

PRACE

**INSTYTUTU
ŁĄCZNOŚCI**

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUKOWA

Nr



1994

103

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUKOWA

Nr

**PRACE
INSTYTUTU
ŁĄCZNOŚCI**

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI NR 103

WARSZAWA 1994

1020ME0AJ TUVI
PUBLIKACJA

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 1994

ISSN 0020-451X

Redaktor: mgr Krystyna Juskiewicz

**Skład komputerowy: techn. Danuta Pol, Barbara Skwara,
techn. Grażyna Woźnica**

**Instytut Łączności, Dział Ogólnotechniczny
ul. Szachowa 1, 04-894 Warszawa**

SPIS TREŚCI

1. Marek Jaworski, Julian Kowar, Lech Smoczyński - Analiza teoretyczna zasięgu transmisji w torze światłowodowym ze wzmacniaczami EDFA	9
2. Urszula Figura, Marek Jaworski, Julian Kowar, Lech Smoczyński - Badanie wpływu narażeń mechanicznych i termicznych na tłumienie jednomodowych złączy optycznych z wykorzystaniem reflektometru	41
3. Wiktor Sęga, Andrzej Marszałek - Komputerowe modele środowiska geograficznego i elektromagnetycznego wykorzystywane w prognozowaniu działania systemów radiokomunikacyjnych w pasmie powyżej 30 MHz	61
4. Tadeusz Kunert - Optymalizacja problemu oddawania mocy biernej w zasilaczach prądu przemiennego	95

KOMUNIKATY

1. Edward Chrustowski - Komputerowy system kontroli i nadzoru urządzeń zasilających w niedozorowanych obiektach telekomunikacyjnych	113
2. Włodzimierz Czubarow - Stanowisko pomiarowe do badań kompatybilności elektromagnetycznej urządzeń telekomunikacyjnych o małych wymiarach	127
3. Andrzej Nowak - Opracowanie stanowisk pomiarowych do badań abonenckich systemów telefonicznych wielokrotnych ...	143
4. Andrzej Stankiewicz - Wielokanałowy system cyfrowej rejestracji i archiwizacji rozmów telefonicznych	155

СОДЕРЖАНИЕ

1. Марек Яворски, Юлян Ковар, Лех Смочински - Теоретический анализ дальности передачи	
---	--

4 PRACE INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

по оптическим волокнам, в линии связи оснащенной усилителем ЭДФА	9
2. Уршуля Фигура, Марек Яворски, Юлян Ковар, Лех Смочински - Исследование при помощи рефлектометра воздействия механических и термических ударов на затуха- ние оптических одномодовых соеди- нителей	41
3. Виктор Сенга, Анджей Маршалэк - Цифро- вые бычислительные модели географи- ческой и электромагнитной среды, при- меняемые для прогнозирования действия систем радиосвязи, в диапазоне частот выше 30 МГц	61
4. Тадэуш Кунэрт - Оптимализация вопроса отдачи реактивной мощности выпрями- телями переменного тока	95

СООБЩЕНИЯ

1. Эвард Хрустовски - Вычислительная система контроля и наблюдения за оборудованием питания, находящимся в объектах дальней связи без надзора	113
2. Влодимеж Чубаров - Измерительный стенд для испытаний электромагнитной совместимости аппаратуры связи, с малыми габаритами размера	127
3. Анджей Новак - Разработка измерительных стендов для испытаний абонентских много- канальных систем связи	143
4. Анджей Станкевич - Мультиканальная система цифровой записи и архивной регистрации телефонных разгово- ров	155

CONTENS

1. Marek Jaworski, Julian Kowar, Lech Smoczyński - Theoretical analysis of transmission range of fibre optic communication systems using erbium doped fibre amplifiers	9
2. Urszula Figura, Marek Jaworski, Julian Kowar, Lech Smoczyński - The OTDR evaluation of mechanical and thermal stress influence on the loss of connectors for single mode fibres	41
3. Wiktor Sęga, Andrzej Marszałek - Computer models of geographic and electromagnetic environment used to predict the performance of radio systems operating at frequencies above 30 MHz	61
4. Tadeusz Kunert - Optimum problem solution of the reactive power taking-off in alternating power supplies	95

STATEMENTS

1. Edward Chrustowski - The computer system of a control and supervision of power supplies in non-supervised telecommunication structures	113
2. Włodzimierz Czubarow - The measuring position for electromagnetic compatibility tests of telecommunication system of small dimensions	127
3. Andrzej Nowak - Design of test setups for multiplexed telephone access systems	143
4. Andrzej Stankiewicz - Multichannel telephone calls logging system	155

SOMMAIRE

1. Marek Jaworski, Julian Kowar, Lech Smoczyński - Analyse théorique d'une portée de transmission par fibres optiques dans la voie avec les amplificateurs EDFA	9
---	---

2. Urszula Figura, Marek Jaworski, Julian Kowar, Lech Smoczyński - Etude d'influence des chocs mécaniques et thermiques à l'affaiblissement des connecteurs optiques unimodes, avec une application du réflectomètre	41
3. Wiktor Sęga, Andrzej Marszałek - Modèles de milieux géographique et électromagnétique, assistés par ordinateur et appliqués aux prévisions fonctionnelles de systèmes de radio-communication, à la bande au-dessus de 30 MHz	61
4. Tadeusz Kunert - Système de contrôle et de surveillance par ordinateur des dispositifs alimentaires, localisés dans les ouvrages du génie de télécommunications non-gardés	95

COMMUNIQUES

1. Edward Chrustowski - Le système, assisté par ordinateur, de contrôle et de suivi des dispositifs alimentaires dans les ouvrages d'art de télécommunications, non-gardés	113
2. Włodzimierz Czubarow - Le stand de mesure pour les essais de compatibilité électromagnétique des équipements de télécommunications an petit encombrements	127
3. Andrzej Nowak - Etude sur les stands de mesure pour les essais de systèmes de la téléphonie d'abonné multiplex	143
4. Andrzej Stankiewicz - Le système multicanaux d'enregistrement numérique et d'archivage de communications téléphoniques	155

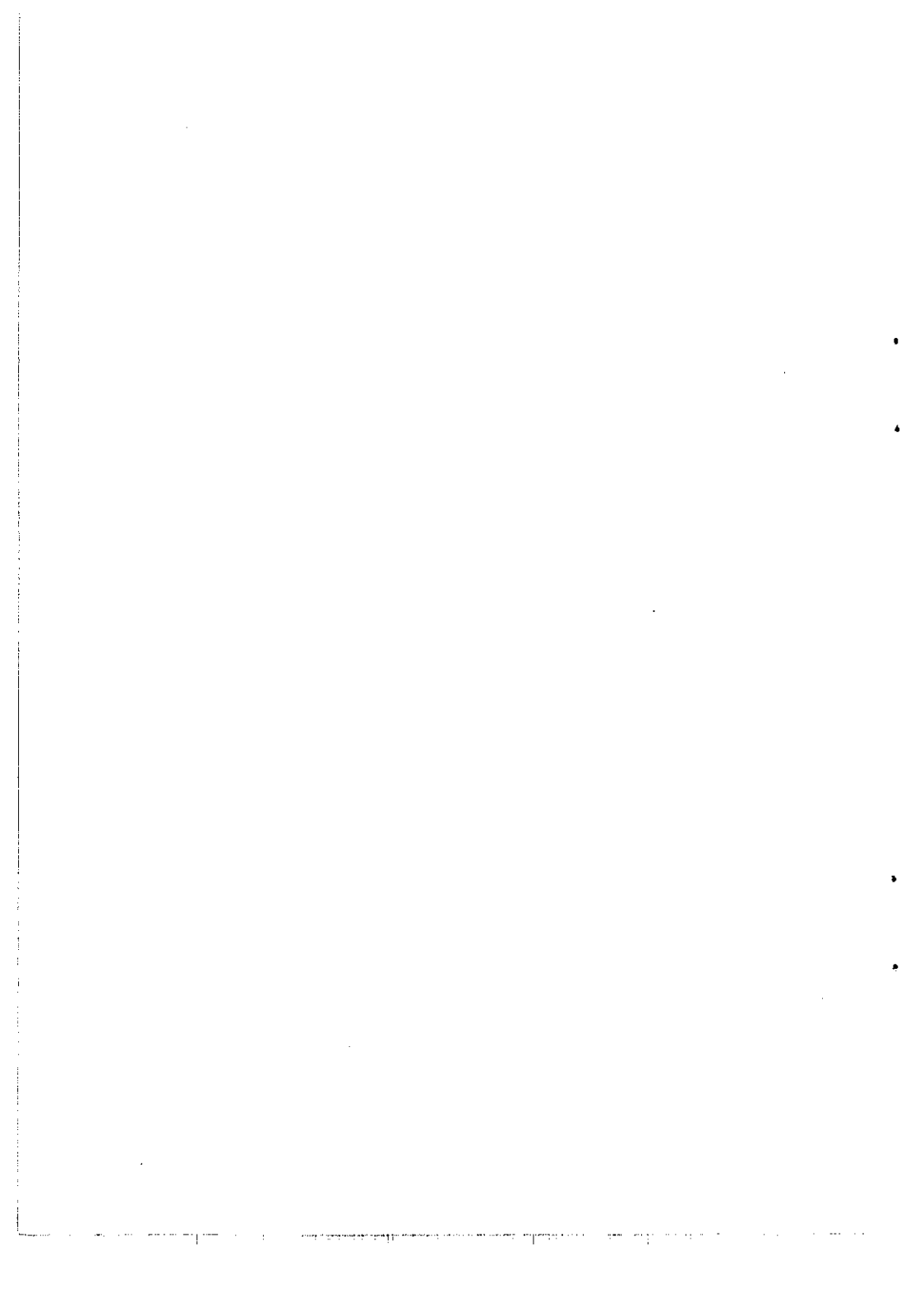
INHALTSVERZEICHNIS

1. Marek Jaworski, Julian Kowar, Lech Smoczyński - Theoretische Analyse des Übertragungsbereiches in Lichtwellenleitern mit EDFA-Verstärkern	9
2. Urszula Figura, Marek Jaworski, Julian Kowar, Lech Smoczyński - Die Zeitbereichs-Reflektometer-Prüfung der mecha-	

nischen und thermischen Gefährdung auf Monomode-LWL-Verbindungen	41
3. Wiktor Segal, Andrzej Marszałek - Die zur Wirkungsprognostizieren der Funkssysteme im Frequenzbereich über 30 MHz Angewandte computermodelle der geographischen und elektromagnetischen Umgebung	61
4. Tadeusz Kunert - Optimierung des Problems der Abgabe der Blindleistung in den Wechselstromspeisegeräten	95

MITTEILUNGEN

1. Edward Chrustowski - Das computergestützte Überwachungssystem der Versorgungsanlagen in unbemannten TK - Objekten	113
2. Włodzimierz Czubarow - EMV-Meßstelle für kleine TK-Anlagen	127
3. Andrzej Nowak - Meßstellen für Mehrkanalte Inehmertelefon-systeme	143
4. Andrzej Stankiewicz - Das Mehrkanaldigitalsystem für Gesprächsdatenerfassung und -speicherung	155



Marek Jaworski, Julian Kowar
Lech Smoczyński

621.396.43:621.372.8::535

ANALIZA TEORETYCZNA ZASIĘGU TRANSMISJI W TORZE ŚWIATŁOWODOWYM ZE WZMACNIACZAMI EDFA

Przeprowadzono analizę teoretyczną wpływu dyspersji i efektów nieliniowych w światłowodzie oraz emisji spontanicznej we wzmacniaczu EDFA na parametry światłowodowych systemów teletransmisyjnych ze wzmacniaczami EDFA. Wyniki analizy teoretycznej uzupełniono symulacją numeryczną.

1. WSTĘP

Wzmacniacze światłowodowe domieszkowane erbem EDFA (*erbium doped fibre amplifier*) obecnie wprowadzane do systemów telekomunikacji optycznej znajdują zastosowanie wszędzie tam, gdzie mogą powiększyć możliwości systemu lub zastąpić bardziej skomplikowane układy elektroniczne. W porównaniu z regeneratorami optoelektronicznymi światłowodowe wzmacniacze całkowicie optyczne mają prostą budowę i zawierają znacznie mniej elementów, co stwarza potencjalną możliwość znacznej poprawy niezawodności oraz ułatwienia eksploatacji.

Długość odcinków międzyregeneratorowych w cyfrowych traktach światłowodowych jest ograniczona przez tłumienie lub dyspersję w światłowodzie. Wzmacniacze EDFA przyczyniają się do pokonania ograniczenia związanego z tłumieniem, pozwalają bowiem zwiększyć moc sygnału wprowadzonego do światłowodu - w zastosowaniu

w charakterze wzmacniacza końcowego na wyjściu nadajnika - oraz poprawiają czułość odbiornika jako przedwzmacniacze. Zasięg transmisji w przypadku zastosowania wzmacniaczy optycznych jest ograniczony przez inne zjawiska związane z propagacją w światłowodzie. Moc maksymalna sygnału, która może być przenoszona w trakcie światłowodowym, jest ograniczona przez zjawiska nieliniowe w światłowodzie, natomiast procesowi wzmacniania optycznego zawsze towarzyszy generacja szumu emisji spontanicznej ASE (*amplified spontaneous emission*) w całym wzmacnianym pasmie.

Istnieją dwa podstawowe warianty wykorzystania wzmacniaczy światłowodowych EDFA w liniach dalekosiężnych:

- a) w linii światłowodowej bez regeneratorów - wzmacniacz optyczny jest wykorzystany w charakterze wzmacniacza końcowego (*booster*) w nadajniku oraz ewentualnie jako przedwzmacniacz w odbiorniku;
- b) wzmacniacze EDFA są wykorzystywane jako rozmieszczone w jednakowych odstępach wzmacniaki optyczne, w których następuje wzmacnianie mocy sygnału bez regeneracji elektronicznej.

W artykule przeanalizowano zjawiska ograniczające zasięg transmisji w obydwu przypadkach.

2. GRANICZNA CZUŁOŚĆ ODBIORNIKA Z PRZEDWZMACNIACZEM EDFA

Moc wyjściowa przedwzmacniacza, docierająca do detektora optycznego wynosi:

$$P_{\text{amp}} = GP_s + P_{\text{sp}}, \quad (1)$$

gdzie: G - wzmocnienie wzmacniacza,

P_s - moc sygnału wejściowego,

P_{sp} - moc emisji spontanicznej wzmacniacza wynosząca:

$$P_{sp} = S_{sp} + \Delta v_{sp} , \quad (2)$$

gdzie: Δv_{sp} - efektywne pasmo emisji spontanicznej, równe w praktyce pasmu wzmacniacza lub filtru optycznego,

S_{sp} - gęstość widmowa mocy szumów ASE wyrażająca się wzorem:

$$S_{sp}(v) = (G - 1) n_{sp} h v , \quad (3)$$

gdzie: n_{sp} - współczynnik inwersji populacji zdefiniowany jako

$$n_{sp} = \frac{N_2 + N_1}{N_2} \geq 1,$$

N_1 i N_2 - gęstości obsadzeń odpowiednich poziomów energetycznych,

$h = 6,62 \cdot 10^{-34}$ J·s - stała Plancka,

$v = c/\lambda$ - częstotliwość sygnału optycznego,

$$v = 1,94 \cdot 10^{14} \text{ Hz dla } \lambda = 1,55 \text{ } \mu\text{m}.$$

Prąd powstający w detektorze wynosi:

$$I = I_p + i , \quad (4)$$

gdzie: i - prąd szumów śrutowych, termicznych oraz emisji spontanicznej,

sygnał użyteczny I_p wynosi:

$$I_p = R G P_s , \quad (5)$$

gdzie: R jest czułością detektora określaną zależnością:

$$R = \eta q / (h v) , \quad (6)$$

gdzie: $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C - ładunek elektronu,

$\eta \leq 1$ - sprawność detektora.

Wariancja $\sigma^2 = i^2$ prądu szumów wyraża się wzorem:

$$\sigma^2 = \sigma_t^2 + \sigma_s^2 + \sigma_{sp-sp}^2 + \sigma_{sig-sp}^2 + \sigma_{s-sp}^2, \quad (7)$$

gdzie: $\sigma_t^2 = (4kT/R_L)\Delta f$ - szum termiczny, (8)

$\sigma_s^2 = 2q[R(GP_s + P_{sp}) + I_d]\Delta f$ - szum śrutowy, (9)

$\sigma_{sp-sp}^2 = 4R^2S_{sp}^2\Delta v_{opt}\Delta f$ - szum zdudnienia
emisji spontanicznej, (10)

$\sigma_{sig-sp}^2 = 4R^2GP_sS_{sp}\Delta f$ - szum zdudnienia sygnału
z emisją spontaniczną, (11)

$\sigma_{s-sp}^2 = 4qRS_{sp}\Delta v_{opt}\Delta f$ - szum zdudnienia prądu
śrutowego z emisją spontaniczną, (12)

$k = 1,34 \cdot 10^{-23} \text{J}^\circ\text{K}$ - stała Boltzmana,

$T = 293^\circ\text{K}$ - temperatura,

R_L - rezystancja wejściowa,

Δf - pasmo elektryczne odbiornika, w praktyce

$\Delta f = B/2$ (B - przepływność binarna [bit/s]),

I_d - prąd ciemny detektora.

Przy założeniu, że rozkład prawdopodobieństwa szumu ma charakter normalny, stopa błędu transmisji wyraża się wzorem:

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc}(Q\sqrt{2}) \approx \frac{\exp(-Q^2/2)}{Q\sqrt{2\pi}} \quad \text{dla } Q > 3, \quad (13)$$

gdzie: Q jest parametrem w dogodny sposób wiążącym wyrażenie na stopę błędów (13) z czułością odbiornika:

$$Q \equiv \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 - \sigma_0} = \frac{2R\overline{GP_{rec}}}{\sigma_1 + \sigma_0}, \quad (14)$$

gdzie: $\overline{P_{rec}}$ - czułość odbiornika dla danej stopy błędów ($Q = 6$ dla $\text{BER} = 10^{-9}$).

Indeksy 1, 0 w (14) wzorze odpowiadają obecności impulsu na wejściu odbiornika lub jego brakowi.

Wyrażenia (9÷12) można przedstawić w formie ułatwiającej porównanie wartości poszczególnych składowych szumu, zastępując:

- S_{sp} wyrażeniem (3),

- R wyrażeniem (6)

oraz zastępując współczynnik inwersji populacji n_{sp} , częściej używanym w praktyce, współczynnikiem szumu wzmacniacza:

$$F_n = 2n_{sp}(G - 1)/G \approx 2n_{sp} \quad \text{dla } G \gg 1. \quad (15)$$

Po przyjęciu powyższych założeń wzory (9÷12) przyjmują postać:

$$\sigma_s^2 = 2q\eta GP_s \Delta f / (h\nu), \quad (16)$$

$$\sigma_{sp-sp}^2 = (q\eta GF_n)^2 \Delta v_{opt} \Delta f, \quad (17)$$

$$\sigma_{sig-sp}^2 = 2(q\eta G)^2 F_n P_s \Delta f / (h\nu), \quad (18)$$

$$\sigma_{s-sp}^2 = 4q^2 \eta GF_n \Delta v_{opt} \Delta f, \quad (19)$$

składniki RP_{sp} i I_d zostały pominięte przy przekształceniu wzoru (9) we wzór (16), gdyż są pomijalnie małe. Porównanie wyrażen (16) oraz (18) wskazuje, że σ_s^2 jest mniejsze ηGF_n razy od σ_{sig-sp}^2 i może być pominięte.

Podobnie porównanie wzorów (17) z (19) wskazuje, że σ_{s-sp}^2 jest pomijalnie małe w porównaniu do σ_{sp-sp}^2 . Szum termiczny σ_T^2 może być pominięty w porównaniu do składników σ_{sig-sp}^2 i σ_{sp-sp}^2 . Przy tych założeniach prądy szumów σ_1 i σ_0 mogą być aproksymowane zależnościami:

$$\sigma_1 = \left(\sigma_{sig-sp}^2 + \sigma_{sp-sp}^2 \right)^{1/2}, \quad \sigma_0 = \sigma_{sp-sp}. \quad (20)$$

Czułość odbiornika można obliczyć przez podstawienie zależności (20) do wzoru (14) z wykorzystaniem wyrażeń (17) i (18), przyjmując $P_s = 2\overline{P}_{rec}$ i rozwiązując równanie (14) względem \overline{P}_{rec} . Wynikiem tych operacji jest zależność określająca czułość odbiornika [1]:

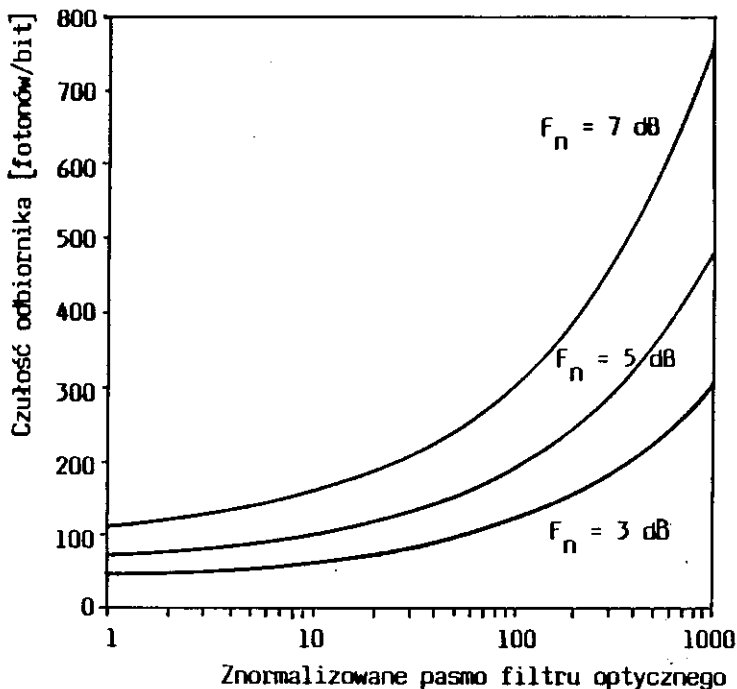
$$\overline{P}_{rec} = h\nu F_n \Delta f [Q^2 + Q(\Delta v_{opt}/B)^{1/2}]. \quad (21)$$

Czułość odbiornika można wyrazić w liczbie fotonów przypadającej na bit informacji \overline{N}_p , wymaganej do osiągnięcia danej stopy błędów, określonej parametrem Q ze wzoru (13):

$$\overline{N}_p = \frac{1}{2} F_n [Q^2 + Q(2 \Delta v_{opt}/B)^{1/2}]. \quad (22)$$

Zależność (22) w bardzo prosty sposób wskazuje na wpływ poszczególnych parametrów wzmacniacza optycznego na czułość odbiornika. Czułość odbioru pogarsza się proporcjonalnie do współczynnika szumów F_n . Czułość można polepszyć, stosując filtr optyczny powodujący zmniejszenie wartości Δv_{opt} . Minimalne pasmo optyczne jest równe przepływności binarnej ($\Delta v_{opt} = B$). Na rys. 1 przedstawiono zależność \overline{N}_p w funkcji $\Delta v_{opt}/B$ dla różnych poziomów współczynnika szumów wzmacniacza optycznego F_n , przy założeniu $Q = 6$ - wartości wymaganej do osiągnięcia stopy błędów $BER = 10^{-9}$.

W przypadku idealnego wzmacniacza optycznego $F_n = 2$ i wtedy, zgodnie z zależnością (22), graniczna czułość odbiornika z przedwzmacniaczem optycznym wynosi 44,5 fotonu/bit. Dla porównania: czułość graniczna wynikająca z kwantowej natury światła dla systemu z modulacją amplitudy wynosi $\overline{N}_p = 10$ fotonów/bit, a dla typowych odbiorników optycznych, stosowanych we współczesnych systemach optotelekomunikacyjnych - powyżej 1000 fotonów/bit.



