHz prowadzono w Instytucie Łączności w latach 1986-96. Ważniejsze wyniki badań były publikowane aż do tej pory. Ten artykuł zamyka

ciąg publikacji związanych bezpośrednio z programem badań. Przedstawione charakterystyki propagacyjne opierają się na wszystkich, nagromadzonych dotąd danych pomiarowych. Ponieważ nie ma opracowania obejmującego wszystkie ważniejsze wyniki uzyskane w trakcie realizacji programu, celowe więc jest podanie we wstępie tej publikacji krótkiego zarysu historii badań oraz wskazanie przynajmniej ważniejszych, dawniej uzyskanych i opublikowanych, rezultatów prac badawczych. Dane pomiarowe są przechowywane na dysku komputera w IŁ i mogą być w przyszłości wykorzystane do nowych opracowań.

1.1. Krótki szkic przebiegu programu badań

Naziemna trasa doświadczalna Miedzeszyn-Piaseczno długości 15,4 km przebiegała pod trasą satelitarną, skierowaną na satelitę Łucz, który emitował falę ciągłą o częstotliwości 11,5 GHz. Wzdłuż naziemnej trasy, w pięciu punktach, były rozstawione czujniki pomiarowe intensywności deszczu. Pomiarów rozpoczęto w 1985 r. W latach 1986-91 badania były prowadzone w trakcie realizacji programu INTERKOSMOS, związanego z satelitą Łucz. Ośrodek wiodący program badań propagacji mikrofal znajdował się w Dubnej na północ od Moskwy [2,9]. W ciągu lat 1986-88 funkcjonowała jedynie linia doświadczalna na częstotliwości 18,6 GHz. Był to okres intensywnej współpracy międzynarodowej [1,11,21,27,29,31]. W roku rozpoczęcia programu badań (1986) już był opracowany system komputerowy oparty na nowoczesnym, jak na owe czasy, minikomputerze MERA 400, umożliwiający ciągłą rejestrację wyników pomiarów, ich wstępne opracowanie i tworzenie baz danych [18,30,32]. Przewyższał on wyraźnie swoimi możliwościami system uruchomiony w ośrodku w Dubnej. Późniejsza analiza zarejestrowanych danych posłużyła do obliczania statystycznych charakterystyk tłumienia sygnałów oraz

intensywności deszczu, do określania korelacyjnych związków między tymi i innymi wielkościami, a najogólniej ujmując zagadnienie - umożliwiła opisanie szeregu charakterystyk radioklimatu centralnej Polski w odniesieniu do propagacji fal w opisanych pasmach częstotliwości.

W czerwcu 1991 r. odbyła się w Kolbergu ostatnia narada koordynacyjna grupy INTERKOSMOS, a już w listopadzie, w Pradze, miało miejsce spotkanie tej grupy z przedstawicielami organizacji OPEX (*Olympus Propagation Experiment*), działającej w obrębie ESA. Umożliwiło ono uczestniczenie (od 1992 r.) zespołu badawczego Instytutu w realizacji programu europejskiego OPEX [19], związanego z satelitą OLYMPUS, który emitował falę ciągłą na częstotliwości 12,5 GHz [6,12,16]. Został opracowany nowoczesny system rejestracji i przetwarzania danych pomiarowych na komputerze IBM [30]. Satelita OLYMPUS został jednak zdjęty z orbity w 1993 r. ze względu na uszkodzenia jakich doznał w trakcie ucieczki na wschód w 1991 r. (aż do Australii) i procedur sprowadzania go na poprzednią pozycję, nad Zatokę Gwinejską.

W listopadzie 1992 r. przedstawiciel Instytutu Łączności został zaproszony do Brukseli do wzięcia udziału w naradzie koordynacyjnej europejskiego programu COST 235, w obrębie którego były prowadzone badania propagacji mikrofal na trasach ziemskich w pasmach znacznie powyżej 11 GHz [7,15,18,23].

Z powodu braku satelity nad trasą doświadczalną i dążeniem do badań linii w pasmie 37 GHz razem z liniami w pasmach 11,5 i 18,6 GHz, na przełomie lat 1993/94 została zlikwidowana dotychczasowa trasa Miedzeszyn-Piaseczno i utworzona nowa trasa Miedzeszyn-Józefów długości 6,3 km, wyposażona w cztery czujniki deszczu. Przebiegała ona pod planowaną, nową trasą satelitarną, skierowaną na jednego z satelitów KOPERNIKUS. Na tej nowej linii pomiary tłumienia fali rozpoczęto na początku 1994 r., a zakończono

w końcu roku, natomiast pomiary intensywności deszczu na tej trasie zakończono w 1996 r.

1.2. Tematyka publikacji

Niektóre zasygnalizowane w artykule publikacje ukazują proces stopniowego opanowywania nowych zagadnień, o czym świadczą zarówno prace własne, jak i powstające przy współpracy z zagranicznymi ośrodkami. Dokonano też istotnego postępu w kwestii wykorzystania wieloletnich pomiarów deszczu, przeprowadzanych na terenie całego kraju przez służbę meteorologiczną, do tworzenia charakterystyk intensywności deszczu, niezbędnych do prognozowania tłumienia mikrofal w liniach radiowych, projektowanych na terenie całego kraju [8,13,20]. Warto wymienić choćby niektóre pozycje niniejszego wykazu literatury, omawiające: problematykę charakterystyk deszczu i izotermy 0°C w Polsce [13,15,16,19,20,22,29], oraz charakterystykę tłumienia fali linii satelitarnych na trasach Ziemia-Łucz i Ziemia-Olympus [6,10,12,19,21], zagadnienia prognozowania tłumienia na trasach satelitarnych [6,19] oraz na trasach ziemskich [15,23], a także problematykę korelacji intensywności deszczu z tłumieniem fali na trasie [6,7,15,18]. Pewnym przygotowaniem zespołu badawczego do uczestnictwa w programie INTERKOSMOS w zakresie propagacji mikrofal były prace przeprowadzone w latach 1980-86, związane z utworzeniem systemu automatycznej, ciągłej rejestracji i przetwarzania danych pomiarowych [32], zbadania niezawodności funkcjonowania linii radiowych w pasmie 5,6 GHz zainstalowanych w kraju przez firmę zagraniczną [4,25] oraz rozwiązanie oceny mocy zakłóceń w liniach radiowych wywoływanych przez rozpraszanie mikrofal przez krople deszczu [14,24].

W tej publikacji przedstawiono kompletne, statystyczne rozkłady intensywności deszczu, zmierzonej na ziemskiej trasie doświadczal-

nej, a także rozkłady tłumienia fali, wywołanego na tej trasie przez deszcz oraz osobno - wywołanego przez wszystkie zjawiska atmosferyczne. Rozkłady te pozostaną jako finalne charakterystyki radioklimatu Polski centralnej w latach realizacji programu badawczego. Charakterystyki tłumienia fali na trasie satelitarnej, skierowanej na satelitę Łucz, oparte na pomiarach w latach 1987-90, zostały omówione w publikacjach [10,19,21]. W odniesieniu do linii ziemskich 11,5 i 18,6 GHz - te i inne charakterystyki propagacyjne były już opisane w publikacji [23], lecz opierały się one na wynikach pomiarów z lat 1989-93, w tamtym okresie funkcjonowały bowiem jednocześnie linie 11,5 i 18,6 GHz, co umożliwiało ocenę częstotliwościowych współczynników skalowania tłumienia. W tejże publikacji [23] również poddano ocenie kilka modeli prognostycznych, stosowanych do przewidywania tłumienia fali w projektowanych liniach radiowych. Charakterystyki tłumienia fali, zawarte w tej publikacji opierają się także na wynikach z ostatniego (1994) roku pomiarów, a charakterystyki deszczu - na wynikach pomiarów intensywności deszczu na trasie z lat 1994-96. Do charakterystyk deszczu są włączone również lata początkowe od 1986 do 1988. Ponadto publikuje się po raz pierwszy charakterystyki tłumienia fali w pasmach 11,5 i 18,6 GHz, wywołanego przez wszystkie zjawiska atmosferyczne, takie jak: deszcz, śnieg, grad i zmiany gradientu refrakcji powietrza.

2. CHARAKTERYSTYKI INTENSYwnOŚCI DESZCZU NA TRASIE MIEDZESZYN - PIASECZNO

Przedstawione statystyczne charakterystyki intensywności deszczu opierają się na pomiarze średniej, 1-minutowej intensywności. W latach 1986-93 pomiary intensywności deszczu prowadzono w pięciu punktach trasy Miedzeszyn-Piaseczno (długość 15,4 km). Czujniki pomiarowe rozstawiono w odległościach równych w przybliżeniu 3 km, w miejscowościach: Miedzeszyn, Julianów, Kępa Zawadowska,

Powsin, Kierszek i Piaseczno. Jednoczesne pomiary intensywności deszczu w kilku punktach mają przewagę nad pomiarami w jednym punkcie, pozwalają bowiem zebrać więcej niezależnych statystycznie danych w tym samym czasie. Jest oczywiste, że po długim czasie (co najmniej 30 lat) charakterystyki intensywności deszczu we wszystkich punktach będą bliskie granicznej. Jednak mając na uwadze potrzebę zbadania modeli prognostycznych, które przekształcają rozkład intensywności deszczu na rozkład tłumienia fali na trasie, niezbędnym było uzyskanie w ciągu zaledwie kilku lat wiarygodnego rozkładu intensywności deszczów, które spowodowały zmierzone tłumienia fali, a więc deszczów, które wystąpiły na odcinku między anteną nadawczą i odbiorczą linii doświadczalnej.

W tym celu zainstalowano na trasie trzy czujniki intensywności deszczu i po jednym na skrajach trasy. Odległości między czujnikami były współmierne ze średnicami kolumn ulewnych deszczów z chmur konwekcyjnych. Intensywności zmierzone w punktach z konieczności reprezentowały nieznaną intensywność na odcinku trasy do połowy odległości do najbliższego czujnika z jednej strony i z drugiej. Waga tych pomiarów była proporcjonalna do długości sumy tych odcinków. W przypadku skrajnych czujników waga pomiarów była mniejsza, gdyż reprezentowały one intensywności jedynie na odcinku równym połowie odległości do najbliższego, jednego czujnika (szerzej w [6,15,21,27]). Wiązało się to z tym, że ITU zalecała zazwyczaj pomiary intensywności deszczu w jednym punkcie na skraju trasy - w punkcie niekorzystnym z punktu widzenia uchwycenia charakterystyk deszczu na badanej trasie, aczkolwiek wygodnym ze względu na obsługę deszczomierza. W pracach [7,15,18] wykazano, że korelacja intensywności deszczu w jednym punkcie trasy z tłumieniem fali na trasie, w pasmach mikrofalowych jest słaba, szczególnie gdy punkt pomiaru znajduje się na skraju trasy. Występują bowiem przypadki, gdy ulewny deszcz z chmury konwekcyjnej przecina trasę, ale nie w tym punkcie, gdzie stoi deszczomierz. Korelacja ta jest natomiast

znacząca, gdy wziąć pod uwagę średnią trasową intensywność deszczu, uzyskiwaną z pomiaru kilkoma deszczomierzami wzdłuż trasy.

Prezentowane w artykule rozkłady intensywności deszczu, charakteryzujące trasę zostały uzyskane przez uśrednianie rozkładów otrzymanych w poszczególnych punktach z uwzględnieniem ich wag. Operacja ta jest ekwiwalentna tworzeniu rozkładu intensywności deszczu uśrednionej wzdłuż trasy. Tak więc trasowe, roczne rozkłady intensywności deszczu i rozkłady dla najgorszego miesiąca w roku zostały obliczone przez uśrednienie rocznych rozkładów w punktach bądź rozkładów dla najgorszego miesiąca w punktach. Oczywiście te uśrednienia wygładzały uzyskane rozkłady i zwiększały ich wiarygodność [15,23].

Jak już wspomniano, na przełomie lat 1993/94 badania propagacyjne przeniesiono na krótszą trasę Miedzeszyn - Józefów długości 6,3 km. Były tam ustawione cztery czujniki w miejscowościach: Miedzeszyn, Falenica, Michalin i Józefów. Charakterystyki z tej trasy zostały dołączone do charakterystyk z lat poprzednich, jakkolwiek wprowadziło to pewną niejednorodność w materiale pomiarowym. Można stwierdzić, że mimo skrócenia trasy i zmniejszenia liczby czujników z pięciu do czterech, charakterystyki uśrednione nadal są zdecydowanie bogatsze od charakterystyk z jednego punktu w zakresie wysokich intensywności, związanych z deszczami pochodzącymi z chmur konwekcyjnych. Zmiana kierunku trasy nie ma istotnego znaczenia, gdyż okolice Miedzeszyna w promieniu 100 km są jednorodne z punktu widzenia opadów deszczu.

Należy jeszcze dodać, że od listopada do marca pomiary w punktach terenowych nie były prowadzone ze względu na zamarzanie wody i zasypywanie kolektorów śniegiem, a punkty te pracują bezobsługowo. Jedynie w Miedzeszynie działał codziennie kontrolowany, ogrzewany czujnik. Trzeba zaznaczyć, że w miesiącach o niskich temperaturach deszcze są na ogół słabe i mają rozległy charakter. Ze względu na niską intensywność nie wpływają one w istotny sposób

na roczną charakterystykę. Z kolei, ze względu na rozległość, mają zbliżoną intensywność we wszystkich punktach pomiarowych. Tak więc brakujące dane z zimnych miesięcy we wspomnianych punktach uzupełniono danymi z Miedzeszyna. Pełne charakterystyki dla punktu Miedzeszyn, oparte na pomiarach z lat 1985-95, omówiono w publikacji [22].

2.1. Roczne, trasowe rozkłady intensywności deszczu

Rozkłady intensywności deszczu w postaci:

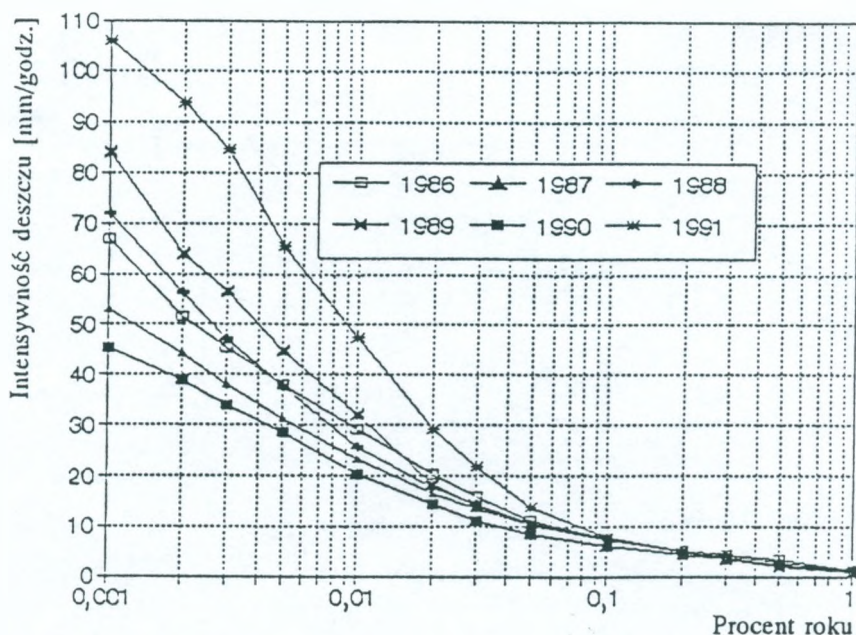
$$P(R > R_k) [\%] \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (1)$$

określają procent czasu p , w ciągu którego intensywność deszczu R [mm/godz.] przewyższa wybrane progi intensywności $R = R_k$, gdzie: k - numer progów, R_k - próg maksymalny.

Na rys. 1 przedstawiono roczne rozkłady intensywności deszczu uzyskane w latach 1986-91 na trasie Miedzeszyn - Piaseczno, a na rys. 2 - rozkłady uzyskane na tejże trasie w latach 1992-93 i na trasie Miedzeszyn - Józefów w latach 1994-96. Ponadto na rys. 2 pokazano rozkład średnioroczny za cały okres pomiarowy 1986-96.

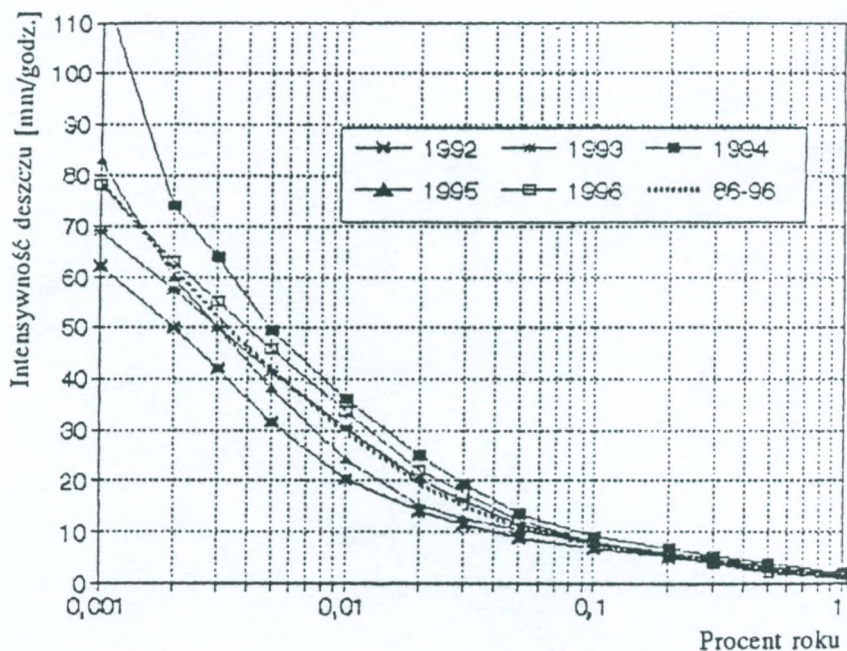
Jak widać z obydwu rysunków, w latach 1991 i 1994 na trasie wystąpiły wyjątkowo silne deszcze, gdyż średnia intensywność trasowa przekraczała 108 mm/godz. w ciągu 5 min. w 1991 r. (0,001% roku) i 120 mm/godz. w ciągu 5 min. w 1994 r. W punkcie Miedzeszyn intensywności te były wyższe, miały bowiem w tych latach wartości 120 i 130 mm/godz. [22].

Interesujące, że w zakresie niskich intensywności roczne rozkłady są prawie identyczne. W tym przedziale rozkłady charakteryzują się wysoką wiarygodnością, gdyż liczba deszczów (i próbek) w roku o małej intensywności jest wysoka, podczas gdy próg intensywności $R = 100$ mm/godz. bywa przekraczany zaledwie kilka razy w roku, a niekiedy wcale.



Rys. 1. Uśrednione trasowo roczne rozkłady intensywności deszczu w latach 1986-91

Statystyczna ocena odchyłek rocznych rozkładów od rozkładu uśrednionego nastęrcza trudności, jeśli ma ona być w prostej postaci. Rozkład tych odchyłek jest bowiem zbliżony do logarytmiczno-normalnego, rozrzut jest znaczny, a liczba elementów niewielka. Jednak dla procentów roku $p = 0,001$ i $p = 0,01$ odchylenia te można ocenić, studiując rys. 4. W rozkładzie skumulowanym przez lata 1986-96, przedstawionym na tym rysunku, wartość $R_{0,001} = 78,77$ mm/godz., w 1994 r. zaś jest ona blisko 1,5-krotnie wyższa, a w 1990 r. stanowi ona nieco więcej niż jej połowę. W rozkładzie skumulowanym $R_{0,01} = 29,54$ mm/godz., a w 1991 r. wartość ta była 1,6-krotnie wyższa, zaś w 1990 r. stanowiła zaledwie 0,7 tej wartości.



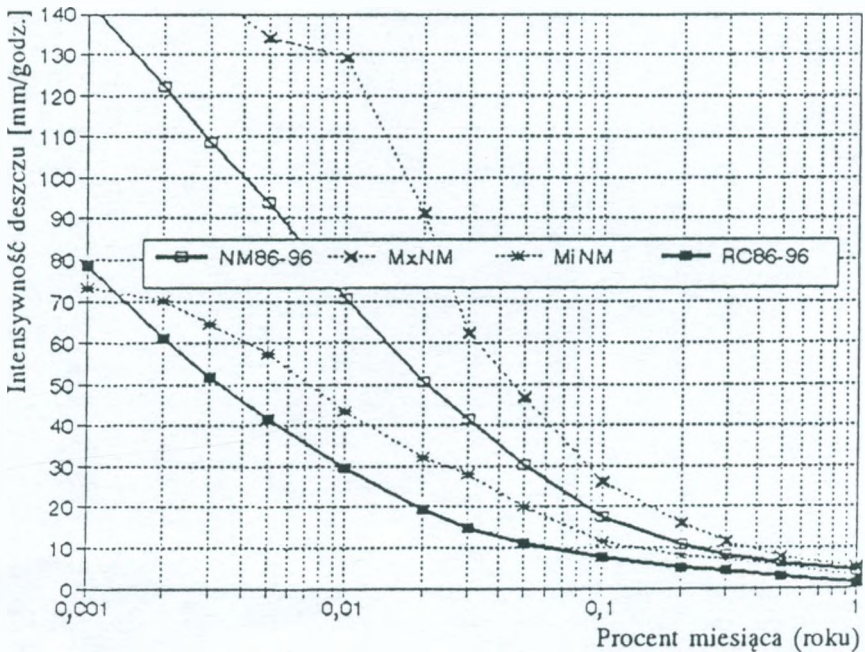
Rys. 2. Uśrednione trasowo roczne rozkłady intensywności deszczu w latach 1992-96 oraz średni rozkład za lata 1986-96

Z kolei na rys. 3 zamieszczono rozkład średnioroczny uzyskany w ciągu dziesięciu lat (okres 1986-96), oznaczony symbolem RO86-96, przedstawiony wspólnie ze średnim rozkładem dla najgorszego miesiąca w tym okresie (symbol NM86-96) oraz z rozkładami dla najgorszego z najgorszych miesięcy (symbol MxNM) i dla najlepszego miesiąca z najgorszych (symbol MiNM). Jak wiadomo, rozkład dla najgorszego miesiąca jest charakterystyką syntetyczną, gdyż składa się z elementów rozkładu tych miesięcy, w których wybrany próg intensywności $R = R_k$ jest przekraczany w najwyższym procencie czasu [33]. Tę koncepcję rozkładu, zaleconą przez ITU, wskazuje zależność:

$$\text{Max} (p_1, p_2, \dots, p_i, \dots, p_{12}) = p_{k,\text{max}},$$

gdzie: i - numer miesiąca, p_1, p_2, \dots, p_{12} - procenty czasu w kolejnych 12 miesiącach.

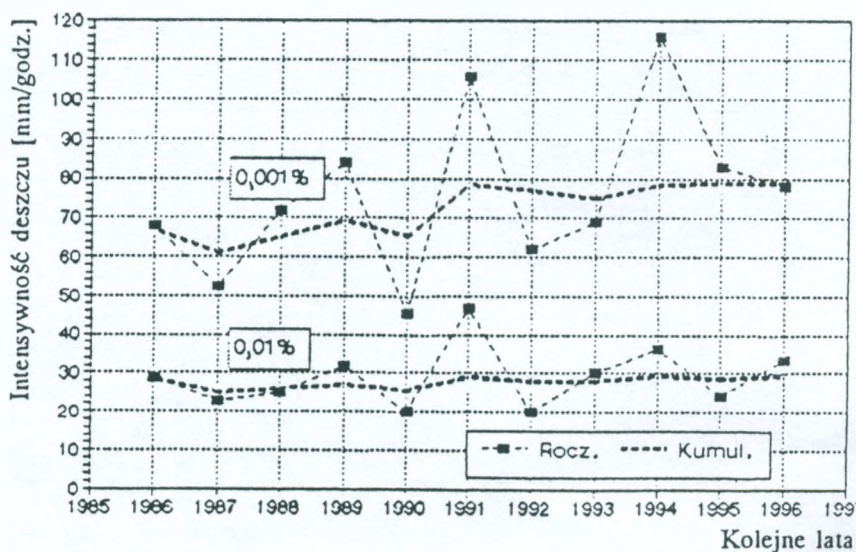
Wtedy dla najgorszego miesiąca $P_{NM} (R > R_k) = p_{k,\text{max}}$. Dla progu R_{k+1} maksymalna wartość procentu jego przekroczenia $p_{k+1,\text{max}}$ może wystąpić w tym samym miesiącu lub w innym. Decydujące są zwyżczaj miesiące: czerwiec, lipiec i sierpień.



Rys. 3. Uśredniony trasowo rozkład średnioroczny za lata 1986-96, rozkład dla średniego najgorszego miesiąca, rozkład dla najgorszego z najgorszych miesięcy oraz dla najlepszego z najgorszych

Dla procentu $p = 0,01$, najczęściej stosowanego w projektach linii radiowych, wartość $R_{0,01}$ w rozkładzie dla średniego, najgorszego miesiąca, jest równa 71 mm/godz., a w rozkładzie dla najgorszego z najgorszych miesięcy jest ona 1,83-krotnie wyższa, podczas gdy w przypadku najlepszego z najgorszych miesięcy - stanowi ona zaledwie 0,6 jego wartości.

Na wykresie z rys. 4 przedstawiono progi intensywności przekraczane w kolejnych latach przy procentach roku $p = 0,01$ i $p = 0,001$ (kwantyle $R_{0,01}$ i $R_{0,001}$ rozkładu), ukazując zmienność rozkładu intensywności deszczu. Natomiast stopniową stabilizację rozkładu wieloletniego pokazuje na rys. 4 przebieg tychże kwantyli dla rozkładów kumulowanych, poczynając od rocznego w 1986 r. aż do rozkładu skumulowanego w ciągu 11 lat, w okresie 1986-1996.



Rys. 4. Przebieg kwantyli $R_{0,01}$ i $R_{0,001}$ rocznych rozkładów intensywności deszczu uśrednionych trasowo oraz tychże kwantyli rozkładów skumulowanych od 1986 r.

Uzyskany dla rozkładów uśrednionych trasowo wieloletni rozkład tłumienia za okres 1986-96 podano w postaci tabelarycznej. W tabeli 1 przedstawiono progi intensywności R przewyższane w procentach roku p od 10% do 0,1%, w tabeli 2 zaś - w procentach od 0,1% do 0,001%.

Tablica 1

Empiryczny trasowy rozkład intensywności deszczu
w zakresie niskich intensywności

p [%]	10	5	3	2	1	0,5	0,3	0,2	0,1
R [mm/h]	0,20	0,25	0,29	0,44	1,28	2,90	4,23	5,28	7,58

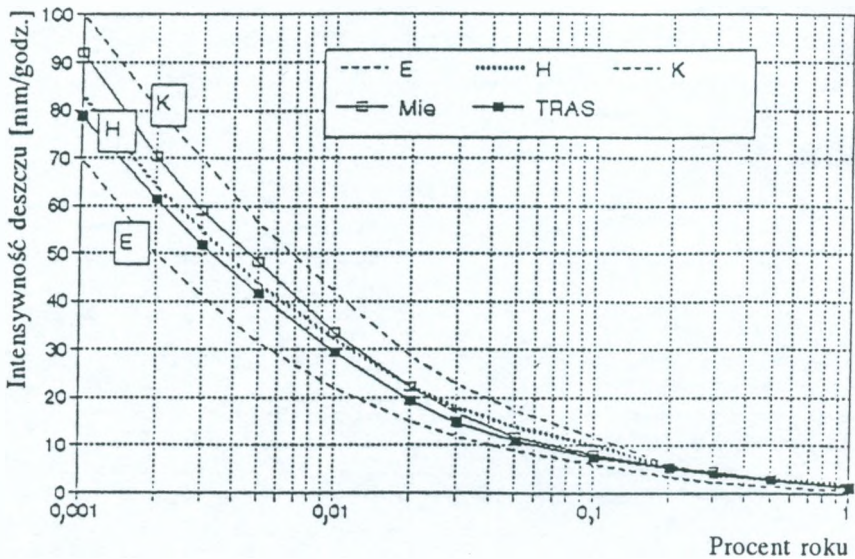
Tablica 2

Empiryczny trasowy rozkład intensywności deszczu
w zakresie wysokich intensywności

p [%]	0,1	0,05	0,03	0,02	0,01	0,005	0,003	0,002	0,001
R [mm/h]	7,58	10,96	14,97	19,36	29,54	41,83	52,10	61,58	78,77

Tablice rocznych rozkładów zamieszczono w dodatku 3.