Rys. 1. Czułość odbiornika z przedwzmacniaczem EDFA

Przeprowadzona analiza wykazuje, że przy użyciu wzmacniaczy optycznych możliwe jest uzyskanie czułości lepszej niż 100 fotonów/bit, pomimo obecności szumów emisji spontanicznej.

3. PROPAGACJA SYGNAŁU I SZUMU W TRAKCIE ŚWIATŁOWODOWYM ZE WZMACNIAKAMI EDFA

Przeanalizowano trzy konfiguracje traktu, z równomiernie rozmieszczonymi wzmacniakami EDFA:

- trakt bez nadzoru stabilizacji mocy propagowanej - samostabilizujący,

- trakt ze stabilizacją propagowanej mocy całkowitej,
- trakt ze stabilizacją propagowanej mocy sygnału.

Do symulacji propagacji sygnału i szumu przyjęto model wzmacniacza uwzględniający pracę w nasyceniu, przy współczynniku szumów niezależnym od wzmocnienia [4]. Ten uproszczony model dobrze odzwierciedla rzeczywiste własności typowego wzmacniacza, który zwykle pracuje w obszarze nasycenia, a jego szумы w niewielkim stopniu zależą od punktu pracy.

Znormalizowane wzmocnienie wzmacniacza pracującego w obszarze nasycenia wyraża się ogólną zależnością:

$$g = 1/(1 + P_{out}/P_{sat}). \quad (23)$$

Wzmocnienie wzmacniacza w funkcji mocy wejściowej jest opisywane uwikłaną zależnością:

$$G = G_0 \exp[(1 - G)(P_{in}/P_{sat})], \quad (24)$$

gdzie: G_0 - wzmocnienie w liniowym zakresie pracy wzmacniacza,

P_{in} - całkowita moc wejściowa,

P_{sat} - moc nasycenia zdefiniowana we wzorze (23).

Zgodnie z tą definicją moc wyjściowa wynosi $P_{out} = 0,69P_{sat}$, dla wzmocnienia wynoszącego $G = G_0/2$, przy założeniu $G_0 \gg 1$.

Całkowita moc oraz moc sygnału na wyjściu i -tego wzmacniacza wynosi odpowiednio:

$$P_{out_i} = \alpha G_i P_{out_{i-1}} + 2\pi_{sp}(G_i - 1)h\nu\Delta v_{opt}, \quad \text{dla } i = 1, \dots, N \quad (25)$$

$$P_{s_i} = \alpha G_i P_{s_{i-1}}, \quad \text{dla } i = 1, \dots, N, \quad (26)$$

oraz

$$P_{out_0} = P_{s_0}.$$

Po każdym wzmacniaczu jest umieszczony filtr o pasmie Δv_{opt} .

Typowo wzmacniacz pracuje w obszarze nasycenia, w którym wzmocnienie G_0 słabo zależy od mocy pompy, a moc nasycenia może

być regulowana zmianami mocy pompy. Dlatego w modelu przyjęto, że $G_{0,i} = G_0$, a $P_{\text{sat},i}$ jest parametrem, który można zmieniać uzyskując wpływ na parametry traktu.

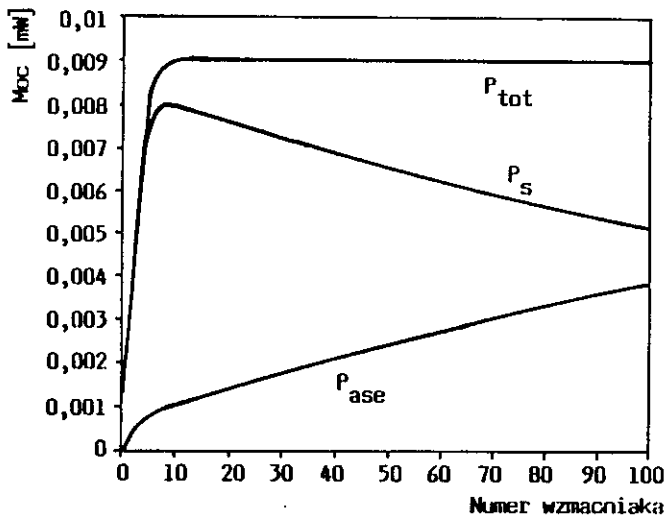
Dla traktu samostabilizującego obliczono wzmocnienie G_i , moc szumów emisji spontanicznej $P_{\text{ase},i}$ oraz moc całkowitą $P_{\text{out},i}$ dla $N=100$ połączonych kaskadowo wzmacniaków EDFA, przyjmując $G_0=35$ dB, $P_{\text{sat}}=8$ mW oraz tłumienie odcinka między wzmacniakami $\alpha=-30$ dB. Na tłumienie α składa się 100 km światłowodu o tłumienności 0,25 dB/km i margines 5 dB na tłumienie zewnętrznych elementów wzmacniacza. Przy tych założeniach parametr $\alpha G_0=3$. Należy zauważyć, że przy $\alpha G_0=1$ efekt nasycenia wzmacniaczy prowadzi do szybkiego zaniku propagacji sygnału proporcjonalnie do $\prod_{i=1}^N \alpha G$ dla $\alpha G < 1$.

Dla zilustrowania stabilizujących własności traktu rozważono dwa przypadki:

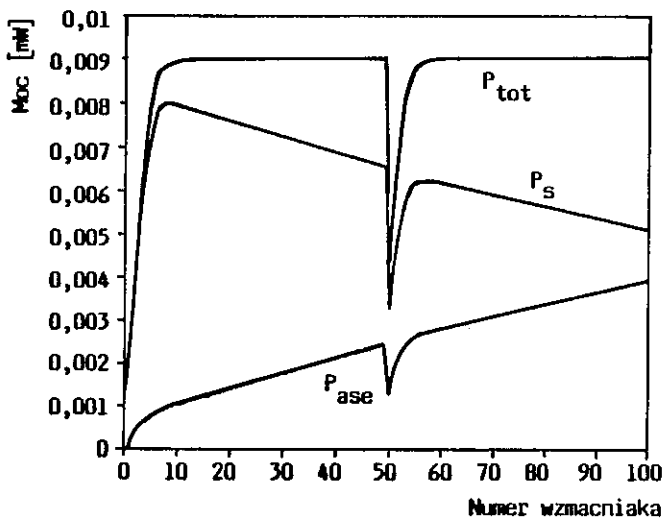
- założono małą moc wejściową $P_{s,0}=1$ mW,
- założono uszkodzenie traktu, polegające na dwukrotnym spadku wzmocnienia wzmacniaka o numerze 50 lub wzroście tłumienia poprzedzającego go światłowodu.

Wyniki symulacji traktu zaprezentowano na rys. 2 i 3.

Charakterystyczne jest, że moc sygnału osiąga maksimum, po czym moc całkowita stabilizuje się i następuje wymiana mocy sygnału z mocą szumów emisji spontanicznej. Zmniejszenie wzmocnienia dowolnego wzmacniacza lub wzrost tłumienia odcinka światłowodu jest kompensowany dzięki własnościom wzmacniaczy pracujących w nasyceniu. Następuje jednak pogorszenie stosunku sygnał-szum na wyjściu traktu, co powinno być uwzględnione w przyjęciu odpowiednio dużego marginesu przy projektowaniu takiego traktu.



Rys. 2. Propagacja mocy w trakcie ze samostabilizacją, przy małej mocy nadajnika



Rys. 3. Propagacja mocy w trakcie ze samostabilizacją, przy wzroście tłumienia jednego z odcinków regeneracyjnych

Dla traktu ze stabilizacją propagowanej mocy całkowitej zachodzi warunek $P_{out,i} = P_{s,0}$. Podstawiając ten warunek do wzoru (25) można otrzymać zależność na wzmacnienie:

$$G = \frac{P_{s_0} + 2n_{sp} h\nu \Delta v_{opt}}{2n_{sp} h\nu \Delta v_{opt} + \alpha P_{s_0}} \quad (27)$$

Przy założeniu $2n_{sp} h\nu \Delta v_{opt} \ll P_{s_0}$ wzór (27) upraszcza się do postaci:

$$G = 1/\alpha \quad (28)$$

Po podstawieniu wzoru (28) do (24) warunek na moc nasycenia wzmacniaczy wynosi:

$$P_{sat} = \frac{(1 - \alpha)P_{s_0}}{1n(\alpha G_0)} \quad (29)$$

Na rys. 4 pokazano przebieg mocy: całkowitej, szumów emisji spontanicznej i sygnału dla $N = 100$ wzmacniaków oraz mocy wejściowej sygnału $P_{s,0} = 8,9$ mW. Przy tej wartości mamy do czynienia ze szczególnym przypadkiem przedstawionej wyżej konfiguracji traktu samostabilizującego, w którym tak dobrano moc wejściową, by $G_i\alpha=1$.

Dla traktu ze stabilizacją propagowanej mocy sygnału zachodzi warunek $P_{s,i} = P_{s,0}$, stąd $\alpha G_i = 1$ oraz

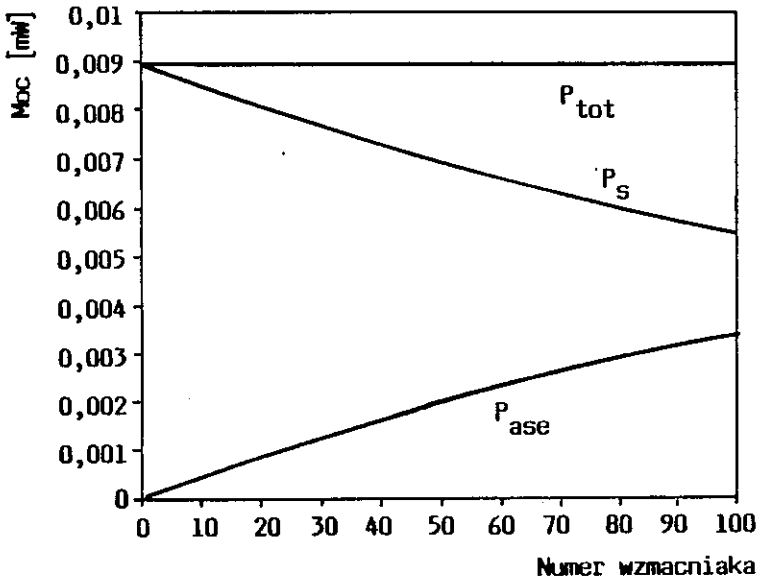
$$P_{ase,i} = 2n_{sp,i}(G - 1)h\nu \Delta v_{opt} \quad (30)$$

$$P_{out,i} = P_{s_0} + 2n_{sp,i}(G - 1)h\nu \Delta v_{opt} \quad (31)$$

Przekształcając wzór (24), tak by uzyskać wyrażenie na $P_{sat,i}$, oraz podstawiając $P_{in,i} = P_{out,i}/G_i$, uzyskuje się zależność:

$$P_{\text{sat},i} = \frac{1 - \alpha}{1n(\alpha G_0)} \left[P_{s_0} + 2n_{\text{sp},i} \left(\frac{1}{\alpha} - 1 \right) h\nu \Delta v_{\text{opt}} \right]. \quad (32)$$

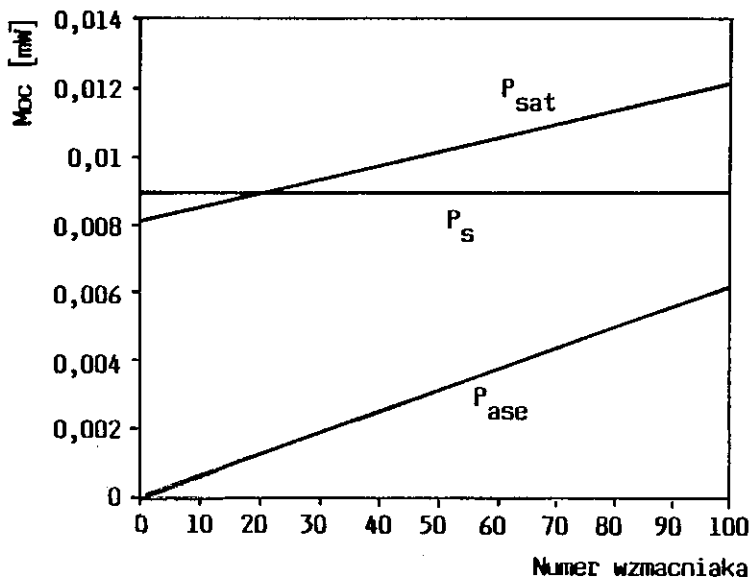
Moc nasycenia kolejnych wzmacniaczy jest zwiększana w celu kompensacji wzrostu mocy szumów emisji spontanicznej.



Rys. 4. Propagacja mocy w trakcie ze stabilizacją mocy całkowitej

Na rys. 5 przedstawiono przebieg mocy: nasycenia, szumów emisji spontanicznej i sygnału dla $N = 100$ wzmacniaków oraz mocy wejściowej sygnału $P_{s_0} = 5$ mW. W tym przypadku $P_{\text{sat},1} = 4,6$ mW oraz $P_{\text{sat},100} = 7,8$ mW. Właściwości szumowe tej konfiguracji są podobne jak dla traktu samostabilizującego, jednak średnia moc nasycenia policzona dla całego traktu jest większa i przez to całkowity pobór energii traktu jest również większy, co ma znaczenie w daleko- siężnych traktach transoceanicznych.

Porównanie trzech konfiguracji wykazuje, że nie ma między nimi znaczących różnic we własnościach szumowych, a o wyborze jednej z nich do praktycznego zastosowania będzie decydować przyjęty sposób nadzoru i utrzymania systemu teletransmisyjnego.



Rys. 5. Propagacja mocy w trakcie ze stabilizacją mocy sygnału

Z przeprowadzonej wyżej analizy wynika, jaki jest stosunek mocy sygnału do szumu na wyjściu traktu ze wzmacniakami EDFA. Ten wynik stanowi podstawę dalszej analizy, określającej możliwość zastosowania w danym tracie systemu teletransmisyjnego o określonej przepływności.

Przyjmując założenia identyczne jak w punkcie 2, opisującym czułość odbiornika z przedwzmacniaczem EDFA, można stwierdzić, że:

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}, \quad (33)$$

gdzie: $\sigma_1 = (\sigma_{\text{sig-sp}}^2 + \sigma_{\text{sp-sp}}^2)^{1/2}$, $\sigma_0 = \sigma_{\text{sp-sp}}$
 $\sigma_{\text{sig-sp}}^2 = 4R^2 P_s P_{\text{asc}} \Delta f / \Delta v_{\text{opt}}$ - szum zdudnienia emisji spontanicznej,
 $\sigma_{\text{sp-sp}}^2 = 4R^2 P_{\text{asc}}^2 \Delta f / \Delta v_{\text{opt}}$ - szum zdudnienia sygnału z emisją spontaniczną.

Zależność (33), przy założeniu, że $I_1 = 2RP_s = 2R\overline{P_{\text{rec}}}$ oraz $I_0 = 0$, można przedstawić w funkcji parametrów $R_A = P_{\text{asc}} / \overline{P_{\text{rec}}}$ oraz $R_B = \Delta v_{\text{opt}} / \Delta f$ i wtedy otrzymuje ona postać:

$$Q = \frac{2(R_B)^{1/2}}{(4R_A + R_B^2)^{1/2} + R_A}. \quad (34)$$

Jeżeli np. parametr R_B jest określony, to R_A jest obliczany w celu określenia maksymalnej mocy szumów emisji spontanicznej dopuszczalnej dla danej stopy błędów transmisji. Dla przykładowego systemu o przepływności 2,5 Gbit/s, założonej stopie błędów $\text{BER} = 10^{-14}$ ($Q = 7,65$) oraz $\Delta v_{\text{opt}} = 126$ GHz ($\Delta\lambda = 1$ nm dla $\lambda = 1550$ nm) i $\Delta f = 1,25$ GHz, współczynnik R_A wynosi 0,74.

Zależność (34) może być przekształcona do postaci określającej czułość odbiornika w funkcji mocy szumów emisji spontanicznej:

$$\overline{P_{\text{rec}}} = \frac{P_{\text{asc}}}{R_B} (Q^2 + Q\sqrt{R_B}), \quad (35)$$

W przypadku stabilizacji mocy sygnału, szum emisji spontanicznej narasta liniowo, zgodnie ze wzorem (30) i z zależności (35) można obliczyć wartość wymaganej mocy wejściowej $\overline{P_{\text{in}}} = \overline{P_{\text{rec}}}$ dla danych parametrów traktu:

$$\overline{P}_m = N G h \nu F_n \Delta f [Q^2 + Q(\Delta v_{opt} / \Delta f)^{1/2}]. \quad (36)$$

Zależność (36) w bardzo prosty sposób wskazuje na wpływ poszczególnych parametrów traktu światłowodowego na wymaganą moc wejściową. Wymagana moc wejściowa rośnie proporcjonalnie do liczby zastosowanych wzmacniaków, jak również do wzmocnienia oraz współczynnika szumów pojedynczego wzmacniaka. W granicznym przypadku, idealnej filtracji optycznej ($\Delta v_{opt}=B$) i elektrycznej ($\Delta f=0,5B$), jest proporcjonalna do przepływności binarnej systemu.

4. WPLYW DYSPEKSYJI

Fala o pulsacji ω wprowadzona do światłowodu jednomodowego o długości L dotrze do jego końca po czasie $T=L/v_g$, gdzie v_g jest prędkością grupową, zdefiniowaną jako:

$$v_g^{-1} = \frac{d\beta}{d\omega}. \quad (37)$$

Parametr β jest stałą propagacji i zmienia swą wartość w funkcji ω . Ta zmiana jest przyczyną różnic czasowych w propagacji składowych widma częstotliwościowego przesyłanego impulsu i w konsekwencji powoduje zwiększenie szerokości impulsu.

Dla impulsów pseudomonochromatycznych ($\Delta\omega \ll \omega_0$), funkcję $\beta(\omega)$ można rozwinąć w szereg Taylora ograniczony do trzeciego rzędu, wokół pulsacji nośnej ω_0 , i wtedy:

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\Delta\omega) + \frac{1}{2}\beta_2(\Delta\omega)^2 + \frac{1}{6}\beta_3(\Delta\omega)^3, \quad (38)$$

gdzie: $\Delta\omega = \omega - \omega_0$,

$$\beta_m = (d^m \beta / d\omega^m)_{\omega=\omega_0}.$$

Zgodnie ze wzorem (37)

$$\beta_2 = -\frac{D\lambda^2}{2\pi c},$$

gdzie:

$$D \equiv \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{1}{v_g} \right) \text{ - współczynnik dyspersji,}$$

$$\beta_3 = \frac{S - (4\pi c/\lambda^3)\beta_2}{(2\pi c/\lambda^2)^2},$$

gdzie:

$$S \equiv \frac{dD}{D\lambda} \text{ - nachylenie współczynnika dyspersji.}$$

Dla standardowego światłowodu jednomodowego $D=15 \div 18$ ps/(nm·km) dla $\lambda=1,55$ μm , $\lambda_{\text{ZD}} \approx 1300$ nm (λ_{ZD} - długość fali zera dyspersji), $S=0,085$ ps/(km·nm²) dla długości fali $\lambda=\lambda_{\text{ZD}}$. Dla światłowodu z przesuniętą dyspersją $S=0,05$ ps/(km·nm²) dla $\lambda=\lambda_{\text{ZD}}$, $\lambda_{\text{ZD}} \approx 1550$ nm.

Przy analizie dyspersji wygodnie jest rozpatrywać propagację impulsu typu Gaussa, o amplitudzie wyrażonej wzorem:

$$A(0,t) = A_0 \exp \left[-\frac{1+jC}{2} \left(\frac{t}{T_0} \right)^2 \right], \quad (39)$$

gdzie: A_0 - maksymalna amplituda,

T_0 - szerokość połówkowa na poziomie $1/e$, równa $T_0 = T_{\text{FWHM}} / [21n(2)^{1/2}] \approx 0,6T_{\text{FWHM}}$ (FWHM - full width at half maximum - całkowita szerokość na połowie maksimum).

Parametr C uwzględnia wpływ zmiany częstotliwości optycznej emitowanej przez laser nadawczy spowodowanej zmianą amplitudy

sygnału (w literaturze angielskiej zjawisko to nosi nazwę *frequency chirp*). Zmiana częstotliwości jest różniczką fazy i wynosi:

$$\delta\omega = -\frac{\delta\phi}{\delta t} = \frac{C}{T_0^2} t, \quad (40)$$

gdzie: ϕ - faza zespolona amplitudy.

Dokładna analiza teoretyczna [1] wykazuje, że impuls o kształcie wyrażanym wzorem (39) przesyłany światłowodem o stałej ze wzoru (38) traci swój gaussowski charakter, gdyż na skutek istnienia niezerowego składnika β_3 pojawiają się na skraju impulsu gasnące oscylacje amplitudy. Takie impulsy nie mogą być poprawnie określone poprzez szerokość połówkową T_{FWHM} czy T_0 . Właściwą miarą szerokości impulsu jest w tym przypadku wartość skuteczna (rms) szerokości, zdefiniowana jako:

$$\sigma \equiv [\langle t^2 \rangle - \langle t \rangle^2]^{1/2},$$

gdzie: nawiasy $\langle \rangle$ oznaczają uśrednianie w odniesieniu do obwiedni amplitudy, to znaczy:

$$\langle t^m \rangle = \frac{\int t^m |A(z,t)|^2 dt}{\int |A(z,t)|^2 dt}. \quad (41)$$

Szerokość impulsu wyjściowego zwiększa się na skutek dyspersji i wynosi [1]:

$$\sigma = \sigma_0 \left[\left(1 + \frac{C\beta_2 L}{2\sigma_0^2} \right)^2 + (1 + V^2) \left(\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0^2} \right)^2 + (1 + C^2 + V^2)^2 \frac{1}{2} \left(\frac{\beta_3 L}{4\sigma_0^3} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (42)$$

gdzie: σ_0 - wartość skuteczna szerokości impulsu wejściowego,

L - długość traktu,

parametr V - miara monochromatyczności sygnału;
 $V=2\sigma_\omega\sigma_0$, gdzie σ_ω jest wartością skuteczną szerokości spektralnej emisji źródła sygnału.

Równanie (42) opisuje, w ogólny sposób, wzrost szerokości wejściowego gaussowskiego impulsu spowodowany dyspersją. Równanie to zostanie wykorzystane w dalszej analizie do określenia maksymalnego zasięgu transmisji w funkcji parametrów systemu.

Generalnie należy rozpatrzeć dwa przypadki, w zależności od szerokości spektralnej źródła [1].

Przypadek (A) - duża szerokość spektralna źródła (laser wielomodowy). W tym przypadku $V \gg 1$ i jeśli system pracuje na długości fali nie leżącej w pobliżu zera dyspersji, to można w równaniu (42) pominąć składnik związany z β_3 . Jeśli dodatkowo założyć, że $C = 0$, to równanie (42) przyjmuje postać:

$$\sigma = \sigma_0 [1 + (\beta_2 L \sigma_\omega / \sigma_0)^2]^{1/2} = \sigma_0 [1 + (DL \sigma_\lambda / \sigma_0)^2]^{1/2}, \quad (43)$$

gdzie: σ_λ - wartość skuteczna szerokości spektralnej wyrażona w jednostkach długości fali, następująco związana z σ_ω : $\sigma_\lambda = \lambda^2 \sigma_\omega / (2\pi c)$.

Całkowita szerokość impulsu na wyjściu wynosi:

$$\sigma = (\sigma_0^2 + \sigma_D^2)^{1/2}, \quad (44)$$

gdzie składnik $\sigma_D = |D|L\sigma_\lambda$ opisuje wpływ dyspersji.