Odpowiednie wartości wieloletniego rozkładu średniego dla najgorszego miesiąca można obliczyć, korzystając z powyższych tablic i zależności (2), opisanej w pkt. 2.2. Ten rozkład wieloletni ma nieco niższe wartości od rozkładu dla punktu Miedzeszyn [22]. Pokazano to na rys. 5. Trzeba zaznaczyć, że rozkład dla Miedzeszyna na rys. 5 uwzględnia dane z 1996 r., których nie obejmuje publikacja [22]. W istocie rok ten nie wpłynął na rozkład za lata 1986-95 w zauważalny sposób, gdyż był on bliski przeciętnego.



Rys. 5. Modelowe rozkłady intensywności deszczu według ITU [34] w strefach E, H i K oraz rozkłady wieloletnie w Miedzeszynie i trasowy

Można sądzić, że rozkład graniczny jest bliski tych obydwu rozkładów, jednak obecnie wydaje się, że rozkład trasowy jest bardziej reprezentatywny dla rejonu Warszawy.

2.2. Współczynniki konwersji Q_1 i β , do obliczania rozkładu dla najgorszego miesiąca

Dysponując empirycznym rozkładem intensywności deszczu dla średniego najgorszego miesiąca i rozkładem średniorocznym, wyznaczono regresyjne współczynniki Q_1 , β konwersji rozkładu średniorocznego na rozkład dla średniego najgorszego miesiąca według zależności przedstawionej w zaleceniu ITU-R [35]:

$$Q(p) = \begin{cases} Q_1 p^{-\beta} & \text{dla } \left(\frac{Q_1}{12}\right)^{\frac{1}{\beta}} < p < 3\% \\ 12 & \text{dla } p < \left(\frac{Q_1}{12}\right)^{\frac{1}{\beta}} \end{cases}, \quad (2)$$

gdzie: p - procent roku, $Q(p) = p_{nm}/p$, przy czym p_{nm} - procent najgorszego miesiąca.

Nieznane współczynniki konwersji Q_1 , β obliczono stosując nieliniową analizę regresyjną. Dysponując wartościami $\lg(Q)$ i $\lg(p)$ wyznaczono te współczynniki, korzystając z narzędziowego programu w komputerowym arkuszu kalkulacyjnym QPRO-4. Rozwiązanie tego rodzaju problemu przedstawiono w pracy [8].

Obliczone wartości współczynników konwersji Q_1 i β , umożliwiające przekształcenie rozkładu średniorocznego za lata 1989-96 na rozkład dla średniego najgorszego miesiąca w tym okresie, według zależności (2), są równe odpowiednio 2,62 i 0,15, uzyskane przy wartości $\rho^2 = 0,945$, przy czym ρ jest współczynnikiem korelacji par zmiennych: p i $Q(p) = (p_{nm}/p)$, gdzie: p - zmienna niezależna.

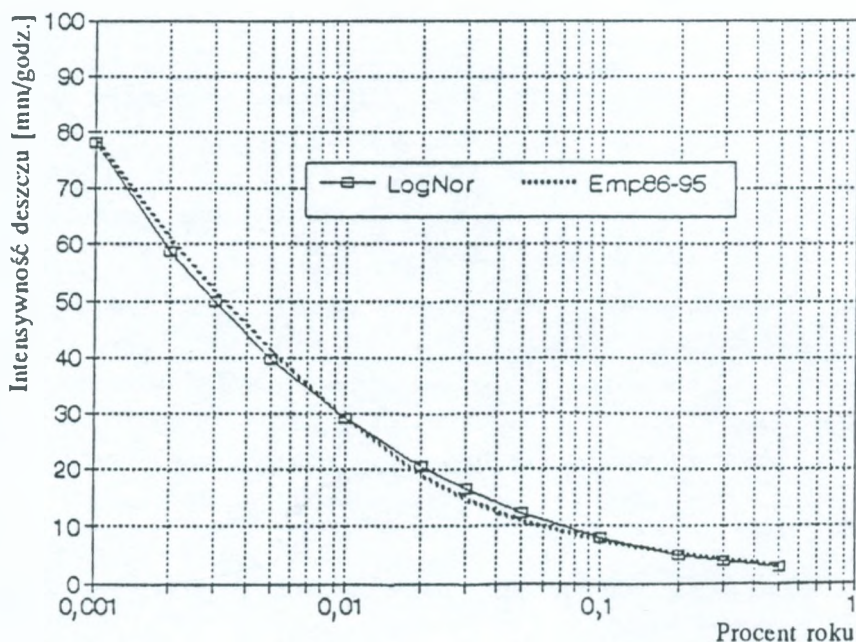
2.3. Logarytmiczno-normalny model rozkładu empirycznego

Model logarytmiczno-normalny (log-nor) empirycznego, wieloletniego rozkładu intensywności deszczu, stanowi jego matematyczne przybliżenie. Ma on postać:

$$P(R > R_1) = P_o \frac{1}{2} \left[1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{z_1} \exp(-u^2) du \right], \quad (3)$$

gdzie: $P_0 = P(R > 0)$, a więc jest prawdopodobieństwem wystąpienia deszczu, u - standaryzowana zmienna całkowita, górna zaś granica całki wynosi:

$$t_{R_1} = \frac{\ln R - \mu}{\sqrt{2} \sigma}$$



Rys. 6. Wieloletni rozkład trasowej intensywności deszczu i jego logarymiczno-normalna reprezentacja

Niezbędna jest znajomość parametrów rozkładu log-nor P_0 , μ i σ , przy czym μ jest wartością średnią zmiennej $\lg(R)$, σ zaś jest jej odchyleniem standardowym. P_0 , μ i σ są określane z rozkładu empirycznego.

Za pomocą specjalnego programu [3], wykorzystującego rozkład empiryczny, zostały obliczone parametry μ i σ tego rozkładu ($\mu = 0,7425$, zaś $\sigma = 1,465$), a wartość $P_0 = 4\%$ została odczytana z rozkładu wieloletniego. Rozkład wieloletni i jego matematyczną reprezentację według wzoru (3) pokazano na rys. 6. Jak widać, przybliżenie jest dość dokładne.

Rozkład tłumienia fali w postaci funkcji matematycznej jest wykorzystywany w niektórych modelach prognostycznych.

3. WIELOLETNIE CHARAKTERYSTYKI TŁUMIENIA DESZCZOWEGO W PASMACH 11,5 I 18,6 GHz

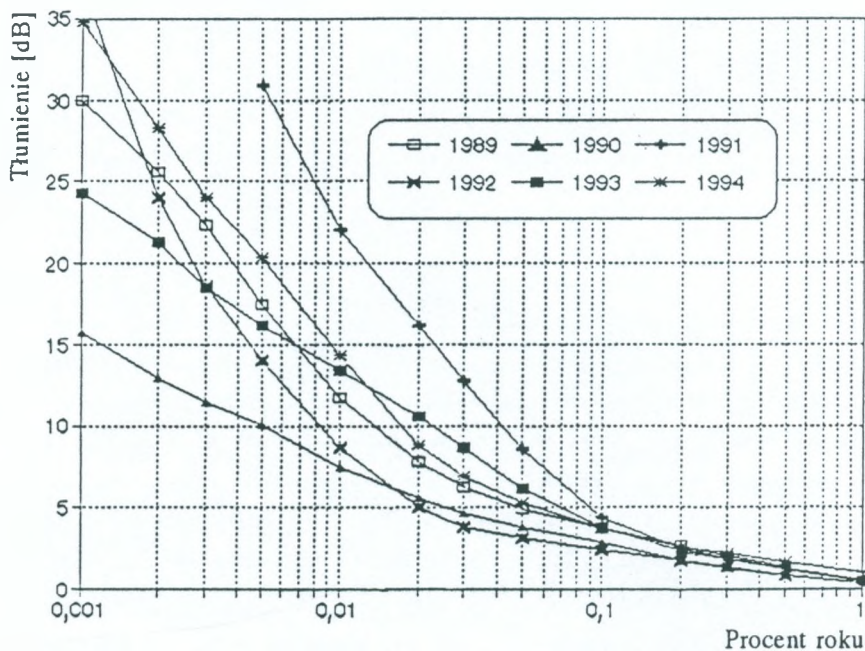
Charakterystyki tłumienia fali, spowodowanego tylko przez deszcz opisano w pracy [23]. Obejmują one pomiary w latach 1989 - 1993. W 1989 r. uruchomiono drugą linię doświadczalną, pracującą na częstotliwości 11,5 GHz, tak, że w tym okresie na tej samej trasie jednocześnie pracowały dwie linie pomiarowe.

Wyróżnienie tłumienia spowodowanego przez deszcze wiąże się z już wyżej wspomnianą oceną modeli prognostycznych (a wśród nich również modelu ITU), stosowanych do projektowania linii radiowych [23]. Ponadto należy zaznaczyć, że w tych pasmach częstotliwości tłumienia deszczowe dominują nad innymi, szczególnie im wyższa częstotliwość. Uwidaczniają to rozkłady przedstawione na rys. 17 ÷ 21.

Ostatnio opracowane charakterystyki tłumienia z 1994 r. zostały włączone do uprzednio opisanych charakterystyk [23] i zamykają całość obejmującą 6-letni okres pomiarów. Trzeba zaznaczyć, że w innych krajach tak długie kampanie pomiarowe rzadko były przeprowadzane.

3.1. Roczne rozkłady tłumienia i rozkłady dla najgorszego miesiąca w roku

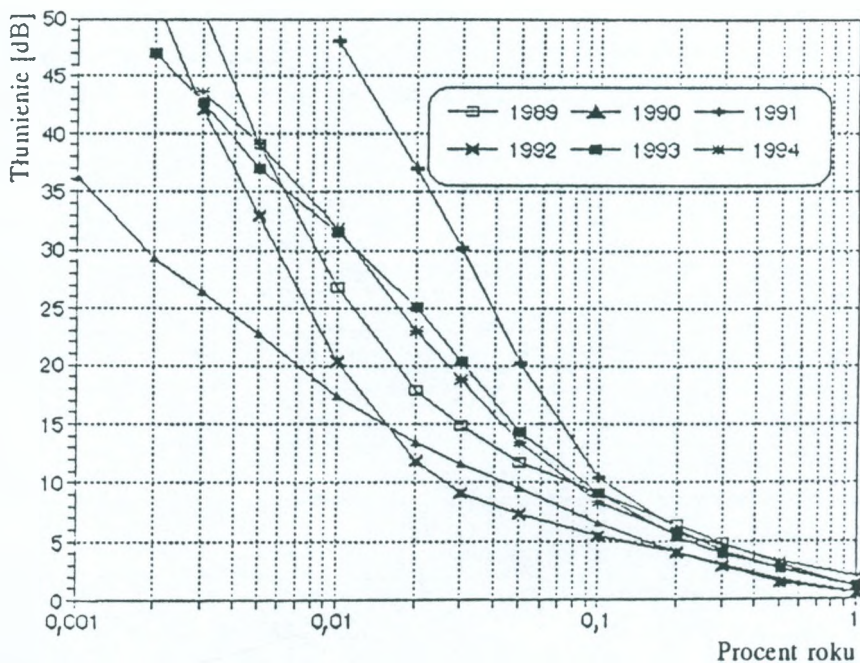
Roczne rozkłady tłumienia na częstotliwości 11,5 GHz dla kolejnych lat w okresie 1989-94 zaprezentowano na rys. 7, a dla częstotliwości 18,6 GHz - na rys. 8.



Rys. 7. Roczne rozkłady tłumienia wywołanego przez deszcze na trasie 15,4 km na częstotliwości 11,5 GHz w latach 1989-94

Roczne rozkłady na rys. 7 i rys. 8 są usytuowane analogicznie jak odpowiednie roczne rozkłady intensywności deszczu na rys. 1 i 2, gdyż intensywności te transformują się odpowiednio na tłumienia w pasmie 11,5 oraz 18,6 GHz. Odpowiedniość ta oczywiście może być zauważona również na rys. 7 i 8. Rozkłady z lat 1990 i 1992

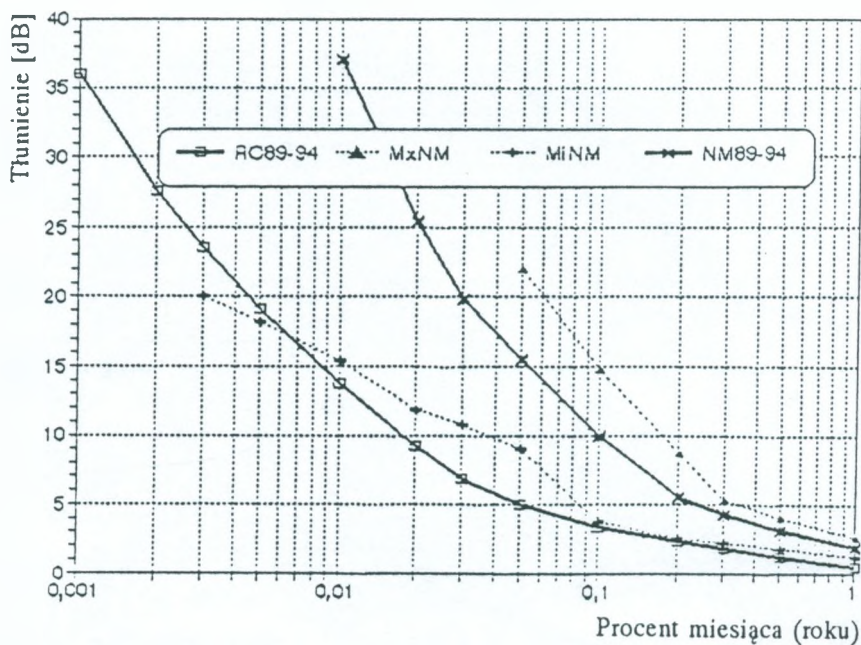
przecinają się w punkcie $p = 0,015\%$ na poziomie tłumienia ok. 6,5 dB przy częstotliwości 11,5 GHz i na poziomie 15 dB (zgodnie ze współczynnikiem częstotliwościowego skalowania tłumienia [23] przy częstotliwości 18,6 GHz).



Rys. 8. Roczne rozkłady tłumienia wywołanego przez deszcz na trasie 15,4 km na częstotliwości 18,6 GHz w latach 1989-94

Średnioroczny rozkład tłumienia oraz średni rozkład dla najgorszego miesiąca, a także rozkład dla najgorszego z najgorszych i dla najlepszego z najgorszych miesięcy są przedstawione na rys. 9 dla częstotliwości 11,5 GHz, a na rys. 10 - dla częstotliwości 18,6 GHz.

Z przebiegu kwantyli $A_{0,01}$ i $A_{0,001}$ rozkładów rocznych i rozkładów skumulowanych (rys. 11) wynika, że rozkłady skumulowane ustabilizowały się. Jednak w pewnym stopniu jest to spowodowane faktem, że kwantyle roczne w ostatnich dwóch latach były bliskie średnich wartości. Średnioroczne rozkłady tłumienia deszczowego na tych częstotliwościach w postaci tabelarycznej, wymaganej przez ITU, zilustrowano na tablicy 3, rozkłady z 1994 r. zaś pokazano na tablicy w dodatku 1. Szczegółowy opis trasy doświadczalnej podano w [23].

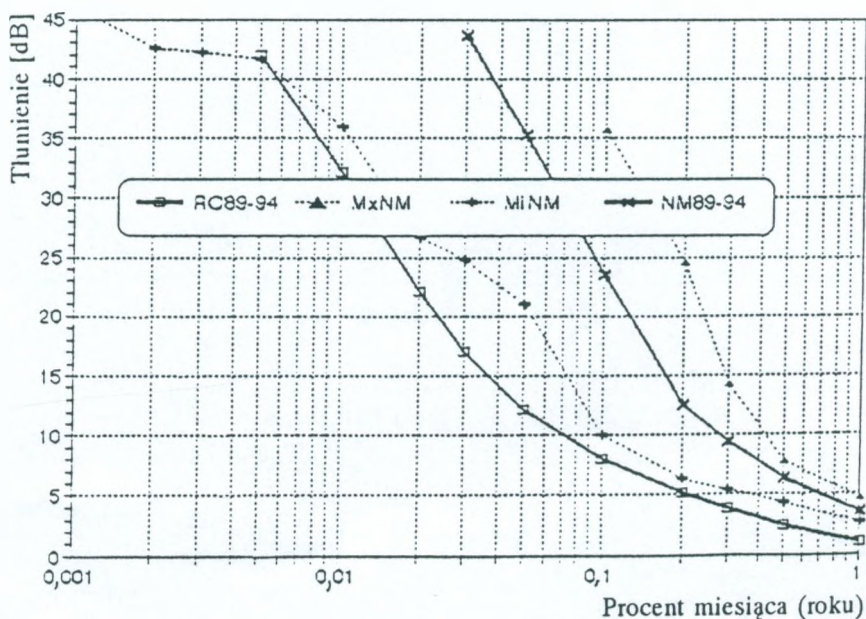


Rys. 9. Rozkłady tłumienia wywołanego przez deszcz na częstotliwości 11,5 GHz: średnioroczny, dla średniego najgorszego miesiąca oraz dla najgorszego z najgorszych i najlepszego z najgorszych miesięcy

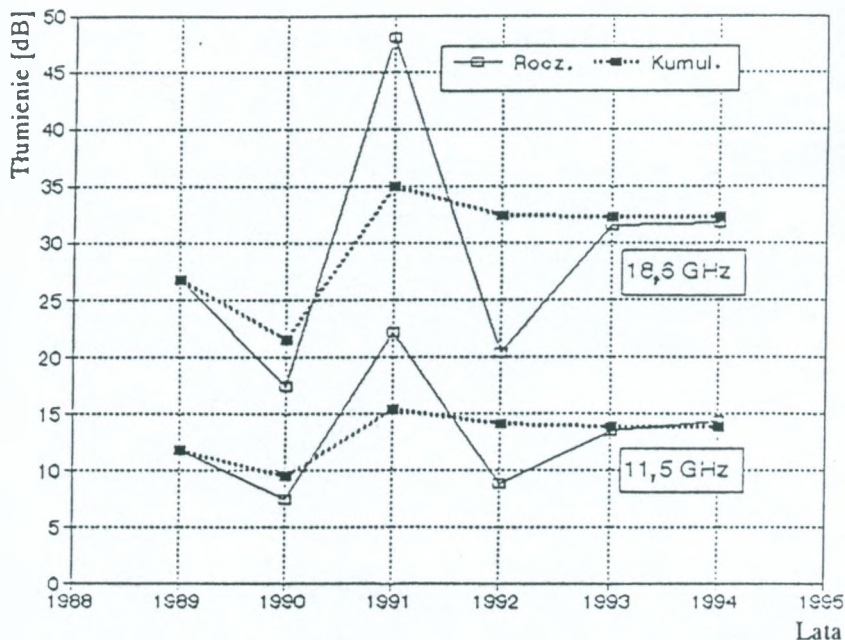
Tablica 3

Rozkłady średnioroczne na częstotliwościach 11,5 i 18,6 GHz
za okres 1989-94

Procent roku p [%]	1,0	0,5	0,3	0,2	0,1	0,05
$A_{11,5}$ [dB]	0,49	1,23	1,82	2,34	3,41	5,0
$A_{18,6}$ [dB]	1,03	2,49	3,88	5,19	8,06	12,17
0,03	0,02	0,01	0,005	0,003	0,002	0,001
6,9	9,22	13,74	19,13	23,6	27,6	36,0
17,0	22,11	32,18	42,0	-	-	-



Rys. 10. Rozkłady tłumienia wywołanego przez deszcze na częstotliwości 18,6 GHz: średnioroczny, dla średniego najgorszego miesiąca oraz dla najgorszego z najgorszych i dla najlepszego z najgorszych miesięcy



Rys. 11. Przebieg kwantyli $A_{0,01}$ rocznych rozkładów tłumienia deszczowego na częstotliwościach 11,5 i 18,6 GHz oraz rozkładów kumulowanych w ciągu lat 1989-94

4. CHARAKTERYSTYKI TŁUMIENIA FALI, WYWOŁANEGO PRZEZ ZJAWISKA ATMOSFERYCZNE NA CZĘSTOTLIWOŚCIACH 11,5 i 18,6 GHz

4.1. Wstępne uwagi

W latach 1989-94 na trasie doświadczalnej Miedzeszyn-Piaseczno prowadzono jednoczesne ciągłe pomiary tłumienia fali na dwóch częstotliwościach 11,5 i 18,6 GHz oraz pomiary intensywności desz-

czu w pięciu punktach tej trasy. Jednak zaniki sygnału na trasie w badanych pasmach są spowodowane nie tylko przez deszcze (pochłanianie i rozpraszanie fali), ale także przez interferencję fal, która powstaje w wyniku propagacji wielodrogowej. Propagacja wyemitowanej fali wieloma drogami jest rezultatem pojawiającego się w pewnych warunkach (najczęściej nocą) uwarstwienia atmosfery i zmiany gradientu refrakcji powietrza w tych warstwach, a w szczególności w dolnej warstwie atmosfery. Zaniki, a także wzmocnienia odbieranej w antenie fali wynikają z interferencji sygnałów o różnej mocy i różnej fazie. Badania gradientu refrakcji w warstwie przygruntowej grubości około 300 m były przeprowadzone w okolicach Płocka przy współpracy z Zakładem Aerologii Instytutu Meteorologii i Gospodarki Wodnej. Wyniki pomiarów, wykonanych za pomocą sondy zawieszanej pod balonem na uwięzi, przedstawiono w pracy [17]. Charakterystyki tłumienia fali, spowodowanego przez propagację wielodrogową, opisano w pracy [5], charakterystyki deszczowego tłumienia zaś omówiono we wspomnianej publikacji [23], która nie obejmuje 1994 r., jednak jest ona istotna, gdyż zawiera specyficzne charakterystyki, takie jak częstotliwościowe współczynniki przeskalowywania rozkładów tłumienia lub tłumienia chwilowego, oraz prezentuje wyniki oceny dokładności modeli do prognozowania rozkładów tłumienia na podstawie rozkładów intensywności deszczu.

Wyróżnienie tłumienia spowodowanego przez deszcze wiąże się z tym, że w tych pasmach częstotliwości tłumienia deszczowe dominują nad zanikami wielodrogowymi, szczególnie im wyższa częstotliwość i co ważne, można je prognozować na podstawie znajomości charakterystyk deszczu w regionie, w którym projektuje się linię radiową. Zaniki spowodowane przez wielodrogowość również można prognozować, ale na podstawie znajomości charakterystyk refrakcji w dolnej warstwie atmosfery (10-100 m).

Propagacja wielodrogowa może prowadzić nie tylko do głębokich zaników (ponad 40 dB), ale i do silnych wzmocnień odbieranego

sygnału (nawet 20 dB), co może spowodować zakłócenia międzykanałowe na łączach mikrofalowych. Wynika stąd potrzeba specjalnego wyróżnienia tłumień deszczowych i wielodrogowych lub szerzej - zaników i wzmocnień przy "pogodnym niebie". Na znaczenie wzmocnień zwrócono uwagę dopiero w ciągu ostatnich 10 lat.

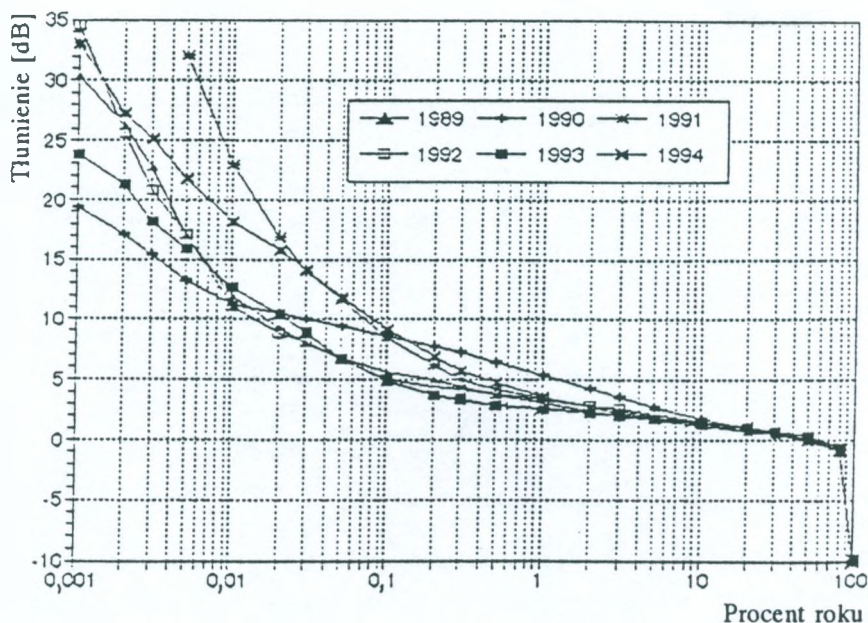
Z punktu widzenia projektowania linii radiowych istotna jest znajomość charakterystyk tłumienia wywołanego przez wszystkie zjawiska i porównania ich z charakterystykami tłumienia deszczowego. Umożliwi to bowiem ocenę zapasu, jaki jest potrzebny do zapewnienia poprawnej pracy linii radiowej, ponad tłumienie, które daje się prognozować na podstawie charakterystyk deszczu.

W niniejszym artykule w pkt. 4 po raz pierwszy opublikowano charakterystyki sumarycznego tłumienia sygnału w linii doświadczalnej na częstotliwościach 11,5 i 18,6 GHz bez wyróżniania ich przyczyn.

4.2. Roczne rozkłady tłumienia i rozkłady dla najgorszego miesiąca w roku

W rezultacie przeprowadzonych w latach 1989-94 pomiarów tłumienia fali na trasie Miedzeszyn-Piaseczno na obydwu częstotliwościach zostały uzyskane roczne rozkłady tłumienia na częstotliwości 11,5 GHz (rys. 12) oraz na częstotliwości 18,6 GHz (rys. 13). Uzyskano także syntetyczne rozkłady tłumienia dla najgorszego miesiąca w kolejnych latach.

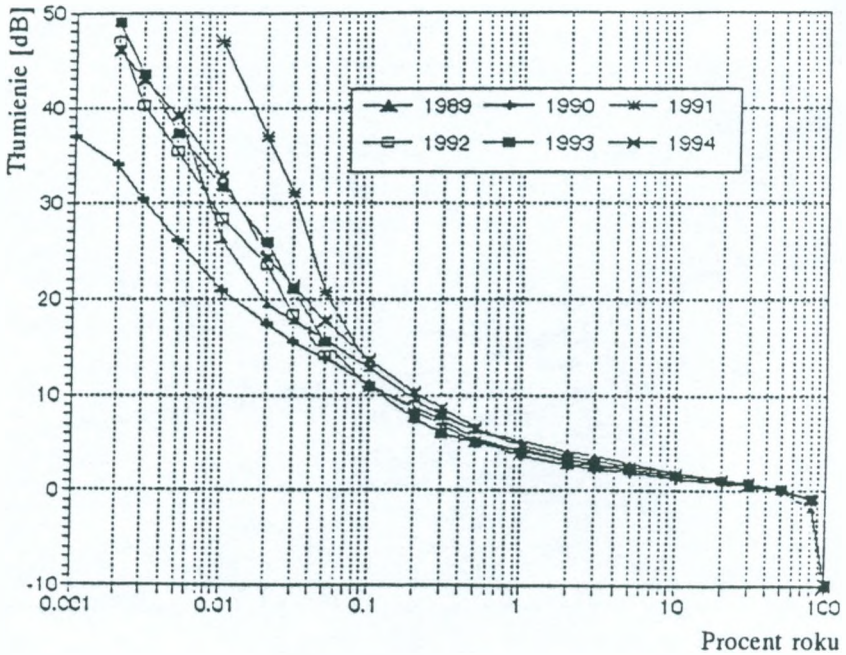
Trzeba zaznaczyć, że w trakcie opracowywania danych pomiarowych, poziom zerowy tłumienia sygnału na skali tłumienia odbiornika pomiarowego ustala się na poziomie, który w ciągu miesiąca jest przekraczany w 50% czasu. Oczywiście podczas pozostałych 50% czasu występują wzmocnienia. Tak więc w każdym miesiącu poziom zerowy może być różny na skali odbiornika, w zależności od przebiegu wzmocnień i tłumień w czasie.



Rys. 12. Roczne rozkłady tłumienia sygnału w latach 1989-94 wywołane wszystkimi zjawiskami na częstotliwości 11,5 GHz

W przypadku tłumień wywołanych deszczem opracowanie danych przebiega odmiennie. Tłumienie wyznacza się tylko w momentach występowania deszczu, a poziom zerowy ustala się na poziomie sygnału przed każdym deszczem z osobna (mając na uwadze dobowe wahania poziomu sygnału).

Na rys. 12 i 13 widać przejście charakterystyk przez zero dB w punkcie $p = 50\%$ i wzrost wzmocnienia do ok. 10 dB. Ostre załączenie charakterystyki wiąże się ze skalą logarytmiczną osi odczytanych, a ograniczenie wzmocnienia do poziomu ok. 10 dB wynika z ograniczenia dynamiki odbiornika pomiarowego. Bardziej naturalne jest

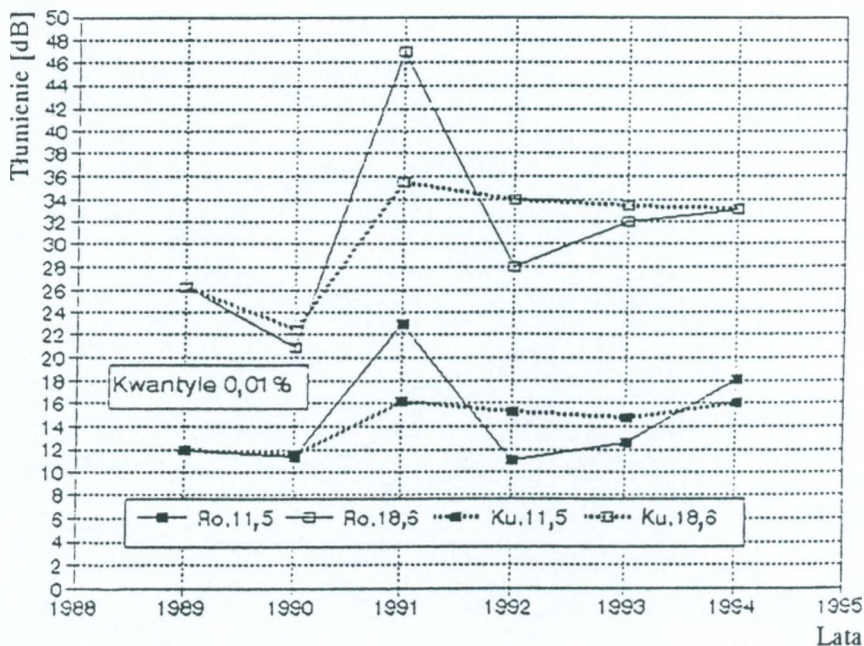


Rys. 13. Roczne rozkłady tłumienia sygnału w latach 1989-94 wywołanego wszystkimi zjawiskami na częstotliwości 18,6 GHz

prezentowanie tych charakterystyk na skali logarytmiczno-normalnej osi odczytanych. Wtedy przebieg charakterystyk w przedziale bliskim 100% byłby rozciągnięty jak z lewej strony osi. Jednak program QPRO, który służy do opracowywania charakterystyk, nie ma tej opcji.

Zmienność rozkładu tłumienia fali w kolejnych latach obrazują na rys. 14 wykresy zmian kwantyla $A_{0.01}$ w rocznych rozkładach tłumienia fali na częstotliwościach 11,5 i 18,6 GHz oznaczone $Ro_{11.5}$

i $Ro_{18,6}$. Stabilizację rozkładów skumulowanych w ciągu lat przedstawiają przebiegi kwantyle $Ku_{11,5}$ i $Ku_{18,6}$.

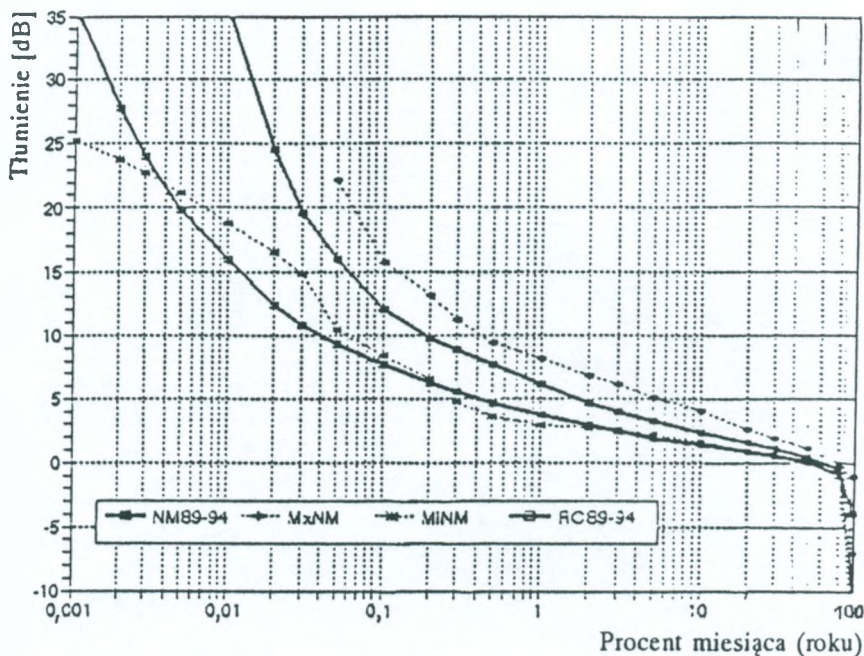


Rys. 14. Przebieg kwantyle $A_{0,01}$ w rocznych rozkładach tłumienia wywołanego przez wszystkie zjawiska na częstotliwościach 11,5 i 18,6 GHz oraz w rozkładach skumulowanych w ciągu lat 1989-94

Korzystając z rozkładów dla najgorszego miesiąca w kolejnych latach oraz z rocznych rozkładów tłumienia obliczono rozkład dla średniego najgorszego miesiąca oraz rozkład średnioroczny z okresu 1989-94.

Określono również rozkład dla najgorszego z najgorszych miesięcy w tym okresie oraz dla najlepszego z najgorszych miesięcy. Rozkłady

te pokazano na rys. 15 dla częstotliwości 11,5 GHz i na rys. 16 dla częstotliwości 18,6 GHz.

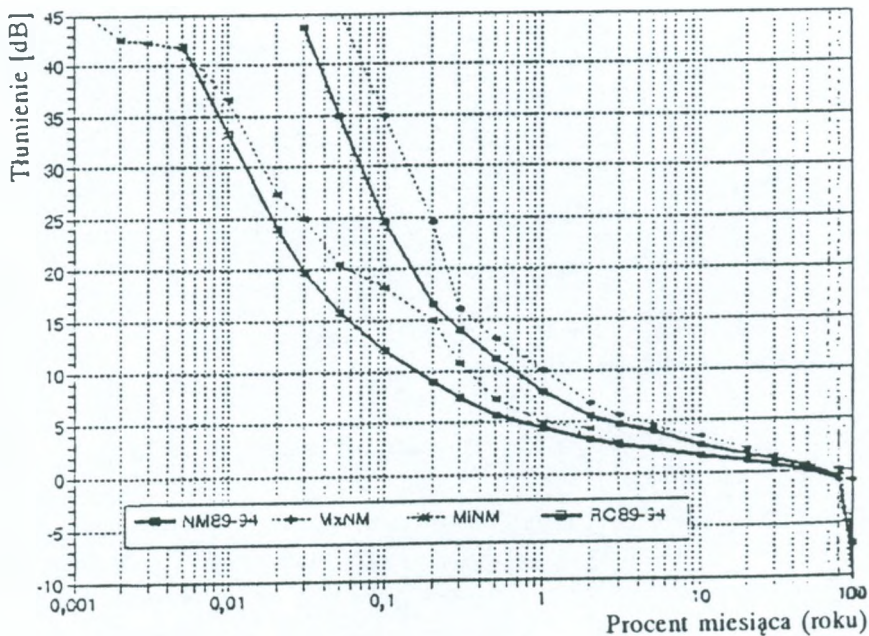


Rys. 15. Rozkłady tłumienia fali na częstotliwości 11,5 GHz dla średniego najgorszego miesiąca, dla najgorszego z najgorszych i najlepszego z najgorszych oraz rozkład średnioroczny

W rozkładzie dla najgorszego z najgorszych miesięcy w okresie pomiarowym wzmocnienie sygnału nawet nie przekroczyło 1 dB na obydwu częstotliwościach, zaś dla $p = 0,01\%$ miesiąca tłumienie znacznie przekroczyło zakres dynamiki odbiornika pomiarowego.

Z rozkładów na rys. 15 i rys. 16 wynika, jak bardzo mogą się różnić charakterystyki tłumienia w najgorszych miesiącach roku w tak krótkim czasie obserwacji, jakim jest okres 6-letni.

Empiryczne rozkłady tłumienia $A_{11,5}$ i $A_{18,6}$, uzyskane z pomiarów w latach 1989-94 na częstotliwościach 11,5 GHz i 18,6 GHz przedstawiono w tabelicy 4.



Rys. 16. Rozkłady tłumienia fali na częstotliwości 18,6 GHz dla średniego najgorszego miesiąca, dla najgorszego z najgorszych i dla najlepszego z najgorszych oraz rozkład średnioroczny

Roczne rozkłady z tych lat zamieszczono w dodatku 2, a szczegółowy opis trasy doświadczalnej, wymagany przez ITU, podano w [23].

Tablica 4

Rozkłady średnioroczne za lata 1989-94 dla trasy 15,4 km

p [%]	100	80	50	30	20	10	5
A _{11,5} [dB]	-10,93	-0,90	0,08	0,56	0,94	1,46	1,97
A _{18,6} [dB]	-10,23	-0,93	0,13	0,69	1,10	1,67	2,31
3	2	1	0,5	0,3	0,2	0,1	0,05
2,47	2,87	3,69	4,64	5,46	6,21	7,70	9,25
2,86	3,40	4,49	5,86	7,47	9,02	12,09	15,91
0,03	0,02	0,01	0,005	0,003	0,002	0,001	0,0005
10,73	12,40	15,99	19,87	24,00	27,81	35,67	
19,87	24,01	33,24	41,85				

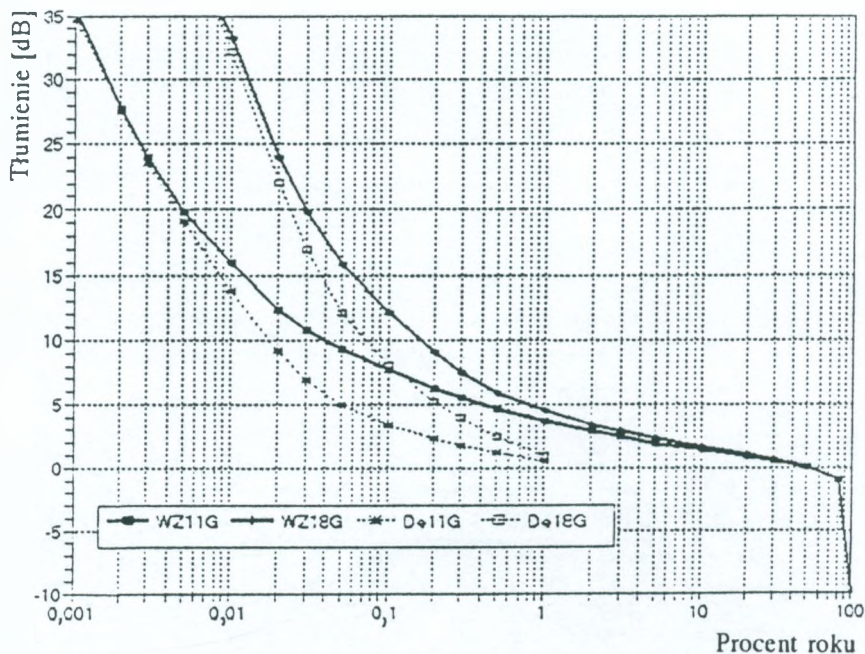
4.3. Konwersja rozkładu średniorocznego na rozkład dla najgorszego miesiąca

Dysponując rozkładem średniorocznym i średnim rozkładem dla najgorszego miesiąca w roku można, kierując się zaleceniem ITU, wyznaczyć funkcję $Q(p)$, przetwarzając rozkład średnioroczny na średni rozkład tłumienia dla najgorszego miesiąca [35]. Obliczone z równania (2) metodą nieliniowej regresji (jak w [8]) współczynniki konwersji przy częstotliwości fali 11,5 GHz mają wartości $Q_1 = 3,43$, a $\beta = -0,132$ przy współczynniku korelacji 0,844, zaś przy częstotliwości 18,6 GHz - mają wartości $Q_1 = 3,13$, a $\beta = -0,134$ przy współczynniku korelacji 0,94.

5. PORÓWNANIE ROZKŁADÓW TŁUMIENIA CAŁKOWITEGO Z ROZKŁADEM TŁUMIENIA DESZCZOWEGO

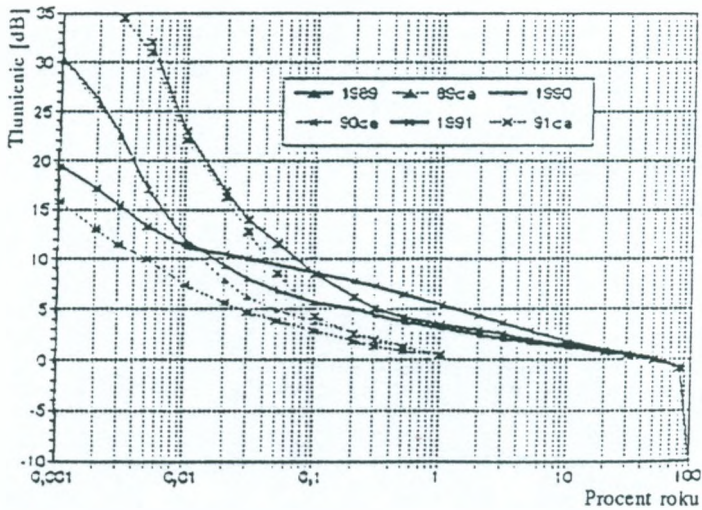
Dodatkowy wkład wnoszony przez zaniki w warunkach "jasnego nieba" do tłumienia fali spowodowanego opadami deszczu można

ocenić, porównując średnioroczne rozkłady tłumienia przedstawione na rys. 17. Są to rozkłady tłumienia spowodowanego przez deszcze na częstotliwościach 11,5 i 18,6 GHz oraz odpowiadające im średnioroczne rozkłady tłumienia, zaprezentowane na rys. 12 i 13.

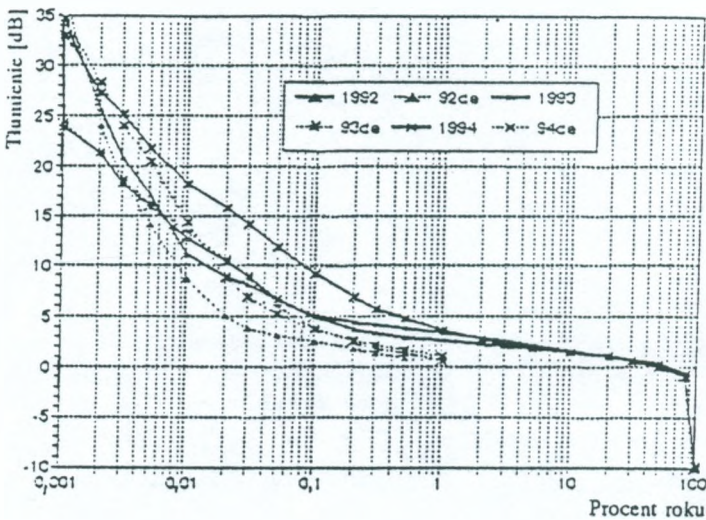


Rys. 17. Średnioroczne rozkłady tłumienia fali wywołanego na częstotliwościach 11,5 i 18,6 GHz przez wszystkie zjawiska lub tylko przez deszcze

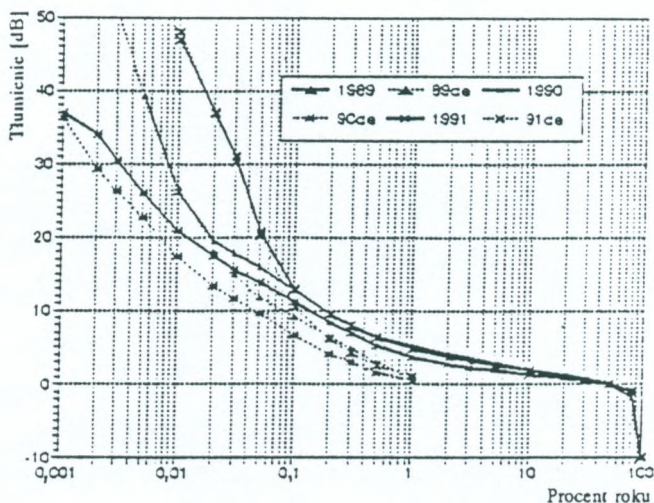
Interesujące są różnice między tymi rozkładami w kolejnych latach. Roczne rozkłady tłumienia parami są pokazane na rys. 18 i 19 dla częstotliwości 11,5 GHz oraz na rys. 20 i 21 - na częstotliwości 18,6 GHz. W 1990 r. było mało intensywnych deszczów, ale za to



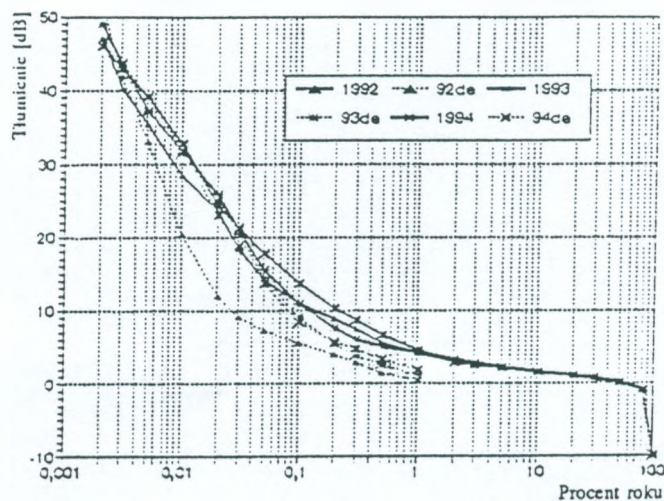
Rys. 18. Roczne rozkłady tłumienia sygnału wywołanego przez deszcze i przez wszystkie zjawiska na częstotliwości 11,5 GHz w latach 1989-91



Rys. 19. Roczne rozkłady tłumienia wywołanego na częstotliwości 11,5 GHz przez deszcze lub przez wszystkie zjawiska w latach 1992-94



Rys. 20. Roczne rozkłady tłumienia wywołanego na częstotliwości 18,6 GHz przez deszcze lub przez wszystkie zjawiska w latach 1989-91



Rys. 21. Roczne rozkłady tłumienia wywołanego na częstotliwości 18,6 GHz przez deszcze lub przez wszystkie zjawiska w latach 1992-94

wystąpiło wiele przypadków propagacji wielodrogowej, co szczególnie zaznaczyło się na częstotliwości 11,5 GHz (rys. 18).

Jak widać z rys. 17 rozkłady uśrednione istotnie różnią się dla procentów roku $p > 0,1\%$. Nawet próg tłumienia dla tak często stosowanego w projektach procentu roku jak $p = 0,01\%$, powinien być zwiększony o 2 dB na częstotliwości 11,5 GHz w porównaniu z progiem prognozowanym na podstawie rozkładu intensywności deszczu, a na częstotliwości 18,6 GHz powinien być zwiększony tylko o 1 dB.

6. PODSUMOWANIE

Uśrednione rozkłady intensywności deszczu i tłumienia sygnału, które można traktować jako długoterminowe, przedstawiono w tablicach od 1 ÷ 4, a zestaw współczynników konwersji, umożliwiających przekształcenie rozkładów średniorocznych na rozkłady średnie dla najgorszego miesiąca, podano w tablicy 5.

Tablica 5

Zestawienie współczynników konwersji Q_1, β

Charakterystyki	Deszczowe			Tłumienie, wszystkie zjawiska		Tłumienie deszczowe	
	ITU	Miedzeszyn	Trasa	11,5 GHz	18,6 GHz	11,5 GHz	18,6 GHz
Q_1	2,85	2,74	2,62	3,43	3,13	2,5	2,35
β	0,13	0,147	0,15	0,132	0,134	0,2	0,2
ρ^2		0,94	0,944	0,844	0,94	0,95	0,99

Przedstawione w artykule charakterystyki propagacji mikrofal opierają się na wszystkich, uzyskanych z pomiarów i skontrolowanych, danych pomiarowych. Z powodu zakończenia badań, nie będą więc już uzupełniane. Charakteryzują one radioklimat w regionie

Warszawy w latach 1986-96. Niektóre, specyficzne charakterystyki, jak częstotliwościowe współczynniki skalowania tłumienia fali lub ocena modeli prognostycznych do projektowania linii radiowych, zawiera publikacja [23], oparta na danych z lat 1989-93. Brak danych pomiarowych z 1994 r. nie wpływa w zauważalny sposób na przedstawione w [23] wyniki, gdyż charakterystyki z tego roku są bliskie przeciętnej.

Charakterystyki intensywności deszczu na trasie opierają się na wszystkich uzyskanych danych pomiarowych i nie będą uzupełniane, ale pomiary w punkcie Miedzeszyn mogą być jeszcze kontynuowane i po kilku latach będzie uzasadnione obliczenie charakterystyk obejmujących dłuższy przedział czasu niż ten, na którym opierają się charakterystyki opublikowane w pracy [22].

Można oczekiwać jeszcze publikacji związanej z wykorzystaniem historycznych danych Instytutu Meteorologii i Gospodarki Wodnej o pomiarach deszczu na terenie całego kraju. Dotyczyłaby ona możliwości wyznaczenia granic regionalnych rozkładów 1-minutowej intensywności deszczu na podstawie danych o 1-godzinnych opadach, zmierzonych na licznych stacjach pomiarowych w ciągu ok. 30 lat rejestracji tych danych [13]. Są realne podstawy do oceny, że Polska południowa należy do strefy K (według symboliki ITU), w której intensywności deszczu są wyraźnie wyższe niż w strefie H, odpowiedniej dla Polski środkowej. Nie są też dokładnie znane granice obszaru Polski północnej, które można by przyporządkować strefie E, wyraźnie łagodniejszej dla linii radiowych w wysokich pasmach mikrofalowych, co umożliwi oszczędniejsze projektowanie tych linii. Opracowanie statystyk 1-godzinnych intensywności deszczu dla licznych stacji pomiarowych na terenie Polski przez Instytut Meteorologii i Gospodarki Wodnej pozwoliłoby wyznaczyć te granice [13].

Warto podkreślić, że szczegółowe dane pomiarowe oraz rozkłady miesięczne i roczne są zawarte w bazach danych arkusza kalkulacyjnego QPRO-4 i przechowywane na dyskietkach. Można je będzie

wykorzystać zatem w przyszłości do obliczeń specyficznych charakterystyk radioklimatu Polski.

Tablice rocznych rozkładów tłumienia deszczowego na obydwu częstotliwościach, obejmujące lata 1989-93, zamieszczono w załączniku publikacji [23], a tablice rozkładów z ostatniego 1994 r. - w dodatku 1 tej publikacji. Roczne rozkłady tłumienia fal, wywołanego przez wszystkie zjawiska na obydwu częstotliwościach w latach 1989-94 przedstawiono w dodatku 2. Roczne trasowe rozkłady intensywności deszczu podano w tablicach dodatku 3. Opis trasy doświadczalnej (parametry urządzeń nadawczych, odbiorczych, a w tym anten, wysokości wież, przekrój trasy itp.), wymagany przez ITU, potrzebny do rejestracji wyników w banku danych, zaprezentowano w publikacji [23].

WYKAZ LITERATURY

1. Aleksandrowa A., Swiatogor W., Pożidajew W., Kawecki A.: Statistyczne charakteristiki osłabienia radiowłn s czastotoj wysze 10 GHz na naziemnych linjach swjazi. Radiotechnika i Elektronika, Vol. 36, No. 4, 1991.
2. Berta S., Kawecki A., Swiatogor W.: System pomiaru opadów atmosferycznych w Międzynarodowym Ośrodku Doświadczalnym Łączności Satelitarnej-Dubna. Przegląd Telekomunikacyjny, nr 12, 1986.
3. Fišer O.: Algoritmus k vypoctu razdeleni utlumu destem pozemnoho, mikrovlneho spoju. Slaboproudy Obzor, Vol. 45, No. 2, 1984.
4. Kawecki A.: Badania właściwości propagacyjnych krajowych linii radiowych. Przegląd Telekomunikacyjny, nr 5, 1988.
5. Kawecki A.: Charakterystyki zaników sygnału wywołanych propagacją wielodrogową w liniach mikrofalowych 11,5 i 18,6 GHz. Prace IŁ, nr 101, 1993.

6. Kawecki A.: Considerations on performance evaluation of attenuation prediction models. Proc. of 21 Meeting, OPEX XXI in University Catholique de Louvain, Louvain - la Neuve, 17- 19 May 1994.
7. Kawecki A.: Correlation of rain rate with wave attenuation at 11.5 and 18.6 GHz and on frequency scaling factor during rain passage. Proc. of the 7-th URSI Comm. F: Wave Propagation and Remote sensing. Ahmendabad, 20-24 November 1995.
8. Kawecki A.: Derivation of conversion factors from 1-minute rain rate distribution transformation into 5-, 10-, and 20-minutes rain rate distributions. Prace IŁ, nr 104, 1995.
9. Kawecki A.: "Dubna"- Międzynarodowy Ośrodek Badań Systemów Łączności Satelitarnej. Przegląd Telekomunikacyjny, nr 10, 1985.
10. Kawecki A.: Duration of Attenuation Events and Inter-Event Intervals on a 11.5 GHz Earth-Space Signal received during 1987-90. Proc. of 18th OPEX Meeting, Rome, 27-29 October 1992.
11. Kawecki A.: Extreme Attenuation of the Wave in the Earth-Space Path and the Stability of the cumulative Attenuation Distribution (in Russian). International Symp. on Satellite Communication: Present and Future., Odessa, 1-5 October 1990.
12. Kawecki A.: OLYMPUS to Earth Wave Propagation monthly Statistics of Attenuation at 12.5 GHz and Rain Rate. Proc. of 20th OPEX Meeting, Darmstadt, 23-25 November 1993.
13. Kawecki A.: One-Hour Rainfall Application for Derivation of 1-Minute Rain Rate Distribution. Prace IŁ, nr 107, 1996.
14. Kawecki A.: Pozahoryzontowe sprzężenie poprzez deszcz anteny stacji satelitarnej z anteną linii radiowej. Prace IŁ, nr 88, 1982.
15. Kawecki A.: Some aspects of attenuation due to rain prediction and rain rate correlation with attenuation. Prace IŁ, nr 104, 1995.
16. Kawecki A.: Some Characteristics of 0°C Isotherm Hight in Warsaw Region. Proc. of 17-th OPEX Conf., Stockholm-Helsinki, May 1992.
17. Kawecki A.: Statystyczne charakterystyki gradientu wskaźnika refrakcji przygruntowej warstwy atmosfery na podstawie sondowań w Płocku. Prace IŁ, nr 96, 1989.

18. Kawecki A.: The correlation of rain rate with microwaves attenuation. *Prace IŁ*, nr 108, 1997.
19. Kawecki A.: The Evaluation of Earth-Space Path Attenuation Predictions in Poland. *Proc. of the 21-st Microwave Conf., Stuttgart, 1991.*
20. Kawecki A.: The Investigation of Rain climatic Zones Coverage in Poland. *Proc. of URSI: Comm. F, Workshop on Climatic Parameters in Radio Wave Propagation, Oslo, 10-11 June 1996.*
21. Kawecki A.: Wave attenuation characteristics of the 11.5 GHz Earth-space path in Warsaw region. *Ann. Telecomm., Vol. 48, No. 5-6, 1993, pp. 277-282.*
22. Kawecki A.: Wieloletnie charakterystyki intensywności deszczu w Miedzeszynie na potrzeby radiokomunikacji. *Prace IŁ*, nr 106, 1996.
23. Kawecki A.: Wave propagation characteristics in presence of rain on 15.4 km path near Warsaw at 11.5 and 18.6 GHz. *Prace IŁ*, nr 108, 1997.
24. Kawecki A., Dera A.: Obliczenie mocy zakłóceń powodowanych rozpraszaniem mikrofal przez opady atmosferyczne. *Prace IŁ*, nr 87, 1980.
25. Kawecki A., Dinh van Thong: Niektóre charakterystyki propagacyjne linii radiowych, pracujących w pasmie 6 GHz, o różnej długości skoku. *Prace IŁ*, nr 96, 1989.
26. Kawecki A., Jambaljavyn N.: Frequency Scaling Model of Wave Attenuation due to Rain. *Prace IŁ*, nr 101, 1993.
27. Kawecki A., Kühn U.: Vergleichende Untersuchungen der 18 GHz-Ausbreitung in der Umgebung von Berlin und Warschau. *Rundfunktechnischen Mitteilungen, H. 36, Nr 2, 1992.*
28. Kawecki A., Skonieczny W.: Eksperyment transmisji syntetycznego zobrazowania radarowego poprzez linię satelitarną. *Prace IŁ*, nr 104, 1995.
29. Kawecki A., Svatogor V.: Rain rate characteristics in Warsaw and Dubna. *Ann. Telecomm., Vol. 48, No. 5-6, 1993, pp. 283-288.*
30. Kawecki A., Wielowieyska E.: System przetwarzania wyników badań propagacyjnych oraz możliwości współpracy komputerów przez satelitę. *Prace IŁ*, nr 102, 1994.