Impuls wyjściowy o szerokości σ powinien mieścić się w przedziale czasu T_B (B jest przepływnością binarną) odpowiadającemu bitowi informacji. Dla impulsu gaussowskiego co najmniej 95% ener-

gii mieści się w T_B pod warunkiem, że $\sigma \leq T_B/4$. Stąd graniczna przepływność binarna wynosi:

$$\sigma_D = |D|L\sigma_\lambda. \quad (45)$$

Dla krótkich impulsów wejściowych $\sigma \approx \sigma_D = |D|L\sigma_\lambda$ i wtedy:

$$B \leq \frac{1}{4|D|L\sigma_\lambda}. \quad (46)$$

Dla systemu pracującego dokładnie na długości fali zera dyspersji można w równaniu (42) pominąć składnik związany z β_2 . Jeśli dodatkowo założyć, że $C=0$, to równanie (42) przyjmuje postać:

$$\sigma = \sigma_0 \left[1 + \frac{1}{2} \left(\beta_3 L \sigma_\omega^2 / \sigma_0 \right)^2 \right]^{1/2} = \sigma_0 \left[1 + \frac{1}{2} \left(S L \sigma_\lambda^2 / \sigma_0 \right)^2 \right]^{1/2}. \quad (47)$$

Całkowita szerokość impulsu na wyjściu wynosi:

$$\sigma = \left[\sigma_0^2 + \frac{1}{2} \left(S D \sigma_\lambda^2 \right)^2 \right]^{1/2} = \left(\sigma_0^2 + \sigma_D^2 \right)^{1/2}, \quad (48)$$

gdzie: $\sigma_D = |S|L\sigma_\lambda^2/\sqrt{2}$.

Dla $\sigma_0 \ll \sigma_D$, zgodnie z wyrażeniem (45) graniczna przepływność binarna wynosi:

$$B = \frac{1}{\sqrt{8}|S|L\sigma_\lambda^2}. \quad (49)$$

Przypadek (B) - mała szerokość spektralna źródła (laser jednomodowy). W tym przypadku $V \ll 1$ i jeśli system pracuje na długości fali nie leżącej w pobliżu zera dyspersji, to można w równaniu (42) pominąć składnik związany z β_3 . Jeśli dodatkowo założyć, że $C=0$, to

z równania (42) można obliczyć całkowitą szerokość impulsu na wyjściu:

$$\sigma = \left[\sigma_0^2 + \frac{1}{2} (\beta_2 L / (4\sigma_0^2))^2 \right]^{1/2}. \quad (50)$$

Porównując powyższą zależność ze wzorem (44) należy zauważyć, że dla źródła o małej szerokości spektralnej przyrost szerokości impulsu wyjściowego zależy od szerokości impulsu wejściowego σ_0 , natomiast dla źródła o dużej szerokości spektralnej szerokość impulsu wyjściowego nie jest zależna od σ_0 . Z wyrażenia (50) wynika, że σ można zminimalizować przez dobór optymalnej wartości σ_0 .

Optimum występuje dla $\sigma_0 = \sigma_D = (|\beta_2|L/2)^{1/2}$ i wynosi $\sigma = (|\beta_2|L)^{1/2}$. Zgodnie z wyrażeniem (45) graniczna przepływność binarna wynosi:

$$B = \frac{1}{4(|\beta_2|L)^{1/2}}. \quad (51)$$

W tym przypadku maksymalna przepływność binarna jest proporcjonalna do $L^{-1/2}$, a nie do L^{-1} jak w przypadku źródła o dużej szerokości spektralnej.

Dla systemu pracującego dokładnie na długości fali zera dyspersji można w równaniu (42) pominąć składnik związany z β_2 . Jeśli dodatkowo założyć, że $C=0$, to z równania (42) można obliczyć całkowitą szerokość impulsu na wyjściu:

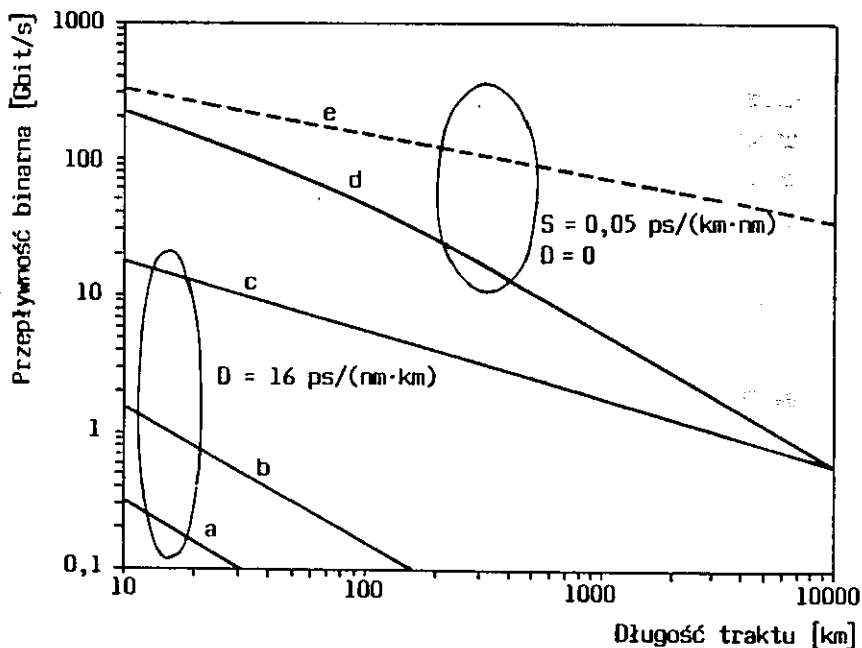
$$\sigma = \left[\sigma_0^2 + \frac{1}{2} (\beta_3 L / (4\sigma_0^2))^2 \right]^{1/2}. \quad (52)$$

Podobnie do równania (50), σ można zminimalizować w funkcji σ_0 . Minimalna wartość σ występuje dla $\sigma_0 = (|\beta_3|L/4)^{1/3}$ i wynosi $\sigma = (3/2)^{1/2} (|\beta_3|L/4)^{1/3}$.

Zgodnie z wyrażeniem (45) graniczna przepływność binarna wynosi:

$$B = \frac{0,324}{(|\beta_3|L)^{1/3}} \quad (53)$$

Optymalna szerokość impulsu wynosi $T_0 = 0,204T_B$.



Rys. 6. Przepływność binarna w funkcji maksymalnego zasięgu ograniczonego dyspersją

Na rys. 6 przedstawiono porównanie maksymalnych przepływności binarnych systemu pracującego na długości fali $1,55 \mu\text{m}$, dla następujących przypadków:

- światłowodu o dyspersji $D=16$ ps/(km·nm) przy szerokości spektralnej źródła: a) 5 nm, b) 1 nm, c) 0 nm;
- światłowodu z przesuniętą dyspersją: $D = 0$ ps/(km·nm) i $S=0,05$ ps/(km·nm²) przy szerokości spektralnej źródła: d) 1 nm, e) 0 nm.

Szerokość spektralna 5 nm jest typowa dla lasera wielomodowego, 1 nm - dla lasera jednomodowego modulowanego bezpośrednio, a 0 nm - dla lasera jednomodowego z modulacją przy użyciu modulatora zewnętrznego. Z zaprezentowanego wykresu wynika, że dla przypadku e) efekt dyspersji jest pomijalnie mały, gdyż przepływność binarna może wynosić 150 Gbit/s dla $L=100$ km, a dla 70 Gbit/s zasięg rośnie 10-krotnie ze względu na zależność $B \sim L^{-1/3}$. W przypadku d) zasięg wynosi jedynie 800 km dla przepływności 10 Gbit/s. Z przeprowadzonej analizy wynika, że przy odpowiednim doborze elementów traktu światłowodowego (światłowody z przesuniętą dyspersją oraz lasery jednomodowe z zewnętrznym modulatorem) wpływ dyspersji chromatycznej może być pomijalnie mały, a o parametrach systemu decydują: wpływ dyspersji polaryzacyjnej oraz stosunek mocy sygnału do mocy szumów.

Zjawisko dyspersji polaryzacyjnej wynika z różnicy prędkości grupowych propagowanych w światłowodzie fal o wzajemnie ortogonalnych polaryzacjach. Wartość dyspersji polaryzacyjnej wynosi około $0,2$ ps/ $\sqrt{\text{km}}$ do $0,3$ ps/ $\sqrt{\text{km}}$ [3] i jest proporcjonalna do pierwiastka odległości. Dla odległości 10000 km wynosi od 20 ps do 30 ps, co umożliwia transmisję o przepływności co najmniej 5 Gbit/s.

5. WPŁYW ZJAWISK NIELINIOWYCH

Wśród zjawisk nieliniowych występujących w światłowodzie można wyróżnić [1]:

- efekt rozpraszania fotonów, któremu towarzyszy przejście fotonów na niższy poziom energetyczny, a uwolniona w tym procesie energia emitowana jest w postaci fotonów - optycznych w przypadku rozproszenia Ramana lub akustycznych w przypadku rozproszenia Brillouina;
- efekt modulacji fazy, wynikający z zależności współczynnika optycznego załamania materiału rdzenia i płaszczka od gęstości mocy w nich propagującej.

Dla dużych poziomów mocy wymuszone rozproszenie Ramana (*SRS - stimulated Raman scattering*) i wymuszone rozproszenie Brillouina (*SBS - stimulated Brillouin scattering*) mogą prowadzić do znacznego wzrostu tłumienia propagowanego sygnału. Moc rozproszonego promieniowania rośnie wykładniczo, jeśli moc wejściowa przekroczy pewną wartość progową. Występowanie zjawisk SRS i SBS zostało potwierdzone w wielu eksperymentach. Pomimo że zjawiska SRS i SBS wywodzą się z tego samego efektu rozpraszania, różne własności propagacji fononów optycznych i akustycznych prowadzą do fundamentalnych różnic w właściwościach obu procesów. Podstawową różnicą jest kierunek propagacji zjawiska - współbieżny z propagowanym sygnałem w przypadku SRS i przeciwbieżny w przypadku SBS.

Najważniejszym parametrem charakteryzującym oba zjawiska jest wartość progowa mocy P_{th} , określana jako moc wejściowa, dla której połowa mocy wyjściowej jest tracona w światłowodzie o długości L .

Dla efektu SRS moc progową P_{th} można obliczyć z zależności:

$$g_R P_{th} L_{eff} / A_{eff} \approx 16, \quad (54)$$

gdzie: g_R - wartość maksymalna wzmocnienia Ramana,
 A_{eff} - efektywna powierzchnia przekroju modu, zwykle
zwana efektywną powierzchnią rdzenia,
 L_{eff} - efektywna długość oddziaływania, zdefiniowana jako

$$L_{eff} \equiv [1 - \exp(-\alpha L)] / \alpha, \quad (55)$$

gdzie: α - współczynnik tłumienia światłowodu.

Dla stosowanych w praktyce długości linii telekomunikacyjnych $\alpha L \ll 1$ i wówczas $L_{eff} \approx 1/\alpha$. Wtedy moc progową P_{th} można obliczyć z zależności (54):

$$P_{th} = 16 \alpha (\pi w^2) / g_R, \quad (56)$$

gdzie: $w = (A_{eff} / \pi)^{1/2}$ - rozmiar pola modowego.

Współczynnik g_R , dla światłowodu kwarcowego i długości fali $1 \mu\text{m}$, wynosi 10^{-13} m/W i maleje proporcjonalnie do długości fali. Dla typowych wartości $\pi w^2 = 50 \mu\text{m}^2$ i $\alpha = 0,2$ dB/km moc progowa, dla długości fali $1,55 \mu\text{m}$, wynosi $P_{th} = 570$ mW. Ponieważ moce wyjściowe wzmacniaczy światłowodowych nie przekraczają 200 mW, zjawisko SRS nie ma wpływu na właściwości transmisji i jest do pominięcia.

Inaczej jest w przypadku wymuszonego rozproszenia Brillouina, dla którego obowiązują podobne do wzorów (54) i (56) zależności:

$$g_B P_{th} L_{eff} / A_{eff} \approx 21, \quad (57)$$

oraz

$$P_{th} = 21 \alpha (\pi w^2) / g_B, \quad (58)$$

jednak wartość g_B wynosi $5 \cdot 10^{-11}$ m/W i jest więcej niż dwa rzędy wielkości mniejsza od g_R . P_{th} może wynosić zaledwie 1 mW, w szczególności w rejonie $1,55 \mu\text{m}$, w którym tłumienność jest minimalna. Powyższe obliczenia nie uwzględniają szerokości spektralnej sygnału wejściowego. Wymuszone rozproszenie Brillouina występuje w wąskim pasmie (typowo $\Delta\nu_B < 100$ MHz), węższym, w większości przypadków, niż pasmo sygnału. Jeśli gęstość widmowa sygnału nie przekroczy wartości progowej $P_{th} \ll \Delta\nu$, nie następuje efekt SBS. Z tego względu nie następuje pogorszenie warunków propagacji sygnału dla systemów o dużej przepływności, dla mocy wejściowych rzędu 10 mW. Przy przesyłaniu sygnałów analogowych, w szczególności telewizyjnych z modulacją VSB-AM, które posiadają widmo o dużej gęstości mocy skupione wokół nośnej, zachodzi potrzeba dodatkowej modulacji częstotliwości optycznej w celu rozszerzenia widma.

Zależność optycznego współczynnika załamania materiału rdzenia i płaszczka od mocy wejściowej można przedstawić jako:

$$n_j' = n_j + \bar{n}_2 (P/A_{\text{eff}}), \quad j = 1, 2 \quad (59)$$

gdzie: n_1' i n_2' - współczynniki załamania rdzenia i płaszczka,

\bar{n}_2 - współczynnik nieliniowości ($\bar{n}_2 = 3,2 \cdot 10^{-16}$ cm²/W dla światłowodów krzemowych).

Nieliniowość ośrodka zmienia warunki propagacji i stała propagacji β' staje się zależna od mocy:

$$\beta' = \beta + \bar{\gamma} P, \quad (60)$$

gdzie:

$$\bar{\gamma} = \frac{2\pi\bar{n}_2}{\lambda A_{\text{eff}}}$$

Fazę propagowanego sygnału opisuje zależność:

$$\phi_{NL} = \int_0^L (\beta' - \beta) dz = \int_0^L \bar{\gamma} P(z) dz = \bar{\gamma} P_{in} L_{eff}, \quad (61)$$

gdzie: $P(z) = P_{in} \exp(-\alpha z)$ zależy od współczynnika tłumienia światłowodu α oraz L_{eff} jest zdefiniowane przez (55). Zjawisko to nazywa się samomodulacją fazy (*SMP self phase modulation*), ponieważ przesunięcie fazy ϕ_{NL} jest spowodowane przez samą obecność pola optycznego.

Dla systemów, w których demodulacja następuje poprzez detekcję intensywności promieniowania (systemy IM/DD), przesunięcie fazy nie powoduje ujemnych skutków dla systemu jednokanałowego. Dla systemów z detekcją synchroniczną wymagane jest by $\phi_{NL} \ll 1$. Dla długiej linii, L_{eff} we wzorze (61) można zastąpić przez $1/\alpha$ i wtedy warunek na P_{in} przyjmuje postać:

$$P_{in} \ll \alpha / \bar{\gamma}. \quad (62)$$

Typowa wartość γ wynosi $1 \text{ W}^{-1} \text{ km}^{-1}$, stąd dla $\alpha = 0,2 \text{ dB/km}$ moc wejściowa jest ograniczona do $P_{in} = 45 \text{ mW}$. Zależność współczynnika załamania od mocy wejściowej może być czynnikiem ograniczającym parametry transmisyjne systemów koherentnych.

W przypadku systemów wielokanałowych nieliniowość współczynnika załamania objawia się poprzez skrośną modulację fazy (*XPM cross-phase modulation*). Przy założeniu jednakowych mocy P wszystkich N kanałów, w najgorszym przypadku, gdy we wszystkich kanałach równocześnie transmitowana jest moc odpowiadająca bitowi "1", przesunięcie fazy wynosi:

$$\phi_{NL} = (\bar{\gamma} / \alpha) (2N - 1) P. \quad (63)$$

W tym przypadku moc kanału ograniczona jest do 1 mW dla $N = 10$.

Dla systemów koherentnych z modulacją fazy transmitowana moc jest w przybliżeniu stała i podlega tylko niewielkim fluktuacjom, których miarą jest wartość skuteczna σ_p wynosząca typowo $\sigma_p = 5 \cdot 10^{-5} P_{ch}$, gdzie P_{ch} jest średnią mocą kanału. Przy założeniu niezależności fluktuacji mocy w poszczególnych kanałach wartość skuteczna fluktuacji fazy wynosi:

$$\sigma_\phi = (2\bar{\gamma}/\alpha) \sigma_p \sqrt{N}. \quad (64)$$

Stąd dla $N=100$ i $P_{ch}=100$ mW fluktuacje fazy wynoszą $\sigma_\phi=0,1$ radiana i jest to wartość pomijalnie mała. XPM stanowi przyczynę ograniczenia mocy w systemach wielokanałowych z modulacją intensywności promieniowania.

Innym efektem, związanym z nieliniowością ośrodka przy propagacji co najmniej trzech sygnałów optycznych, jest mieszanie czterofalowe (*FWM four-wave mixing*). Występuje ono przy propagacji fal o zbliżonych częstotliwościach, w warunkach małej dyspersji ośrodka i polega na generacji fali o pulsacji $\omega_{ijk} = \omega_i + \omega_j - \omega_k$, gdy fale o pulsacjach $\omega_i, \omega_j, \omega_k$ są propagowane współbieżnie w jednym światłowodzie.

Przykładowo dla odstępów między kanałami wynoszącego 10 GHz, tłumienności $\alpha = 0,2$ dB/km i dyspersji 2 ps/km·nm, efekt FWM ogranicza moc wejściową kanału do 1 mW. Moc ta wzrasta do 30 mW w przypadku odstępów między kanałami wynoszącego 100 GHz.

6. WNIOSKI

Przedstawiona analiza teoretyczna zjawisk propagacji w torze światłowodowym ze wzmacniaczami optycznymi umożliwia efektywne porównanie wpływów, jakie poszczególne zjawiska wywierają na ograniczenie zasięgu transmisji w cyfrowych traktach światłowodowych trzeciego okna transmisji (1,55 μm). Analiza wpływu

dyspersji wykazuje, że zastosowanie odpowiednich, obecnie dostępnych komponentów traktu (światłowodów z przesuniętą dyspersją oraz laserów jednomodowych z zewnętrznym modulatorem) czyni wpływ dyspersji pomijalnie małym, nawet przy przepływności binarnej rzędu 10 Gbit/s.

W tej sytuacji zasięg transmisji jest określony przez poziom mocy propagowanej w światłowodzie oraz czułość odbiornika. Wzmacniacz EDFA zastosowany na wyjściu nadajnika systemu pozwala podwyższyć moc wprowadzoną do wartości rzędu kilkudziesięciu mW, nawet w przypadku zastosowania modulatora zewnętrznego wprowadzającego dodatkowe tłumienie kilku decybeli. Moc rzędu kilkudziesięciu mW jest wartością graniczną, powyżej której zaznacza się silny wpływ zjawisk nieliniowych. Z analizy zjawisk nieliniowych wynika, że pierwszym ograniczeniem poziomu mocy propagowanej w traktach światłowodowych jest próg wymuszonego rozproszenia Brillouina. W systemach cyfrowych o dużej przepływności (rzędu Gbit/s) próg SBS jest porównywalny z maksymalną mocą wyjściową praktycznych wzmacniaczy EDFA.

Głównym czynnikiem ograniczającym zasięg transmisji traktów światłowodowych ze wzmacniaczami EDFA jest emisja spontaniczna ASE, która ma zasadniczy wpływ na wielkość współczynnika szumów tych wzmacniaczy. Pokazano, że mimo występowania szumów ASE, zastosowanie przedwzmacniacza EDFA w odbiorniku z detektorem p-i-n pozwala teoretycznie uzyskać czułość 100 fotonów/bit.

Zastosowanie wzmacniaczy EDFA jako boostera i przedwzmacniacza w trakcie światłowodowym bez regeneracji pozwala uzyskać podwojenie zasięgu.

W traktach światłowodowych ze wzmacniaczami EDFA rozmieszczonymi w jednakowych odstępach głównym czynnikiem ograniczającym zasięg transmisji jest również emisja spontaniczna ASE. Praktycznie daje się uzyskać w takich traktach zasięgi kilku tysięcy kilometrów dla przepływności rzędu kilku Gbit/s.

WYKAZ LITERATURY

1. Agrawal G.P.: *Fiber-optic communication systems*. John Wiley & Sons, 1992.
2. *Analiza i wybór metod pomiarowych do badania wzmacniania optycznego*. Sprawozdanie z realizacji zadania nr 25.30.52. II, Warszawa, 1992.
3. Bruyere F., et al.: *Polarization dispersion in a 1000 km Er-doped fiber amplified link*. ECOC proceedings papers, Berlin, 1992.
4. Giles C.R., et al.: *Propagation of Signal and Noise in Concatenated Erbium Doped Fiber Optical Amplifiers*. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 9, No. 2, 1991.
5. Jaworski M., Kowar J., Smoczyński L., Zieliński A.: *Wzmacniacze światłowodowe w telekomunikacji*. *Przegląd Telekomunikacyjny*, nr 7, 1993.

Марек Яворски, Юлян Ковар
Лех Смочински

ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ДАЛЬНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ПО ОПТИЧЕСКИМ ВОЛОКНАМ, В ЛИНИИ СВЯЗИ ОСНАБЖЕННОЙ УСИЛИТЕЛЕМ ЕДФА

Резюме

Здесь был сделан теоретический анализ воздействия разных эффектов на параметры системы дистанционной передачи по оптическим волокнам, оснащенной усилителями ЕДФА, а особенно: рассеяния и нелинейных эффектов в оптическом волокне, а также спонтанного излучения в усилителе ЕДФА. Полученные результаты теоретического анализа были дополнены цифровым моделированием.

Marek Jaworski, Julian Kowar
Lech Smoczyński

**THEORETICAL ANALYSIS OF TRANSMISSION
RANGE OF FIBRE OPTIC COMMUNICATION SYSTEMS
USING ERBIUM DOPED FIBRE AMPLIFIERS**

S u m m a r y

The transmission capacity of every fibre optic communication system is limited by fibre loss and dispersion. Erbium doped fibre amplifiers, recently introduced in communication network, overcome the loss limitation. The purpose of the paper was to analyze an influence of the other phenomena on the system performance, namely: amplifier spontaneous emission, dispersion and nonlinear optical effects in the fibre. The results of the theoretical analysis were completed with numerical simulation.