31. Kühn U., Kawecki A.: Fadingforhersage an terrestrischen Rundfunkstrecken in Mitteleuropa. Rundfunktechnischen Mitteilungen, H. 37, Nr 2, 1993.
32. Wielowieyska E., Kocimowski B., Kawecki A.: System automatycznej rejestracji i przetwarzania danych radiometeorologicznych dla badań propagacji fal radiowych w zakresie powyżej 10 GHz. Prace IŁ, nr 93, 1986.
33. Zal. ITU-R PN. 581-2: The concept of "Worst month". Geneva 1995.
34. Zal. ITU-R PN. 837: Characteristics of precipitation for propagation modelling. Geneva 1994.
35. Zal. ITU-R PN. 841: Conversion of annual statistics to worst - month statistics. Geneva 1994.

DODATEK 1

**Rozkłady tłumienia deszczowego w 1994 r.
na częstotliwościach 11,5 i 18,6 GHz**

Procent roku p [%]	2	1	0,5	0,3	0,2	0,1	0,05
$A_{11,5}$ [dB]	0,21	1,03	1,66	2,16	2,60	3,68	5,27
$A_{18,6}$ [dB]	0,74	1,89	3,34	4,62	5,68	8,29	13,52

0,03	0,02	0,01	0,005	0,003	0,002	0,001	-
6,91	8,86	14,33	20,44	24,00	28,32	34,70	-
18,75	22,99	31,79	39,02	43,70	-	-	-

DODATEK 2

Roczne rozkłady tłumienia fali, wywołanego przez wszystkie zjawiska
na częstotliwościach 11,5 i 18,6 GHz na trasie długości 15,4 km

1989 r.

p [%]	100	80	50	30	20	10	5
A _{11,5} [dB]	-12,12	-0,97	0,05	0,41	0,70	1,18	1,66
A _{18,6} [dB]	-12,12	-1,83	0,6	0,80	1,26	1,92	2,90
3	2	1	0,5	0,3	0,2	0,1	0,05
2,01	2,39	3,06	3,77	4,40	4,96	5,66	6,82
3,57	4,11	5,18	6,22	7,69	9,55	12,68	15,75
0,03	0,02	0,01	0,005	0,003	0,002	0,001	0,0005
7,96	9,33	11,94	17,01	22,75	26,12	30,40	-
17,74	19,31	26,17	39,44	-	-	-	-

1990 r.

p [%]	100	80	50	30	20	10	5
A _{11,5} [dB]	-11,00	-0,85	0,09	0,58	0,96	1,76	2,71
A _{18,6} [dB]	-11,01	-0,85	0,04	0,46	0,80	1,33	1,84
3	2	1	0,5	0,3	0,2	0,1	0,05
3,60	4,30	5,32	6,43	7,24	7,78	8,57	9,41
2,27	2,66	3,60	5,26	6,99	8,27	11,11	13,74
0,03	0,02	0,01	0,005	0,003	0,002	0,001	0,0005
10,09	10,47	11,27	13,27	15,41	17,06	19,39	20,80
15,46	17,38	20,78	26,09	30,38	-	-	-

1991 r.

p [%]	100	80	50	30	20	10	5
A _{11,5} [dB]	-10,66	-0,86	0,01	0,44	0,77	1,35	1,93
A _{18,6} [dB]	-11,01	-0,85	0,04	0,46	0,80	1,33	1,84
3	2	1	0,5	0,3	0,2	0,1	0,05
2,42	2,82	3,45	4,13	4,98	6,22	8,46	11,52
2,27	2,66	3,60	5,26	6,99	8,27	11,11	13,74
0,03	0,02	0,01	0,005	0,003	0,002	0,001	0,0005
14,01	16,81	22,98	32,06	-	-	-	-
31,00	36,97	47,00	-	-	-	-	-

1992 r.

p [%]	100	80	50	30	20	10	5
A _{11,5} [dB]	-11,11	-1,00	0,05	0,60	1,02	1,58	2,15
A _{18,6} [dB]	-9,89	-0,71	0,25	0,83	1,17	1,63	2,14
3	2	1	0,5	0,3	0,2	0,1	0,05
2,58	2,93	3,38	3,81	4,15	4,45	4,97	6,76
2,67	3,12	4,05	5,41	7,36	8,77	10,76	14,15
0,03	0,02	0,01	0,005	0,003	0,002	0,001	0,0005
8,14	8,89	11,08	17,02	20,80	25,52	34,61	-
18,35	23,58	28,31	35,36	40,29	-	-	-

1993 r.

p [%]	100	80	50	30	20	10	5
A _{11,5} [dB]	-9,83	-0,64	0,27	0,77	1,09	1,44	1,79
A _{18,6} [dB]	-10,06	-0,85	0,15	0,66	1,05	1,61	2,24

3	2	1	0,5	0,3	0,2	0,1	0,05
2,05	2,24	2,55	2,87	3,26	3,72	4,90	6,70
2,81	3,38	4,29	4,95	5,98	7,49	10,74	15,57

0,03	0,02	0,01	0,005	0,003	0,002	0,001	0,0005
8,95	10,39	12,63	15,89	18,12	21,26	23,75	-
20,97	25,76	31,68	37,20	43,47	-	-	-

1994 r.

p [%]	100	80	50	30	20	10	5
A _{11,5} [dB]	-10,00	-1,02	-0,00	0,58	1,02	1,43	1,83
A _{18,6} [dB]	-10,00	-1,00	0,35	0,85	1,19	1,67	2,15

3	2	1	0,5	0,3	0,2	0,1	0,05
2,25	2,71	3,61	4,69	5,74	6,86	9,14	11,74
2,53	2,84	4,54	6,63	8,58	10,25	13,64	17,78

0,03	0,02	0,01	0,005	0,003	0,002	0,001	0,0005
14,09	15,75	18,13	21,71	25,10	27,31	33,00	-
21,36	24,21	32,74	39,09	42,87	-	-	-

DODATEK 3

Roczne rozkłady intensywności deszczu na trasie doświadczalnej

1986 r.

p [%]	0,001	0,002	0,003	0,005	0,01	0,02	0,03
R [mm/h]	67,06	51,77	45,35	38,00	29,20	20,21	15,75

0,05	0,1	0,2	0,3	0,5	1	2	3
11,17	7,55	5,28	4,44	3,38	1,21	0,4	0,29

1987 r.

p [%]	0,001	0,002	0,003	0,005	0,01	0,02	0,03
R [mm/h]	53,04	44,17	38,00	31,33	23,22	16,46	13,29

0,05	0,1	0,2	0,3	0,5	1	2	3
10,18	7,28	5,16	4,18	2,94	1,21	0,4	0,29

1988 r.

p [%]	0,001	0,002	0,003	0,005	0,01	0,02	0,03
R [mm/h]	72,16	56,31	47,08	37,67	25,66	17,73	14,23

0,05	0,1	0,2	0,3	0,5	1	2	3
10,46	7,39	5,24	4,25	3,00	1,21	0,4	0,29

1989 r.

p [%]	0,001	0,002	0,003	0,005	0,01	0,02	0,03
R [mm/h]	83,99	64,02	56,53	44,9	32,03	18,15	14,06

0,05	0,1	0,2	0,3	0,5	1	2	3
10,46	7,36	4,87	3,29	1,97	0,66	0,29	0,27

1990 r.

p [%]	0,001	0,002	0,003	0,005	0,01	0,02	0,03
R [mm/h]	45,41	38,89	33,89	28,53	20,12	14,35	11,17

0,05	0,1	0,2	0,3	0,5	1	2	3
8,41	6,02	4,25	3,27	2,22	1,1	0,36	0,28

1991 r.

p [%]	0,001	0,002	0,003	0,005	0,01	0,02	0,03
R [mm/h]	105,91	93,86	84,74	65,42	47,31	29,07	21,74

0,05	0,1	0,2	0,3	0,5	1	2	3
13,97	7,77	4,92	3,73	2,44	1,16	0,4	0,29

1992 r.

p [%]	0,001	0,002	0,003	0,005	0,01	0,02	0,03
R [mm/h]	61,98	50	41,88	31,73	20,43	14,22	11,69

0,05	0,1	0,2	0,3	0,5	1	2	3
8,98	6,72	5,05	4,3	3,36	1,87	0,65	0,3

1993 r.

p [%]	0,001	0,002	0,003	0,005	0,01	0,02	0,03
R [mm/h]	68,95	57,33	49,97	41,57	30,31	20,55	16,33
0,05	0,1	0,2	0,3	0,5	1	2	3
11,65	7,79	5,06	3,83	2,45	1,16	0,44	0,3

1994 r.

p [%]	0,001	0,002	0,003	0,005	0,01	0,02	0,03
R [mm/h]	116,68	74,09	63,93	49,23	36,14	25,12	19,36
0,05	0,1	0,2	0,3	0,5	1	2	3
13,77	9,18	6,65	5,36	3,92	2,12	0,87	0,47

1995 r.

p [%]	0,001	0,002	0,003	0,005	0,01	0,02	0,03
R [mm/h]	82,82	60,01	50,05	38,14	24,34	15,49	12,75
0,05	0,1	0,2	0,3	0,5	1	2	3
10,33	7,87	5,93	4,78	3,34	1,65	0,62	0,31

1996 r.

p [%]	0,001	0,002	0,003	0,005	0,01	0,02	0,03
R [mm/h]	78,07	63,01	55,01	46,00	33,56	22,28	17,70
0,05	0,1	0,2	0,3	0,5	1	2	3
12,44	7,98	5,22	3,83	2,26	0,82	0,30	0,28

Арнольд Кавеcki

ОКОНЧАТЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ
РАСПРОСТРАНЕНИЯ МИКРОВОЛН
НА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ ТРАССЕ
ИНСТИТУТА СВЯЗИ

Резюме

Статья коньчит ряд публикаций представляющих результаты работ проведенных в рамках программы исследования распространения микроволн и шире - исследования радиоклимата Польши в диапазоне волн 11,5 - 18,6 ГГц. После краткого описания хода исследований а при этом международно-го сотрудничества в рамках ИНТЕРКОСМОС а позже ОПЭКС и КОСТ 235, представлена тематика более важных, до сих пор опубликованных статей. В основном текст этой публикации составляет представление окончательных, многолетних характеристик распространения микроволн, основанных на измеренных данных, полученных от начала до конца непрерывных измерений. Это 11-летние характеристики дожда, полученные на основе измерений на трассе длиной 15,4 км и 6-летние характеристики затухания волн на этой трассе для частот 11,5 и 18,6 ГГц. Эти характеристики представляют затухания вызванные дождем и отдельно - вызванные всеми атмосферными явлениями. Указаны репрезентативные коэффициенты конверсии годовых распределений на распределения для наихудшего месяца в годе по отношению к интенсивности дожда и затуханию волн. В приложениях представлены в табличном виде, соответственно указаниям УИТ, годовые распределения интенсивности дожда и затухания волн в обоих диапазонах частот.

Arnold Kawecki

**FINAL MICROWAVES PROPAGATION
CHARACTERISTICS ON EXPERIMENTAL PATH
OF THE INSTITUTE OF TELECOMMUNICATIONS**

S u m m a r y

This publication constitutes the closure of the papers course, informing about the results obtained during the accomplishment of the microwaves propagation research program and more broadly - of the radio climate research at 11.5 and 18.6 GHz frequency bands. After short description of the research program and of the international cooperation in INTERCOSMOS program and later OPEX and COST 235 projects, the topics of until now published, more important papers has been given. The basic content of the paper is the presentation of final, long term propagation characteristics, derived from uninterrupted measurements course, accomplished from the beginning till the end of the program. There are 11-years long rain intensity characteristics, based on data derived on 15.4 km long experimental path, and also 6-years path attenuation characteristics separately computed for rain attenuation and for all atmospheric events attenuation. There are given the representative conversion coefficients for transformation of annual distribution into worst-month distribution in case of rain rate and wave attenuation. In annexes the tables of annual distributions are given for rain rate and attenuation, presented according the requirements of ITU.

Arnold Kawecki

**LES CARACTERISTIQUES FINALES DE LA PROPAGATION
DES MICROONDES SUR L'ITINERAIRE EXPERIMENTAL
DE L'INSTITUTE DE TELECOMMUNICATION**

R é s u m é

Cet article fait la clôture d'une série des articles qui traitent sur les résultats de travaux ont été mené au cours de la réalisation du programme

des essais de propagation des microondes - ça fait partie des essais de radioclimat de Pologne dans la bande de fréquences de 11,5 et 18,6 GHz. Après une courte description de déroulement des essais, y compris la coopération internationale dans le programme InterKosmos, OPEX et COST 235, il y a la présentation des sujets des plus important des articles déjà publiés. Le principal sujet de cet article est la présentation des finales caractéristiques multiannuelles de propagation basant sur les données des mesures obtenus du début jusqu'au bout du cycle de 11 ans des mesures ininterrompus. Ainsi, l'article présente toutes caractéristiques d'onze années de l'intensité de la pluie obtenus sur l'itinéraire expérimentale de 15,4 km en longueur ainsi que les caractéristiques de six années de l'affaiblissement de l'onde sur le même itinéraire pour les fréquences de 11,5 et 18,6 GHz. Ces caractéristiques décrivent l'affaiblissements dus seulement à la pluie et séparément autres dus aux différent phénomènes atmosphériques. On a indiqué les coefficients représentatifs de conversion annuelle de distribution sur celle du pire mois de l'année par repport à l'intensité de la pluie ainsi que aux affaiblissement de l'onde. Les annexes présentent, en forme de tableaux conformes aux recommandations de l'UIT, les distribution annuelles de l'intensité de la pluie et l'affaiblissement de l'onde dans les deux bandes de fréquence en question.

Arnold Kawecki

**MIKROWELLEN-AUSBREITUNGS-FINALKENNLINIEN
AUF DER PRÜFSTRECKE DER INSTITUT
FÜR FERNMELDEWESEN**

Z u s a m m e n f a s s u n g

Der Beitrag schließt eine Serie über Ergebnisse der Mikrowellen-Ausbreitung-Forschungsprogramm, und vor allem, über Prüfen der Strahlungsklima in Frequenzbänder von 11,5 GHz und 18,6 GHz. Nach kürzer Beschreibung der Prüfprogramm und internationalen Zusammenwirkens im Rahmen INTERCOSMOS-Programms und später OPEX- und COST 235-Projekts

wird Themenkreis der bisher veröffentlichten Beiträge erläutert. Kerninhalt dieses Beitrages ist Darstellung der langjährigen, anhand während kontinuierlich durchgeführten Messungen gewonnenen Daten, bearbeiteten Ausbreitungs-Finalkennlinien. Das sind 11-jährige Regenintensität-Kennlinien, die anhand der Messungen auf der Prüfstrecke von 15,4 km und 6-jährige Wellendämpfung-Kennlinien auf dieser Prüfstrecke in Frequenzbänder von 11,5 GHz und 18,6 GHz. Dämpfungskennlinien beschreiben gesondert Regendämpfungen und gesondert alle atmosphärische Erscheinungen. Repräsentative Konversion-Koeffizienten der jährigen Verteilung auf diese für den schlechtesten Monat werden für Regen-Intensität und für Wellendämpfung gezeigt. In der Anlage werden in Tabellenform, gemäß ITU-Empfehlungen jährige Regenintensität- und Wellendämpfung-Verteilungen für beide Frequenzbänder gegeben.

Marek Jaworski, Julian Kowar,
Lech Smoczyński, Andrzej Zieliński

621.391.822:621.391.631.2

BADANIA I OPTYMALIZACJA WŁAŚCIWOŚCI SZUMOWYCH MODELI SIECI ŚWIATŁOWODOWEJ ZE WZMACNIACZAMI OPTYCZNYMI EDFA, PRZEZNACZONEJ DO ROZPROWADZANIA ANALOGOWYCH SYGNAŁÓW TELEWIZYJNYCH

Dokonano analizy szumów w światłowodowej sieci ze wzmacniaczami optycznymi EDFA, rozprawdzającej analogowe sygnały telewizyjne. Przedstawiono metody pomiaru parametrów szumowych poszczególnych elementów sieci wraz z przykładowymi wynikami. Na podstawie analizy szumów przeprowadzono optymalizację, polegającą na znalezieniu konfiguracji sieci, zapewniającej dostarczenie, do założonej liczby odbiorników, sygnału o maksymalnym stosunku sygnału do szumu.

1. WSTĘP

Technika światłowodowa jest coraz powszechniej stosowana w sieciach telewizji kablowej, przede wszystkim w liniach magistralnych, w których - ze względu na wymaganą jakość transmisji - łącza światłowodowe zastępują używane dotychczas łącza z miedzianym kablem współosiowym. Zastosowanie światłowodu jako medium transmisyjnego zwiększa szerokość pasma transmisji i odporność na zakłócenia.

Obecnie w transmisji analogowych sygnałów telewizyjnych najczęściej stosuje się modulację amplitudy sygnału zwielokrotnionego częstotliwościowo (AM-SCM), mimo że, ze względu na dostępne

szerokie pasmo w torze światłowodowym, korzystniejsze byłoby zastosowanie modulacji FM. Modulacja FM bowiem daje 30 dB poprawę stosunku sygnału do szumu, przy zaledwie czterokrotnym poszerzeniu pasma. Jednak, ze względów ekonomicznych, jeszcze przez długie lata będzie wykorzystywana tradycyjna modulacja AM-SCM. Jej stosowanie upraszcza konstrukcję terminalu abonenta, ale równocześnie stawia ostre wymagania dla parametrów transmisyjnych systemu światłowodowego.

W optoelektronice obserwuje się szybki postęp technologiczny, objawiający się ulepszaniem parametrów urządzeń nadawczych (laseiry i modulatory), a także wprowadzaniem wzmacniaczy optycznych niwelujących tłumienie toru światłowodowego. Obecnie w handlu są dostępne wzmacniacze optyczne, pracujące w trzecim oknie transmisji optycznej (od 1530 nm do 1565 nm). Mają one dobre parametry szumowe i dobrą liniowość. Trwają również intensywne prace nad wzmacniaczami optycznymi, pracującymi w drugim oknie transmisji optycznej (ok. 1310 nm). Wzmacniacze te nie pojawiają się jeszcze w ofercie handlowej.

Artykuł nie dotyczy obecnie stosowanych sieci telewizji kablowej, a rozważane modele sieci mają charakter przykładów, służących optymalizacji właściwości szumowych sieci, wykorzystującej wzmacniacze EDFA.

W niniejszym opracowaniu zaprezentowano wyniki badań przeprowadzonych w czasie zakończonego już projektu badawczego, finansowanego przez KBN, którego celem było zbadanie możliwości wykorzystania wzmacniaczy EDFA w światłowodowej sieci do rozprowadzania sygnałów telewizyjnych analogowych. Badania przeprowadzono dla wzmacniaczy EDFA o obecnych parametrach, stawiając sobie za zadanie zbadanie możliwości stosowania wzmacniaczy optycznych do dystrybucji analogowych sygnałów telewizyjnych.

W artykule przedstawiono rezultaty pracy, w zakresie zjawisk szumowych. Opisano metody pomiaru parametrów szumowych po-

szczególnych elementów sieci wraz z przykładowymi wynikami oraz przedstawiono optymalną konfigurację sieci, w której są stosowane typowe elementy o potwierdzonych pomiarami parametrach.

Uzyskane zależności są ogólne i dotyczą sieci światłowodowych rozprawdzających analogowy sygnał telewizyjny, niezależnie od długości fali i stosowanych metod modulacji. Zdaniem autorów, mogą być one przydatne do projektowania sieci multimedialnych.

2. OPIS SIECI ŚWIATŁOWODOWEJ

Sieć światłowodowa przeznaczona do rozprawdzania analogowych sygnałów telewizyjnych składa się z [2, 5, 11]:

- nadajnika sygnału optycznego,
- transmisyjnych linii światłowodowych,
- węzłów rozdzielających sygnał,
- odbiorników optoelektrycznych.

Ze względu na zastosowanie wzmacniaczy optycznych EDFA, w artykule analiza jest przeprowadzana na przykładzie sieci, pracującej w trzecim oknie transmisji optycznej.

Poszczególne elementy sieci są łączone za pomocą złączy stałych (spawów światłowodowych o typowym tłumieniu 0,05 dB) lub złączy rozłączalnych (o tłumieniu typowym 0,25 dB i reflektancji większej niż 40 dB).

Źródłem sygnału jest laser DFB, pracujący w drugim lub trzecim oknie transmisyjnym (w rejonie długości fali 1310 nm lub 1550 nm), modulowany bezpośrednio lub za pomocą modulatora zewnętrznego. Zastosowanie zewnętrznego modulatora usuwa niekorzystne zjawisko modulacji częstotliwości optycznej lasera, lecz wprowadza dodatkowe tłumienie (do 6 dB), a także zniekształcenia nieliniowe, głównie trzeciego rzędu [1, 7]. Wyeliminowanie modulacji częstotliwości optycznej lasera prowadzi do występowania w linii światłowodowej bardzo dużej gęstości widmowej mocy i powstania efektu emisji wy-

muszonej Brillouina. Wymienionym zjawiskom pasożytniczym można skutecznie przeciwdziałać, stosując korekcję nieliniowości [7]. Obecnie w systemach o dużym zasięgu jest stosowana modulacja zewnętrzna w połączeniu z zastosowaniem wzmacniaczy optycznych EDFA, pracujących w zakresie trzeciego okna transmisji światłowodowej (1550 nm).

W liniach transmisyjnych są stosowane dwa rodzaje światłowodów:

- standardowy, o zerowej dyspersji na długości fali 1310 nm, mający w rejonie 1550 nm dyspersję od 15 ps/(nm·km) do 18 ps/(nm·km) i tłumienność ok. 0,2 dB/km;
- o przesuniętej dyspersji, mający w rejonie 1550 nm dyspersję poniżej 1 ps/(nm·km) i tłumienność ok. 0,25 dB/km.

Zastosowanie światłowodu o przesuniętej dyspersji, mającego 20-krotnie mniejszą dyspersję niż światłowod standardowy, umożliwia osiągnięcie 20-krotnie większego zasięgu transmisji. Mimo że światłowod taki jest jeszcze stosunkowo trudno dostępny, to niektórzy operatorzy krajowi już obecnie w budowanych traktach stosują kable, zawierające kilka tego typu światłowodów, przewidując ich zastosowanie do transmisji w trzecim oknie optycznym.

W artykule przyjęto klasyfikację węzłów rozdzielających sygnał na pasywne i aktywne. Węzły pasywne składają się z rozgałęziaczy światłowodowych typu 1 x N. Rozgałęziacze wprowadzają tłumienie wynikające z podziału sygnału wejściowego oraz dodatkowe tłumienie ok. 0,4 dB na kanał. Rozgałęziacze powinny mieć płaską charakterystykę spektralną rzędu 0,01 dB/nm w rejonie długości fali 1550 nm. Węzeł aktywny zawiera dodatkowo wzmacniacz światłowodowy EDFA, poprzedzający rozgałęziacz.

Właściwości wzmacniacza zostały bliżej opisane w [5] oraz w punkcie 5.2 niniejszego artykułu.

Odbiornik zawiera zwykle fotodiodę PIN pokrytą warstwą antyodbiorną, zapobiegającą powstawaniu zjawiska wtórnego rozproszenia

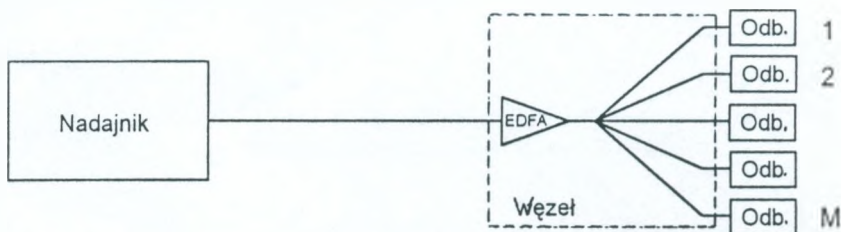
Reyleigha, będącego źródłem dodatkowych zniekształceń nieliniowych. Właściwości szumowe odbiornika są opisywane przez gęstość widmową zastępczego wejściowego prądu szumów odbiornika. Parametr ten wynosi zwykle od $5 \text{ pA}\cdot\sqrt{\text{Hz}}$ do $8 \text{ pA}\cdot\sqrt{\text{Hz}}$. Odbiornik nie wnosi istotnych zniekształceń sygnału, pod warunkiem, że moc sygnału wejściowego nie jest zbyt duża (nie przekracza 2 mW).

Syntetyczną miarą możliwości rozprzewadzenia sygnałów w sieci jest jej całkowite dopuszczalne tłumienie, zdefiniowane jako suma tłumień poszczególnych części składowych (linii i rozgałęziaczy), przy określonych mocach: nadawczej i wymaganej do prawidłowego odbioru. W krańcowym przypadku, gdy nie występuje tłumienie linii oraz dodatkowe tłumienie rozgałęziaczy, całkowite dopuszczalne tłumienie równoważne jest liczbie odbiorników.

W rzeczywistości liczba odbiorników będzie zawsze mniejsza od całkowitego dopuszczalnego tłumienia, gdyż w linii należy dodatkowo uwzględnić tłumienie jednego złącza rozłączalnego ($0,25 \text{ dB}$) i rozgałęziacza ($0,4 \text{ dB}$) oraz tłumienność linii transmisyjnej (ok. $0,25 \text{ dB/km}$).

2.1. Sieć z jednym węzłem pasywnym

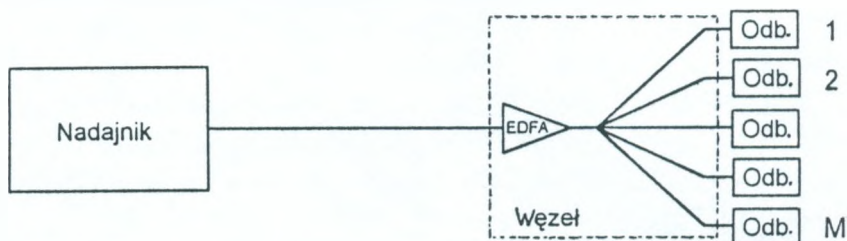
Do uzyskania odpowiedniej jakości transmisji, do odbiornika należy dostarczyć moc ok. $0,5 \text{ mW}$. Laser nadawczy emituje typowo moc poniżej 10 mW , dlatego, uwzględniając straty w torze transmisyjnym, sygnał można dostarczyć najwyżej do kilku odbiorników (rys. 1).



Rys. 1. Schemat sieci z jednym węzłem

2.2. Sieć z jednym węzłem aktywnym

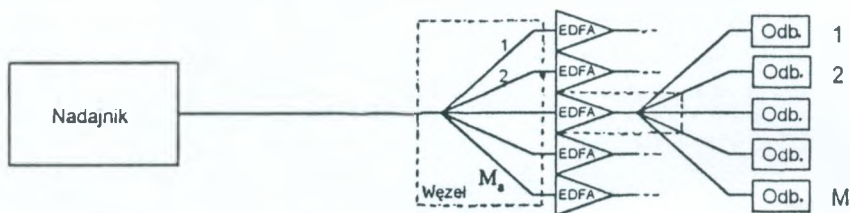
Zastosowanie wzmacniacza powoduje, że zostaje wyeliminowany wpływ tłumienia na drodze nadajnik-węzeł (jeśli nie przekracza ono kilku decybeli), a ponadto dzięki dużej mocy wyjściowej wzmacniacza, wynoszącej typowo ok. 25 mW, możliwe staje się dostarczenie sygnału przynajmniej do kilkunastu odbiorników (rys. 2).



Rys. 2. Schemat sieci z jednym węzłem aktywnym

2.3. Sieć z dwoma stopniami rozgałęzienia - pierwszym pasywnym (podwójna gwiazda)

W sieci z dwoma węzłami - pierwszym pasywnym, drugim aktywnym (rys. 3), na skutek wstępnego podziału mocy w węźle pasywnym



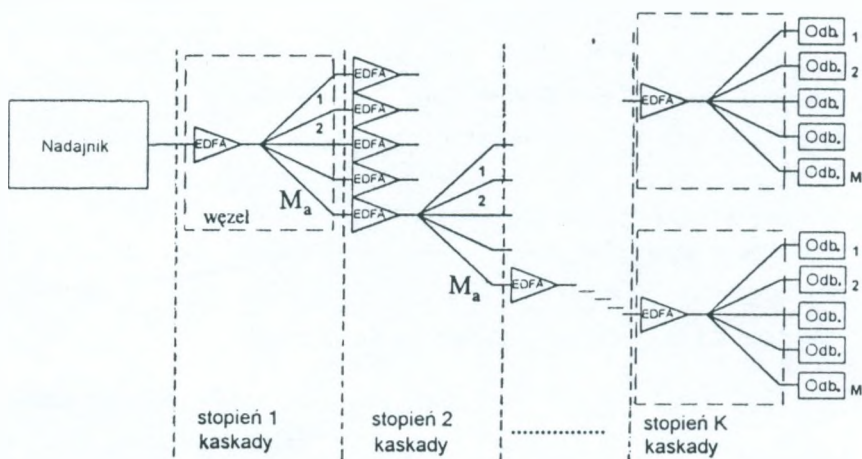
Rys. 3. Schemat sieci z dwoma stopniami rozgałęzienia - pierwszym pasywnym, drugim aktywnym

nym, do wzmacniacza dociera sygnał o małej mocy wejściowej, co powoduje, że:

- wzmacniacz pracuje z dużym wzmocnieniem, efektywnie zwiększając poziom sygnału;
- szумы emisji spontanicznej stają się istotnym źródłem pogorszenia stosunku sygnału do szumu.

2.4. Sieć z kaskadą wielu węzłów aktywnych (struktura drzewiasta)

W tej konfiguracji, przy prawidłowo zaprojektowanej sieci, można w znacznej mierze uniknąć sytuacji, w której moc sygnału spada do wartości powodującej degradację stosunku sygnału do szumu. Wymaga to jednak zwiększenia liczby stosowanych wzmacniaczy. W konsekwencji, przy zwiększaniu całkowitego dopuszczalnego tłumienia sieci, maleje również liczba odbiorników przypadających na jeden wzmacniacz.



Rys. 4. Schemat sieci z kaskadą wielu węzłów aktywnych

W sieci z kaskadą węzłów aktywnych (rys. 4) w końcowym, K-tym stopniu kaskady pracuje równocześnie $M_{\text{cał}} = M_a^K$ wzmacnia-

czy, a każdy z nich obsługuje M odbiorników. Całkowita liczba odbiorników w sieci wynosi więc $M_{\text{tot}} = M_{\text{aa}} M$.

3. ANALIZA ZJAWISK SZUMOWYCH

Właściwości szumowe sieci określa się za pomocą współczynnika CNR (*Carrier to Noise Ratio*), będącego stosunkiem mocy nośnej sygnału do mocy szumów. W wielu przypadkach wygodniej jest postąpić się współczynnikiem NCR (*Noise to Carrier Ratio*), to znaczy stosunkiem mocy szumów do mocy nośnej sygnału (odwrotnością CNR). Istnieją różne konwencje obliczania CNR. W artykule przyjęto zasadę odnoszenia mocy nośnej sygnału oraz wszelkich szumów do wejścia przedwzmacniacza odbiornika optycznego. W tym punkcie sieci jest obliczany kwadrat prądu nośnej sygnału oraz suma kwadratów prądu szumów pochodzących z różnych źródeł. Stosunek tych wartości jest współczynnikiem CNR.

Do obliczenia CNR należy więc określić kwadrat prądu nośnej sygnału P_{sm} oraz następujące kwadraty prądu szumów:

- zdudnienia sygnału z emisją spontaniczną wzmacniacza EDFA - $N_{\text{sig-sp}}$,
- nadmiarowych lasera nadawczego - N_{RIN} ,
- śrutowych odbiornika - N_{sb} ,
- termicznych odbiornika - N_{th} .

Wzory od (1) do (6) opisują odpowiednie relacje:

$$P_{sm} = \frac{(mRP_s G)^2}{2M^2}, \quad (1)$$

$$N_{\text{sig-sp}} = 4R^2 P_s G(G-1) M^{-2} h\nu n_{\text{sp}} B_e, \quad (2)$$

$$N_{\text{RIN}} = (RP_s G)^2 M^{-2} RIN B_e, \quad (3)$$

$$N_{sn} = 2qRP_sGM^{-1}B_e, \quad (4)$$

$$N_{th} = n^2B_e, \quad (5)$$

$$NCR = \frac{2B_e}{m^2} \left[RIN + \frac{2h\nu NF_{EDFA}}{P_s} + \frac{2qM}{RP_sG} + \left(\frac{nM}{RP_sG} \right)^2 \right], \quad (6)$$

$$NF_{EDFA} = 2n_{sp} \frac{G-1}{G}, \quad (7)$$

gdzie:

- m - współczynnik głębokości modulacji dla pojedynczego kanału,
- R - czułość fotodetektora, $R = \eta \cdot q/h \cdot \nu$,
- η - wydajność kwantowa fotodetektora,
- q - ładunek elektronu, $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C, .
- ν - częstotliwość sygnału optycznego,
- h - stała Plancka, $h = 6,62 \cdot 10^{-34}$ J·s,
- P_s - moc wyjściowa lasera nadawczego,
- M - tłumienie toru światłowodowego,
- B_e - elektryczne pasmo szumów odbiornika,
- n - zastępcza gęstość prądu szumów termicznych odbiornika odniesiona do jego wejścia,
- RIN - względny współczynnik szumu nadajnika,
- G - wzmacnienie EDFA,
- n_{sp} - współczynnik inwersji jonów erbu we wzmacniaczu,
- NF_{EDFA} - współczynnik szumów wzmacniacza.

Analizę przeprowadzono dla modelu sieci 40-kanałowej, przyjmując wartość współczynnika głębokości modulacji $m = 5,3\%$. Zagadnienie optymalizacji współczynnika głębokości modulacji, uwzględniającej wpływ zniekształceń i szumów autorzy przedstawiali w [5].

Ponadto przyjęta do analizy wartość współczynnika m znajduje zastosowanie w eksploatowanych systemach CATV.

3.1. Sieć z jednym węzłem pasywnym

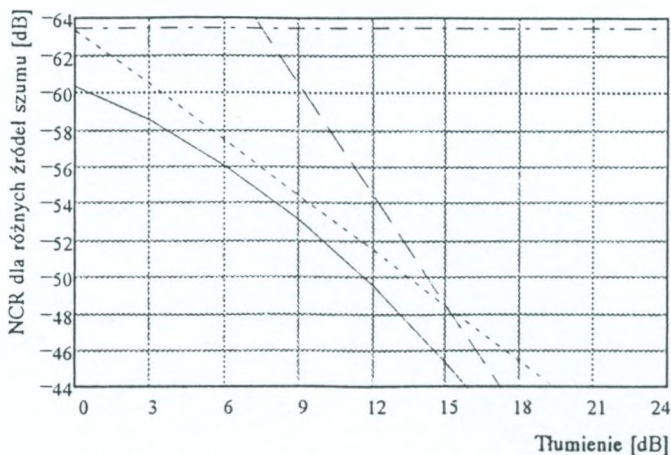
Dla sieci z jednym węzłem pasywnym (konfiguracja z pkt. 2.1) ogólny wzór (6) jest słuszny, przy założeniu $G = 1$, $NF_{EDFA} = 0$. Dla typowych wartości parametrów, podanych w tabelicy 1, właściwości szumowe sieci obliczone według wzoru (6) przedstawia zależność NCR od całkowitego tłumienia M , pokazana na rys. 5.

Tabela 1

Typowe wartości parametrów nadajnika i odbiornika

Parametr	Symbol	Wartość
Średnia moc optyczna nadajnika [mW]	P_s	5
Współczynnik głębokości modulacji [%]	m	5,3
Współczynnik szumu nadmiarowego nadajnika [dB/Hz]	RIN	-159
Czułość fotodiody [A/W]	R	0,5
Równoważne pasmo szumowe kanału w odbiorniku [MHz]	B_e	5
Zastępczy prąd szumów wejściowych odbiornika [$\mu\text{A}\cdot\sqrt{\text{Hz}}$]	n	5

Dopuszczalne całkowite tłumienie sieci (przy założeniu $NCR = -52$ dB, $B_e = 5$ MHz) wynosi 9,9 dB, co daje możliwość dostarczenia sygnału maksymalnie do 9 odbiorników. Czynnikiem ograniczającym jest w tym przypadku szum śrutowy (4). Jest to ograniczenie fundamentalne - jedyną metodą powiększenia dopuszczalnego tłumienia jest zwiększenie mocy nadajnika.



Rys. 5. Współczynnik NCR w funkcji tłumienia

— NCR, - - - NCR_{sb}, - - - NCR_{lb}, - · - · NCR_{rin}

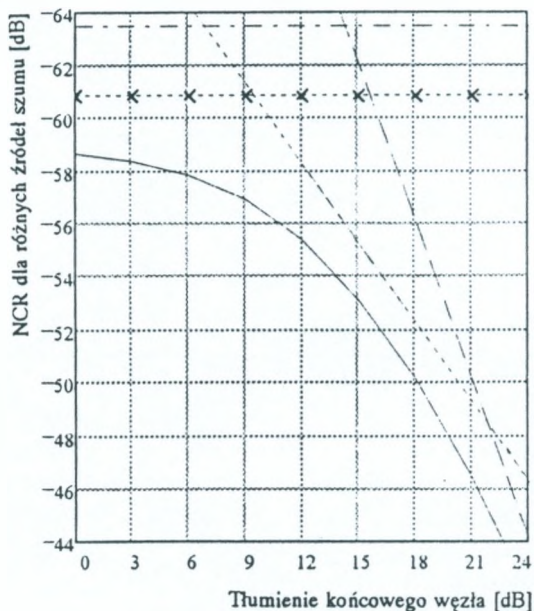
3.2. Sieć z jednym węzłem aktywnym

Dla sieci z jednym węzłem aktywnym (konfiguracja z pkt. 2.2) obowiązuje wzór (6). Dla typowych wartości parametrów nadajnika i odbiornika, podanych w tabelicy 1, oraz parametrów wzmacniacza, zamieszczonych w tabelicy 2, właściwości szumowe sieci, obliczone według wzoru (6), przedstawia zależność NCR od całkowitego tłumienia M , pokazana na rys. 6.

Tabela 2

Parametry wzmacniacza dla mocy wejściowej $P_{\text{sin}} = 5 \text{ mW}$

Parametr	Symbol	Wartość
Wzmocnienie [W/W]	G	4,9
Współczynnik szumów	NF_{EDFA}	4,5

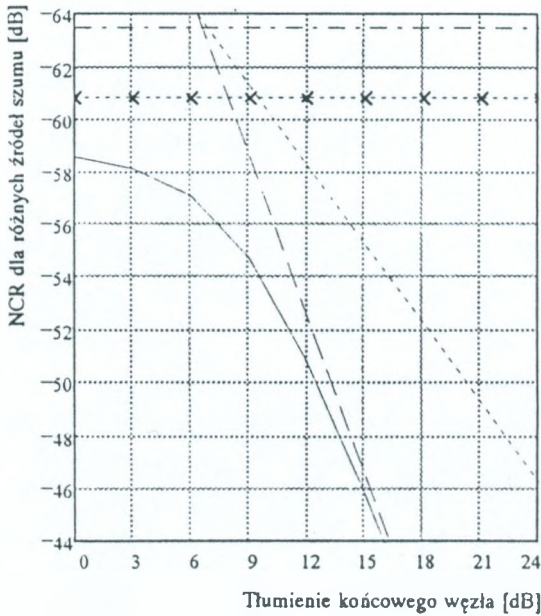


Rys. 6. Współczynnik NCR w funkcji tłumienia dla odbiornika o małych szumach

— NCR, - - - - NCR_{ab}, - · - NCR_{lb},
 · · · · NCR_{rin}, - x - NCR_{sig.sp}

Całkowite dopuszczalne tłumienie sieci (przy założeniu $NCR = -52$ dB, $B_c = 5$ MHz) wynosi 16,3 dB, co daje możliwość dostarczenia sygnału maksymalnie do 42 odbiorników.

Zysk z zastosowania wzmacniacza o wzmacnieniu 7 dB wynosi 6,2 dB, co świadczy o małym wpływie szumów wzmacniacza. Zastosowanie odbiornika o szumach $n = 30$ pA/√Hz (takim odbiornikiem dysponowano przy przeprowadzaniu eksperymentu), większych niż przedstawione w tabl. 1, prowadzi do zmniejszenia dopuszczalnego tłumienia o 5 dB (rys. 7).



Rys. 7. Współczynnik NCR w funkcji tłumienia dla odbiornika o dużych szumach objaśnienia jak na rys. 6

3.3. Sieć z dwoma stopniami rozgałęzienia - pierwszym pasywnym (podwójna gwiazda)

Dla sieci z dwoma stopniami rozgałęzienia - pierwszym pasywnym, drugim aktywnym (konfiguracja z pkt. 2.3), wzór (6) zostaje zmodyfikowany przez wprowadzenie tłumienia sygnału pojawiającego się przed wzmacniaczem (oznaczenie M_{Δ}), będącego skutkiem rozgałęzienia:

$$NCR(M) = \frac{2B_e}{m^2} \left[RIN + \frac{2hvNF_{EDFA}(M_a)M_a}{P_s} + \frac{2qMM_a}{RP_sG(M_a)} + \left(\frac{nMM_a}{RP_sG(M_a)} \right)^2 \right]. \quad (8)$$

Całkowite dopuszczalne tłumienie sieci wyraża, w tym przypadku, wzór (9):

$$M_{tot} = M \cdot M_a. \quad (9)$$

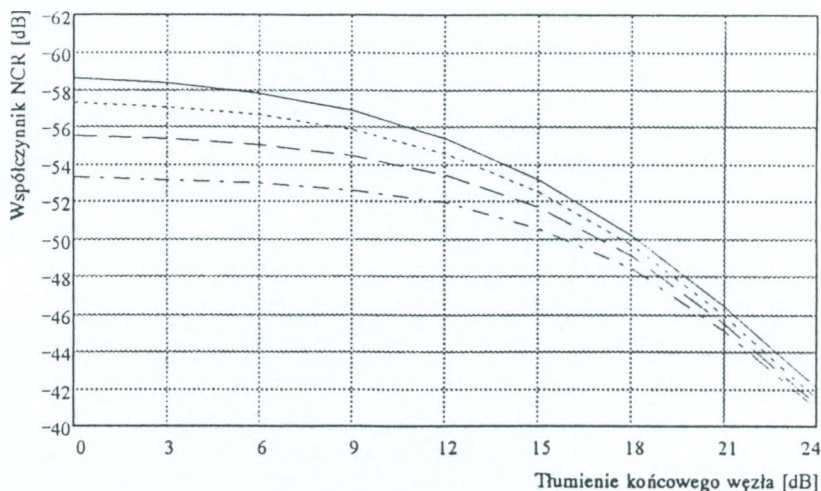
W przytoczonym przykładzie posłużono się parametrami konkretnego wzmacniacza stosowanego w eksperymencie, z zastosowaniem modelu wzmacniacza zaczerpniętego z [9], umożliwiającego obliczenie wzmocnienia i współczynnika szumów dla danych mocy sygnału wejściowego i pompy. Parametry wzmacniacza silnie zależą od mocy sygnału na jego wejściu, co zilustrowano w tabelicy 3.

Tabela 3

Parametry wzmacniacza oraz całkowite dopuszczalne tłumienie sieci, w funkcji mocy sygnału wejściowego (dla $M_a = 1$ moc wejściowa wynosi 5 mW)

Parametr	Symbol	Wartość dla			
		$M_s = 1$ (5 mW)	$M_s = 2$ (2,5 mW)	$M_s = 4$ (1,25 mW)	$M_s = 8$ (0,625 mW)
Wzmocnienie [W/W]	G	4,9	9,2	17,6	34,5
Współczynnik szumów	NF_{EDFA}	4,5	3,6	3,1	2,8
Całkowite tłumienie sieci	M_{tot}	42,0	72,0	114,0	113,0

Na rys. 8 przedstawiono zależność współczynnika NCR od tłumienia M , dla różnych wartości tłumienia występującego między nadajnikiem a wzmacniaczem.



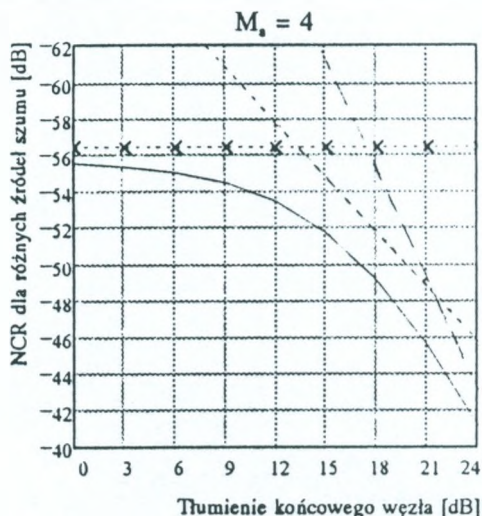
Rys. 8. Współczynnik NCR w funkcji tłumienia dla kilku wartości M_s tłumienia węzła 1

— $M_s = 1$, ---- $M_s = 2$, --- $M_s = 4$, -·- $M_s = 8$

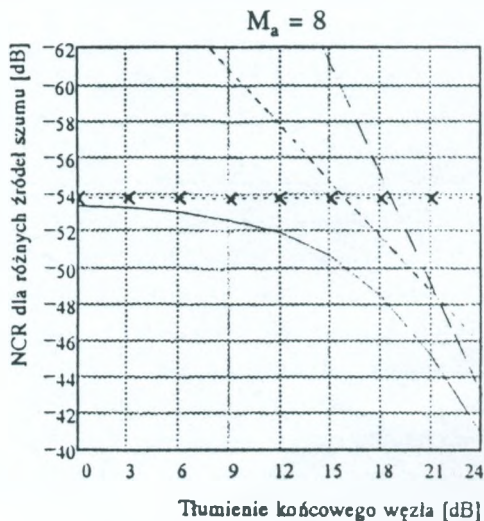
Maksymalna wartość tłumienia całkowitego sieci ($M_{tot} = 114$) występuje, w tym przypadku, przy wstępnym czterokrotnym podziale sygnału z nadajnika i zastosowaniu czterech wzmacniaczy.

Przy idealistycznym założeniu, że w sieci całe tłumienie powstaje na skutek rozdziału sygnału do odbiorników, na jeden wzmacniacz przypada maksymalnie 28 odbiorników. Dla porównania, w sieci z jednym wzmacniaczem było możliwe zastosowanie 42 odbiorników.

Z przebiegu charakterystyk współczynnika NCR (rys. 9 i 10) wynika, że w celu maksymalizacji współczynnika M_{tot} należy do wzmacniacza dostarczyć moc sygnału wystarczającą do uzyskania $NCR_{sig-sp} = -55$ dB. Zwiększanie tłumienia M_s uniemożliwia uzyskanie wystarczającej wartości NCR.



Rys. 9. Współczynnik NCR w funkcji tłumienia objaśnienia jak na rys. 6

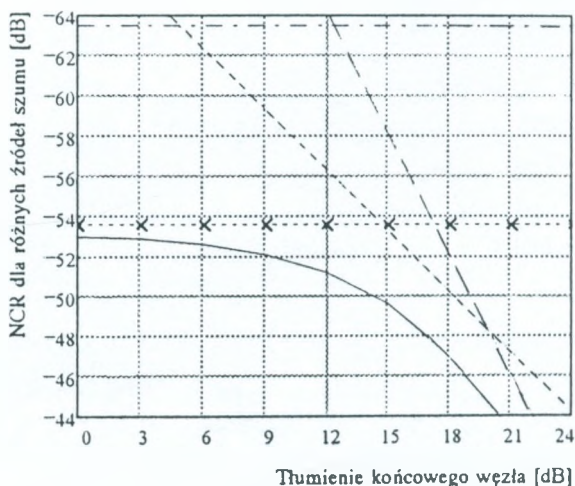


Rys. 10. Współczynnik NCR w funkcji tłumienia objaśnienia jak na rys. 6

3.4. Sieć z kaskadą wielu węzłów aktywnych (struktura drzewiasta)

Dla sieci o strukturze drzewiastej, z wieloma węzłami aktywnymi (konfiguracja z pkt. 2.4) wzór (8) zostaje zmodyfikowany przez uwzględnienie kumulacji szumów emisji spontanicznej następujących w kolejnych wzmacniaczach (10). Przy uproszczeniu zakładającym, że kolejne węzły sieci składają się z identycznych wzmacniaczy i rozgałęziaczy, powodujących osłabienie sygnału do poziomu wejściowego, wyrażenie na NCR, przy K stopniach kaskadowo połączonych, przyjmuje postać:

$$NCR(M) = \frac{2B_{\epsilon}}{m^2} \left[RIN + \frac{2h\nu NF_{EDFA}(M_a)M_a}{P_s} K + \frac{2qMM_a}{RP_s G(M_a)} + \left(\frac{nMM_a}{RP_s G(M_a)} \right)^2 \right]. \quad (10)$$

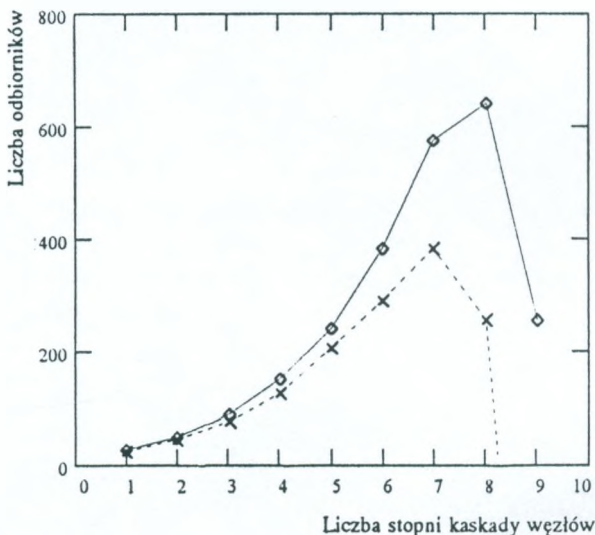


Rys. 11. Współczynnik NCR w funkcji tłumienia objaśnienia jak na rys. 6

Dla zilustrowania właściwości szumowych sieci z kaskadowo połączonymi wzmacniaczami na rys. 11 przedstawiono wartość współczynnika NCR, w funkcji tłumienia sekcji po ostatnim wzmacniaczu, dla sieci składającej się z $K = 7$ kaskadowo połączonych węzłów z rozdwojaniem sygnału ($M_s = 2$). Całkowite tłumienie sieci wynosi:

$$M_{tot} = M_a^{K-1} \cdot M. \quad (11)$$

W opisywanym przykładzie $M_{tot} = 576$ przy liczbie $M_a^{K-1} = 127$ wzmacniaczy, to znaczy, że na jeden zainstalowany w sieci wzmacniacz przypada zaledwie 4,5 odbiornika.



Rys. 12. Całkowita dopuszczalna liczba odbiorników w funkcji liczby stopni kaskady, dla $M_s = 2$

◊- $M_d = 0$, ×- $M_d = 0,4$ dB

Przeanalizowano, według zależności (10), wpływ liczby stopni kaskady z rozdwojaniem sygnału ($M_s = 2$) na dopuszczalne tłumienie

całkowite sieci M_{tot} dla przypadku wyidealizowanego i bliższego rzeczywistości (uwzględniając istnienie dodatkowego tłumienia między poszczególnymi elementami sieci o wartości 0,4 dB). Wyniki przedstawiono na rys. 12.

4. OPTIMALIZACJA WŁAŚCIWOŚCI SZUMOWYCH ŚWIATŁOWODOWEJ SIECI TELEWIZJI KABLOWEJ ZE WZMACNIACZAMI EDFA

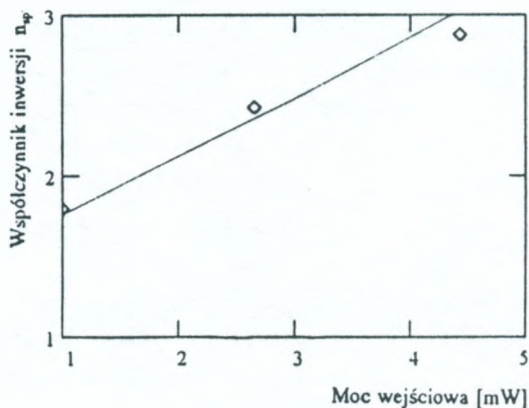
Celem optymalizacji był wybór konfiguracji sieci, zapewniającej dostarczenie do założonej liczby odbiorników sygnału o maksymalnym stosunku sygnału do szumu CNR.

Optymalizację przeprowadzono postępując się modelem sieci przedstawionym w pkt. 2.4 (rys. 4). Wyniki optymalizacji ściśle zależą od przyjętego modelu wzmacniacza EDFA, a w szczególności zależności wzmocnienia G i współczynnika szumów NF_{EDFA} od mocy sygnału wejściowego. Dlatego szczególnie starannie potraktowano wybór modelu wzmacniacza, odpowiedniego do specyfiki transmitowanych sygnałów. Musiał on być na tyle prosty, by umożliwić wyciągnięcie wniosków jakościowych z przeprowadzonej analizy, a przy tym nie za bardzo uproszczony, by nie zgubić istotnych dla optymalizacji szczegółów.

Na podstawie uzyskanych wyników pomiarów kupionego wzmacniacza (pkt 5.2) zaadaptowano znany z literatury model wzmacniacza EDFA [9]. Model ten jest zbyt skomplikowany, by przeprowadzić w sposób przejrzysty założoną optymalizację, umożliwia jednak przebadanie zachowania się pojedynczego wzmacniacza w różnych warunkach pracy. Na tym etapie analizy stwierdzono, że:

- niezależnie od pozostałych warunków pracy wzmacniacza, zawsze jest korzystne dostarczenie do niego jak największej mocy pompy - rośnie wtedy moc wyjściowa i maleją szумы;

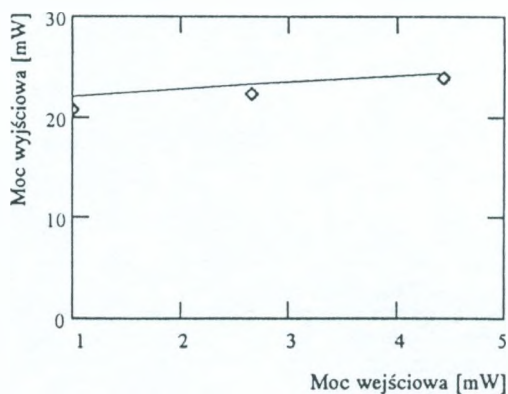
- dla zakresu mocy wykorzystywanych przy transmisji sygnałów telewizji kablowej ze wzrostem mocy wejściowej następuje:
 - wzrost n_{sp} (jest możliwa aproksymacja linią prostą zależności n_{sp} od mocy wejściowej, co przedstawiono na rys. 13),
 - silne ograniczanie wzmocnienia (jest możliwe założenie stałej mocy wyjściowej wzmacniaczy EDFA, co pokazano na rys. 14),
 - następuje samoregulacja mocy w sieci, gdyż kolejne ograniczniki mocy, jakimi są wzmacniacze pracujące w nasyceniu, doprowadzają do ustalenia stałego poziomu mocy wejściowej (rys. 15).