Marek Jaworski, Julian Kowar
Lech Smoczyński

**ANALYSE THEORIQUE D'UNE PORTEE DE TRANSMISSION
PAR FIBRES OPTIQUES DANS LA VOIE AVEC LES
AMPLIFICATEURS EDFA**

R é s u m é

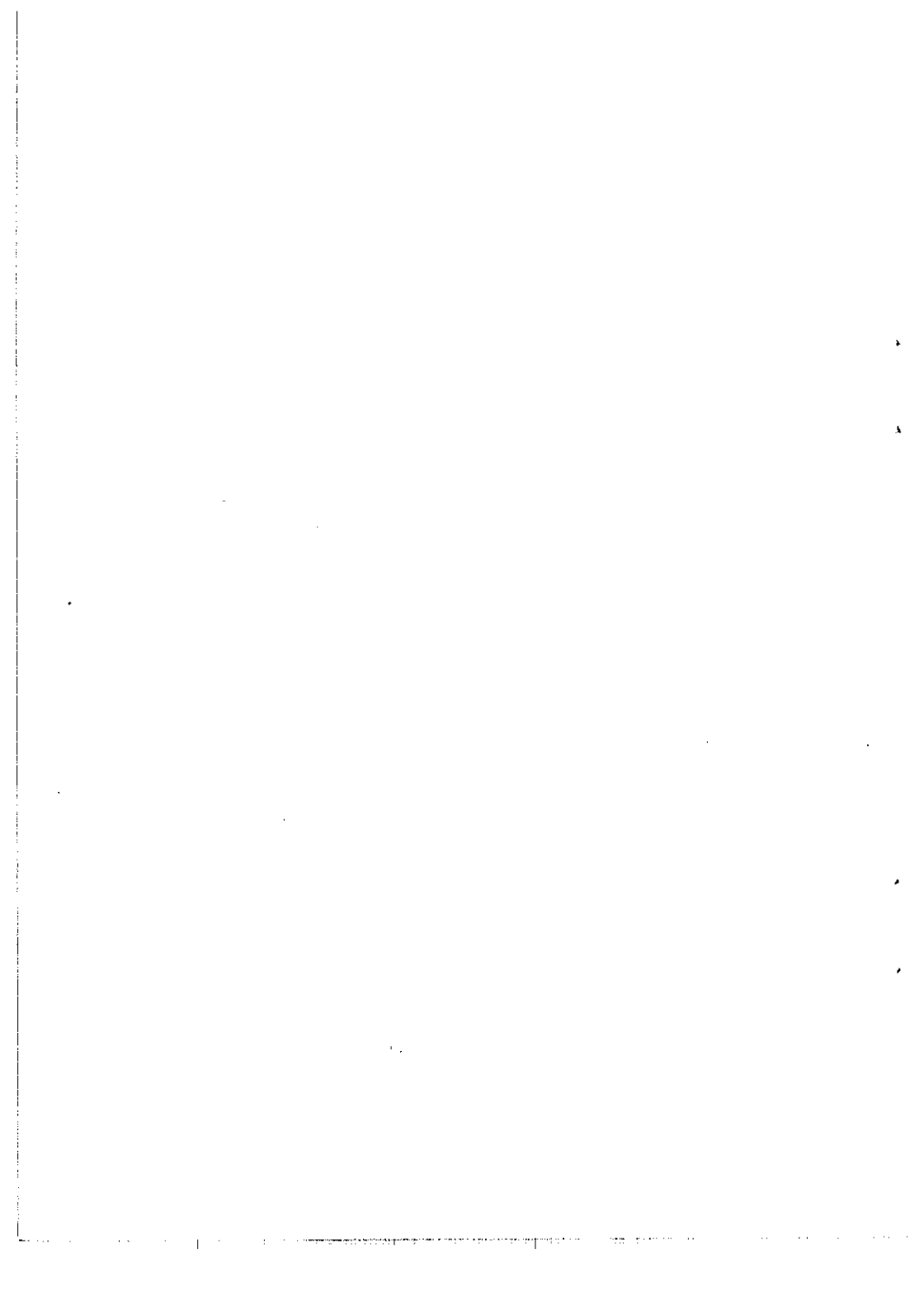
On y a fait l'analyse de l'influence de différents phénomènes sur les paramètres des systèmes de télétransmission par fibres optiques avec les amplificateurs EDFA, notamment: de la dispersion et des effets non-linéaires dans la fibre optique, ainsi que de l'émission spontanée à l'amplificateur EDFA. Les résultats de l'analyse théorique ont été complétés par la simulation numérique.

Marek Jaworski, Julian Kowar
Lech Smoczyński

**THEORETISCHE ANALYSE DES ÜBERTRAGUNGSBEREICHES
IN LICHTWELLENLEITERN MIT EDFA-VERSTÄRKERN**

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

Die Übertragungsleistung der Lichtwellenleiter wird durch Glasfaserdämpfung und -dispersion begrenzt. Die neuerlich in Kommunikationsnetze eingeführte EDFA-Verstärker überschreiten bisherige Dämpfungsgrenzen. Im folgenden wird Einfluss der anderen Phänomenen, nämlich Dispersion, nichtlinearer optischer Effekte in Glasfaser und spontaner Emission in Verstärkern analysiert. Ergebnisse der theoretischen Analyse sind mit numerischer Simulation vervollständigt worden.



Urszula Figura, Marek Jaworski,
Julian Kowar, Lech Smoczyński

621.396.43::621.372.8::535

BADANIE WPŁYWU NARAŻEŃ MECHANICZNYCH I TERMICZNYCH NA TŁUMIENIE JEDNOMODOWYCH ZŁĄCZY OPTYCZNYCH Z WYKORZYSTANIEM REFLEKTOMETRU

Tłumienie jednomodowych złączy światłowodowych zmienia się w zależności od warunków środowiskowych, w jakich te złącza pracują. Sprawdzenie zmian tłumienia w ocenie jakościowej złączy polega na przeprowadzeniu odpowiednich badań. W artykule przedstawiono skonstruowane urządzenia do symulacji narażeń mechanicznych i opisano zestaw pomiarowy tłumienia złączy z wykorzystaniem reflektometru. Zaprezentowano także wyniki badań mechanicznych i termicznych wybranych typów złączy rozłączalnych dla światłowodów jednomodowych.

1. WSTĘP

Światłowodowe złącza rozłączalne należą do podstawowych elementów traktów światłowodowych i ich niezawodność ma zasadniczy wpływ na prawidłowe funkcjonowanie współczesnych sieci telekomunikacyjnych. W związku z tym opracowano wiele standardów międzynarodowych oraz wymagań krajowych, którym muszą odpowiadać złącza światłowodowe stosowane w publicznych sieciach telekomunikacyjnych. Odpowiednie wymagania określają zakres badań środowiskowych i mechanicznych, którym powinny być poddane złącza dopuszczone do stosowania w sieci. Do wykonania takich badań niezbędne jest wyposażenie laboratorium pomiarowego w specjalistyczną aparaturę do pomiarów głównych parametrów transmisyjnych:

tłumienia i współczynnika odbicia. Pomiary te muszą być jednak wykonywane w warunkach działania określonych narażeń mechanicznych i środowiskowych [4]. Do symulacji tych narażeń potrzebne są odpowiednie zestawy aparatury pomocniczej, których wykonanie możliwe jest we własnym zakresie przez dane laboratorium.

W artykule opisano zestaw pomiarowy, stosowany do badań wpływów mechanicznych i termicznych na tłumienie światłowodowych złączy rozłączalnych. Przedstawiono także wyniki badań, wykonanych dla złączy kilku znanych producentów światowych.

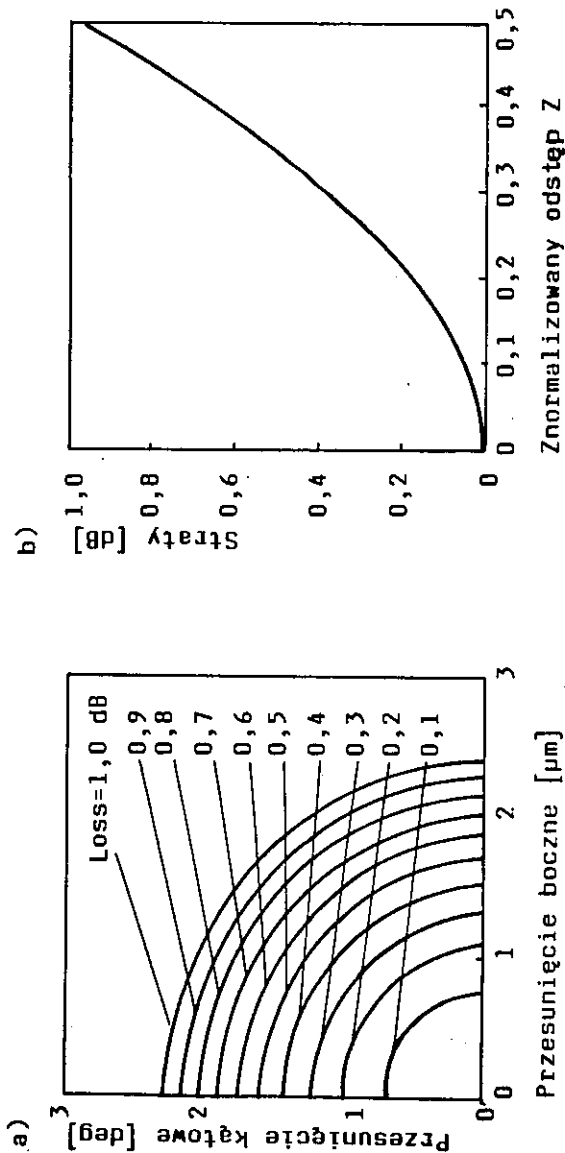
Do pomiaru tłumienia wykorzystano reflektometr optyczny typu MW 910C - firmy Anritsu. Stosowanie reflektometru do badań parametrów transmisyjnych światłowodowych złączy rozłączalnych okazało się szczególnie przydatne przy określaniu zmian tłumienia w warunkach występowania i po ustąpieniu narażeń mechaniczno-środowiskowych.

2. ZŁĄCZA OPTYCZNE - CZYNNIKI OKREŚLAJĄCE PARAMETRY TRANSMISYJNE

Kluczowe parametry, określające jakość złączy światłowodowych i przydatność do danego systemu transmisyjnego to:

- tłumienie,
- współczynnik odbicia,
- prostota montażu,
- stabilność parametrów środowiskowych,
- powtarzalność tłumienia,
- koszt.

Tłumienie i współczynnik odbicia zastosowanych złączy rozłączalnych ma istotne znaczenie dla parametrów traktu światłowodowego. Wielkość tłumienia i współczynnika odbicia złącza światłowodowego zależy od: konstrukcji złącza, zastosowanych materiałów i dokładności wykonania.



Rys. 1. Straty połączenia światłowodów jednomodowych

a) krzywe stałego tłumienia dla światłowodów jednomodowych z przesunięciem bocznym i kątowym;
 b) w funkcji znormalizowanego odstęp Z

Ze względu na mniejsze średnice rdzeni światłowodów jednomodowych w porównaniu ze światłowodami wielomodowymi tolerancje wykonania złącza muszą być, w przypadku tych pierwszych, dużo ostrzejsze.

Na wielkość tłumienia (strat) połączenia światłowodów jednomodowych mają wpływ następujące czynniki:

- przesunięcie boczne rdzeni światłowodów,
- niedopasowanie (przesunięcie) kątowe osi światłowodów,
- odbicie Fresnell'a i interferencja,
- rozproszenie światła.

Przesunięcie boczne i kątowe rdzeni światłowodów w złączu to parametry krytyczne dla tłumienia złączy jednomodowych. Przerwa między światłowodami ma mniejsze znaczenie ze względu na możliwość wykonania złącza, w którym czoła światłowodów mają kontakt fizyczny.

Straty, spowodowane przerwą powietrzną, dwóch światłowodów można zapisać (przy założeniu dopasowania pól modowych) jako:

$$L = -10 \log \frac{1}{Z^2 + 1},$$

gdzie: $Z = z\lambda/2\Pi n_0 w^2$ - znormalizowany odstęp między światłowodami.

Przykład: Dla $\lambda = 1,3 \mu\text{m}$, $n_0 = 1$, promienia pola modowego $w = 5 \mu\text{m}$ i separacji $z = 10 \mu\text{m}$ straty połączenia wynoszą (bez odbicia Fresnell'a):

$$L = -10 \log 0,99 = 0,03 \text{ [dB]}.$$

Straty złącza można przedstawić na wykresie jako zestaw krzywych o stałych wartościach tłumienia w zależności od przesunięcia bocznego i kąтового światłowodów. Na rys. 1 zaprezentowano krzywe stałego tłumienia dla różnych wartości przesunięć światłowodów jednomodowych, dla długości fali $\lambda = 1,3 \mu\text{m}$ i śred-

nicy pola modowego $2w = 10 \mu\text{m}$, oraz wykres zależności tłumienia złącza od wielkości przerwy powietrznej pomiędzy czołami światłowodów.

Biorąc tylko pod uwagę niecentryczność rdzenia i zakładając przesunięcie kątowe osi rdzenia równe $0,5^\circ$ (wartość realna w obecnych warunkach), można zauważyć, że aby otrzymać złącze o tłumieniu $0,3 \text{ dB}$ przesunięcie boczne rdzeni światłowodowych nie może przekraczać $1,3 \mu\text{m}$ dla długości fali $\lambda = 1,3 \mu\text{m}$.

3. ZNACZENIE BADAŃ MECHANICZNYCH I TEMPERATUROWYCH W BADANIACH JAKOŚCIOWYCH ZŁĄCZY OPTYCZNYCH

W trakcie badań jakościowych badane złącza optyczne są poddawane serii testów, mających odzwierciedlać warunki, w jakich może pracować złącze w różnych punktach sieci telekomunikacyjnej oraz poddające złącza narażeniom, odpowiadającym ewentualnej pracy złącza w warunkach niekorzystnych. Badania te mają więc na celu wychwycenie wad konstrukcyjnych złącza i określenie możliwości zastosowań różnych typów złączy optycznych.

Podczas testów termicznych i testu wibracyjnego są symulowane warunki występujące na zewnątrz pomieszczeń. Pozostałe testy mechaniczne mają odzwierciedlać warunki, w jakich pracują złącza w pomieszczeniach, np. w centralach telefonicznych. Pomiary tłumienia, wykonane podczas testów mechanicznych i termicznych pozwalają więc trafnie przewidywać zachowanie się złączy w czasie eksploatacji w sieci telekomunikacyjnej.

Parametry transmisyjne złączy rozłączalnych mogą się zmieniać pod wpływem siły przyłożonej do złącza za pośrednictwem kabla światłowodowego. W zależności od konstrukcji złącza powoduje to występowanie takich zjawisk w złączu, jak:

- zmiana centryczności ustawienia wtyków w adapterze złącza, powodująca wzrost tłumienia złącza, ale niekoniecznie zmianę współczynnika odbicia;
- zagięcie kabla wyprowadzającego, powodujące makrozgięcia światłowodu, a tym samym wzrost tłumienia, nie wpływający na zmianę współczynnika odbicia;
- odstęp pomiędzy czołami wtyków złącza, powodujący zmianę współczynnika odbicia, a w przypadku dużego odstępu także wzrost tłumienia złącza.

Dwa pierwsze przypadki mają miejsce, kiedy narażenie jest wywołane kątowym obciążeniem kabla w stosunku do osi złącza. Trzeci przypadek może powstać (w zależności od konstrukcji złącza) przy obciążeniu działającym wzdłuż osi złącza.

Wymagania na dopuszczalną zmianę parametrów optycznych złączy światłowodowych są zawarte w standardach międzynarodowych [4], specyfikacjach zagranicznych [2], a także wymaganiach i projektach norm krajowych [7, 10]. W dokumentach tych znajdują się również zalecenia, dotyczące parametrów poszczególnych testów mechanicznych i warunków badań złączy optycznych.

Generalnie, wymaga się, aby złącze po serii testów termicznych i mechanicznych nie miało widocznych uszkodzeń (zadrapań, pęknięć) i prawidłowo spełniało funkcję wielokrotnego połączenia światłowodowego.

Podstawowym parametrem optycznym złącza jest jego tłumienie i podczas badań mechanicznych określa się zmiany (wzrost) tego parametru. Dla światłowodowych złączy jednomodowych badania jakościowe przewidują również pomiar współczynnika odbicia. Obydwa pomiary powinny być wykonywane w drugim i trzecim oknie transmisyjnym, tzn. dla długości fali $\lambda = 1300$ nm i 1550 nm.

W badaniach mechanicznych złączy światłowodowych pomiary optyczne są wykonywane w trakcie testów:

- ciągnięcia wzdłużnego i poprzecznego,
- stabilności.

Ocena wyników testów wielokrotnego zginania, skręcania i wyrwania kabla ze złącza odbywa się przez pomiar tłumienia (strat) złącza po ustaniu narażenia.

4. CHARAKTERYSTYKA I DANE TECHNICZNE MODELI URZĄDZEŃ BADAWCZYCH

Badania mechaniczne optycznych złączy rozłączalnych przeprowadza się na kompletnym (wtyk - adapter - wtyk) złączonym złączu. Podczas badań odporności na wyrwanie kabla światłowodowego ze złącza, odporności na wielokrotne zginanie, stabilności parametrów przy zginaniu kątowym, odporności na skręcanie kabla - kabel światłowodowy jest poddawany różnego rodzaju obciążeniom.

Do przeprowadzania badań różnego typu złączy skonstruowano uniwersalny uchwyt, mocujący adaptory światłowodowych złączy typu FC, SC i ST. Dodatkowym walorem tego uchwytu jest możliwość jego przenoszenia i łatwego montażu w różnych urządzeniach badawczych, bez konieczności rozłączania badanego złącza.

4.1. Stanowisko do badania odporności złącza na wibracje

Urządzenie posiada stół roboczy, na którym jest mocowany uniwersalny uchwyt adapterów złącz światłowodowych. Istnieje możliwość montażu uchwytu na stole w każdym z trzech wzajemnie prostopadłych kierunków.

Parametry testu wibracyjnego są następujące:

- częstotliwość drgań stołu roboczego - $10 \text{ Hz} \div 55 \text{ Hz}$,
- okres omiatania częstotliwości - 1 minuta,
- amplituda drgań (międzyszczytowa) - 1,5 mm.

W trakcie testu wibracyjnego jest możliwy ciągły pomiar amplitudy drgań stołu roboczego.

4.2. Stanowisko do badania odporności na wielokrotne zginanie

Tarcza robocza urządzenia z zamontowanym uniwersalnym uchwytem adapterów złącza wykonuje wahadłowo ruch obrotowy o kąt $\pm 90^\circ$ w stosunku do położenia początkowego (oś kabla zgodna z osią złącza). Wyzwolenie układu uruchamia cykl 100 zgięć kabla o $\pm 90^\circ$ w stosunku do osi złącza. Obciążenie kabla stanowi ciężar 0,9 kg.

4.3. Uniwersalne stanowisko do badania odporności na wyrwanie, ciągnięcie wzdłużne, ciągnięcie poprzeczne, skręcanie

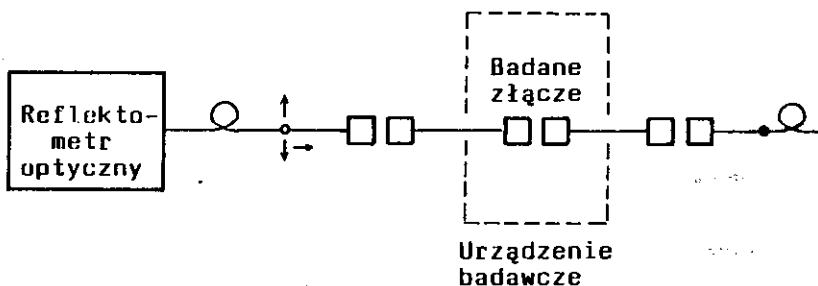
Tarcza robocza urządzenia umożliwia przechylenie uniwersalnego uchwyty adapterów, a tym samym złącza światłowodowego o kąt 30° , 60° i 90° w stosunku do położenia wyjściowego 0° . Badana jest stabilność parametrów transmisyjnych (tłumienia) złącza przy stałym obciążeniu kabla 0,45 kg, działającym pod różnym kątem do osi złącza optycznego.

W położeniu wyjściowym 0° jest przeprowadzany test odporności na skręcanie. Badanie polega na wykonaniu 5 obrotów kabla wokół własnej osi, przy zamocowanym na stałe złączu światłowodowym. Obciążeniem kabla w czasie testu jest odważnik o wadze 1,35 kg.

Testy na wyrwanie/ciągnięcie kabla lub/i rozłączenie złącza światłowodowego są przeprowadzane na stanowisku uniwersalnym z zastosowaniem zestawu obciążeń (odważniki od 0,9 do 6,8 kg). Różnica pomiędzy testem wyrwania i ciągnięcia polega na wielkości i sposobie działania obciążenia. W badaniu na wyrwanie sprawdza się funkcjonowanie złącza optycznego po krótkotrwałym działaniu dużego obciążenia, podczas gdy badanie na ciągnięcie określa funkcjonowanie złącza przy działającym obciążeniu. Obydwa testy przeprowadza się dla obciążeń działających wzdłuż osi badanego złącza i poprzecznie do tej osi.

5. OPIS ZESTAWU DO POMIARU TŁUMIENIA ZŁĄCZY OPTYCZNYCH

Pomiar tłumienia odbywa się w układzie przedstawionym schematycznie na rys. 2.



Rys. 2. Schemat zestawu pomiarowego tłumienia złączy optycznych

Sygnal ze źródła optycznego reflektometru (*Optical Time Domain Reflectometer*) przechodzi przez odcinek wstępny światłowodu (w celu uniknięcia pomiaru w strefie martwej reflektometru), a następnie za pomocą manipulatora jest wprowadzany do światłowodu, zakończonego odpowiednim (do typu badanego złącza) wtykiem złącza światłowodowego. W tym miejscu dołącza się dwa sznury - kable światłowodowe, zakończone obustronnie wtykami złączy rozłączalnych. Następnie bada się złącze pomiędzy tymi sznurami, umieszczone w określonym urządzeniu badawczym.

Na wyjściu układu pomiarowego jest dospawany odcinek końcowy światłowodu, zapewniając tym samym właściwą rozdzielczość pomiaru. Odcinki wstępny i końcowy światłowodu mają łączną długość około 800 m.

Sygnal mocy rozproszenia wstecznego po przejściu przez sprzęgacz światłowodowy (wewnątrz reflektometru) i fotodetektor jest poddawany obróbce mikroprocesorowej, w wyniku czego na ekranie

reflektometru otrzymuje się rozkład tłumienia wzdłuż całego toru światłowodowego.

Układ optyczny tego zestawu pomiarowego jest zmontowany w ten sposób, że kolejne testy mechaniczne można wykonywać bez rozłączania badanego złącza. Zmiana testu polega na przeniesieniu badanego złącza (w uchwycie uniwersalnym) do odpowiedniego urządzenia badawczego. Rozdzielczość zastosowanego reflektometru firmy Anritsu wynosi 0,01 dB, stąd wynika duża dokładność pomiaru tłumienia.

6. BADANIA WPŁYWU CZYNNIKÓW MECHANICZNYCH I ŚRODOWISKOWYCH NA TŁUMIENIE ZŁĄCZY ROZŁĄCZALNYCH

W celu sprawdzenia przydatności zestawu pomiarowego, z aparaturą pomocniczą do badań mechanicznych, wykonano serię badań temperaturowych i mechanicznych wybranych typów światłowodowych złączy jednomodowych. Badaniom poddano złącza typu FC-PC (*fiber connector-physical contact*) i złącza typu SC-APC (*angle polished connector*), wykonane przez różnych producentów zagranicznych. Oceny właściwości optycznych badanych złączy dokonano na podstawie pomiaru tłumienia w układzie jak na rys. 2.

6.1. Badania temperaturowe

Badania temperaturowe złączy przeprowadzono w komorze badań temperaturowych typu SML 32/250. Określono w następujący sposób zakres temperaturowy cyklu termicznego:

- 2 godziny nagrzewanie od temperatury pokojowej (18°C) do temperatury 75°C,
- 2 godziny przetrzymywanie w temperaturze 75°C,
- 2 godziny schładzanie do temperatury pokojowej.

Pomiary tłumienia (strat) badanych złączy wykonywano w trakcie cyklu termicznego. Wyniki pomiarów, w postaci wartości tłumienia (α) i zmian tłumienia ($\Delta\alpha$) badanych złączy, podano w tabl. 1.

Tablica 1

Wyniki pomiaru tłumienia [α] złączy w różnych temperaturach otoczenia

Tempe- ratura [°C]	Typ złącza					
	FC - PC			SC - APC		
	Producent					
	Molex		Diamond-Optomer		Amphenol	
	α [dB]	$\Delta\alpha$ [dB]	α [dB]	$\Delta\alpha$ [dB]	α [dB]	$\Delta\alpha$ [dB]
20	0,71	0	0,46	0	0,5	0
27			0,44	0,02		
32			0,43	0,03		
37			0,43	0,03	0,5	0
42			0,42	0,04	0,51	0,01
49	0,71	0	0,41	0,05	0,51	0,01
54	0,72	0,01	0,41	0,05	0,51	0,01
58	0,72	0,01	0,41	0,05	0,5	0
62	0,73	0,02	0,4	0,06	0,5	0
69					0,5	0
75					0,49	0,01
					0,5	0
			0,4	0,06	0,5	0
			0,41	0,05	0,49	0,01
					0,5	0
					0,5	0
			0,41	0,05	0,49	0,01
75	0,73	0,02	0,42	0,04	0,5	0
68	0,61	0,1	0,43	0,03		
52	0,62	0,09	0,45	0,01		
42			0,46	0		
33						
28	0,62	0,09			0,5	0
19	0,63	0,08	0,46	0	0,52	0,02
$\Delta\alpha_{\max}$	0,1		0,06		0,02	

Największa zmiana (spadek) tłumienia złączy w czasie badań temperaturowych wynosi 0,1 dB, zaś największy przyrost tłumienia tych złączy w trakcie testu - 0,02 dB. Wymaganie stawiane jednomodowym złączom światłowodowym w pracy [10] określa, że przyrost tłumienia w trakcie cyklu temperaturowego nie może być większy niż 0,2 dB, co oznacza, że wszystkie badane złącza spełniają to wymaganie.

Wartość tłumienia złączy po badaniu temperaturowym (po ustaniu działania temperatury) bardzo nieznacznie różni się od wartości początkowej. Przyrost tłumienia rzędu 0,02 dB wystąpił w przypadku jednego złączy, w dwóch pozostałych tłumienie nie zmieniło się bądź nieznacznie zmalało.

6.2. Badania mechaniczne

Modele urządzeń do badań mechanicznych złączy optycznych sprawdzono podczas serii badań mechanicznych wybranych typów złączy. Pomiary tłumienia złączy wykonywano za pomocą reflektometru, w układzie jak na rys. 2. W artykule przedstawiono wyniki badań (przeprowadzonych od listopada do grudnia 1993 roku) dla długości fali $\lambda = 1,55 \mu\text{m}$.

Ocena wyników poszczególnych testów mechanicznych polega na zbadaniu przyrostu tłumienia badanego złączy. Dopuszczalny wzrost tłumienia światłowodowego złączy jednomodowego, w trakcie poszczególnych narażeń mechanicznych, zgodnie z wymaganiami krajowymi [10] oraz zaleceniami zagranicznymi [2, 4] wynosi 0,2 dB.

6.2.1. Wibracje

Zbadano dwa złącza typu SC-APC (Amphenol) i 1 złącze typu FC-PC (3M), umieszczając poszczególne złącza na stole wibracyjnym i poddając je półgodziennym wibracjom. Kierunek generowanych

wibracji był prostopadły do osi symetrii złączy. Wyniki pomiarów przedstawiono w tabelicy 2.

Tabela 2

Wyniki pomiaru tłumienia złączy światłowodowych przed (α_1) i po (α_2) próbie na wibracje

Lp.	Typ złącza	α_1 [dB]	α_2 [dB]	$\Delta\alpha$ [dB]
1	SC-APC	0,65	0,66	0,01
2		0,67	0,66	-0,01
3	FC-PC	2,53	2,54	0,01

W tabl. 2 zawarto wyniki przykładowego badania odporności na wibracje dwóch typów złączy w przypadku prostopadłego do osi złączy kierunku drgań. Wyniki testu wskazują, że bez względu na rodzaj połączenia złącza: gwintowe (FC-PC) lub "push - pull", wpływ wibracji, w kierunku prostopadłym do osi złącza, na tłumienie jest znikomy. Złącze typu FC-PC wykazywało duże straty przed testem wibracyjnym, najprawdopodobniej w wyniku wcześniejszego uszkodzenia powierzchni czołowej lub wadliwego montażu złącza. Tak duże tłumienie złącza nie jest spowodowane efektem interferencji, gdyż nie wystąpiła w trakcie badania fluktuacja tłumienia (rzędu 0,7 dB), będąca wynikiem tego zjawiska [1].

Do uzyskania pełnej oceny jakościowej złączy należy testować je, w celu odtworzenia rzeczywistych warunków, w jakich mogą pracować, w trzech wzajemnie prostopadłych kierunkach drgań. Zbudowane stanowisko pomiarowe umożliwia wykonanie pełnego badania odporności złączy na wibracje, a przedstawione wyniki testu są przykładowym sprawdzeniem.

6.2.2. Wielokrotne zginanie

Badanie przeprowadzono wykorzystując skonstruowane urządzenie do wielokrotnego przechylania złącza o kąt $\pm 90^\circ$, z obciążeniem

kabla wyprowadzającego wynoszącym 0,9 kg. Pomiar tłumienia wykonuje się (w układzie jak na rys. 2) dwukrotnie: przed testem mechanicznym (α_1) i po stu cyklach zginania (α_2). Wyniki pomiarów tłumienia badanych złączy zaprezentowano w tablicy 3.

Tablica 3

Wyniki zmian tłumienia złączy typu FC-PC
po próbie wielokrotnego zginania
kabla wyprowadzającego

Lp.	α_1 [dB]	α_2 [dB]	$\Delta\alpha$ [dB]	
M O L E X	1	0,51	0,5	-0,01
	2	0,47	0,48	0,01
	3	0,36	0,36	0
	4	0,27	0,28	0,01
3 M	6	3,24	3,16	-0,08
	7	2,90	2,95	0,05
	8	2,57	2,64	0,07

Ocena wyników badania złączy typu FC-PC na wielokrotne zginanie kabla wyprowadzającego jest pozytywna, gdyż złącza obydwu producentów spełniają pod tym względem stawiane wymagania (dopuszczalny wzrost tłumienia 0,2 dB) z dużym zapasem. Odporność złączy na wielokrotne zginanie świadczy o dobrym rozwiązaniu konstrukcyjnym wyprowadzenia kabla światłowodowego z korpusu złącza.

6.2.3. Badanie stabilności

Badanie polega na sprawdzeniu tłumienia złącza podczas wyginania pod różnymi kątami (w stosunku do osi symetrii złącza), obciążo-

nego niewielkim ciężarem (0,45 kg) kabla. Pomiarы tłumienia wykonywano w układzie z reflektometrem, jak pokazano na rys. 2. Wyniki pomiarów tłumienia złączy typu SC-APC (poz. 1÷4 - Amphenol) oraz złączy typu FC-PC (poz. 5÷6 - Molex i poz. 7÷9 - 3M) zamieszczono w tablicy 4.

Tablica 4

Wyniki badania stabilności parametrów
złączy rozłączalnych typu SC-APC i FC-PC

Lp.	α [dB]	0°		30°		60°		90°	
		α [dB]	$\Delta\alpha$ [dB]	α [dB]	$\Delta\alpha$ [dB]	α [dB]	$\Delta\alpha$ [dB]	α [dB]	$\Delta\alpha$ [dB]
1	0,69	0,68	-0,01	0,68	-0,01	0,81	0,12	2,25	1,56
2	0,65	0,66	0,01	0,65	0	0,77	0,12	2,30	1,65
3	1,48	1,61	0,13	1,67	0,19	1,68	0,20	4,49	3,01
4	0,65	0,65	0	0,63	-0,02	0,79	0,14	2,30	1,65
5	0,47	0,47	0	0,47	0	0,47	0	0,55	0,08
6	0,63	0,63	0	0,63	0	0,63	0	0,65	0,02
7	3,16	3,11	-0,05	3,24	0,08	5,50	2,34	5,90	2,74
8	2,90	2,93	0,03	3,46	0,56	6,27	3,37	3,76	0,86
9	2,53	2,54	0,01	2,55	0,02	2,59	0,06	6,46	3,93

Wyniki badania wskazują, że tylko złącza firmy Molex wykazują stabilność tłumienia przy niewielkim, kątowym obciążeniu kabla wprowadzającego. Zarówno złącza firmy Amphenol, jak i 3M wykazują niezbyt dobrą stabilność parametrów. Przyrost tłumienia złączy firmy Amphenol drastycznie powiększył się, kiedy obciążenie działało pod kątem 90° do osi złącza. Dla złączy firmy 3M duży przyrost tłumienia wystąpił już dla obciążenia działającego pod kątem 30° i stale się powiększał ze wzrostem kąta przyłożenia obciążenia. W tym przypadku jednak negatywny wynik testu został spowodowany wadliwym montażem złącza (tłumienie rzędu 3 dB). Trudno gene-

realizować na podstawie tego badania o zaletach lub wadach konstrukcyjnych złączy, jest to natomiast ważny test z punktu widzenia eksploatacji i zastosowań różnego rodzaju złączy.

7. WNIOSKI

Wykonane modele urządzeń do badań odporności mechanicznej złączy mają parametry zgodne z zaleceniami krajowymi oraz międzynarodowymi i nadają się do oceny parametrów mechanicznych elementów światłowodowych.

Wykorzystanie reflektometru do pomiaru zmian tłumienia światłowodowych elementów biernych jest szczególnie korzystne w sytuacji, kiedy wymagany jest pomiar w trakcie badania (stabilność, odporność na ciągnięcie kabla, badania temperaturowe). Zestaw pomiarowy w układzie z reflektometrem pozwala uzyskać dokładność pomiaru zmian tłumienia rzędu 0,01 dB.

Zestaw do pomiaru tłumienia rozłączalnych złączy światłowodowych pozwala, przy zastosowaniu odpowiednich modułów reflektometru, wykonywać pomiary w drugim ($\lambda = 1,3 \mu\text{m}$) i trzecim ($\lambda = 1,55 \mu\text{m}$) oknie transmisyjnym. Pomiar dla każdej z dwóch długości fal umożliwia dokonanie z jednakową dokładnością oceny wpływu różnych czynników na tłumienie złączy światłowodowych, pracujących w różnych oknach transmisyjnych.

Ponadto, dzięki skonstruowaniu aparatury pomocniczej do badań mechanicznych złączy światłowodowych, można przeprowadzać praktycznie całą sekwencję badań mechanicznych bez rozłączania układu pomiarowego. W efekcie jest możliwe przeprowadzenie w krótkim czasie kompleksowych badań mechanicznych światłowodowych złączy rozłączalnych. Zestaw pomiarowy zapewnia wiarygodne wyniki badań.

Wykonane badania złączy światłowodowych w pełni potwierdzają przydatność zestawu pomiarowego z reflektometrem do oceny jako-

ściowej światłowodowych złączy rozłączalnych oraz badań wpływu narażeń mechanicznych i termicznych na tłumienie światłowodowych elementów biernych.

Opracowanie metody pomiaru współczynnika odbicia światłowodowych złączy jednomodowych z wykorzystaniem reflektometrycznego zestawu pomiarowego pozwoli utworzyć kompleksowe stanowisko badawcze do oceny jakościowej światłowodowych złączy jednomodowych.

WYKAZ LITERATURY

1. Allard F.C.: *Fiber Optics Handbook for Engineers and Scientist*. Mc Graw Hill Inc., 1990.
2. Bellcore TR-NWT-000326, *Generic Requirements for Optical Fiber Connectors*, wydanie 3, 1992.
3. IEC Standard-Publication 794-1, *Optical fibre cables*, 1987.
4. IEC Standard-Publication 874-1, *Connectors for optical fibres and cables*, 1990.
5. International Electrotechnical Commission - IEC standard, Publication 793-1, *Optical Fibres*, 1989.
6. International Telegraph and Telephone Consultative Committee CCITT: zalecenia G.651, G.652, G.653 (przyjęte również jako standardy ETSI).
7. Projekt normy PN: *Elementy telekomunikacyjne - Złączki i złącza światłowodowe typu FC i F-PC - Ogólne wymagania i badania*. Warszawa 1993.
8. *Wymagania techniczne i eksploatacyjne dla kabli i linii światłowodowych*. Ministerstwo Łączności, Warszawa 1993.
9. *Wymagania techniczne i eksploatacyjne dla kabli światłowodowych w przewodzie odgromowym linii wysokiego napięcia*. Ministerstwo Łączności, Warszawa 1993.
10. *Wymagania techniczne i eksploatacyjne dla światłowodowej przelącznicy kabli jednomodowych*. Ministerstwo Łączności, Warszawa 1993.

Уршуля Фигура, Марек Яворски,
Юлян Ковар, Лех Смочински

**ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИ ПОМОЩИ РЕФЛЕКТОМЕТРА
ВОЗДЕЙСТВИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ
И ТЕРМИЧЕСКИХ УДАРОВ
НА ЗАТУХАНИЕ ОПТИЧЕСКХ
ОДНОМОДОВЫХ СОЕДИНИТЕЛЕЙ**

Резюме

Затухание одномодовых соединителей оптических волокон меняется в зависимости от условий среды, в которой они работают. Проверка этих изменений затухания, по качественной оценке соединителей, заключается в осуществлении ответственных испытаний. Эта статья указывает устройства для моделирования механических ударов, а также представляет состав измерений затухания соединителей, при помощи рефлектометра. Результаты механических и термических испытаний избранных типов разъёмных соединителей для одномодовых световодов были также обсуждены.

Urszula Figura, Marek Jaworski,
Julian Kowar, Lech Smoczyński

**THE OTDR EVALUATION OF MECHANICAL AND THERMAL
STRESS INFLUENCE ON THE LOSS OF CONNECTORS
FOR SINGLE MODE FIBRES**

S u m m a r y

The loss of connectors for single mode optical fibres changes with different environmental conditions. The evaluation of a connector loss increase in the qualification approval process should be performed with an

appropriate measurement method. In this paper the equipment to simulate mechanical stress is introduced and the measurement set with the optical time domain reflectometer is described. There are also presented the results of mechanical and thermal tests for chosen types of connectors.

Urszula Figura, Marek Jaworski,
Julian Kowar, Lech Smoczyński

**ETUDE D'INFLUENCE DES CHOCS MECANIKES
ET THERMIQUES A L'AFFAIBLISSEMENT
DES CONNECTEURS OPTIQUES UNIMODES,
AVEC UNE APPLICATION DU REFLECTOMETRE**

R é s u m é

L'affaiblissement des connecteurs de fibres optiques unimodes se varie selon les conditions de l'ambiance où ils fonctionnent. La vérification des changements d'affaiblissement, à l'estimation qualitative des jonctions, fait fond sur les essais effectués. L'article présente l'appareillage construit pour la simulation des chocs mécaniques et décrit les dispositifs pour la mesure d'affaiblissement des connecteurs, y appliquant le réflectomètre. Les résultats des essais mécaniques et thermiques des types particuliers de connecteurs démontables pour les fibres optiques unimodes ont été présentés.

Urszula Figura, Marek Jaworski
Julian Kowar, Lech Smoczyński

**DIE ZEITBEREICHS-REFLEKTOMETER-PRÜFUNG
DER MECHANISCHEN UND THERMISCHEN GEFÄHRDUNG
AUF MONOMODE-LWL-VERBINDUNGEN**

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

Dämpfung der Monomode-LWL-Verbindung ändert sich mit Umgebungsbedingungen. Die Beurteilung der Dämpfungsänderungen in Qualifizierungs-

prozess soll mit entsprechenden Messverfahren durchgeführt werden. Im folgenden werden Anlagen für Nachbildung mechanischer Gefährdung sowie Messeinrichtungen mit Zeitbereichs-Reflektometer (OTDR) beschrieben. Es werden auch Ergebnisse der mechanischen und thermischen Tests von gewählten LWL-Verbindungstypen präsentiert.

Wiktor Sęga
Andrzej Marszałek

538.6::621.396.4
621.39::681.3

KOMPUTEROWE MODELE ŚRODOWISKA GEOGRAFICZNEGO I ELEKTROMAGNETYCZNEGO WYKORZYSTYWANE W PROGNOZOWANIU DZIAŁANIA SYSTEMÓW RADIOKOMUNIKA- CYJNYCH W PASMIE POWYŻEJ 30 MHz

W artykule przedstawiono opis komputerowych modeli środowiska geograficznego i elektromagnetycznego, które mogą być wykorzystane w analizie różnych systemów radiokomunikacyjnych w pasmie powyżej 30 MHz. Koncepcja opisu stanu środowiska elektromagnetycznego opiera się na zbiorze punktów testowych, które umożliwiają otrzymanie powtarzalnych wyników analiz kompatybilnościowych. Zamieszczono także opisy algorytmów oraz przykłady praktycznych obliczeń.

1. WPROWADZENIE

W ostatnim okresie zauważa się duże zainteresowanie nowymi służbami radiowymi. Odnotowuje się również dynamiczny rozwój służb dotychczas eksploatowanych, szczególnie w krajach podobnych do Polski, gdzie dopuszczono powstawanie stacji prywatnych. Znalezienie dla tych potrzeb nowych częstotliwości wolnych od zakłóceń oraz nie powodujących zakłóceń napotyka na coraz większe trudności. Wzrasta zapotrzebowanie na budowę nowych stacji, natomiast maleją możliwości znalezienia częstotliwości spełniających warunki kompatybilności z już istniejącymi sieciami. Jednocześnie w rejonach przygranicznych jest niezbędne koordynowanie przydziałów częstotliwości z administracjami krajów sąsiednich. W wielu przypadkach są

ustalone zasady takiej koordynacji w skali światowej (służby ziemskie stałe i satelitarne stacje naziemne) lub regionalnej (telewizja, radiofonia UKF FM, służby ruchome lądowe). W końcowej fazie są przygotowania do koordynacji ziemskiej radiofonii cyfrowej w ramach krajów należących do CEPT.

Ponieważ dokonane przydziały częstotliwości nie mogą wykroczyć poza zakres przydzielony określonej służbie, istnieje potrzeba zwiększenia efektywności wykorzystania dostępnego zakresu widma. Na etapie projektowania i planowania sieci najważniejszym warunkiem racjonalnego wykorzystania widma jest zwiększenie dokładności analiz badanego systemu i związanych z tym obliczeń oraz zastosowanie metod optymalizacyjnych. W praktyce oba wymienione warunki wymagają przeprowadzenia wielkiej liczby złożonych obliczeń oraz operowania bardzo dużymi zbiorami danych. Wynika stąd konieczność automatyzacji procesu zarządzania widmem częstotliwości radiowych.

Komputerowe wspomaganie zarządzania częstotliwościami rozwinęło się w latach siedemdziesiątych i osiemdziesiątych głównie na podstawie dużych systemów komputerowych. Wiele programów opracowano niezależnie i wykorzystano je jedynie do określonych celów. Używanie ich wymagało specjalistycznego przygotowania. Pojawienie się komputerów osobistych spowodowało, że dużo istniejących programów przystosowano do pracy umożliwiającej bezpośredni dostęp do komputera. Aktualnie w wielu krajach opracowano systemy mikrokomputerowe przeznaczone do wspomagania zarządzania widmem częstotliwościowym zarówno na szczeblu krajowym, jak i międzynarodowym. Przyszłościową wizję globalnego światowego systemu gospodarki częstotliwościowej zaprezentowano w artykule [8], który zawiera opis koncepcji systemu, uwagi dotyczące implementacji oraz spodziewane korzyści wynikające z zastosowania takiego systemu. System mikrokomputerowy opracowany w Instytucie Łączności we Wrocławiu do analizy sieci stacji TV małej mocy opisano w artykule [7].

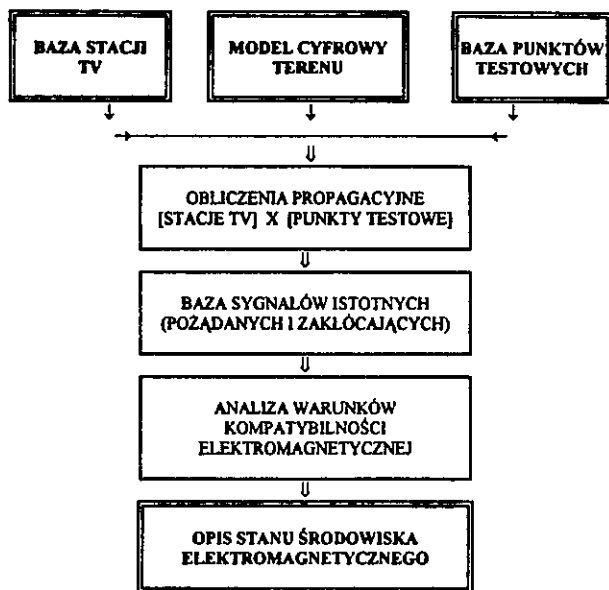
W niniejszym opracowaniu przedstawiono opis komputerowych modeli środowiska geograficznego i elektromagnetycznego, które mogą być wykorzystane w analizie różnych systemów radiokomunikacyjnych w pasmie powyżej 30 MHz. Koncepcja opisu stanu środowiska elektromagnetycznego opiera się na zbiorze punktów testowych [5], które umożliwiają otrzymywanie powtarzalnych wyników analiz kompatybilnościowych. Zamieszczone przykłady praktycznych obliczeń dotyczą głównie sieci telewizyjnej oraz linii radiowych. W kolejnych częściach artykułu opisano algorytm analizy stanu środowiska elektromagnetycznego, bazę punktów testowych, bazę obrazów map topograficznych. W dodatku zaprezentowano schematy poglądowe podstawowych struktur i zadań realizowanych w procesie analizy środowiska elektromagnetycznego.

System opracowany w Instytucie Łączności posiada cechy tzw. systemu informacji geograficznej GIS (*Geographic Information System*) [1]. Należy podkreślić, że zaletą systemu GIS, w porównaniu z mapą na papierze, jest możliwość uzupełnienia go o dodatkowe informacje nie dające się przedstawić na mapie, łatwość szybkiej aktualizacji, a przede wszystkim możliwość przeprowadzania różnych przekrojowych analiz danych zawartych w mapie i skojarzonych z nimi danych z bazy klasycznej.

2. ALGORYTM ANALIZY ŚRODOWISKA ELEKTROMAGNETYCZNEGO

Koncepcja opisu stanu środowiska elektromagnetycznego jest oparta na stałych punktach, które wyselekcjonowano tak, aby były reprezentatywne dla określonego obszaru. Do ilustracji i sprawdzenia tej koncepcji wybrano sieć telewizyjną, ponieważ wcześniej opracowano bazę stacji telewizyjnych, cyfrowy model terenu oraz programy inżynierskie wykorzystywane w analizach propagacyjnych i kompatybilnościowych. W ten sposób stosunkowo łatwo można było połączyć programy i bazy danych.

Obliczenia są przeprowadzane w stałych punktach, zwanych punktami testowymi, z uwzględnieniem bazy stacji nadawczych. Pozwala to na otrzymanie informacji o stanie środowiska elektromagnetycznego z wykorzystaniem wcześniejszych obliczeń. Schemat na rys. 1 przedstawia w sposób uproszczony wzajemne relacje pomiędzy różnymi bazami danych i programami obliczeniowymi w procesie prognozowania stanu środowiska elektromagnetycznego.



Rys. 1. Uproszczony schemat algorytmu analizy stanu środowiska elektromagnetycznego

Proces obliczeń można podzielić na trzy następujące fazy.

1. Wyznaczanie stanu środowiska we wszystkich punktach testowych. Polega to na obliczeniu poziomów sygnałów docierających do kolejnego punktu testowego i zapamiętaniu tych, które mogą być sygnałami zakłócającymi.

2. Obliczenia obszarów pokrycia. W tej fazie dla każdego punktu testowego są poszukiwane sygnały pożądane (założono, że sygnały pożądane to sygnały przekraczające zadany poziom minimalny) i jest sprawdzana ich kompatybilność. Ostatecznie powstaje zbiór zawierający poziomy sygnałów pożądanych wraz z marginesami w poszczególnych punktach.

3. Opracowanie wyników w postaci mapek obszarów pokrycia w poszczególnych kanałach i dla różnych programów.

Obliczenia mogą być przeprowadzone dla różnych przypadków, np. dla stanu aktualnego (uwzględnienie jedynie stacji pracujących) lub stanu docelowego (łącznie ze stacjami planowanymi). Wykorzystując to narzędzie można w ten sposób przeanalizować różne warianty sieci i opracować strategię jej rozwoju.

3. CYFROWY MODEL TERENU

Środowisko geograficzne ma duży wpływ na strukturę i działanie systemu radiowego w zakresie VHF i UHF, stąd dane o nim odgrywają bardzo istotną rolę w planowaniu oraz projektowaniu. Podstawą większości analiz systemów radiowych są obliczenia propagacyjne (rys. 1), w których są wymagane zwykle następujące informacje: ukształtowanie terenu, pokrycie roślinnością, wysokość i gęstość zabudowy, konduktywność oraz przenikalność gruntu. Przy obliczeniach natężenia pola jest konieczna znajomość profilu wzdłuż trasy propagacji fali. Zastosowanie komputera do szczegółowej analizy tras propagacyjnych jest możliwe dzięki przekształceniu danych topograficznych do postaci cyfrowej. Obecnie Instytut Łączności ma cyfrową mapę wysokości oraz cyfrową mapę zalesienia obejmujące całość Polski, Czech i Słowacji oraz część Niemiec i byłego Związku Radzieckiego [3, 4, 6].