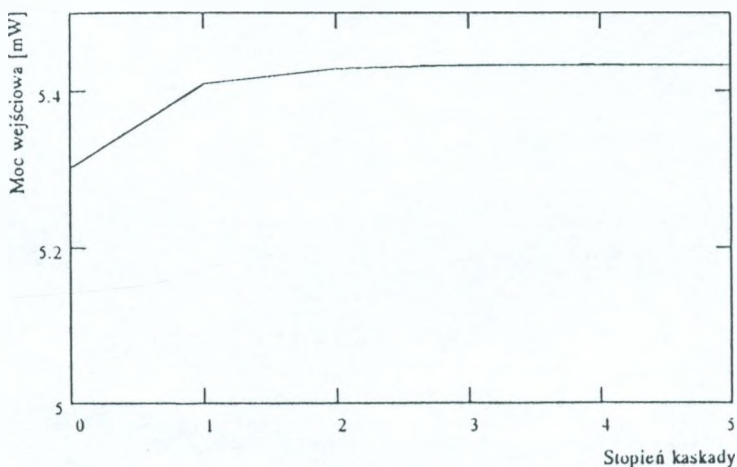
Rys. 13. Współczynnik n_{sp} wzmacniacza EDFA w funkcji mocy wejściowej

— wartość obliczona, \diamond wartość zmierzona

Dla założonych typowych wartości parametrów sieci, wyszczególnionych w tablicach 1 i 4, oraz z zastosowaniem aproksymacji współczynnika inwersji n_{sp} , jak na rys. 13 (współczynnik szumów NF_{EDFA} jest ok. 2 razy większy od n_{sp}), przeprowadzono optymalizację, polegającą na obliczeniu takiej krotności podziału w węzle M_n , by dla założonej dopuszczalnej liczby odbiorników w sieci M_{tot} odstęp sygnału od szumu CNR był jak największy (ok. 52 dB).



Rys. 14. Moc wyjściowa wzmacniacza EDFA w funkcji mocy wejściowej objaśnienia jak na rys. 13



Rys. 15. Moc wejściowa w kolejnych stopniach kaskady

W rozpatrywanym wariancie sieci założono ponadto, że:

- jeden wzmacniacz końcowy powinien obsługiwać co najmniej 16 odbiorników,

- w każdym węźle sieci występuje dodatkowe tłumienie o wartości $M_d = 0,5$ dB, wynikające z własności elementów sieci opisanych w pkt. 2.

Tablica 4

Założone wartości parametrów sieci

Parametr	Symbol	Wartość
Moc wyjściowa nadajnika optycznego [mW]	P_s	5,3
Moc wyjściowa wzmacniacza EDFA [mW]	P_{out}	22,0
Dodatkowe tłumienie w węźle [dB]	M_d	0,5
Założona liczba wzmacniaczy końcowych	M_{aa}	64,0
Założona liczba odbiorników na wzmacniacz końcowy	M	16,0

Liczba odbiorników wyraża się wzorem (11), stąd liczbę stopni kaskady można wyrazić w funkcji M_a :

$$K(M_a) = \frac{\log(M_{aa})}{\log(M_a)} + 1. \quad (12)$$

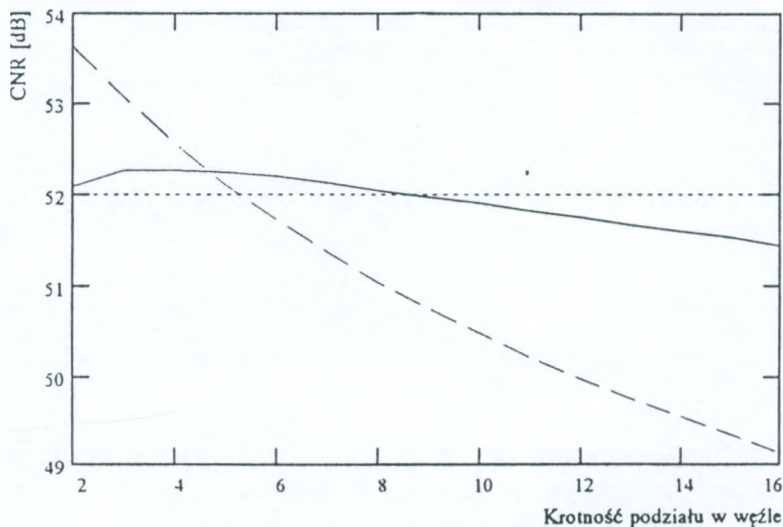
Po zmodyfikowaniu wzoru (10) otrzymano zależność współczynnika NCR w funkcji M_a :

$$NCR(M_a) = \frac{2B_e}{m^2} \left[RIN + \frac{4h\nu}{P_{out}} \left[\left(\frac{P_{out}}{P_s} - 1 \right) n_{sp}(P_s) + \right. \right. \\ \left. \left. + (G(M_a) - 1)(n_{sp}(M_a)(K(M_a) - 1)) \right] \right] + \frac{2qMM_aM_d}{RP_{out}} + \left(\frac{nMM_aM_d}{RP_{out}} \right)^2, \quad (13)$$

miejsce zerowe pochodnej funkcji (13) odpowiada szukanej optymalnej wartości M_a .

Stwierdzono, że dla przyjętych typowych wartości parametrów poszczególnych elementów stosowanych w sieci, optymalną konfiguracją jest kaskadowe połączenie węzłów sieci z krotnością podziału sygnału w węźle wynoszącą $M_a = 4$.

Na rys. 16 przedstawiono wynik optymalizacji. Charakterystyka oznaczona linią ciągłą została obliczona dla modelu realistycznego, w którym parametry wzmacniaczy (G_{EDFA} i NF_{EDFA}), pracujących w kolejnych stopniach są obliczane z uwzględnieniem mocy wejściowej. Największy odstęp sygnału od szumu, wynoszący 52,27 dB, uzyskano dla krotności podziału sygnału w węźle wynoszącej $M_a = 4$.



Rys. 16. Odstęp sygnału od szumu w funkcji krotności podziału w węźle, dla całkowitej liczby odbiorników $M_{tot} = 1024$

— $n_{ap}(m_a)$, - - $n_{ap} = 2,8$, - - - CNR dopuszczalne

Posługiwanie się w optymalizacji modelem uproszczonym (przebieg oznaczony linią przerywaną), zakładającym jednolite parametry

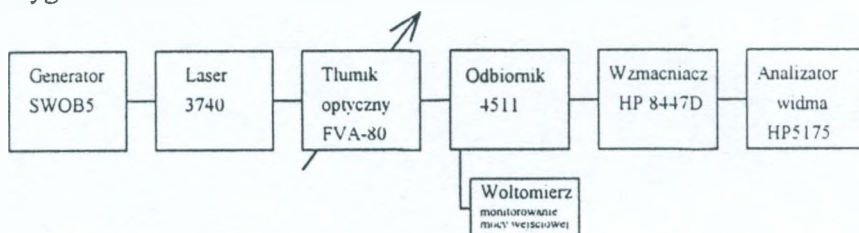
wzmacniaczy, mogłoby prowadzić do mylnego wniosku, że krotność podziału w węźle powinna być jak najmniejsza.

5. METODYKA POMIARÓW SZUMÓW

5.1. Pomiary szumów lasera nadawczego i odbiornika

Pomiary wykonuje się w układzie pokazanym na rys. 17.

W rzeczywistych warunkach pracy między laserem a odbiornikiem znajduje się linia światłowodowa, która wprowadza, w połączeniu z pasożytniczą modulacją częstotliwości lasera, zniekształcenia nieliniowe sygnału. Przy pomiarach szumu zjawisko to utrudnia interpretację wyników, dlatego w tym przypadku jest stosowany tłumik, który symuluje tłumienie linii i nie wnosi dodatkowych zniekształceń sygnału.

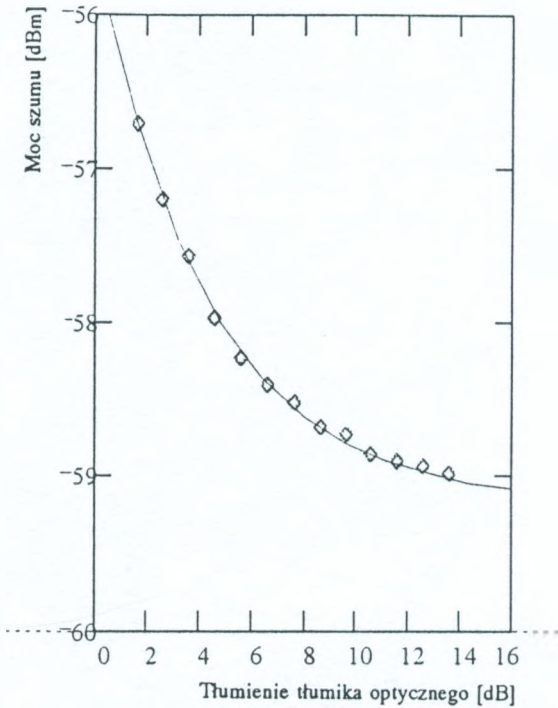


Rys. 17. Schemat układu do pomiarów szumów lasera nadawczego i odbiorczego

Analizatorem widma należy zmierzyć moc szumów generowanych w torze pomiarowym w funkcji tłumienia regulowanego tłumika optycznego. Przy dużym tłumieniu dominuje szum termiczny odbiornika, w zakresie średnich tłumień pojawia się wpływ szumu śrutowego odbiornika, a przy małym tłumieniu dodatkowo - wpływ szumu nadmiarowego nadajnika (rys. 18).

Parametry wzmacniacza G_p i NF_p należy zmierzyć uprzednio. Czułość fotodiody odbiornika μ_{Rx} określa się na podstawie pomiaru prądu fotodiody.

Moc szumów termicznych odbiornika N_{th} mierzy się bezpośrednio, przy nieskończenie dużym tłumieniu, gdy jedynym źródłem szumu jest szum termiczny - niezależny od mocy podawanej na detektor odbiornika. Ze wzoru na moc szumów termicznych (14) należy obliczyć iloczyn $NF_{Rxi}G_{Rx}$.

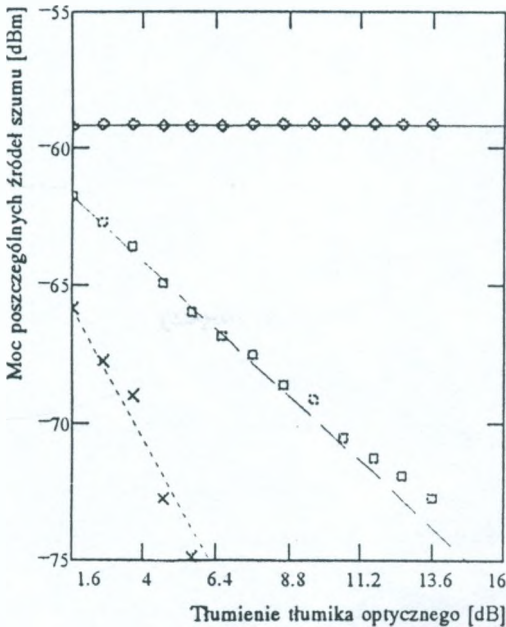


Rys. 18. Zmierzona całkowita moc szumu w funkcji tłumienia tłumika optycznego
 ◇ moc zmierzona, — moc obliczona

Moc szumów śrutowych wyznacza się w zakresie średnich wartości tłumienia, gdy wpływ szumu lasera RIN jest pomijalnie mały, odejmując od całkowitej mocy szumów N_{tot} uprzednio zmie-

rzoną moc szumów termicznych odbiornika N_{th} . Ze wzoru na moc szumów śrutowych (15) należy obliczyć iloczyn $R_{inRx}G_{Rx}$. Umożliwia to obliczenie stosunku NF_{Rx}/R_{inRx} potrzebnego do wyliczenia n (18).

Z powyższych rozważań wynika, że właściwości odbiornika są w zupełności zdefiniowane przez jego wzmocnienie $\eta_{Rx} \cdot R_{inRx} \cdot G_{Rx}$ oraz zastępczą wejściową gęstość prądu szumów n . W opisanej metodzie pomiaru zwraca uwagę możliwość określenia wzmocnienia odbiornika bez pomiaru mocy sygnału wejściowego i wyjściowego, jedynie na podstawie charakteru przebiegu mocy szumów wyjściowych w funkcji wejściowej mocy optycznej.



Rys. 19. Obliczone moce poszczególnych składowych szumu w funkcji tłumienia tłumika optycznego

◇ termiczny, □ śrutowy, x RIN lasera, — termiczny, — — — śrutowy, - - - RIN lasera

Dla tłumienia minimalnego, po odjęciu od całkowitej mocy szumów N_{tot} wyznaczonych uprzednio składowych N_{sh} i N_{th} , otrzymuje się moc szumów lasera nadawczego N_{RIN} . Korzystając z zależności (16) można obliczyć parametr RIN badanego lasera.

$$N_{th} = [4kT(NF_{Rx}G_{Rx} + NF_P)] G_P \Delta f, \quad (14)$$

$$N_{sh}(\alpha_{TO}) = 2q \frac{P_{laser}}{L_{opt}(\alpha_{TO})} \eta_{Rx} R_{inRx} G_{Rx} G_P \Delta f, \quad (15)$$

$$N_{RIN}(\alpha_{TO}) = RIN \left[\frac{P_{laser}}{L_{opt}(\alpha_{TO})} \eta_{Rx} \right]^2 R_{inRx} G_{Rx} G_P \Delta f, \quad (16)$$

$$N(\alpha_{TO}) = N_{th} + N_{sh}(\alpha_{TO}) + N_{RIN}(\alpha_{TO}), \quad (17)$$

$$n = \sqrt{4kT \frac{NF_{Rx}}{R_{inRx}}} \quad (18)$$

gdzie:

P_{laser} - moc ciągła promieniowania lasera nadawczego,

L_{opt} - tłumienie toru optycznego między laserem nadawczym a odbiornikiem,

α_{TO} - tłumienie tłumika optycznego.

Wyniki pomiarów wykonanych w czasie prac nad grantem przedstawiono na rys. 18, natomiast - obliczone na podstawie wyżej opisanej procedury - parametry lasera nadawczego i odbiornika zaprezentowano na rys. 19 i w tabelicy 5. Wyniki można zweryfikować (rys. 20), wtrącając w tor pomiarowy wzmacniacz o parametrach: G_{EDFA} , NF_{EDFA} , zmierzonych poprzednio metodą czysto optyczną.

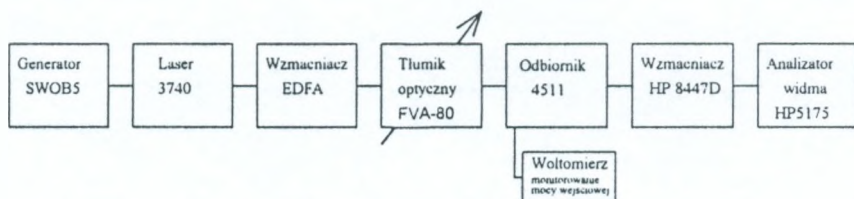
Powyżej podane zależności, tj. od (14) do (17), zostają zmodyfikowane o dodatkowe wzmocnienie wzmacniacza optycznego G_{EDFA} oraz dodatkowe źródło szumu zdudnienia emisji spontanicznej wzmacniacza z sygnałem:

$$N_{sig-sp}(\alpha_{TO}) = 4h\nu_s n_{sp} P_{laser} (G_{EDFA} - 1) G_{EDFA} \left(\frac{\eta_{Rx}}{L_{opt}(\alpha_{TO})} \right)^2 R_{inRx} G_{Rx} G_p \Delta f \quad (19)$$

Tablica 5

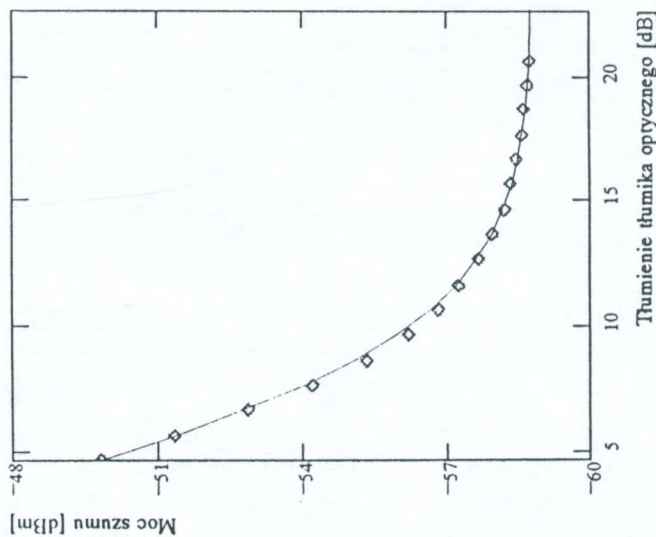
Wyniki pomiarów szumów nadajnika i odbiornika

Parametr	Symbol	Wartość
Średnia moc optyczna nadajnika [mW]	P_{laser}	4,88
Współczynnik szumu nadmiarowego nadajnika [dB/Hz]	RIN	-161,0
Całkowite wzmocnienie odbiornika [V/W]	$\eta_{Rx} GR_{Rx}$	5928,0
Czułość fotodiody [A/W]	η_{Rx}	0,456
Gęstość widmowa zastępczego prądu szumów wejściowych odbiornika [pA·√Hz]	n	30,0



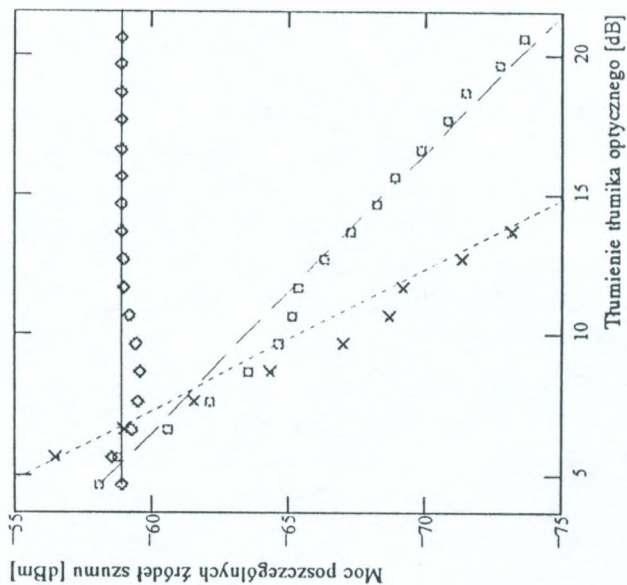
Rys. 20. Schemat układu do pomiarów szumów lasera nadawczego i odbiornika, z zastosowaniem wzmacniacza EDFA

Uzyskano zgodność obliczonych parametrów: G_{EDFA} i NF_{EDFA} z pomierzonymi na drodze optycznej (rys. 21 i 22) oraz zgodność obliczonych wartości zastępczego prądu szumów wejściowych odbiornika (n) określonego bez i ze wzmacniaczem EDFA. Wartość RIN zwiększyła się o 4 dB, do poziomu -157 dB, prawdopodobnie na skutek oddziaływania wstecznego promieniowania wzmacniacza na laser nadawczy DFB.



Rys. 21. Całkowita moc szumu w funkcji tłumienia tłumika optycznego

◇ moc zmierzona, — moc obliczona



Rys. 22. Moce poszczególnych składowych szumu w funkcji tłumienia tłumika optycznego

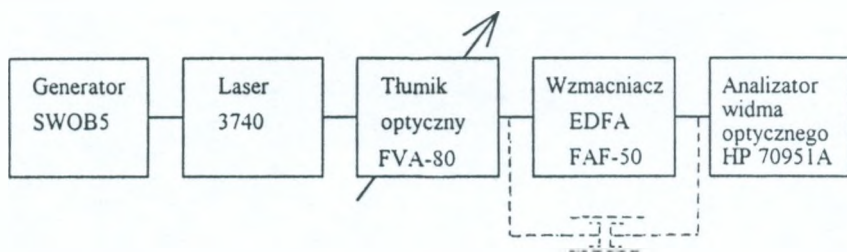
objaśnienia jak na rys. 19

5.2. Pomiary parametrów szumowych wzmacniacza EDFA metodą optyczną

Pomiary wzmocnienia i współczynnika szumów wzmacniacza optycznego należy wykonać zgodnie z procedurą pomiarową, zawartą w oprogramowaniu dołączonym do analizatora widma optycznego typu HP 70951. Przyrząd automatycznie oblicza te parametry na podstawie dwóch pomiarów spektralnych:

- mocy wejściowej: w miejsce wzmacniacza zostaje wstawione złącze rozłączalne,
- mocy wyjściowej wzmacniacza.

Przy zastosowaniu dobrej jakości złączy rozłączalnych (o tłumieniu nie przekraczającym 0,2 dB) pomiar G_{EDFA} jest wykonywany z dokładnością 0,4 dB, a pomiar NF_{EDFA} z dokładnością 0,5 dB (rys. 23).



Rys. 23. Schemat układu do pomiaru parametrów szumowych wzmacniacza EDFA metodą optyczną

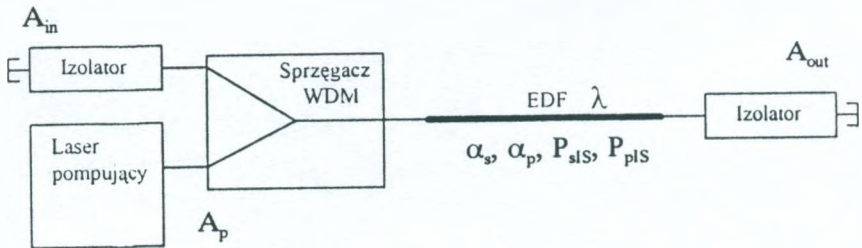
Na podstawie zmierzonych parametrów wzmacniacza w funkcji mocy wejściowej i mocy pompy można oszacować parametry modelu wzmacniacza (tablica 6). Model ten (rys. 24), opiera się na analizie zjawisk zachodzących w światłowodzie EDF, przedstawionej przez Saleha i Habbaba w [5, 9] z dodatkowym uwzględnieniem tłumienia elementów współpracujących z tym światłowodem, to jest: izolatorów i złączy wejściowych oraz wyjściowych, a także sprzęgacza

WDM. Model ten był stosowany w analizie właściwości szumowych sieci przedstawionej w pkt. 3 oraz w optymalizacji sieci omówionej w pkt. 4.

Tablica 6

Parametry modelu wzmacniacza EDFA

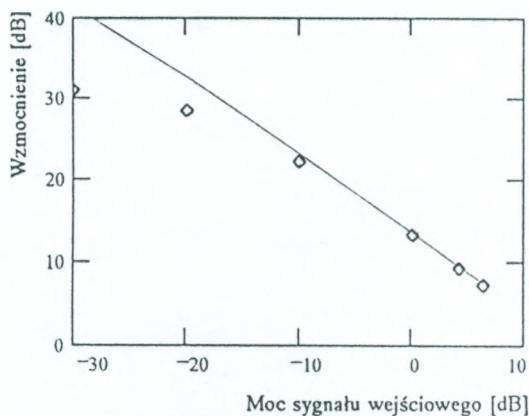
Parametr	Symbol	Wartość
Współczynnik absorpcji dla długości fali sygnału [m^{-1}]	α_s	0,92
Współczynnik absorpcji dla długości fali pompy [m^{-1}]	α_p	1,1
Moc nasycenia dla długości fali sygnału [mW]	P_{s1S}	0,14
Moc nasycenia dla długości fali pompy [mW]	P_{p1S}	0,31
Współczynnik charakteryzujący właściwości szumowe [$m^{-1} \cdot s^{-1}$]	ζ	$1,55 \cdot 10^{15}$
Tłumienie mocy wejściowej sygnału	A_{in}	0,7
Tłumienie mocy pompy	A_p	0,7
Tłumienie mocy wyjściowej sygnału	A_{out}	0,9



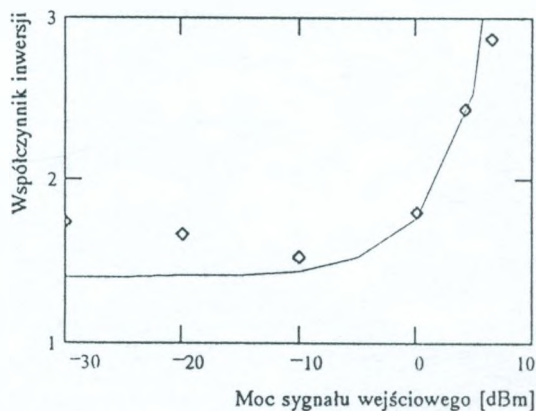
Rys. 24. Schemat modelu wzmacniacza EDFA stosowanego w analizie właściwości szumowych

Na rys. 25 podano wynik pomiaru wzmocnienia wzmacniacza EDFA w funkcji mocy sygnału wejściowego. Dla mocy większych niż -10 dBm (a tylko takie występują w prawidłowo zaprojektowa-

nych systemach rozprowadzających analogowe sygnały telewizyjne) uzyskano dobrą zgodność wartości obliczonych na podstawie wyżej opisanego modelu z wartościami pomierzonymi.



Rys. 25. Wzmocnienie wzmacniacza EDFA w funkcji mocy sygnału wejściowego objaśnienia jak na rys. 13



Rys. 26. Współczynnik inwersji w funkcji mocy sygnału wyjściowego objaśnienia jak na rys. 13

Na rys. 26 przedstawiono wynik pomiaru współczynnika inwersji w funkcji mocy sygnału wejściowego (współczynnik szumów $N_{F_{EDFA}}$ jest ok. 2 razy większy od n_{sp}). W tym przypadku, również dla poziomów mocy stosowanych w praktyce, uzyskano dobrą zgodność wartości obliczonych z pomierzonymi.

6. PODSUMOWANIE

W utworzonym modelu sieci z kaskadą wielu węzłów aktywnych uzależniono właściwości szumowe, określone przez współczynnik CNR, od struktury sieci (krotności podziału sygnału w węźle, liczby stopni kaskady i liczby odbiorników obsługiwanych przez wzmacniacz końcowy).

W części eksperymentalnej, gdy pozwalały na to środki techniczne, sprawdzono kolejno zależności, podane w części teoretycznej, opisujące: szumy nadajnika laserowego, wzmacniacza EDFA oraz odbiornika.

Uzyskane praktycznie wyniki pomiarów są zgodne z wynikami otrzymanymi na drodze teoretycznej. Tak zweryfikowane doświadczalnie zależności uznano za wystarczającą przesłankę do przeprowadzenia optymalizacji sieci. Optymalizacja polegała na wyborze odpowiedniej, dla określonej liczby odbiorników, struktury sieci, zapewniającej maksymalny współczynnik CNR.

Analiza szumowa i optymalizacja światłowodowej sieci ze wzmacniaczami EDFA zostały przeprowadzone dla wartości parametrów odpowiadających obecnemu stanowi techniki. Poniżej wymieniono najważniejsze wnioski wynikające z analizy i optymalizacji.

1. Stwierdzono, że w sieci pasywnej, bez wzmacniaczy EDFA, jest możliwe dostarczenie sygnału maksymalnie do 9 odbiorników.
2. Zastosowanie jednego wzmacniacza w węźle zwiększa krotność podziału do 42.

3. W sieci dwustopniowej, zawierającej jeden węzeł pasywny oraz następujące za nim M_a węzłów aktywnych, optymalna krotność podziału w pierwszym węźle wynosi $M_a = 4$, co odpowiada $M_{\text{tot}} = 114$ odbiornikom, czyli na jeden zainstalowany w sieci wzmacniacz przypada około 28 odbiorników.
4. W przypadku wymaganej większej liczby odbiorników jest konieczne zastosowanie kaskady węzłów aktywnych ze wzmacniaczami EDFA. Przeprowadzono optymalizację krotności podziału w węźle. Stwierdzono, że optymalna krotność podziału wynosi $M_a = 4$. Przykładowo dla 1024 odbiorników niezbędna liczba wzmacniaczy wynosi 84, czyli na jeden wzmacniacz przypada około 12 odbiorników.
5. Ze względu na wymagany duży odstęp mocy sygnału od szumów, w sieci z modulacją sygnału AM-VSB można zastosować maksymalnie około 1000 odbiorników.
6. Z przedstawionej analizy wynika, że zastosowanie wzmacniaczy EDFA umożliwia realizację różnych wariantów rozbudowanej sieci rozpraszającej, a osiągnięta całkowita krotność podziału pozwala zrealizować wiele konkretnych projektów sieci.

WYKAZ LITERATURY

1. Alameh K.E., Minosian R.A.: Optimization of fiber amplifier SCM lightwave video systems using direct and external modulation. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 11, 1993, pp. 76-81.
2. Chiddix J.A. et al: The use of fiber optics in cable communications networks. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 11, 1993, pp. 154-166.
3. Frigo N.J., Phillips M.R., Bodeep G.E.: Clipping distortion in lightwave CATV systems: models, simulations, and measurements. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 11, 1993, pp. 138-137.
4. Habbab J., Saleh A.: Fundamental limitations in EDFA-based subcarrier-multiplexed AM-VSB CATV systems. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 11, 1993, pp. 42-48.