Cyfrowa mapa wysokości terenu jest zbiorem próbek wysokości terenowych. Próbki wybrano w węzłach regularnej siatki geograficz-

nej (południkowo-równoleżnikowej) oraz dodatkowo w punktach nieregularnie rozmieszczonych (np. szczyty gór), mających istotny wpływ na propagację fal. Cyfrowa mapa zalesienia ma identyczną strukturę rastrową. Inne informacje, takie jak rzeki, drogi, podziały administracyjne, mają strukturę wektorową. Dane rastrowe są podzielone na arkusze obejmujące obszar o rozmiarach kątowych $1^\circ \times 1^\circ$. Teren objęty cyfrową mapą z podziałem na arkusze o różnych gęstościach siatki przedstawiono na rys. 2.

	9°	10°	11°	12°	13°	14°	15°	16°	17°	18°	19°	20°	21°	22°	23°	24°	25°	26°	27°	
57°							8	8	0			0								57°
56°			0		8	8	8	8	0	0	0	0	8	8	8	8	8			56°
55°			8	8	4	8	8	0	0	0	0	8	8	8	8	8	8	8		55°
54°			4	4	4	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	8	8	8	8	54°
53°		4	4	4	4	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	8	8	8	53°
52°		4	4	4	4	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	8	8	8	52°
51°	4	4	4	4	4	1	1	1	1	2	2	2	2	2	2	8	8	8	8	51°
50°	4	4	4	4	4	1	1	1	1	1	1	2	2	2	2	2	8	8	8	50°
49°				4	4	4	4	4	1	1	1	1	1	1	1	8	8	8	8	49°
48°				4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	8	8	8	8		48°
47°									4	4	8	8	8	8	8	8	8			47°
46°											8	8	8	8	8	8				46°

Rys. 2. Podział mapy cyfrowej terenu na arkusze $1^\circ \times 1^\circ$
(arkusze zawierające teren Polski są zacienione)

0 - arkusz morski, 1 - arkusz o oczku 250 x 250 m, 2 - arkusz o oczku 500 x 500 m, 4 - arkusz o oczku 1000 x 1000 m, 8 - arkusz o oczku 2000 x 2000 m

4. BAZA PUNKTÓW TESTOWYCH

Wyniki analizy kompatybilności są bardziej wiarygodne, jeśli różnica między obliczeniami i pomiarami jest nieznaczna. Cyfrowy model terenu oraz model propagacyjny, który uwzględnia szczegółowe parametry profilu terenu, radykalnie zwiększają wiarygodność analiz systemu.

W celu zwiększenia dokładności analiz opracowano bazę punktów testowych. Są to ustalone punkty reprezentujące rzeczywiste i prawdopodobne rozmieszczenie odbiorników. Prowadzenie analizy kompatybilności opartej na stałej bazie punktów testowych ma jeszcze wiele innych zalet. Należą do nich:

- uniknięcie czasochłonnych obliczeń w przypadku analizy różnych wariantów sieci;
- powtarzalność wyników - wyniki uzyskane w innym czasie i przez innego użytkownika są identyczne, jeżeli nie zostały zmienione parametry sieci i parametry punktów testowych;
- możliwość weryfikacji - poprawność wyników może być sprawdzona za pomocą metod pomiarowych;
- szerokie możliwości dalszych analiz - jednokrotne przeliczenie stanu środowiska elektromagnetycznego we wszystkich punktach testowych pozwala wykonywać wielokrotne i wielopłaszczyznowe analizy w stosunkowo krótkim czasie (np., oszacowanie obszarów pokrycia, rozkład natężenia pola, widmo zajętości kanałów dla obszaru).

Liczba punktów testowych jest rezultatem kompromisu pomiędzy dokładnością a efektywnością analiz. Uznano, że punkty testowe zlokalizowane we wszystkich miastach i siedzibach gmin dostatecznie reprezentują obszar kraju w rejonach nizinnych. Dla terenów górzystych wygenerowano dodatkowe punkty testowe zlokalizowane

w miejscowościach przeznaczonych do pokrycia przez stacje sieci uzupełniającej. Osobną grupę punktów testowych tworzą punkty zlokalizowane w miejscach posadowienia anten nadawczych stacji retransmisyjnych. Ostatecznie baza punktów testowych zawiera ponad 3500 punktów rozłożonych, jak pokazano na rys. 3.



Rys. 3. Rozmieszczenie punktów testowych
na terenie Polski

Każda grupa punktów testowych tworzona była w inny sposób. Współrzędne geograficzne punktów zlokalizowanych w gminach i w miastach były odczytane przez geografa z map w skali 1:200 000. Większe miejscowości są reprezentowane przez kilka punktów testowych położonych w centrum i na obrzeżach (np. Warszawie przy-

pisano 9 punktów). Miejscowości obsługiwane przez lokalne stacje małej mocy są reprezentowane przez punkty generowane na podstawie informacji o planowanym obszarze pokrycia. W tym celu skorzystano ze skanowanych obrazów map w skali 1:200 000. Punkty testowe pozyskiwano w sposób automatyczny po wskazaniu kursorem odpowiedniego punktu na ekranie. Współrzędne ekranowe punktu przeliczano na współrzędne geograficzne na podstawie skojarzonych z każdym obrazem współrzędnych geograficznych jego rogów.

Rekord opisujący punkt testowy zawiera następujące dane:

- unikalny identyfikator;
- identyfikator punktu nadrzędnego;
- status "G" - siedziba gminy, "D" - siedziba gminy (punkt podrzędny), "O" - punkt podrzędny nie będący siedzibą gminy, "R" - punkt nadrzędny (lokalizacja stacji retransmisyjnej);
- inne pola organizacyjne;
- współrzędne geograficzne - długość i szerokość (stopnie, minuty, sekundy);
- wysokość lokalizacji punktu n.p.m.;
- wysokość anteny nad terenem;
- klasa miejscowości (wielkość skupiska ludzkiego), liczba mieszkańców, liczba abonentów radiowych i telewizyjnych.

5. BAZA DANYCH O STANIE ŚRODOWISKA ELEKTROMAGNETYCZNEGO

W każdym punkcie testowym jest wyznaczany stan środowiska elektromagnetycznego. Jeśli do określonego punktu dociera sygnał

o istotnym poziomie, to taka relacja jest zapamiętywana w bazie danych, zwanej **bazą danych o stanie środowiska elektromagnetycznego**, w skrócie BDS. Poziom ten jest definiowany jako minimalna wartość, która może spowodować zakłócenia (w najgorszym przypadku natężenie pola przekracza wartość chronioną pomniejszoną o maksymalny współczynnik ochronny). Wszystkie stacje nadawcze zawarte w bazie stacji oraz punkty testowe z bazy punktów testowych są analizowane. Rekord BDS posiada dane o poziomie sygnału docierającego do punktu testowego, odległości i azymucie stacja - punkt testowy oraz marginesach interferencyjnych dla różnych wariantów sieci i jest powiązany relacyjnie poprzez unikalne identyfikatory z bazą stacji oraz bazą punktów testowych.

6. BAZA DANYCH O SYGNAŁACH POŻĄDANYCH

Baza danych o sygnałach pożądanych powstaje w wyniku filtracji bazy danych o stanie środowiska elektromagnetycznego. W wyniku selekcji pozostają tylko te relacje stacja - punkt testowy, dla których natężenie pola w punkcie odbiorczym jest nie mniejsze niż minimalna wartość użyteczna, a więc istnieje potencjalna możliwość odbioru. Następnie, dla wszystkich par stacja - punkt testowy jest wyliczany margines interferencyjny w następujący sposób:

$$M = E_p - E_z - A,$$

gdzie:

E_p - natężenie pola sygnału użytecznego ($E_p \geq E_{u\dot{z}.min}$),

E_z - natężenie pola dominującego sygnału zakłócającego,

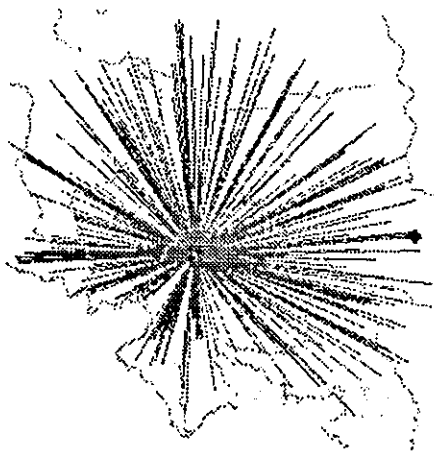
A - współczynnik ochronny.

Margines interferencji jest miarą jakości odbioru sygnału pożądanego. Wartość równa zero stanowi progową wartość, przy której można spodziewać się poprawnego odbioru, natomiast wartość ujemna

charakteryzuje przypadek odbioru zakłóconego (tzn. do punktu testowego dociera sygnał pożądaný, lecz jest zakłócaný przez inny sygnał).

Doświadczenie zdobyte w planowaniu sieci telewizyjnych pozwala przyjąć, że określenie jakości odbioru poprzez porównanie z dominującym sygnałem zakłócającym jest założeniem dopuszczalnym. Miarą jakości odbioru może być również prawdopodobieństwo odbioru będące funkcją marginesu interferencyjnego. Przy wyznaczaniu prawdopodobieństwa odbioru nie trzeba ograniczać się do sygnału dominującego. Można uwzględnić listę, np. 15 najsilniejszych sygnałów zakłócających, obliczyć dla każdego margines i odpowiadające mu prawdopodobieństwo, a następnie wyznaczyć prawdopodobieństwo wypadkowe metodą mnożenia prawdopodobieństw.

Baza danych o sygnałach pożądaných może być wykorzystana do oszacowania obszaru pokrycia przez pojedynczą stację, jeden kanał lub jeden program. Przykładowy wynik dla pojedynczej stacji pokazano na rys. 4.



Rys. 4. Mapka pokrycia bezinterferencyjnego ze stacji Wrocław w kanale 25

7. OBRAZY MAP TOPOGRAFICZNYCH

Uzyskane za pomocą skanera obrazy map topograficznych (rys. 5) pozwalają na wyeliminowanie tradycyjnych map "papierowych". Wyszukiwanie odpowiedniego arkusza mapy i odczytanie współrzędnych geograficznych może odbywać się automatycznie. Można włączyć



Rys. 5. Fragmenty zeskanowanej mapy
(oryginał jest barwny)

fragmenty map do własnych opracowań zastosować je jako podkład do prezentacji położenia obiektów z innych baz danych, wypełnić inną treścią prezentującą wyniki obliczeń (np. mapki widoczności radiowej, mapki rozkładu natężenia pola - rys. 6.), można wykorzystać do digitalizacji danych topograficznych z ekranu za pomocą



Rys. 6. Mapa rozkładu natężenia pola wkomponowana w obraz zeskanowanej mapy topograficznej (oryginał jest barwny)

myszki i do pozyskiwania danych rastrowych po odfiltrowaniu określonych barw (np. mapy lasów).

Obecnie zgromadzono za pomocą skanera kolorowego (GT 4000 firmy EPSON) obrazy map topograficznych obejmujących całą Polskę z map źródłowych w skali 1:500 000, część południową kraju z map w skali 1:200 000, miasta wojewódzkie z map w skali 1:200 000, 1:100 000 i ważniejsze miasta wojewódzkie z map w skali 1:50 000. Zeskanowane mapy są przechowywane w plikach w formacie PCX i zajmują ok. 100 MB. Rozdzielczość skanowania wynosi od 150 do 200 punktów na cal, kolory zakodowano na 3 lub 4 bitach.

Format PCX wybrano nieprzypadkowo. Jest on bardzo łatwy do oprogramowania i bardzo popularny. Prawie wszystkie aplikacje DOSowe i Windowsowe akceptują ten format. Nagłówek pliku w formacie PCX pozostawia użytkownikowi miejsce na własne rozszerzenia, np. powiązanie obrazu ze współrzędnymi geograficznymi. Liczący 128 bajtów nagłówek zawiera informacje obligatoryjne, takie jak: rozmiar mapy bitowej w pikselach, paletę kolorów (48 bajtów), liczbę planów (czyli bitów na piksel), liczbę bajtów w linii oraz informacje dodatkowe interpretowane przez oprogramowanie aplikacyjne, np. współrzędne geograficzne narożników. Po nagłówku następuje część zawierająca mapę bitową w formie skompresowanej.

Plik uzyskany przez zeskanowanie mapy wymaga dalszej obróbki zanim stanie się użyteczny. Część z tych operacji (łączenie fragmentów, wycinanie, obrót) można wykonać narzędziami zewnętrznymi, takimi jak: PhotoStyler, PaintBrush, EdScan itp. Najważniejszą operacją decydującą o przydatności zeskanowanego obrazu mapy jest dołączenie współrzędnych geograficznych, które dokładnie wskazują położenie takiego prostokątnego wycinka. W tym celu każdemu narożnikowi wycinka należy przyporządkować parę współrzędnych geograficznych (długość i szerokość). Gdyby krawędzie wycinka były południkami i równoleżnikami, to do jednoznacznego opisu wystar-

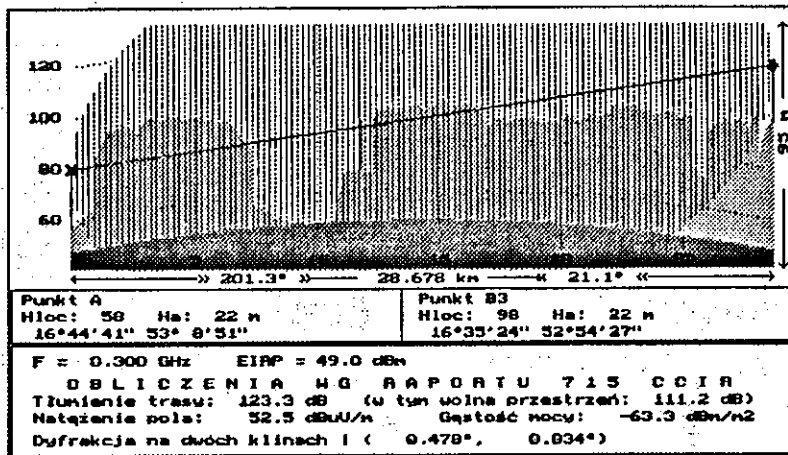
czyłoby przyporządkować współrzędne tylko przeciwległym narożnikom. Oprogramowanie wyposażono w odpowiednie narzędzie ekstrakcyjne, które pozwala wyznaczyć współrzędne narożników z czterech pikseli o znanych współrzędnych geograficznych.

Dowiązanie współrzędnych geograficznych do pliku PCX pozwala na wyznaczenie współrzędnych geograficznych dla dowolnego piksela i odwrotnie. Algorytm wyznaczania współrzędnych geograficznych dla zadanego pliksela polega na podwójnej liniowej interpolacji z narożników, osobnej dla długości i dla szerokości geograficznej. Algorytm odwrotny wymaga rozwiązania równania kwadratowego.

8. WSPOMAGANIE ANALIZ SIECI LINII RADIOWYCH

Stacje linii radiowych pracują w określonym środowisku geograficznym. Lokalizacje anten są ściśle uzależnione od ukształtowania terenu oraz od pokrycia naturalnego (np. zalesienia) i sztucznego (np. zabudowa). Aby optymalnie ustalić położenie stacji ze względu na sygnał pożądaný oraz ze względu na minimalizację zakłóceń interferencyjnych, należy przeanalizować wiele wariantów. Z tego względu jest pożyteczne wykorzystanie cyfrowego modelu terenu do analizy sieci linii radiowych. Zaadaptowany na potrzeby analizy sieci linii radiowych system realizuje dodatkowo następujące zadania:

- obsługę bazy danych o przęsłach (wprowadzanie, edycja itp.),
- przeglądanie danych opisujących stacje linii radiowych z możliwością śledzenia położenia przęsła na ekranie (rys. 7),
- wyznaczanie profilu terenu na trasie przęsła oraz elipsy Fresnela (rys. 8),
- obliczanie strat propagacji na trasie nadajnik odbiornik (zgodnie ze sprawozdaniem ITU-R 715) [2].



Rys. 8. Profil terenu z analizą propagacyjną
(oryginał jest barwny)

9. PODSUMOWANIE

Opracowane narzędzia programowe oraz zgromadzone dane o środowisku geograficznym i źródłach emisji pozwalają na powtarzalne analizy stanu środowiska elektromagnetycznego. Umożliwia to bardziej racjonalną gospodarkę widmem częstotliwości radiowych, szczególnie w obliczu większego zapotrzebowania oraz w związku ze zmianami wynikającymi z decyzji podjętej przez Światową Konferencję Radiokomunikacyjną WARC-92. Aktualnie programy i dane są w praktyce wykorzystywane do analizy sieci telewizyjnej, radiowej, linii radiowych i służb ruchomych lądowych.

WYKAZ LITERATURY

1. Bartnicka M., Bartnicki S.: System Informacji Przestrzennej IMAGIS, Warszawa 1993.
2. CCIR Report 715-3: Propagation by diffraction. Düsseldorf 1990.

3. Janek Z., Śęga W., Waszkis W.: Cyfrowa mapa pokrycia lasami dla obszaru Polski. IŁ O/Wrocław, Wrocław 1986.
4. Śęga W.: Digital terrain map for television and land mobile radio. International Wrocław Symposium on EMC, Wrocław 1984.
5. Śęga W., Marszałek A.: EM environment analysis of broadcasting network in VHF/UHF band based on test points concept. International Wrocław Symposium on EMC, Wrocław 1992.
6. Śęga W., Waszkis W.: Opracowanie danych o rzeźbie terenu kraju. IŁ O/Wrocław, Wrocław 1984.
7. Strużak R.G.: Microcomputer modelling, analysis and planning in terrestrial television broadcasting - digital terrain maps, spectrum-related data banks and computer simulation help to examine the operation of existing television broadcasting networks and find a place for new stations. Telecommunication Journal, October 1992.
8. Strużak R.G.: On future information system for management of radio frequency spectrum resource. Telecommunication Journal, November 1993.

DODATEK

SCHEMATY POGLĄDOWE PODSTAWOWYCH STRUKTUR I ZADAŃ REALIZOWANYCH W PROCESIE ANALIZY STANU ŚRODOWISKA ELEKTROMAGNETYCZNEGO

- A. Mapa cyfrowa terenu
- B. Wyznaczenie wysokości w zadanym punkcie
- C. Generowanie profilu terenu
- D. Analiza profilu terenu
- E. Metoda 370
- F. Metoda oparta na profilu terenu
- G. Mapka widoczności radiowej
- H. Mapka rozkładu natężenia pola
- I. Baza stacji TV
- J. Stan środowiska elektromagnetycznego w zadanym punkcie
- K. Stan środowiska elektromagnetycznego w punktach testowych
- L. Opis sieci stacji TV

A. MAPA CYFROWA TERENU

Zródłem informacji były mapy fizyczne w skali 1:50 000; 1:100 000 i 1:200 000.

Mapa cyfrowa terenu obejmuje:

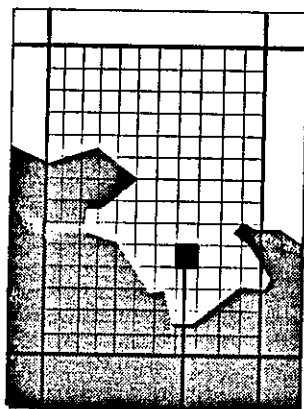
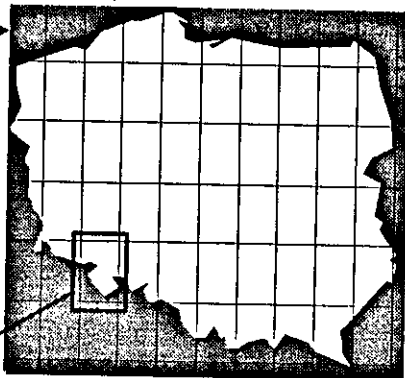
- Polskę (rozdzielczość 250 m * 250 m i 500 m * 500 m);
- Czechy i Słowację (rozdzielczość 250 m * 250 m i 1 km * 1 km);
- fragmenty Niemiec i krajów byłego ZSRR (rozdzielczość 1 km * 1 km i 2 km * 2 km).

PODZIAŁ NA ARKUSZE

Mapa cyfrowa terenu jest zorganizowana w formie jednostopniowych arkuszy.

Każdy arkusz jest reprezentowany przez plik o nazwie zawierającej współrzędne lewego dolnego narożnika, np.: AR1750A1.MCT.

Obecnie mapa obejmuje około 170 arkuszy (EUROPA ŚRODKOWA).
Polska mieści się na 60 arkuszach.



STRUKTURA ARKUSZA

Plik reprezentujący arkusz zawiera nagłówek i tablicę wysokości.

W nagłówku znajdują się współrzędne minimalne i maksymalne arkusza oraz odstęp między węzłami (osobno dla długości i szerokości geograficznej).

Tablica zawiera wysokości rzeczywiste dla węzłów siatki oraz uśrednione informacje o pokryciu terenu dla oczek.

STRUKTURA INFORMACJI W WĘZLE

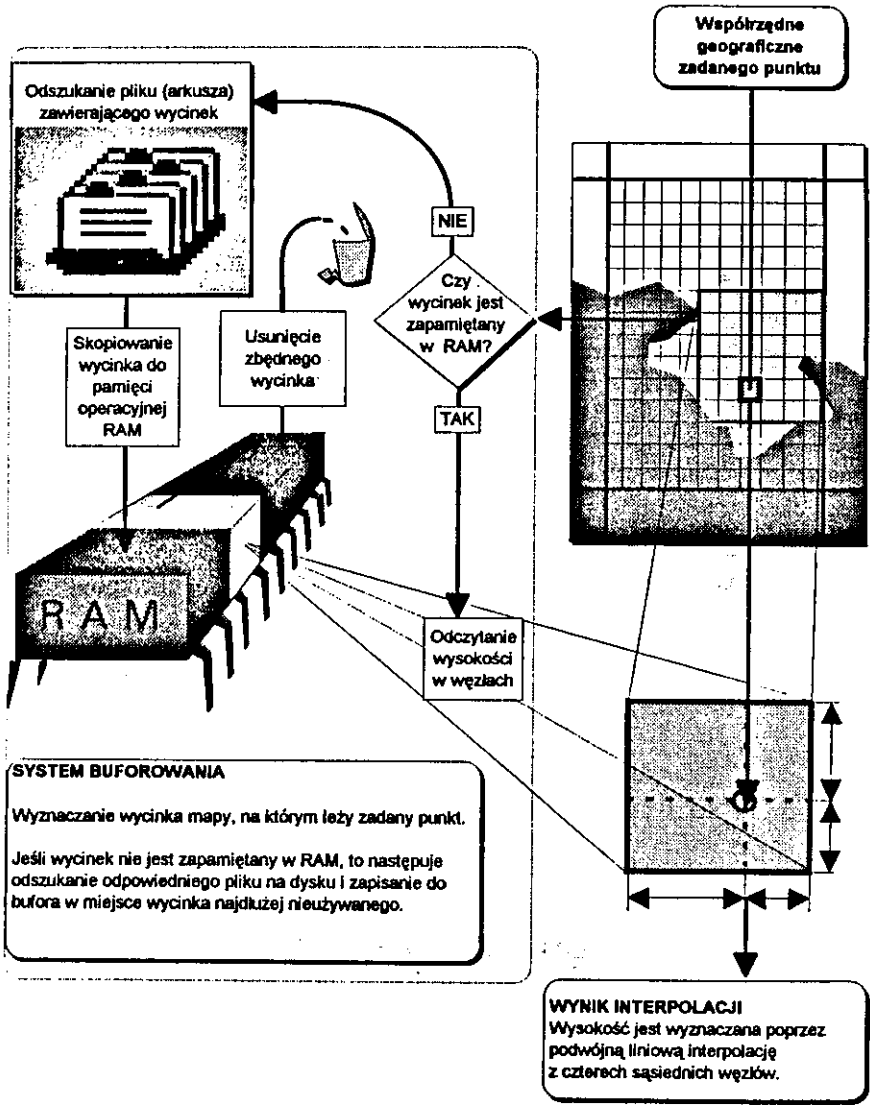
□ (2 bajty = 16 bitów)

1 bit: informacja o ekstremum (jest / nie ma)

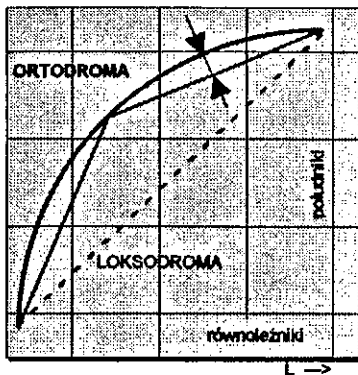
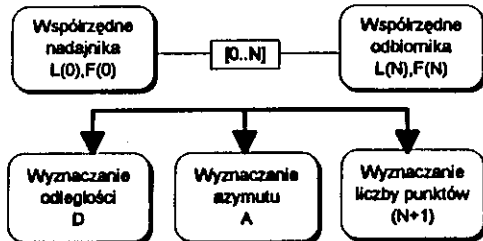
2,3 bit: uśredniona dla oczka informacja o pokryciu (las, woda, zabudowa)

4-16 bit: wysokość [0..8191 m npm] dla punktu węzłowego

B. WYZNACZANIE WYSOKOŚCI W ZADANYM PUNKCIE



C. GENEROWANIE PROFILU TERENU



$$D = \arccos(\sin(F(0)) * \sin(F(N)) + \cos(F(0)) * \cos(F(N)) * \cos(L(0) - L(N)))$$

$$A = \arcsin(\cos(F(N)) * \sin(L(N) - L(0)) / \sin(D))$$

$$N+1 = 15 * \sqrt{D [\text{km}]} \quad (N_{\min}=15, N_{\max}=400)$$

Dla odcinków $D < 20$ km, maksymalna rozbieżność między loksodromą i ortodromą nie przekracza 10 m.

Wykorzystując ten fakt, trasa jest dzielona na odcinki ortodromowe o długości 20 km, a następnie na każdym z odcinków są generowane punkty według prostych zależności loksodromowych.

GENEROWANIE PUNKTÓW NA PROFILU

Współrzędne kolejnych punktów są wyznaczone z następujących wzorów:

Dla odcinków loksodromowych:

$$L(i) = L(0) + i * (L(N) - L(0)) / N$$

$$F(i) = F(0) + i * (F(N) - F(0)) / N$$

Dla odcinków ortodromowych:

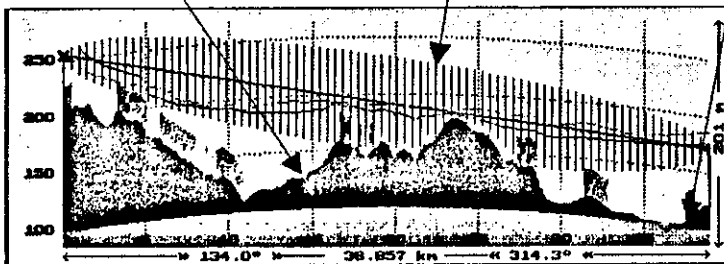
$$F(i) = \arcsin(\sin(F(0)) * \cos(i * D / N) + \cos(F(0)) * \sin(i * D / N) * \cos(A))$$

$$L(i) = L(0) + \arcsin(\sin(A) * \sin(i * D / N) / \cos(F(i)))$$

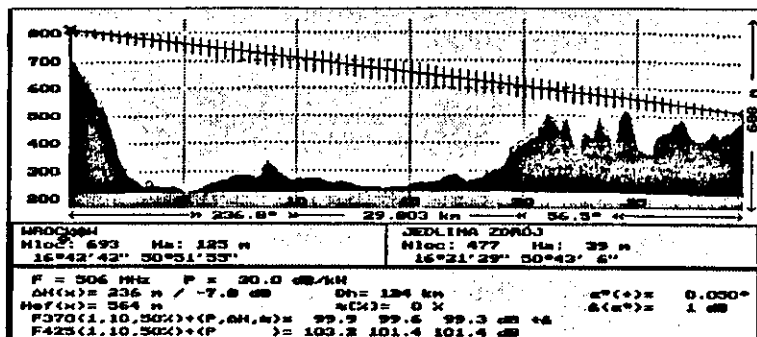
Wyznaczanie wysokości i pokrycia terenu w wygenerowanych punktach
 $H(i) = f(L(i), F(i))$

Strefa Fresnela

Krzywna Ziemi



D. ANALIZA PROFILU TERENU



M370 - Metoda statystyczna opierająca się na zaleceniu CCIR nr 370

M425 - Metoda dokładna oparta na szczegółowej analizie profilu.

Parametr Δh (M370)

Definicja

Różnica pomiędzy maksymalną i minimalną wysokością terenu po odrzuceniu 10% wysokości najwyższych i 10% wysokości najniższych.

Dla tras:

- D < 40 km - jest analizowana cała trasa
- 40 km ≤ D < 50 km - od 0 do 40 km
- D ≥ 50 km - od 10 km do 50 km

Wysokość skuteczna Hsk (M370)

Definicja

Przewyższenie anteny nad średnim poziomem terenu w odległości od 3 km do 15 km od nadajnika.

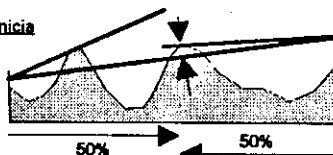
Udział % trasy morskiej (M370)

Definicja

Udział procentowy trasy morskiej jest wyznaczany na podstawie bitowej mapy morza: (plik MORZE.BIT).

Kąty elewacji (M425 | M370)

Definicja



Przy wyznaczaniu kąta elewacji dominującej przeszkody jest analizowane 50% trasy od strony danej anteny.

Odległość horyzontowa Dh (M425)

Definicja



$$Dh = 4.12 * (\sqrt{H1} + \sqrt{H2})$$

H1 - wysokość skuteczna anteny nadawczej
H2 - wysokość konstrukcyjna anteny odbiorczej

NATEŻENIE POŁA
(1%, 10%, 50% - M370 i M425)

E. METODA 370.

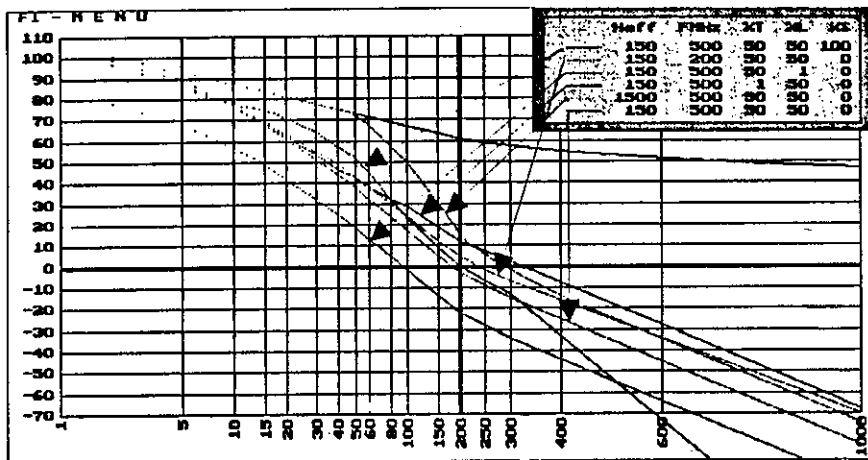
PODSTAWOWE KRZYWE PROPAGACJI

Zakres
(częstotliwość)Wysokość
skuteczna

Odległość

%T, %L

% morza

Poprawka uwzględniająca parametr
pofaldowania terenu DELTA-HZakres
(częstotliwość)

Odległość

Poprawka uwzględniająca kąt elewacji
dominującej przeszkody od strony
anteny odbiorczejMoc [dB]
promieniowana

NATĘŻENIE POLA

F. METODA OPARTA NA PROFILU TERENU (M425)

PODSTAWOWE WZORY (tylko dla zakresu fal decymetrowych)

Odległość
D

%T

Odległość
horyzontowa Dh

ERP=1 kW

Krzywa A - propagacja przesadhorizontowa

dla $D < 1$ km $F(1\%, 10\%, 50\%) = 107$;
 dla $D > 1$ km i $D < 12.1$ km: $F(1\%, 10\%, 50\%) = 107 - 20 \cdot \lg(D)$;
 dla $D > 12.1$ km:

$F(1\%) = 118 - 30.4 \cdot \lg(D)$;
 $F(10\%) = 124 - 37.5 \cdot \lg(D)$;
 $F(50\%) = 121 - 37.5 \cdot \lg(D)$;

Krzywa B - dyfrakcja

$F(1\%) = 118 + (55.6 + 0.07 \cdot Dh) \cdot \lg(Dh - 20) - (86 + 0.07 \cdot Dh) \cdot \lg(D)$;
 $F(10\%) = 124 + (94.3 + 0.05 \cdot Dh) \cdot \lg(Dh - 20) - (130 + 0.05 \cdot Dh) \cdot \lg(D)$;
 $F(50\%) = 121 + 225.1 \cdot \lg(Dh - 20) - 260.8 \cdot \lg(D)$;

Krzywa C - rozproszenie

$F(1\%) = 179 - 71 \cdot \lg(D)$;
 $F(10\%) = 171 - 71 \cdot \lg(D)$;
 $F(50\%) = 164 - 71 \cdot \lg(D)$;

Przyjmowana jest wartość mniejsza z krzywych A i B, lecz nie mniejsza niż odpowiednia wartość z krzywej C.

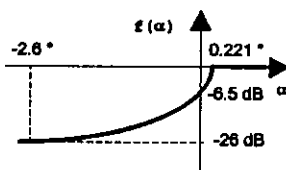


Poprawka K wynikająca z uwzględnienia kątów elewacji α_1 i α_2 :

$$K = f(\alpha_1) + f(\alpha_2);$$

gdzie:

α_1 i α_2 - kąty elewacji obliczane względem linii łączącej nadajnik z odbiornikiem.



Korekta ze względu na zakres
(Różnica pomiędzy krzywymi podstawowymi M370 dla różnych zakresów)



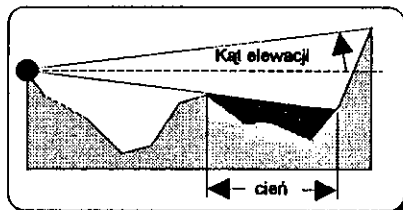
Moc promieniowana - ERP
(jeśli jest różna od 1 kW)



NATEŻENIE POLA

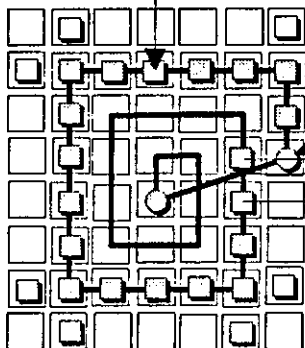
G. MAPKA WIDOCZNOŚCI RADIOWEJ

Prezentowany algorytm pozwala na szybkie uzyskanie precyzyjnej mapki widoczności. Czas potrzebny na wygenerowanie mapki widoczności jest porównywalny z czasem potrzebnym na wygenerowanie mapki warstwowej z dokładnością do 1 piksela.



Kąty elewacji do dominujących przeszkód są zapamiętywane tylko na obwiedni.

Dla prezentowanego algorytmu jest istotna spiralna kolejność analizy widoczności.



Wyznaczenie kąta elewacji do bieżącego punktu

Interpolacja kąta elewacji do dominującej przeszkody z informacji zapamiętanych na obwiedni

Czy kąt elewacji do bieżącego punktu jest większy od wyinterpolowanego z obwiedni?

NIE

Następny punkt

TAK

Zmiana wartości kąta elewacji do dominującej przeszkody (w odpowiedniej komórce obwiedni)

Ograniczenia:

Punkt nadawczy musi leżeć w aktywnym oknie, w ramach którego jest wykonywana mapka widoczności.

Archiwizacja

Mapka widoczności jest zapamiętywana we wskazanym pliku w formacie PCX. Natomiast inne parametry (lokalizacja nadajnika, rozmiary, położenie okna itp.) w pliku tekstowym (*.PCC), skojarzonym przez nazwę.

H. MAPKA ROZKŁADU NATĘŻENIA POLA

PARAMETRY:

Nadajnik

- współrzędne geograficzne,
- wysokość lokalizacji + antena
- moc na kierunkach

Obszar



Legenda (Emin - Emax)

Nazwa plików z wynikami (*PCX, *.PCB)

Sposób wypełniania obszaru

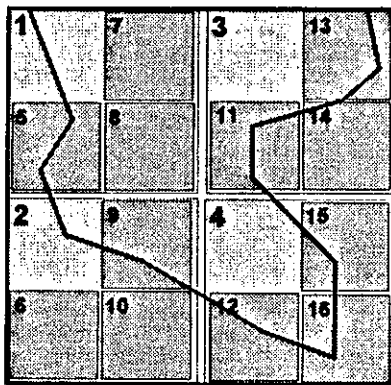
Krok 1

Od nadajnika do lewego górnego narożnika umownego elementu (np. o boku 32 piksele) jest wyznaczony profil terenu i poziom natężenia pola.

Zgodnie z rezultatem obliczeń elementowi temu przyporządkowywany jest odpowiedni kolor. Operacja powtarzana jest do granic okna.

Krok następny

Bok umownego elementu zmniejszany jest o połowę. Obliczenia wykonywane są jak poprzednio. Pomijane są elementy odpowiadające lewym-górnym narożnikom elementów z kroku poprzedniego.



Alternatywne wypełnianie polega na kolejnym analizowaniu poszczególnych pikseli z pominięciem np. pikseli czarnych. W ten sposób można wpisać mapkę rozkładu we wcześniej uzyskaną osnowę topograficzną.

Archiwizacja

Mapka rozkładu natężenia pola jest zapamiętywana we wskazanym pliku w formacie PCX.

Inne parametry (lokalizacja nadajnika, rozmiary, położenie okna itp.) oraz legenda zapisywane są w pliku tekstowym (*.PCB), skojarzonym przez nazwę.

Przerwywanie i wznowianie obliczeń

Generowanie mapki można przerwać w dowolnym momencie zadawając się mapką o mniejszej rozdzielczości.

Przy przeglądaniu nieukończonych mapek, pojawia się pytanie "Czy kontynuować obliczenia?".

Po wznowieniu obliczeń i ukończeniu wznowionej mapki program automatycznie wyszukuje inne niedokończone mapki i po kolei je realizuje.

I. BAZA STACJI TV

Baza stacji TV ma strukturę rekordową o stałej długości rekordów.

Dostęp do bazy jest zorganizowany za pomocą plików indeksów wyznaczających sposób uporządkowania.

Maksymalna liczba rekordów w jednym pliku 32 000.

Aktualnie baza zawiera ok. 8 000, stacji w tym ok. 2 500 stacji polskich.

Struktura rekordu

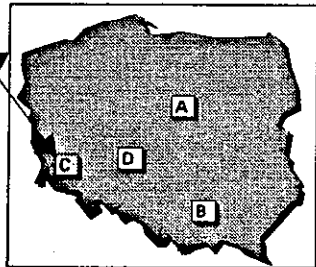
- Unikalny identyfikator (pole organizacyjne)
- Marker (pole organizacyjne)
- Kasownik (pole organizacyjne)
- Kraj
- Nazwa stacji TV
- Współrzędne geograficzne
- Częstotliwość (Kanał/ Offset/ Precyzja)
- Wysokość lokalizacji
- Wysokość anteny
- Maksymalna wysokość skuteczna
- Wysokość skuteczna na 36 kierunkach
- Max moc promieniowania w kW
- Wytłumienie na 36 kierunkach w dB
- Status
- Rok zgłoszenia, uzgodnienia, uruchomienia
- Data ostatniej aktualizacji rekordu
- Uwagi i inne pola tekstowe
- Identyfikator stacji dostarczającej sygnał do retransmisji

OPERACJE NA BAZIE

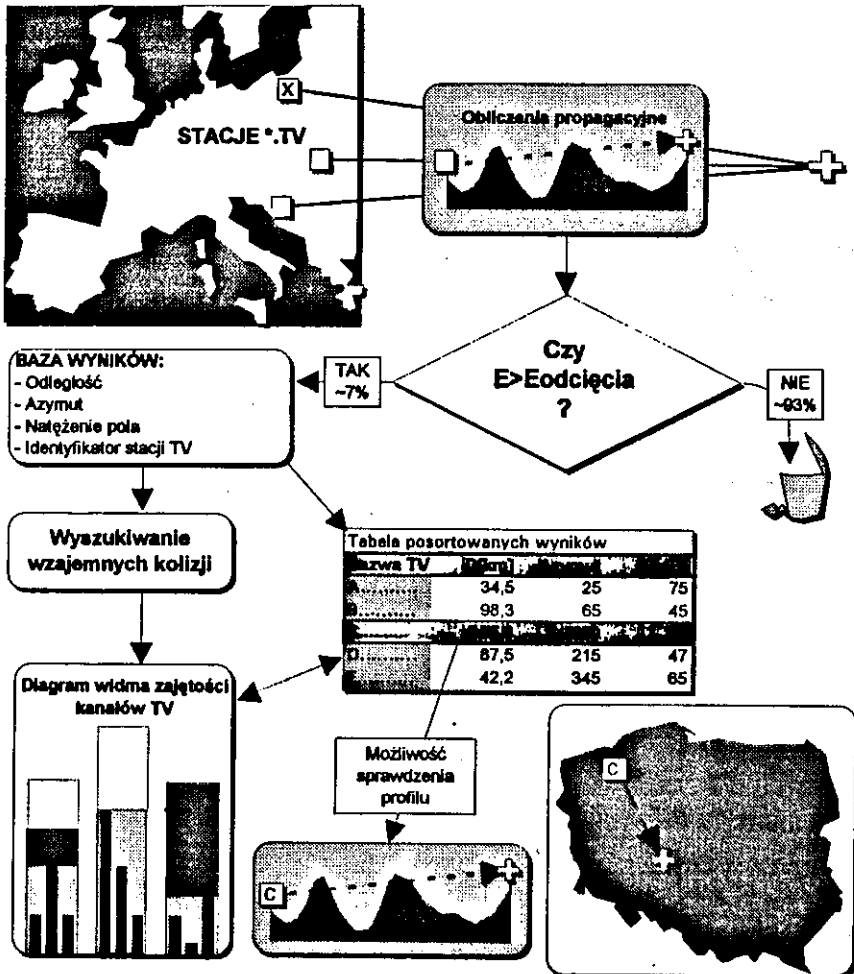
- Zmiana uporządkowania (sortowanie);
- Edycja rekordu z kontrolą poprawności, dopisywanie, zaznaczanie do skasowania;
- Filtrowanie (definiowanie warunków), generowanie podzbiorów;
- Import z baz o analogicznej strukturze;
- Eksport do innych baz o takiej samej strukturze, do plików ASCII i do kursorów;
- Obsługa relacji wewnętrznych (źródła sygnałów do retransmisji) i zewnętrznych;
- Rozbudowane przeglądanie

Tabela stacji TV wg zadanego porządku

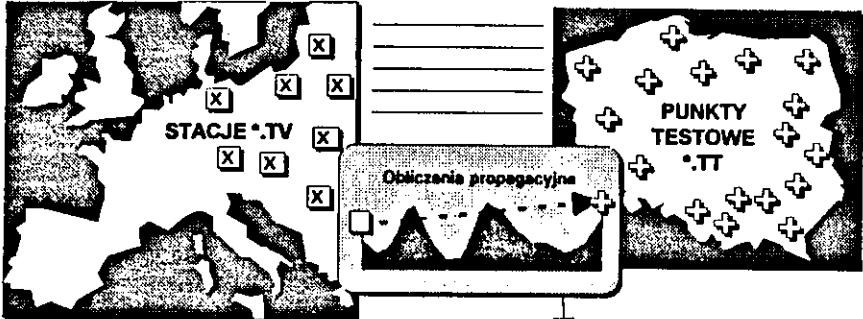
Stacja TV	KRAJ	Kanał	Włok(m)	Want(m)	Moc(kW)
A	POL	25	370	45	10
B	POL	32	460	45	10
C	POL	48	1410	30	200
D	POL	23	220	100	0,8



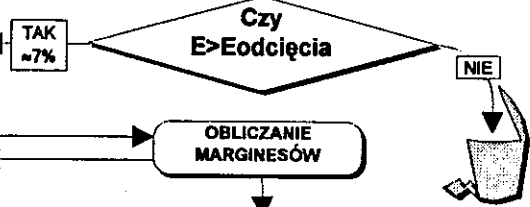
**J. STAN ŚRODOWISKA ELEKTROMAGNETYCZNEGO
W ZADANYM PUNKCIE**



**K. STAN ŚRODOWISKA ELEKTROMAGNETYCZNEGO
W PUNKTACH TESTOWYCH**



- BAZY WYNIKÓW (r.WW):**
- Odległość i azymut
 - Sygnał użyteczny
 - Dominujące zakłócenie
 - Prawdopodobieństwo odbioru
 - Identyfikator stacji użytecznej
 - Identyfikatory do 15 stacji zakłócających
 - Identyfikator punktu testowego



- BAZA SYGNAŁÓW DOSTATECZNIE SILNYCH**

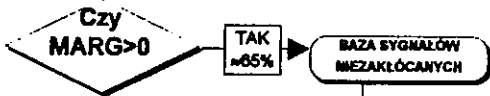


Tabela posortowanych wyników TV -> PT

Stacja TV	D [km]	Azymut	E [dB]	Marg [dB]	Punkt T.
A.....	34,5	25	75	-7	X
B.....	98,3	65	45	-5	Z
C.....	185,8	320	32	5	P
D.....	87,5	215	47	0	Y



**L. OPIS SIECI STACJI TV NA PODSTAWIE WYNIKÓW
STANU ŚRODOWISKA W PUNKTACH TESTOWYCH**

MAPKI POKRYCIA KRAJU POSZCZEGÓLNYMI PROGRAMAMI TV



I

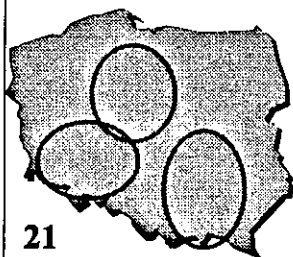


II

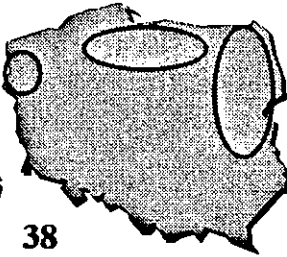


III

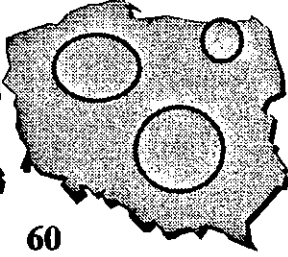
KANAŁOWE MAPKI ZASIĘGÓW STACJI TV



21



38



60

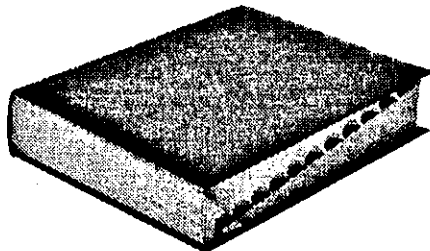
**WYKAZ SYGNAŁÓW UŻYTECZNYCH
W PUNKTACH TESTOWYCH**

Kolejny PUNKT TESTOWY:

- Lista sygnałów
- Stacja TV, E[dB], Marginesy [dB]
- Stacja TV, E[dB], Marginesy [dB]
- ...