5. Jaworski M., Kowar J., Smoczyński L.: Analiza wybranych zagadnień światłowodowej sieci kablowej ze wzmacniaczami optycznymi EDFA. Prace IŁ, nr 105, 1995.
6. Jaworski M., Kowar J., Smoczyński L., Zieliński A.: Wzmacniacze światłowodowe w telekomunikacji. Przegląd Telekomunikacyjny, nr 7, 1993.
7. Nazarathy M. et al: Progress in externally modulated AM CATV transmission systems. Journal of Lightwave Technology, Vol. 11, 1993, pp. 82-105.
8. Saleh A.: Fundamental limit on number of channels in subcarrier-multiplexed lightwave CATV systems. Electron. Lett., Vol. 25, 1989, pp. 776-777.
9. Saleh A. et al: Accurate modeling of gain in erbium-doped fiber amplifiers. IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 2, 1990. pp. 714-717.
10. Takemoto A. et al.: Distributed feedback laser diode and module for CATV systems. IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. 8, 1990. p. 1359.
11. Yoneda E. et al: All-fiber video distribution (AFVP) systems using SCM and EDFA techniques. Journal of Lightwave Technology, Vol. 11, 1993, pp. 128-137.

Марек Яворски, Юлян Ковар,
Лех Смочиньски, Анджей Зелиньски

**ИССЛЕДОВАНИЕ И ОПТИМАЛИЗАЦИЯ ШУМОВЫХ
СВОЙСТВ СЕТИ НА КАБЕЛЯХ С ОПТИЧЕСКИМИ
УСИЛИТЕЛЯМИ EDFA, ПРЕДНАЗНАЧЕННОЙ
ДЛЯ ДИСТРИБУЦИИ АНАЛОГОВЫХ
ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ**

Р е з ю м е

Дается анализ шумов в сети на оптических кабелях с оптическими усилителями EDFA, предназначенной для дистрибуции аналоговых телевизионных сигналов. Представлены методы измерений шумовых параметров отдельных элементов сети с иллюстрацией расчетов на примере сети. В ре-

зультате анализа шумов проведено оптимализацию, которая дает возможность найти конфигурацию сети обеспечивающей подвод к заданному количеству приёмников сигнала с максимальным коэффициентом сигнал/шум.

Marek Jaworski, Julian Kowar,
Lech Smoczyński, Andrzej Zieliński

**NOISE ANALYSIS AND OPTIMIZATION
OF FIBER OPTIC DISTRIBUTION ANALOG CATV NETWORK
WITH EDFA AMPLIFIERS**

S u m m a r y

Noise analysis of fiber optic distribution CATV network with EDFA amplifiers was carried out. Measurement methods of network components noise parameters was described. Optimization of the network based on this noise analysis and typical components parameters, confirmed by testing, was carried out.

Marek Jaworski, Julian Kowar,
Lech Smoczyński, Andrzej Zieliński

**ESSAIS ET OPTIMISATION DE LA PROPRIETE DE BRUIT
DES MODELS D'UN RESEAU PAR FIBRE OPTIQUE
AVEC DES AMPLIFICATEURS OPTIQUES EDFA -
- RESEAU DESTINE A DIFFUSION DES SIGNAUX
ANALOGIQUES DE TELEVISION**

R é s u m é

L'article présente une analyse des bruits dans un réseau par fibre optique avec des amplificateurs EDFA. Ce réseau sert à diffusion des signaux analogiques de télévision. Les méthodes de mesure des paramètres de bruit des éléments particuliers du réseau ainsi que de résultats exemplaires sont

aussi présentées. A la base de l'analyse de bruit une optimisation est faite qui consiste à chercher la configuration du réseau qui assure une diffusion aux nombre donné des récepteurs d'un signal ayant un maximal rapport signal/bruit.

Marek Jaworski, Julian Kowar,
Lech Smoczyński, Andrzej Zieliński

GERÄUSCH-UNTERSUCHUNGEN UND -OPTIMIEREN VOM FÜR VERBREITUNG DER FERNSEHANALOGSIGNALLE BESTIMMTEN LWL-NETZ MIT EDFA-LICHTVERSTÄRKERN

Z u s a m m e n f a s s u n g

Behandelt wird Geräusch im die Fernsehanalogssignale verteilenden LWL-Netz mit EDFA-Lichtverstärkern. Meßverfahren und -ergebnisse von Geräusch der einzelnen Netzbausteine werden präsentiert. Anhand der Analyse wird optimale Netzkonfiguration aufgefunden, die Versenden zu vorbestimmter Empfängerzahl von Signalen mit maximalem Signal-Geräusch-Verhältnis sichert.

KOMUNIKAT

Anna Obrocka
Mieczysław Jacewicz

621.395.38:621.395.74(438)

WPROWADZANIE PROTOKOŁU ISUP2 DO SYSTEMU SYGNALIZACJI SS7 W POLSKIEJ SIECI TELEKOMUNIKACYJNEJ UŻYTKU PUBLICZNEGO

W centralach cyfrowych polskiej sieci telekomunikacyjnej użytku publicznego jest zaimplementowany obecnie protokół ISUP1 systemu sygnalizacji SS7. Rozwój sieci i wprowadzanie nowych usług stwarzają potrzebę rozszerzenia protokołu ISUP o dodatkowe funkcje, którymi dysponuje ISUP2. W artykule przedstawiono podstawowe różnice między protokołami ISUP1 i ISUP2, wykazano przewagę protokołu ISUP2 nad ISUP1 oraz zaproponowano zasady wprowadzania ISUP2 do polskiej sieci telekomunikacyjnej użytku publicznego, z uwzględnieniem jej obecnej struktury oraz występujących przypadków współpracy sieci niezależnych operatorów.

1. WPROWADZENIE

W centralach cyfrowych polskiej sieci telekomunikacyjnej użytku publicznego jest stosowany do chwili obecnej system sygnalizacji CCITT^{*)} Nr 7 (SS7) z protokołem części użytkownika ISDN ISUP wersji 1 (ISUP1), opartym na zaleceniu CCITT Q.767 (1991 r.). Krajowe wymagania na ten system, a więc i na krajową wersję protokołu ISUP1, są zawarte w dokumencie "Wymagania techniczne i eksploatacyjne dla cyfrowych systemów komutacyjnych dla polskiej sieci telekomunikacyjnej użytku publicznego" [8], stanowiącym załącznik do rozporządzenia Ministra Łączności w sprawie WTE z dnia

^{*)} CCITT - obecna nazwa ITU-T.

4 września 1997 r. (jest to znowelizowana wersja dotychczas obowiązujących WTE).

Protokół ISUP1, zdefiniowany w zaleceniu CCITT Q.767, został zasadniczo przygotowany dla pierwszego etapu stosowania sygnalizacji SS7 w sieci międzynarodowej i w sieciach krajowych. Dokonano w nim celowego uproszczenia protokołu ISUP, przygotowanego we wcześniejszych zaleceniach CCITT Q.762, Q.763 i Q.764, nie uwzględniając wielu informacji i procedur sygnalizacyjnych, występujących w tych zaleceniach. Zdefiniowany w standardzie ETS 300 356-1 [7] protokół ISUP2, uwzględniający informacje i procedury pominięte w ISUP1 oraz rozszerzony o nowe informacje i procedury, stanowi kolejny etap rozwoju sygnalizacji SS7 na potrzeby sieci międzynarodowej i sieci krajowych. Może być on traktowany jako ogniwo w łańcuchu między protokołem ISUP1 i kolejnymi wersjami ISUP, które będą powstawały w miarę zapotrzebowania na nowe usługi/funkcje ISDN w sieciach telekomunikacyjnych.

Zawarte w artykule dane porównawcze podstawowych właściwości protokołów ISUP1 i ISUP2, ocena celowości stosowania protokołu ISUP2 ze względu na możliwość zaspokojenia doraźnego i przyszłościowego zapotrzebowania na nowe usługi, ocena problemów związanych ze współpracą protokołu ISUP2 z krajową wersją protokołu ISUP1 oraz propozycje zasad wprowadzania protokołu ISUP2 do polskiej sieci telekomunikacyjnej z uwzględnieniem rozwoju tej sieci są oparte na wynikach prac związanych z systemem sygnalizacji SS7, wykonywanych w Zakładzie Telekomutacji Instytutu Łączności przez autorów w ciągu ostatnich kilku lat.

Najważniejsze z tych prac, zrealizowane jako działalność statutowa Instytutu Łączności, zostały wyszczególnione w wykazie literatury [3, 4, 5]. Opracowanie pt. "Zasady stosowania systemu sygnalizacji SS7 ISUP w polskiej sieci telekomunikacyjnej użytku publicznego oraz zasady współpracy tego systemu z innymi systemami sygnalizacji komutacyjnej" [5], zawierające m.in. szczegółową specyfikację

polskiej wersji protokołu ISUP1, stało się podstawowym dokumentem, umożliwiającym prawidłową implementację protokołu ISUP1 w centralach cyfrowych publicznej sieci krajowej, jak również ocenę działania tego protokołu w warunkach eksploatacyjnych. Dokument ten stanowi niezbędne uzupełnienie opracowania [8], w którym wymagania na polską wersję systemu sygnalizacji SS7 z protokołem ISUP1 zawierają głównie wykaz odstępstw od zalecenia Q.767.

Pozostałe prace dotyczyły przygotowania szczegółowej specyfikacji polskiej wersji protokołu ISUP2 [3], stanowiącej dokument wyjściowy do rozpoczęcia wykorzystywania tego protokołu w polskiej sieci telekomunikacyjnej oraz opracowania o charakterze analitycznym [4], poświęconego zagadnieniom, związanym z wdrażaniem i eksploatacją protokołu ISUP2 w krajowej sieci telekomunikacyjnej.

Przy ocenie problemów związanych ze współpracą protokołów ISUP2 i ISUP1 w polskiej sieci telekomunikacyjnej oraz przy formułowaniu propozycji zasad wprowadzania protokołu ISUP2 do tej sieci autorzy wykorzystali ponadto doświadczenia, zebrane przy badaniach homologacyjnych systemów komutacyjnych, wyniki prac wykonywanych dla TP SA i innych operatorów (w tym liczne konsultacje dotyczące implementacji systemu sygnalizacji SS7), a także doświadczenia innych krajów [1, 2].

2. PODSTAWOWE RÓŻNICE MIĘDZY PROTOKOŁAMI ISUP1 I ISUP2

W tablicach 1, 2 i 3 autorzy przedstawili porównanie podstawowych danych dotyczących protokołów ISUP1 i ISUP2, jakimi są: zbiór wiadomości oraz zbiór parametrów, wykorzystywanych w protokole ISUP2, a także zestawienie możliwości funkcjonalno-usługowych, oferowanych przez sieć, w której jest stosowany ten protokół. W tablicach tych zamieszczono dane, dotyczące protokołu ISUP2 oraz zaznaczono, które z wiadomości i parametrów są wykorzystywane w polskiej wersji ISUP1 oraz które możliwości funkcjonalno-

usługowe są zapewniane przez ten protokół. W zbiorach wiadomości i parametrów zaznaczono dodatkowo te, które istniały już w zaleceniu Q.763, ale nie zostały uwzględnione w protokole ISUP1 według zalecenia Q.767.

Tablica 1

Zbiór wiadomości protokołu ISUP2

Skrót ang.	Nazwa wiadomości	Zawarta w:	
		ISUP1	Q.763
ACM	Adres skompletowany	+	
ANM	Zgłoszenie (strony żądanej)	+	
BLA	Potwierdzenie blokady łącza	+	
BLO	Blokada łącza	+	
CCR	Żądanie kontroli ciągłości		+
CFN	Nieporozumienie		+
CGB	Blokada grupy łączy	+	
CGBA	Potwierdzenie blokady grupy łączy	+	
CGU	Odblokowanie grupy łączy	+	
CGUA	Potwierdzenie odblokowania grupy łączy	+	
CON	Połączenie	+	
COT	Ciągłość		+
CPG	Progresja wywołania	+	
CRG	Informacja o taryfie		+
CQM	Pytanie o stan grupy łączy		+
CQR	Odpowiedź o stanie grupy łączy		+
FAA	Akceptacja żądania udogodnienia		+
FAC	Obsługa udogodnienia		
FAR	Żądanie udogodnienia		+
FOT	Przywołanie telefonistki w połączeniu międzynarodowym	+	
FRJ	Odrzucenie żądania udogodnienia		+
GRA	Potwierdzenie wyzerowania grupy łączy	+	
GRS	Zerowanie grupy łączy	+	
IAM	Wiadomość adresowa wstępna	+	
IDR	Żądanie identyfikacji		
INF	Odpowiedź z informacją żadaną	+	
INR	Żądanie informacji	+	
IRS	Odpowiedź na żądanie identyfikacji		
LPA	Potwierdzenie utworzenia pętli		+
NRM	Wiadomość zarządzania zasobami sieci		+
OLM	Przeciążenie		
PAM	Przekazać dalej		+
REL	Żądanie rozłączenia	+	
RES	Wznowienie	+	
RLC	Rozłączenie dokonane	+	
RSC	Zerowanie łącza	+	
SAM	Wiadomość adresowa kolejna	+	
SGM	Segmentacja		
SUS	Zawieszenie	+	
UBA	Potwierdzenie odblokowania łącza	+	
UBL	Odblokowanie łącza	+	
UCIC	CIC łącza niewyposażonego		+
UPA	Dostępność części użytkownika		
UPT	Test części użytkownika		
USR	Wiadomość z informacją użytkownik-użytkownik		+

Tablica 2

Zbiór parametrów protokołu ISUP2

Nazwa parametru	Zawarty w:	
	ISUP1	Q.763
Wskaźnik uzyskania dostępu		
Charakterystyka dostępu	+	
Poziom automatycznej kontroli natłoku	+	
Wskaźniki wywołań nadawane wstecz	+	
Informacja o przekazaniu wywołania		
Informacja o przebiegu połączenia		
Parametr odniesienia wywołania (do użytku krajowego)		+
Numer strony żądanej	+	
Numer strony wywołującej	+	
Kategoria strony wywołującej	+	
Wskaźniki przyczyn	+	
Wskaźnik typu wiadomości nadzoru grupy łączy	+	
Wskaźnik stanu łączy (do użytku krajowego)		+
Kod grupy CUG	+	
Numer osiągnięty	+	
Żądanie połączenia sygnalizacyjnego		+
Wskaźniki ciągłości		+
Informacja o sterowaniu tłumikiem echa		
Koniec parametrów opcjonalnych	+	
Informacja o zdarzeniu	+	
Wskaźnik udogodnienia		+
Wskaźniki wywołań nadawane w przód	+	
Wskaźnik połączenia opłaconego przez abonenta żadanego		
Cyfry rodzajowe (do użytku krajowego)		
Wskaźnik odnotowania rodzajowego		
Numer rodzajowy		
Odniesienie rodzajowe (zarezerwowane)		
Wskaźniki odpowiedzi z informacją	+	
Wskaźniki żądania informacji	+	
Numer lokalizacji		
Wskaźnik żądania identyfikacji wywołania złośliwego MCID		
Wskaźniki odpowiedzi na żądanie MCID		
Parametr informacji dotyczący kompatybilności wiadomości		
Wskaźniki rodzaju połączenia	+	
Opcjonalne wskaźniki wywołań nadawane wstecz	+	
Opcjonalne wskaźniki wywołań nadawane w przód	+	
Numer strony żądanej przekierowującej wywołanie		+
Kod wyjściowego ISC		
Parametr informacji dotyczący kompatybilności parametru		
Licznik opóźnienia propagacyjnego		
Zakres i status	+	
Numer przekierowujący		+
Informacja o przekierowaniu		+
Numer przekierowania		+
Wskaźnik blokady prezentacji numeru przekierowania		
Kolejne cyfry numeru	+	
Wskaźniki zawieszenie/wznowienie	+	
Wybór sieci tranzytowej (do użytku krajowego)		+
Wymaganie dotyczące medium transmisyjnego	+	
Wymaganie dotyczące medium transmisyjnego zastępczego		
Zastosowane medium transmisyjne		
Informacja usługowa użytkownika	+	
Informacja usługowa użytkownika-pierwotna		
Informacja o telefustudze użytkownika		
Wskaźniki użytkownik-użytkownik	+	
Informacja użytkownik-użytkownik	+	

Informacje sygnalizacyjne, dotyczące procesu zestawiania połączeń i funkcji eksploatacyjnych (takich, jak np. blokada/odblokowanie łączy i zarządzanie zasobami sieci), są przesyłane w protokołach ISUP w postaci wiadomości. Typ i format wiadomości zależy od rodzaju przesyłanych informacji, przy czym część początkowa wszystkich wiadomości ma identyczną postać i zawiera: etykietę kierowania (adresy punktu źródłowego i docelowego oraz numer łącza sygnalizacyjnego), kod łącza użytkowego, którego dotyczy wiadomość i kod typu wiadomości. W pozostałej części są przesyłane parametry, zawierające pojedynczą informację lub większą ich liczbę (w postaci wskaźników, informacji adresowych, danych, instrukcji itp., umieszczonych w przydzielonych im polach). Wiadomość może zawierać część obowiązkową (z określoną liczbą parametrów obowiązkowych o stałej lub zmiennej długości) oraz ewentualnie część opcjonalną, w której liczba parametrów zależy od potrzeb - w specyfikacjach wiadomości jest podawana maksymalna liczba parametrów opcjonalnych, przewidywana w danej wersji protokołu ISUP.

Możliwości funkcjonalno-usługowe protokołu ISUP, a więc i sieci, w której jest stosowany, zależą od wielkości wykorzystywanych w nim zbiorów wiadomości oraz parametrów, a także od właściwego doboru zawartości poszczególnych parametrów. Realizacja niektórych funkcji wymaga ponadto, aby system sygnalizacji SS7 dysponował częścią sterowania połączeniami sygnalizacyjnymi (SCCP), umożliwiającą przesyłanie informacji sygnalizacyjnych w łączach sygnalizacyjnych, bez zestawiania połączenia użytkowego (obecna polska wersja SS7 z protokołem ISUP1 nie przewiduje stosowania SCCP). SCCP jest niezbędne zwłaszcza przy realizacji usług, wymagających szybkiego przesyłania przez sieć wyłącznie informacji sygnalizacyjnych (przy współpracy z siecią radiokomunikacji ruchomej oraz w sieci inteligentnej).

Analiza zawartości tablic 1, 2 i 3 potwierdza przedstawione powyżej zależności. Zbiór wiadomości protokołu ISUP2 jest bogatszy

o 21 wiadomości od zbioru wiadomości stosowanego w sieci polskiej protokołu ISUP1. Zbiór parametrów ISUP2 zawiera o 31 parametrów więcej niż zbiór parametrów ISUP1 (przy czym znaczna część parametrów, wspólnych dla obu protokołów, w ISUP2 została wzbogacona o dodatkowe informacje). Możliwości funkcjonalno-usługowe sieci są w przypadku stosowania protokołu ISUP2 zdecydowanie większe, ale dla uzyskania pełnego ich zakresu przedstawionego w tablicy 3 jest konieczne wyposażenie systemu sygnalizacji SS7 we wspomnianą wyżej część SCCP, a dla rozwoju sieci inteligentnej - również w część wspomagania aplikacji transakcyjnych (TCAP) i część wspomagania aplikacji IN (INAP). Warto tu jeszcze wspomnieć, że usługi związane z przenoszeniem wywołań mogą być wykorzystywane w pełnym zakresie (w całej sieci) dopiero przy stosowaniu protokołu ISUP2.

3. ZASADY WSPÓŁPRACY PROTOKOŁÓW ISUP2 I ISUP1

Protokół ISUP2 został opracowany zgodnie z niżej podanymi zasadami rozszerzania protokołów ISUP, sformułowanymi w zaleceniu CCITT Q.767:

- istniejące części składowe protokołu, tj. procedury, wiadomości, parametry i kody, nie powinny być zmieniane, chyba że wystąpi konieczność korekty błędu protokołu lub konieczna jest zmiana algorytmu usługi, która była dotąd realizowana przez ten protokół;
- semantyka wiadomości, parametru lub pola parametru nie powinna być zmieniana;
- ustalone zasady formatowania i kodowania wiadomości nie powinny być modyfikowane;
- niedopuszczalne jest dodawanie parametrów do stałej części obowiązkowej wiadomości; jeżeli zachodzi taka konieczność, należy

zdefiniować nową wiadomość, zawierającą pożądany zestaw istniejących i nowych parametrów obowiązkowych;

- do istniejącej wiadomości można dodać parametr pod warunkiem, że zostanie on umieszczony w opcjonalnej części wiadomości;
- powinno się unikać dodawania nowych oktetów do parametrów stałej części obowiązkowej (wydłużania parametrów); jeżeli występuje taka potrzeba, należy zdefiniować nowy parametr opcjonalny, zawierający pożądany zestaw istniejących i nowych pól informacyjnych;
- kolejność pól w istniejącym parametrze obowiązkowym o zmiennej długości powinna pozostać nie zmieniona; nowe pola można dodawać na końcu istniejącej sekwencji pól parametru; jeżeli potrzebna jest zmiana kolejności pól parametru, należy zdefiniować nowy parametr;
- kod złożony z samych zer powinien być stosowany wyłącznie do oznaczenia w polu parametru wartości nie przydzielonych (rezerwowych) bądź nieznaczących; w ten sposób unika się sytuacji, w której kod złożony z samych zer i oznaczający wartość rezerwową, nadany przez jedną wersję protokołu, będzie interpretowany jako kod wartości znaczącej przez inną wersję tego protokołu.

Przy zachowaniu tych zasad protokołów ISUP2, zaimplementowany w centrali współpracującej z centralami dysponującymi protokołem ISUP1, będzie prawidłowo obsługiwał wiadomości odbierane od tych central. Zapewnienie prawidłowej współpracy dla przeciwnego kierunku (od centrali z protokołem ISUP2 do centrali z protokołem ISUP1) wymaga zastosowania niżej przedstawionych mechanizmów, częściowo już istniejących w protokołach ISUP, a częściowo niezbędnych do uzupełnienia za pomocą dodatkowego oprogramowania.

- a. **Przysyłanie określonych informacji sygnalizacyjnych - wiadomości, parametrów i pól parametrów - w centrali dysponującej protokołem ISUP2.** Do centrali z zaimplementowanym

protokołem ISUP1 powinny być wysyłane tylko informacje, objęte protokołem ISUP1. Należy zwrócić uwagę, że część wiadomości i parametrów nie stosowanych w krajowym protokole ISUP1 występowała we wcześniejszej specyfikacji w zaleceniu Q.763 (patrz tablice 1 i 2). W związku z tym mogą one istnieć w oprogramowaniu sygnalizacji SS7 dla central cyfrowych, przygotowanym w tym czasie przez poszczególnych producentów - w takim przypadku po uaktywnieniu nie wymagałyby one przystąpienia.

- b. **Procedury zastosowania odrzucania nierozpoznawalnych informacji sygnalizacyjnych, zapewniające prawidłową obsługę połączenia w przypadku odbioru nieoczekiwanych lub nierozpoznawalnych informacji sygnalizacyjnych.** Informacje takie mogą pojawiać się w wyniku błędów występujących w centralach lub w sieci sygnalizacyjnej. Jako nieoczekiwane i nierozpoznawalne mogą być również traktowane informacje wykraczające poza zakres protokołu ISUP1, odbierane od współpracujących central, dysponujących "bogatszym" protokołem ISUP2. W wyniku działania procedury odebrane nierozpoznawalne wiadomości sygnalizacyjne mogą zostać odrzucone bez zakłócania przebiegu realizacji połączenia. Podobne działanie ma miejsce w przypadku odebrania nierozpoznawalnych parametrów opcjonalnych (identyfikowanych na podstawie nazwy). W procedurach obsługi nierozpoznawalnych wartości parametrów, pola lub bity oznaczone jako "rezerwa" albo "nie stosowane" nie podlegają przetwarzaniu w procesie zestawiania połączenia i mogą być przy odbiorze ignorowane. Nierozpoznawalne wartości parametrów, które powinny być przetwarzane w procesie obsługi połączenia mogą być po odebraniu zastępowane wartościami "domyślnymi". Określenie "wartość domyślna" oznacza, że odebrana (nieprawidłowa) wartość parametru lub wskaźnika jest zmieniana na ustaloną, prawidłową z punktu widzenia obsługi połączenia wartość domyślną, a połąc-

czenie jest obsługiwane tak, jak gdyby została odebrana ta wartość domyślna.

W odniesieniu do protokołu ISUP2 oraz wersji następnych należy dodać, że dysponują one mechanizmem kompatybilności, zapewniającym prawidłową współpracę dowolnych dwóch wersji bez konieczności stosowania procedury przystaniania. Opiera się on na informacji o kompatybilności, nadawanej wraz z nową informacją sygnalizacyjną i zawierającej instrukcję postępowania w przypadku, gdy w centrali odbierającej dana informacja (wiadomość, parametr) zostanie uznana za nierozpoznawalną.

4. OGÓLNE ZASADY WDRAŻANIA PROTOKOŁU ISUP2 DO SIECI KRAJOWEJ

Biorąc pod uwagę pewne uproszczenia, zastosowane przy ustalaniu wymagań na krajową wersję sygnalizacji SS7 z protokołem ISUP1 i późniejszą niekorzystną konfrontację tych wymagań z potrzebami, dyktowanymi w stosunku do sygnalizacji SS7 przez rzeczywiste uwarunkowania eksploatacyjne, autorzy postulują celowość przyjęcia przy wprowadzaniu protokołu ISUP2 odmiennego sposobu działania. Założeniem wyjściowym powinno tu być przyjęcie zasady, że system sygnalizacji SS7 z protokołem ISUP2, zaimplementowany w centralach sieci krajowej, powinien umożliwiać wykorzystywanie pełnego zakresu informacji sygnalizacyjnych, procedur i usług przewidzianych dla tego systemu przez standardy ETSI oraz zalecenia ITU-T. Dodatkowo protokół ISUP2 powinien również uwzględniać specyficzne wymagania krajowe, które są zawarte w znowelizowanych WTE dla cyfrowych systemów komutacyjnych [8].

Przyjęcie prawidłowych, z technicznego i ekonomicznego punktu widzenia, zasad wdrażania protokołu ISUP2 do sieci krajowej wymaga uwzględnienia występującej obecnie w tej sieci specyficznej sytuacji. Wszystkie zainstalowane w sieci międzymiastowej centrale

ACMM tranzytowe zostały wyposażone w protokół ISUP1. Podobnie jest na płaszczyźnie central ACMM końcowych - prawie wszystkie z tych central już pracują z protokołem ISUP1. W przypadku sieci strefowych, centrale cyfrowe z zaimplementowanym protokołem ISUP1 pełnią w nich zasadniczo rolę central tranzytowych (szczególnie w sieciach dużych węzłów telekomunikacyjnych). Również duża liczba central końcowych w strefach numeracyjnych na terenie kraju jest przystosowana do pracy z protokołem ISUP1.

Podsumowując stan istniejący obecnie w telekomunikacyjnej sieci krajowej użytku publicznego można więc przyjąć, że szerokie możliwości szybkiego wdrożenia protokołu ISUP2 występują w strefach numeracyjnych, gdyż stopień cyfryzacji tych stref jest w znacznej części kraju bardzo niski. Wprowadzanie do sieci strefowych central z protokołem ISUP2 mogłoby się rozpocząć "prawie natychmiast" - w miarę sukcesywnie zawieranych i realizowanych nowych kontraktów na dostawę central cyfrowych.

Prawidłowe zasady wprowadzania do sieci krajowej central z protokołem ISUP2 powinny wiązać się z projektowaniem "sieci wyodrębnionych" lub "sieci nakładkowych". Zaletą takich cząstkowych sieci byłaby współpraca central (na obszarze danej sieci) przy użyciu protokołu ISUP2, natomiast powiązanie z siecią współpracującą odbywałoby się przez minimalną liczbę punktów styku, z zastosowaniem niezbędnego do współpracy systemu sygnalizacji komutacyjnej (np. SS7 z protokołem ISUP1). Zasady takie stwarzają możliwość wprowadzania, jeśli warunki sieciowe na to pozwalają, prawidłowych technicznie i bardziej ekonomicznych rozwiązań. Należy zwrócić uwagę, że przy przyjęciu wyżej podanej zasady, w obszarze poszczególnych sieci wyodrębnionych lub też nakładkowych mogą być zapewnione wszystkie funkcje/usługi oferowane w protokole ISUP2 (w tym też np. usługi sieci inteligentnej). Zakres tych funkcji/usług przy przejściu do sieci współpracującej ulegałby ograniczeniu na skutek uboższych możliwości sy-

stemu sygnalizacji w punkcie styku - w tym przypadku SS7 z protokołem ISUP1.

W roku ubiegłym rozpoczęli działalność na obszarze Polski operatorzy dwóch wyodrębnionych sieci radiokomunikacji ruchomej GSM, a mianowicie Era GSM i Plus GSM. Obydwaj operatorzy, wbrew oczekiwaniom, zastosowali w swoich sieciach centrale radiokomunikacyjne MSC przystosowane wyłącznie do pracy z protokołem ISUP1, podczas gdy racjonalne i przyszłościowe byłoby wprowadzenie od razu protokołu ISUP2. W tym przypadku współpraca central MSC między sobą mogłaby być realizowana zgodnie z protokołem ISUP2, natomiast współpraca z centralami granicznymi ACMM sieci stacjonarnej wymagałaby użycia protokołu ISUP2 dostosowanego do wersji protokołu ISUP1, zaimplementowanego w tych centralach. Dostosowanie central MSC do współpracy z centralami ACMM dysponującymi protokołem ISUP1 musiałoby oczywiście zostać zrealizowane zgodnie z przedstawionymi uprzednio zasadami współpracy protokołów ISUP1 i ISUP2.

Zastosowanie w sieciach GSM systemu sygnalizacji SS7 z protokołem ISUP1 było wprawdzie na obecnym etapie rozwiązaniem tańszym, lecz zdaniem autorów postawiło te sieci na podobnym poziomie rozwoju, jaki ma krajowa sieć stacjonarna. W obu tych sieciach, dla zapewnienia niezbędnego zakresu i poziomu usług świadczonych abonentom, niezbędna będzie w najbliższej przyszłości wymiana oprogramowania protokołu ISUP1 na ISUP2.

Bliżej wyjaśnia ten problem opisane poniżej trudności, jakie występują obecnie przy współpracy krajowej sieci stacjonarnej z sieciami GSM. Wynikają one z tego, że wersja protokołu ISUP1 zaimplementowana w centralach MSC odpowiada wprawdzie zaleceniu Q.767, lecz dodatkowo zawiera zestaw wiadomości sygnalizacyjnych i parametrów (które występowały w zaleceniu Q.763, lecz nie zostały uwzględnione w zaleceniu Q.767), umożliwiających prawidłową realizację funkcji przenoszenia wywołań. Funkcja ta jest wyraźnie

preferowana w rozwiązaniach sieci GSM, lecz nie może być wykorzystywana przy współpracy z krajową siecią telekomunikacyjną użytku publicznego ze względu na uboższy protokół ISUP1 zaimplementowany w centralach tej sieci.

Dokument ETS 300 303 "Integrated Services Digital Network (ISDN): ISDN - Global system for Mobile communications (GSM); Public Land Mobile Network (PLMN) signalling interface" precyzuje, jakie dodatkowe informacje sygnalizacyjne powinny być uwzględnione (przy współpracy z siecią GSM) w wersji ISUP1 zgodnej z zaleceniem CCITT Q.767. Ogólnie biorąc (szczegóły są podane w ETS 300 303), niezbędne byłoby uzupełnienie polskiej krajowej wersji protokołu ISUP1 o takie parametry sygnalizacyjne, jak:

- kod przyczyny:
 - 20 "abonent sieci ruchomej nieobecny";
- parametry dotyczące funkcji przenoszenia wywołań:
 - "początkowa przyczyna przekierowania",
 - "wskaźnik przekierowujący",
 - "przyczyna przekierowania wielokrotnego",
 - "licznik przekierowań",
 - "informacja o przekierowaniu".

Wszystkie wymienione wyżej parametry, związane z funkcją przenoszenia wywołań, występowały w zaleceniu Q.763 i nie zostały uwzględnione w zaleceniu Q.767.

Nie wydaje się celowe, na obecnym etapie rozwoju polskiej sieci telekomunikacyjnej, rozpoczynanie prac nad uzupełnianiem protokołu ISUP1 we wszystkich centralach cyfrowych tej sieci o informacje sygnalizacyjne, związane z przenoszeniem wywołań, a to ze względu na koszty, możliwy termin realizacji oraz nieperspektywiczność takiego przedsięwzięcia. Właściwym kierunkiem, prowadzącym do realizacji harmonijnego rozwoju całej krajowej sieci PSTN/ISDN i zapewnienia

użytkownikom sieci korzystania w sposób jednolity z całego zakresu oferowanych usług, jest jak najszybsze wprowadzenie do tej sieci (a więc do sieci poszczególnych operatorów) protokołu ISUP2. Ponieważ takie działanie będzie musiało być rozłożone na dłuższy okres, można przyjąć pewne ogólne zasady celem rozpoczęcia i kontynuacji wspomnianego procesu.

W przypadku pojawiania się w publicznej sieci krajowej wyodrębnionych lub nakładkowych sieci nowych operatorów, sieci te powinny być realizowane przy stosowaniu do współpracy central protokołu ISUP2. Współpraca z centralami w innych sieciach może być realizowana (jeśli będzie to koniecznością) za pomocą uboższego systemu sygnalizacji komutacyjnej, przy maksymalnym ograniczeniu liczby punktów styku.

Jeśli w obrębie sieci publicznej (np. sieci TP SA) zachodzi konieczność rozbudowy sieci w ten sposób, że kontraktowane są grupy central z przeznaczeniem do instalacji, np. w ograniczonym obszarze sieci strefowej, zawsze należy dążyć do utworzenia z nich sieci nakładkowej z protokołem ISUP2.

Jeśli instalowane nowe centrale mają być centralami pojedynczymi, wchodzącymi w poszczególne układy sieciowe na terenie strefy, perspektywicznym rozwiązaniem jest również zastosowanie w tych centralach systemu sygnalizacji SS7 z protokołem ISUP2. Współpraca z innymi centralami będzie tu zapewniona zgodnie z wymaganiami, stawianymi protokołowi ISUP2 przy współpracy z innymi systemami sygnalizacji komutacyjnej.

W miarę pojawiania się w sieci krajowej dużej liczby central z protokołem ISUP2, będą mogły być tworzone w tej sieci większe obszary, na których zaistnieje możliwość wykorzystywania pełnej gamy funkcji/usług oferowanych przez ten protokół.

Przyszłościowym etapem powinna być również sukcesywna wymiana oprogramowania sygnalizacji SS7 z protokołem ISUP1 na sygnalizację SS7 z protokołem ISUP2, w pierwszej kolejności w cen-

tralach ACMM tranzytowych, w dalszej kolejności w centralach ACMM końcowych, a następnie centralach strefowych.

5. WSPÓŁPRACA PROTOKOŁÓW ISUP NA STYKU SIECI NIEZALEŻNYCH OPERATORÓW

Sieci niezależnych operatorów współpracują ze sobą przez centrale graniczne, pełniące rolę punktów styku sieci. Ogólne zasady współpracy różnych protokołów ISUP między centralami granicznymi powinny być zgodne z zasadami przedstawionymi poprzednio, z pewnymi uściśleniami poniżej podanymi.

- a. Wykorzystywanie procedury przekazywania między centralami granicznymi wartości domyślnych parametrów sygnalizacyjnych ma tutaj nieco inny charakter niż w przypadku procedury obsługi nierozpoznawalnych wartości parametrów. Przy współpracy central sieci odrębnych operatorów może obowiązywać procedura podawania z centrali granicznej jednej sieci do centrali granicznej sieci współpracującej ustalonej wartości domyślnej określonego parametru. Ma to na celu zapewnienie prawidłowego współdziałania obu sieci nie tylko ze względów technicznych, lecz także ze względów administracyjnych. Przykładowo, jeżeli połączenia realizowane między tymi sieciami są zawsze opłacane przez abonenta wywołującego, to odpowiedni parametr, przekazywany w wiadomości ACM między centralami granicznymi, powinien w sposób stały określać połączenia jako zaliczane. Ten sposób wykorzystywania wartości domyślnych niektórych parametrów sygnalizacyjnych jest obecnie stosowany na styku polskiej sieci krajowej z siecią międzynarodową, przy czym parametry te zostały określone w wymaganiach na protokół ISUP1. W przypadku sieci niezależnych operatorów, działających w krajowej sieci telekomunikacyjnej, porozumienie między operatorami może dotyczyć również innych parametrów, które w protokole ISUP central granicznych wy-

stępowałyby jako parametry z wpisaną na stałe wartością domyślną. Może to być, np. wspomniany już wskaźnik zaliczania, wskaźnik blokady prezentacji adresu itp.

- b. W sieci krajowej może wystąpić taki przypadek, że w wyodrębnionej sieci operatora sieci publicznej zostanie zastosowany, jako podstawowy, system sygnalizacji SS7 z protokołem ISUP2. Przy współpracy tego protokołu z protokołem ISUP1, stosowanym w sieci innego operatora sieci publicznej, należy we właściwy sposób ustalać wskaźniki, wykorzystywane do określania poziomów sieci, na których miało miejsce zdarzenie, będące przedmiotem obserwacji statystycznych związanych z procesem realizacji połączenia. Takim wskaźnikiem, wymagającym dokonania jednolitych ustaleń dotyczących wykorzystania na obszarze całej sieci krajowej, jest wskaźnik lokalizacji zawarty w polu "lokalizacja" w parametrze "wskaźniki przyczyn". Parametr "wskaźniki przyczyn" występuje np. w wiadomości REL, określając wskaźnikiem lokalizacji miejsce w sieci, w którym zostało zainicjowane rozłączenie połączenia. Dodatkowa informacja o przyczynie rozłączenia jest podawana przez kod przyczyny, zawarty również w parametrze "wskaźniki przyczyn".

Należy zwrócić uwagę, że zalecenie Q.767 dotyczy protokołu ISUP1 przeznaczonego dla sieci międzynarodowej, stąd też zasady stosowania wskaźników lokalizacji w tej sieci zostały określone dosyć precyzyjnie. Okazało się jednak, że przeniesienie zawartych w zaleceniu Q.767 wymagań na płaszczyznę sieci krajowej spowodowało rozbieżności interpretacyjne i w efekcie w cyfrowych systemach komutacyjnych poszczególnych dostawców, instalowanych w sieci polskiej, wykorzystywanie określonych wskaźników lokalizacji cechuje dosyć duża dowolność. Propozycja zasad porządkujących stosowanie wskaźników lokalizacji przy współpracy protokołów ISUP, zaimplementowanych w sieciach niezależnych operatorów, została przedstawiona w opracowaniu [4].

6. ZASADY STOSOWANIA PROTOKOŁU ISUP2 PRZY WPROWADZANIU USŁUG SIECI INTELIGENTNEJ IN

Biorąc pod uwagę obecny stopień rozwoju sieci telekomunikacyjnej w skali światowej, jak również kierunki tego rozwoju, można wnioskować, że jedynie logiczne i praktyczne rozwiązanie, stwarzające możliwość szerokiej i elastycznej implementacji nowych usług jest związane z koncepcją sieci inteligentnej (IN). Sieć IN współpracuje zwykle, jako sieć nałożona, z siecią istniejącą i wykorzystuje zasoby tej sieci jako punkty dostępu i drogi sygnalizacyjne. Mówiąc w sposób ogólny o architekturze sieci IN można określić, że sieć taką stanowi zbiór specjalizowanych węzłów usługowych, realizujących poszczególne funkcje (usługi) tej sieci. Dostęp z sieci publicznej do sieci inteligentnej jest uzyskiwany zwykle w ten sam sposób, jak dostęp do sieci międzymiastowej.

W maju br. Telekomunikacja Polska SA podpisała ze ZWUT SA kontrakt na budowę fragmentu sieci IN z zastosowaniem systemu GAIN (*Global Advanced Intelligent Network*) firmy Siemens. System GAIN został wybrany ze względu na jego zalety przy implementacji usług inteligentnych w już istniejącej sieci telekomunikacyjnej. Przyszłościowy rozwój tak zapoczątkowanej budowy sieci IN stwarza możliwości zaspokajania zapotrzebowania abonentów na szeroką gamę usług inteligentnych dostępnych obecnie w nowoczesnych sieciach telekomunikacyjnych, a także kreowania przez operatora całkowicie nowych usług, jeśli pojawi się takie zapotrzebowanie.

Należy zwrócić uwagę, że wspomniana wyżej fragmentaryczna sieć IN w fazie początkowej będzie zapewniała możliwość świadczenia abonentom bardzo okrojonej liczby usług inteligentnych. Wynika to nie tylko z potraktowania tej sieci jako sieci eksperymentalnej z niewielką liczbą inteligentnych węzłów, realizujących obsługę zgłoszeń na usługi inteligentne (jedenaście central cyfrowych systemu EWSD), lecz także z ograniczonych technicznie możliwości dostępu

central już pracujących w sieci krajowej do węzłów sieci inteligentnej. Dotyczy to zwłaszcza stosowanych w sieciach dostępu do węzłów IN systemów sygnalizacji komutacyjnej, które nie dysponują wszystkimi sygnałami, niezbędnymi do przeniesienia pełnego zakresu informacji wymienianych przy współpracy central sieci istniejącej z węzłami sieci IN.

Zgodnie z wymaganiami krajowymi na centrale cyfrowe [8] dostęp do usług sieci IN powinien być uzyskiwany po nadaniu prefiksu 0, trzech cyfr kodu dostępu do usługi, a następnie od dwóch do dziewięciu cyfr identyfikujących daną usługę. Przy takim podejściu dostęp z sieci istniejącej do sieci IN będzie w zasadzie realizowany na płaszczyźnie central międzymiastowych ACMM.

W istniejącej obecnie sieci central cyfrowych zabraknie możliwości korzystania z szerokiego zakresu usług sieci IN na skutek ograniczeń w protokole ISUP1, stosowanym w centralach, stanowiących punkt styku z siecią IN. Podstawowym mankamentem jest tu brak możliwości wykorzystywania funkcji SCCP, jak również brak informacji sygnalizacyjnych związanych z zaliczaniem.

Autorzy uważają za celowe dążenie do takiego rozwiązania, aby w polskiej sieci telekomunikacyjnej użytku publicznego centralami realizującymi punkty styku z siecią IN były centrale współpracujące z węzłami sieci IN za pomocą protokołu ISUP2, co wiąże się z koniecznością implementacji tego protokołu w centralach ACMM bezpośrednio współpracujących z węzłami sieci IN. W ten sposób już w początkowej fazie organizacji sieci IN zapewni się odpowiedni styk tej sieci z siecią publiczną, co ma zasadnicze znaczenie dla wszystkich działań, mających na celu zapewnienie w przyszłości prawidłowej współpracy publicznej sieci telekomunikacyjnej z siecią IN.

Dalszym krokiem dotyczącym zapewnienia pełnowartościowego dostępu z sieci publicznej do sieci IN powinno być instalowanie nowych central z protokołem ISUP2 oraz wymiana oprogramowania protokołu ISUP1 na ISUP2 w centralach już pracujących. Takie

postępowanie może mieć charakter sukcesywny i może również uwzględniać stopień wzrostu zapotrzebowania na określone usługi sieci IN przez abonentów danego obszaru sieci publicznej.

Jest oczywiste, że centrale cyfrowe, które mają stanowić węzły sieci IN, już w chwili instalacji powinny mieć zaimplementowany system sygnalizacji SS7 z protokołem ISUP2 oraz możliwością wykorzystywania protokołów SCCP, TCAP i INAP.

7. PODSUMOWANIE

Przedstawione w artykule porównanie właściwości protokołów ISUP1 i ISUP2 wykazuje niewątpliwą przewagę protokołu ISUP2 nad protokołem ISUP1, zaimplementowanym w centralach cyfrowych na obszarze polskiej sieci telekomunikacyjnej użytku publicznego.

Składają się na to takie właściwości protokołu ISUP2, jak:

- bogactwo i użyteczność stosowanych informacji sygnalizacyjnych;
- szeroki zakres realizowanych usług podstawowych oraz dodatkowych PSTN i ISDN;
- dodatkowe, specjalne procedury sygnalizacyjne, zwiększające elastyczność nawiązywania komunikacji w sieci;
- możliwość współpracy z systemem sygnalizacji SS7 ISUP1 oraz innymi systemami sygnalizacyjnymi, stosowanymi w sieci krajowej;
- optymalizacja procedur kompatybilności z kolejnymi wersjami protokołu ISUP.

Zdaniem autorów nie podlega dyskusji fakt, że wszystkie nowo instalowane centrale cyfrowe powinny mieć zaimplementowany system sygnalizacji SS7 z protokołem ISUP2, z zapewnieniem możliwości dostosowania tego protokołu do współpracy z krajową wersją protokołu ISUP1, stosowaną w centralach już istniejących. Podobnie niewątpliwą sprawą jest konieczność sukcesywnej wymiany protokołu ISUP1 na ISUP2 w centralach już pracujących.

Opinia ta jest uzasadniona również niekorzystnymi doświadczeniami, uzyskanymi w dotychczasowym okresie eksploatacji protokołu ISUP1, wynikającymi z ograniczonych możliwości tego protokołu, a także występującymi wyraźnie w krajach europejskich dążeniami do stworzenia jednolitej, nowoczesnej i perspektywicznej sieci telekomunikacyjnej Euro-ISDN.

Należy dodać, że w obowiązującej obecnie wersji WTE dla cyfrowych systemów komutacyjnych są już zawarte wymagania na krajową wersję protokołu ISUP2 z uwzględnieniem dodatkowo w systemie sygnalizacji SS7 funkcji SCCP i TCAP.

Zaproponowane przez autorów zasady wdrażania protokołu ISUP2 do polskiej sieci telekomunikacyjnej powinny być brane pod uwagę zarówno przez poszczególnych operatorów przy planowaniu rozwoju ich sieci, jak również przez regulatora przy podejmowaniu decyzji strategicznych, dotyczących całej krajowej sieci telekomunikacyjnej użytku publicznego.

WYKAZ LITERATURY

1. Basa D.: Historia rozwoju sieci inteligentnej. TELECOM forum, nr 7, 1997, s. 22-27.
2. Krusch W.: Neue Dienste im intelligenten Telefonnetz. R. v. Deckers Verlag, G. Schenck GmbH, Heidelberg 1993.
3. Obrocka A., Jacewicz M.: Zasady obsługi połączeń i realizacji usług podstawowych ISDN za pomocą sygnalizacji SS7 ISUP wersji 2 oraz określenie zasad współpracy z dotychczasowymi systemami sygnalizacji międzycentralowej. Instytut Łączności, Warszawa 1995.
4. Obrocka A., Jacewicz M.: Zasady wdrażania do sieci krajowej systemu sygnalizacji SS7 ISUP wersji 2 w oparciu o obowiązujące standardy międzynarodowe i dokumenty krajowe. Instytut Łączności, Warszawa 1996.
5. Obrocka A., Jacewicz M., Kałkusińska L., Cackowska U.: Zasady stosowania systemu sygnalizacji SS7 ISUP w polskiej sieci telekomunikacyj-

- nej użytku publicznego oraz zasady współpracy tego systemu z innymi systemami sygnalizacji komutacyjnej. Instytut Łączności, Warszawa 1994.
6. Standard ETS 300 121 (1992): Sieć cyfrowa z integracją usług (ISDN); Zastosowanie części użytkownika (ISUP) w systemie sygnalizacji CCITT Nr 7 dla współpracy międzynarodowej (ISUP wersji 1). Standard ten jest oparty na zaleceniu CCITT Q.767.
 7. Standard ETS 300 356-1 (1995): Sieć cyfrowa z integracją usług (ISDN); System sygnalizacji CCITT Nr 7; Część użytkownika ISDN (ISUP) wersji 2 dla interfejsu międzynarodowego; Część 1: Usługi bazowe. Standard ten jest oparty na zaleceniach ITU-T (CCITT) Q.761 ÷ Q.764 (1993).
 8. Wymagania techniczne i eksploatacyjne dla cyfrowych systemów komutacyjnych dla polskiej sieci telekomunikacyjnej użytku publicznego. Załącznik nr 5 do rozporządzenia Ministra Łączności w sprawie WTE z dnia 4 września 1997 r.

Анна Оброцка, Мечислав Яцевич

ПРИМЕНЕНИЕ ПРОТОКОЛА ISUP2 В СИСТЕМЕ СИГНАЛИЗАЦИИ SS7 В ПОЛЬСКОЙ ТЕЛЕФОННОЙ СЕТИ ОБЩЕГО ПОЛЬЗОВАНИЯ

Р е з ю м е

В цифровых АТС в польской телефонной сети общего пользования в настоящее время используется протокол ISUP системы сигнализации SS7. Развитие сети и внедрение новых услуг требуют расширения этого протокола на новые функции которые имеются в протоколе ISUP2. В статье представлены основные различия между этими протоколами. Доказано преимущество протокола ISUP2 относительно варианта ISUP1 и предложено принципы внедрения протокола ISUP2 в польской телефонной сети общего пользования с учетом актуальной структуры этой сети и выступающих случаев взаимодействия сети независимых операторов.

Anna Obrocka, Mieczysław Jacewicz

**IMPLEMENTATION OF ISUP2 PROTOCOL
INTO SIGNALLING SYSTEM No 7 IN THE POLISH
PUBLIC TELECOMMUNICATIONS NETWORK**

S u m m a r y

In digital exchanges in the Polish Public Telecommunications Network, protocol of Signalling System No 7 ISUP1 is now implemented. Network development and new services application make indispensable to extend ISUP protocol with new functions, which are used in the ISUP2 protocol. In the report, basic differences between ISUP1 and ISUP2, as well as principles of implementation of ISUP2 in the Polish network are presented. Existing public network architecture and interworking of separate networks areas, managed by independent public operators were taken into account.

Anna Obrocka, Mieczysław Jacewicz

**L'INTRODUCTION DU PROTOCOLE ISUP2 COMME
UN SOUS-ENSEMBLE DU SYSTEME DE SIGNALISATION SS7
DANS LE POLONAIS RESEAU PUBLIC
DE TELECOMMUNICATION**

R é s u m é

Le protocole ISUP1 du système de signalisation SS7 est exploité dans les autocommutateurs numériques du réseau public de télécommunication en Pologne. Le développement du réseau ainsi que l'introduction des nouveaux services font besoin d'élargir le protocole ISUP avec les fonctions supplémentaires ces du protocole ISUP2. L'article présente les différences essentielles entre ISUP1 et ISUP 2. On a démontré l'avantage du protocole ISUP2 sur ISUP 1 et on a proposé aussi les principes d'introduction du ISUP2 dans le réseau public de télécommunication en prénotant en considération son structure actuel ainsi que les cas de l'interfonctionnement avec les réseaux des opérateurs indépendents.

Anna Obrocka, Mieczysław Jacewicz

IMPLEMENTIERUNG ISUP2-PROTOKOLL IN ZGS NR. 7 DER POLNISCHEN ÖFFENTLICHEN FERNMELDENETZ

Z u s a m m e n f a s s u n g

In digitale Vermittlungsstellen polnischer öffentlicher Fernmeldenetz wurde schon ISUP1-Protokoll von ZGS Nr. 7 implementiert. Netzentwicklung und Applikationen neuer Dienste machen unabdingbar, ISUP-Protokoll um neue in ISUP2 bestimmte Leistungsmerkmale zu erweitern. Im Beitrag werden wesentliche Unterschiede zwischen ISUP1 und ISUP2 gezogen und Implementierungsgrundlagen von ISUP2 ins polnische öffentliche Fernmeldenetz beschrieben. Bestehende Architektur des öffentlichen Netzes und Zusammenwirken neuer Netzbetreiber werden näher betrachtet.

AUTORZY



Mgr inż. Mieczysław Jacewicz urodził się w 1930 r. we Lwowie. Studia inżynierskie ukończył na Wydziale Elektrycznym i Łączności Politechniki Gdańskiej, a studia magisterskie na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej, uzyskując w 1957 r. tytuł magistra inżyniera łączności. Pracę zawodową rozpoczął w Instytucie Łączności w 1955 r., przechodząc kolejne stanowiska służbowe - do adiunkta w 1962 r. Specjalizuje się w dziedzinie sygnalizacji komutacyjnej. Poczynając od 1960 r., przez wiele lat pełnił funkcję kierownika Pracowni Sygnalizacji Komutacyjnej w Zakładzie Telekomutacji Instytutu Łączności. Jest autorem wielu opracowań zarówno teoretycznych (publikacje, referaty, koncepcje), jak i takich, które zakończyły się wdrożeniem urządzeń do produkcji oraz eksploatacji. Obecnie zajmuje się zagadnieniami związanymi z wprowadzaniem do krajowej sieci telekomunikacyjnej różnych cyfrowych systemów komutacyjnych oraz stosowaniem do współpracy tych systemów nowoczesnych rozwiązań sygnalizacji komutacyjnej.



Doc. dr hab. Marian Marciniak urodził się w 1949 r. w Czarkówce. W 1977 r. ukończył studia na Wydziale Matematyczno-Fizyczno-Chemicznym Uniwersytetu Marii Curie-Skłodowskiej w Lublinie, a w 1989 r. - studia doktoranckie w Instytucie Podstawowych Problemów Techniki PAN w Warszawie. W latach 1978-97 pracował w Wyższej Szkole Oficerskiej Wojsk Łączności w Zegrzu jako wykładowca i kierownik zakładu. W latach 1989-91 był zatrudniony w Instytucie Fizyki Plazmy i Laserowej Mikrosyntezy w Warszawie na stanowisku adiunkta. Od 1996 r. pracuje w Instytucie Łączności w Warszawie jako docent i kierownik Zakładu Techniki Łączności Światłowodowej. W zakres jego zainteresowań badawczych wchodzi: łączność światłowodowa, teoria falowodów optycznych, optoelektronika zintegrowana, zjawiska nieliniowe w falowodach optycznych. Jest autorem i współautorem 65 publikacji z tej dziedziny, w tym dwu książek. Prowadzi działalność dydaktyczną w zakresie łączności światłowodowej w Katedrze Elektroniki i Telekomunikacji Politechniki Świętokrzyskiej w Kielcach. Jest członkiem organizacji naukowych: IEEE/Lasers and Electro-Optics Society, IEEE/Communications Society, the New York Academy of Sciences, a także

członkiem Management Committee projektów badawczych Wspólnoty Europejskiej: COST 240 - Techniques for Modelling and Measuring of Advanced Photonic Telecommunications Components oraz COST P2 - Applications of Non-Linear Optical Phenomena.



Mgr inż. Anna Obrocka urodziła się w 1937 r. w Warszawie. W 1962 r. ukończyła studia na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej (specjalność: telekomutacja). Pracę zawodową rozpoczęła w 1961 r. w Zakładzie Badań i Studiów Teletechniki (ZBiST). W 1972 r. - po dołączeniu ZBiST do Instytutu Łączności - za całokształt pracy badawczej otrzymała tytuł adiunkta naukowo-badawczego. W Instytucie Łączności pracuje do dnia dzisiejszego. Od początku działalności zawodowej uczestniczyła w pracach badawczych i projektowych dotyczących komutacji elektronicznej - w ZBiST przy opracowaniu prototypu pierwszej w Polsce centrali cyfrowej EACT100, w Instytucie Łączności przy wdrażaniu i rozwoju systemu licencyjnego E10A. W ostatnich latach zajmowała się zagadnieniami związanymi z wprowadzaniem do polskiej sieci telekomunikacyjnej różnych cyfrowych systemów komutacyjnych oraz z przystosowaniem polskiej

sieci telekomunikacyjnej do wymagań technicznych i jakościowych, obowiązujących w krajach Unii Europejskiej. Jest autorką licznych opracowań i publikacji.

Mgr inż. Marek Jaworski - notkę biograficzną wydrukowano w *Pracach Instytutu Łączności*, nr 103, 1994.

Doc. dr inż. Arnold Kawecki - notkę biograficzną wydrukowano w *Pracach Instytutu Łączności*, nr 102, 1994.

Dr inż. Julian Kowar - notkę biograficzną wydrukowano w *Pracach Instytutu Łączności*, nr 103, 1994.

Dr inż. Lech Smóczyński - notkę biograficzną wydrukowano w *Pracach Instytutu Łączności*, nr 103, 1994.

Prof. dr inż. Andrzej Zieliński - notkę biograficzną wydrukowano w *Pracach Instytutu Łączności*, nr 98, 1991.