Kolejny PUNKT TESTOWY:

- Lista sygnałów
- Stacja TV, E[dB], Marginesy [dB]
- Stacja TV, E[dB], Marginesy [dB]



Виктор Сенга, Анджей Маршалэк

**ЦИФРОВЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ МОДЕЛИ
ГЕОГРАФИЧЕСКОЙ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ
СРЕДЫ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ ДЛЯ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ
ДЕЙСТВИЯ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ, В ДИАПАЗОНЕ
ЧАСТОТ ВЫШЕ 30 МГц**

Резюме

Эта статья описывает цифровые вычислительные модели географической и электромагнитной среды, применяемые с целью анализа разных систем радиосвязи, в диапазоне частот выше 30 МГц. Идея представления электромагнитной среды и её состояния, основывается на сборе испытательных пунктов, которые делают возможным получение повторяемых результатов совместимых анализов. Алгоритмы и примеси практических расчётов подвергают здесь также описанию.

Wiktor Segą, Andrzej Marszałek

**COMPUTER MODELS OF GEOGRAPHIC AND
ELECTROMAGNETIC ENVIRONMENT USED TO PREDICT
THE PERFORMANCE OF RADIO SYSTEMS OPERATING
AT FREQUENCIES ABOVE 30 MHz**

Summary

The article provides descriptions of computer models of geographic and electromagnetic environment, which may be used to analyze the performance of various radio systems operating at frequencies above 30 MHz. The idea of description of the state of electromagnetic environment is based on a set of test points making it possible to obtain reliable results of EMC

analysis. Descriptions of algorithms and examples of practical computations are also included.

Wiktor Segal, Andrzej Marszałek

**MODELES DE MILIEUX GEOGRAPHIQUE ET
ELECTROMAGNETIQUE, ASSISTES PAR ORDINATEUR ET
APPLIQUES AUX PREVISIONS FONCTIONNELLES DE
SYSTEMES DE RADIOCOMMUNICATION, A LA BANDE
AU-DESSUS DE 30 MHz**

R é s u m é

L'article décrit les modèles de milieux géographique et électromagnétique, assistés par ordinateur et appliqués à l'analyse de différents systèmes de radiocommunication, à la bande au-dessus de 30 MHz. Le mode de présenter l'état du milieu électromagnétique prend pour sa base l'ensemble de points de test, permettant d'obtenir à la fin des analyses compatibles les résultats reproductibles. La description des algorithmes, ainsi que les exemples de calculs pratiques y sont pareillement faite.

Wiktor Segal, Andrzej Marszałek

**DIE ZUR WIRKUNGSPROGNOSTIZIEREN DER FUNKSYSTEME
IM FREQUENZBEREICH ÜBER 30 MHz ANGEWANDTE
COMPUTERMODELLE DER GEOGRAPHISCHEN UND
ELEKTROMAGNETISCHEN UMGEBUNG**

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

Im vorliegenden Beitrag werden Computermodelle der geographischen und elektromagnetischen Umgebung vorgestellt. Diese können zur Analyse

verschiedener Funkssysteme im Frequenzbereich über 30 MHz angewandt werden. Die Zustanddarstellung elektromagnetischer Umgebung basiert auf Sammlungen der Testpunkte, die es möglich machen, zuverlässige Resultate der EMV-Analyse zu bekommen. Beschreibung der Algorithmen, wie auch Beispiele praktischer Umrechnungen werden beigefügt.

Tadeusz Kunert

621.311.4:621.395.722

OPTYMALIZACJA PROBLEMU ODDAWANIA MOCY BIERNEJ W ZASILACZACH PRĄDU PRZEMIENNEGO

Przeanalizowano istniejące rozwiązania zasilaczy prądu przemiennego pod kątem optymalizacji problemu mocy biernej odbiorów. Opracowano koncepcję zasilacza prądu przemiennego, w którym zastosowano metodę dwustopniowego przetwarzania energii z wykorzystaniem dwubiegunowej modulacji szerokości impulsów. Wykonano model laboratoryjny w wersji analogowej. Przeprowadzone badania potwierdziły przydatność przyjętej koncepcji. Zasilacz współpracował z obciążeniem zarówno pojemnościowym, jak i indukcyjnym w szerokim zakresie zmian współczynnika mocy. Zaprezentowano również koncepcję sterownika cyfrowego, zdaniem autora, mniej wrażliwego na zakłócenia występujące w obwodzie mocy.

1. ANALIZA ISTNIEJĄCYCH ROZWIĄZAŃ

Na świecie problem mocy biernej w zasilaczach prądu przemiennego jest rozwiązywany w zależności od przyjętego sposobu przetwarzania energii. Istnieją dwa podstawowe sposoby:

- 1) przekształcanie napięcia stałego na napięcie stałe zmodulowane falą wyprostowanego napięcia sinusoidalnego o częstotliwości 100 Hz, a następnie przekształcanie tak zmodulowanego napięcia, za pomocą kluczy tranzystorowych, na napięcie przemiennie o częstotliwości 50 Hz.
- 2) przekształcanie napięcia stałego na napięcie przemiennie dużej częstotliwości, zmodulowane falą napięcia sinusoidalnego 50 Hz.

W sposobie pierwszym do przetwarzania napięcia stałego na napięcie stałe stosuje się przetwornice wysokiej częstotliwości, z transformatorem izolującym obwody wejściowe od obwodów wyjściowych. Mostek kluczy tranzystorowych pracuje z częstotliwością 50 Hz. Przekazuje on zmodulowane napięcie stałe przetwornicy na wyjście urządzenia, zmieniając cyklicznie biegunowość napięcia. W każdym półokresie, do wyjścia urządzenia jest dołączane napięcie wyjściowe przetwornicy. Wskutek tego prąd wyjściowy musi mieć kierunek zgodny z kierunkiem wektora napięcia. Pojawienie się prądu biernego, którego kierunek jest przeciwny kierunkowi wektora napięcia, powoduje odkształcenie fali napięcia wyjściowego. Aby temu zapobiec, stosuje się pomocniczy układ energoelektroniczny. Układ ten może być rozwiązany dwojako. W pierwszym przypadku stosuje się układ przekształcający z dużą częstotliwością energię bierną na energię prądu stałego o napięciu odpowiadającym napięciu baterii akumulatorów zasilającej urządzenie. Energia bierna jest przekazywana z powrotem do źródła prądu stałego. W drugim przypadku stosuje się układ łączników elektronicznych wraz z odpowiednio dobranymi kondensatorami do zrównoważenia energii indukcyjnej energią pojemnościową. Rozwiązanie to wymaga jednak częstego używania pomocniczych układów czynnych do kompensowania stanów dynamicznych. Oba rozwiązania mają ograniczone możliwości kompesacji mocy biernej. Stosuje się je przeważnie dla $\cos \phi$ obciążenia, zmieniającego się od 0,8 pojemnościowego do 0,7 indukcyjnego.

W drugim sposobie przetwarzania energii stosuje się tzw. metodę modulacji dwubiegunowej. Polega ona na tym, że napięcie wyjściowe przemiennie przyjmuje tylko dwie wartości: dodatnią lub ujemną amplitudę. Jeśli współczynnik szerokości impulsów $\delta = 0,5$, średnia wartość chwilowa napięcia wyjściowego jest równa 0. Jeśli δ zmienia się w przedziale od 0,5 do 1,0, wówczas chwilowa średnia wartość jest dodatnia i może przyjmować wartości od 0 do wartości dodatniej amplitudy. Gdy współczynnik δ zmienia się w przedziale od 0,5 do 0,

chwilowa średnia wartość jest ujemna i może przyjmować wartości od 0 do wartości ujemnej amplitudy. Odpowiednio zmodulowane napięcie przemiennie wysokiej częstotliwości podaje się na filtr dolnoprzepustowy. Filtr przepuszcza tylko składową 50 Hz. Pierwsza wyższa harmoniczna, którą jest częstotliwość przetwarzania (25 kHz - 100 kHz), jest całkowicie tłumiona. W tym sposobie nie istnieje problem zgodności kierunku prądu z kierunkiem wektora napięcia, gdyż przed filtrem, w każdym półokresie, występuje napięcie przemiennie, modulowane w pełnym zakresie, tzn., że współczynnik szerokości impulsów δ zmienia się w przedziale od 0 do 1. Umożliwia to dopasowanie kierunku wektora napięcia do kierunku prądu. Dzięki temu napięcie wyjściowe nie odchyła się od zadanego kształtu fali sinusoidalnej. Jedynym problemem do rozwiązania pozostaje dopasowanie wyjściowego napięcia do wartości wymaganej. Istnieją dwa rozwiązania.

W pierwszym rozwiązaniu stosuje się transformator na wyjściu urządzenia. Pełni on jednocześnie rolę separatora obwodów wyjściowych od obwodów wejściowych. Rozwiązanie to jest bardzo proste i często stosowane. Posiada jeden stopień przetwarzania energii w postaci przetwornicy wysokiej częstotliwości, w układzie mostkowym. Jedyną wadą tego rozwiązania jest duży transformator niskiej częstotliwości (50 Hz). W wielu zastosowaniach rozwiązanie to jest nie do przyjęcia.

W drugim rozwiązaniu stosuje się dwa stopnie przetwarzania energii. Pierwszy stopień stanowi przetwornicę wysokiej częstotliwości, przetwarzającą stałe napięcie zasilające na napięcie stałe o odpowiednio wysokiej wartości (350 V). Przetwornica zawiera transformator wysokiej częstotliwości, separujący obwody wejściowe od obwodów wyjściowych. Drugi stopień przetwarzania energii, zasilany z wysokiego napięcia, zawiera mostkowy układ kluczy tranzystorowych. Klucze komutują wysokie napięcie zasilające z dużą częstotliwością i modulacją dwubiegunową, wytwarzając na swym wyjściu

napięcie przemiennie o stałej amplitudzie, ale zmieniającym się współczynnikiem wypełnienia impulsów δ . W zależności od chwilowej wartości fali sinusoidalnej, którą jest modulowane napięcie wyjściowe, współczynnik wypełnienia impulsów zmienia się w pełnym zakresie, tzn. od 0 do 1. Dzięki temu napięcie to nie jest wrażliwe na niezgodność kierunku wektora napięcia sinusoidalnego z kierunkiem przepływu prądu odbioru. Tę zgodność układ uzyskuje poprzez odpowiednie ustawienie wartości współczynnika wypełnienia impulsów. Na wyjściu układu kluczy występuje filtr dolnoprzepustowy, którego rolę omówiono powyżej. Energię bierną odbioru przekazuje się z powrotem do źródła o napięciu wysokim (350 V). Zaletą tego rozwiązania jest niska masa urządzenia i małe wymiary, natomiast wadą - więcej elementów i wyższe koszty wytwarzania. To rozwiązanie wymaga odpowiedniego zabezpieczenia kluczy tranzystorowych przed uszkodzeniem w stanach dynamicznych na wyjściu. Odnosi się to w szczególności do przypadków współpracy urządzenia z siecią elektroenergetyczną. Bardzo ważną zaletą tego rozwiązania jest możliwość zasilania odbiorów o dowolnym współczynniku mocy.

Wstępna analiza wyżej wymienionych sposobów rozwiązywania problemu kompensowania energii biernej wskazuje, że rozwiązaniem przyszłościowym jest metoda dwustopniowego przetwarzania energii z wykorzystaniem dwubiegunowej modulacji szerokości impulsów. Zaletami tego rozwiązania są bardzo małe gabaryty i ciężar oraz możliwość zasilania odbiorów o dowolnym współczynniku mocy. Obecnie istnieją elementy półprzewodnikowe o bardzo wysokich parametrach komutacyjnych (prąd, napięcie, czas) i niezawodnościowych. Duża wytrzymałość na przeciążenia prądowe i napięciowe, a jednocześnie bardzo małe straty mocy powodują, że istnieje możliwość wykonania urządzenia z kluczami półprzewodnikowymi na wyjściu, odpornymi na wszelkie dynamiczne zjawiska występujące na odbiorze, szczególnie w przypadku współpracy z siecią elektroenergetyczną.

2. KONCEPCJE UKŁADOWE

Aby rozwiązanie zagadnienia było nowoczesne i przyszłościowe, powinno spełniać następujące wymagania:

- a) małe gabaryty i ciężar urządzenia,
- b) wysokie parametry statyczne i dynamiczne,
- c) łatwość synchronizacji częstotliwości zasilacza z innymi zasilaczami tego typu (praca równoległa) i z częstotliwością sieci elektroenergetycznej,
- d) wysoka niezawodność pracy,
- e) powtarzalność produkcji,
- f) niskie koszty wytwarzania.

W celu uzyskania małych wymiarów i ciężaru urządzenia, należy zastosować wysoką częstotliwość przetwarzania. Współczesne zasilacze prądu przemiennego pracują z częstotliwością 25 kHz. W najnowocześniejszych rozwiązaniach stosowana jest częstotliwość 50 kHz. Dla zasilaczy dużej mocy, w najbliższej perspektywie, optymalną częstotliwością stanie się 100 kHz. Dla tak dużych częstotliwości niezbędne staje się stosowanie unipolarnych tranzystorów mocy typu MOSFET oraz specjalnych rdzeni ferrytowych. Zwiększają się również wymagania na inne elementy, jak np. kondensatory i rezystory, stosowane w obwodach gaszących przepięcia. Duże częstotliwości przetwarzania znacznie zmniejszają rezystancję wewnętrzną oraz czas odpowiedzi, a to polepsza parametry statyczne i dynamiczne urządzenia.

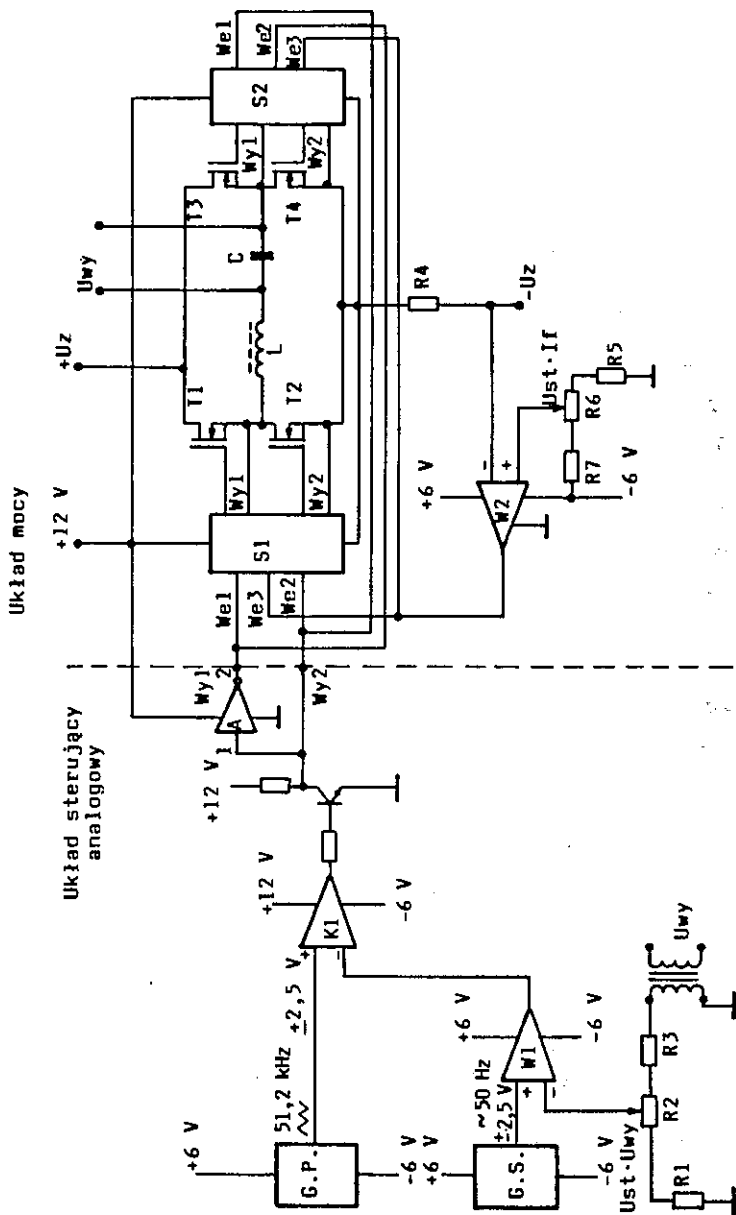
Pozostałe wymagania odgrywają rolę przy wyborze techniki przetwarzania. Analizowano układy w technice analogowej i w technice cyfrowej. Układy analogowe są oparte na wzmacniaczach operacyjnych, komparatorach, generatorach liniowych i prostych elementach cyfrowych. Układy cyfrowe zawierają generatory cyfrowe, liczniki, pamięci, komparatory cyfrowe, przetworniki analogowo-cyfrowe.

Stosuje się też często mikrokontrolery. Układy analogowe są mniej skomplikowane i tańsze. Wymagają jednak wielu elementów regulacyjnych. Zwiększa to koszty produkcyjne i stwarza większe prawdopodobieństwo zmiany parametrów urządzenia w czasie dłuższej eksploatacji. Układy cyfrowe są bardziej rozbudowane i znacznie droższe. Jednak przy większej produkcji stają się zdecydowanie efektywniejsze, gdyż posiadają minimalną liczbę elementów regulacyjnych. Produkcja jest w dużym stopniu powtarzalna i nie występuje zmiana parametrów urządzenia w czasie dłuższej eksploatacji. Dlatego wiele firm, szczególnie w zasilaczach dużej mocy, stosuje technikę cyfrową. Wydaje się, że w technice cyfrowej łatwiej jest realizować synchronizację częstotliwości zasilacza z częstotliwością innych źródeł.

W celu zbadania właściwości przyjętej koncepcji, wykonano model laboratoryjny układu zasilacza. Zdecydowano się, w pierwszej kolejności, opracować wersję analogową. Na rys. 1 przedstawiono schemat koncepcyjny zasilacza złożonego z analogowego układu sterującego i układu mocy.

Układ sterujący zawiera generator fali sinusoidalnej G.S. (napięcie odniesienia) o częstotliwości 50 Hz, generator napięcia piłokształtnego G.P. o częstotliwości 51,2 kHz, wzmacniacz operacyjny W1, komparator K1 i inwertor A. Tranzystor pełni rolę elementu sprzęgającego wyjście komparatora (+5 V) z wejściami inwertora i sterowników mocy (12 V). W pętli sprzężenia zwrotnego znajduje się transformator i dzielnik rezystorowy, umożliwiający ustawienie wymaganej wartości napięcia wyjściowego zasilacza.

Koncepcja układu analogowego polega na tym, że próbka napięcia wyjściowego zasilacza jest porównywana we wzmacniaczu operacyjnym z sinusoidalnym napięciem odniesienia. Różnicą tych dwóch napięć jest napięcie sinusoidalne, którego amplituda jest odwrotnie proporcjonalna do napięcia wyjściowego. To napięcie jest porównywane z napięciem piłokształtnym o częstotliwości 51,2 kHz w kompara-



Rys. 1. Schemat koncepcyjny zasilacza

torze napięcia. Wynikiem porównania tych dwóch napięć jest ciąg impulsów prostokątnych o częstotliwości 51,2 kHz i zmieniającej się szerokości. Szerokość impulsów jest wynikiem koincydencji wartości chwilowych napięć: sinusoidalnego i piłokształtnego. Jeśli napięcie sinusoidy osiąga wartość dodatniej amplitudy, wypełnienie impulsów jest maksymalne ($\delta = 1$). Gdy napięcie sinusoidy przechodzi przez zero, wypełnienie impulsów osiąga wartość $\delta = 0,5$. Jeśli napięcie zmieni kierunek i osiągnie wartość ujemnej amplitudy, wówczas wypełnienie impulsów przyjmuje wartość $\delta = 0$.

Układ mocy zawiera cztery tranzystory typu MOSFET (T1-T4), filtr wyjściowy LC, dwa sterowniki (S1,S2), rezystor prądowy R4 oraz komparator W2. Mostkowy układ kluczy tranzystorowych jest zasilany z napięcia U_z . Docelowo napięcie to uzyskuje się z przetwornicy pierwszego stopnia, przetwarzającej napięcie baterii akumulatorów na napięcie stabilizowane o wartości ok. 350 V. Na wyjściu układu mostkowego, za filtrem wyjściowym, uzyskuje się napięcie sinusoidalne o wartości skutecznej równej 220 V. Impulsy wyjściowe komparatora sterują dwoma sterownikami (S1, S2). Sterowniki mają na wyjściu po dwa kanały. Jeden sterownik steruje na przemian tranzystorami lewej gałęzi mostka, zaś drugi sterownik - na przemian tranzystorami prawej gałęzi mostka. Jeśli na komparatorze istnieje w danym momencie impuls, wówczas przewodzą dwa tranzystory w jednej przekątnej mostka, a na wyjściu układu mostkowego pojawia się napięcie źródła U_z (umownie dodatnie). Gdy na wyjściu komparatora impuls zniknie, wówczas przewodzą dwa tranzystory w drugiej przekątnej mostka, a na wyjściu układu mostkowego pojawia się napięcie źródła U_z o przeciwnej polaryzacji (umownie ujemne). Napięcie przemiennie, o zmieniającym się wypełnieniu, jest podawane na filtr wyjściowy LC. Napięcie wyjściowe mostka zawiera, prócz podstawowej harmoniczej 50 Hz, wyższe harmoniczne poczynając od 51,2 kHz. Dzięki temu do stłumienia wyższych harmoniczych wystarczy niewielki dławik i kondensator. Komparator W2

wraz z rezystorem R4 pełni rolę ogranicznika prądowego. Potencjometrem R6 można ustawić graniczny prąd pobierany ze źródła.

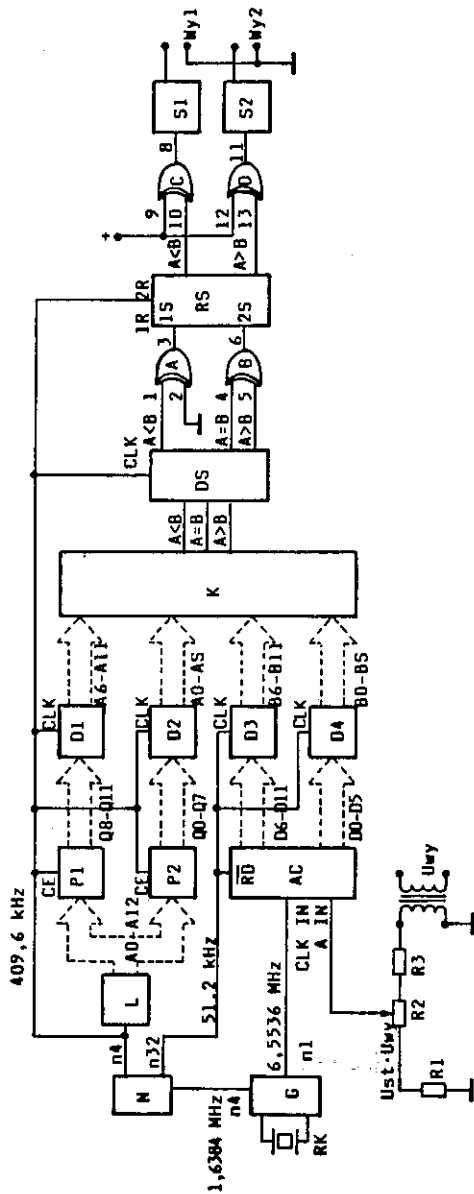
W pierwszej kolejności prowadzono prace nad układem sterującym. Do budowy generatorów zastosowano układ scalony XR-2206. Oba generatory zawierają po cztery potencjometry. Służą one do ustawienia: częstotliwości, amplitudy, symetrii wzdłużnej i względem masy. Wzmacniacz W1 zawiera potencjometr kompensujący napięcie niezrównoważenia. Występuje jeszcze jeden potencjometr, służący do ustawienia napięcia wyjściowego zasilacza. Układ sterownika, po wyregulowaniu, pracował prawidłowo. Podając na wejście odwracające wzmacniacza W1 napięcie sinusoidalne, zsynchronizowane z napięciem generatora G.S., na wyjściach sterownika uzyskano impulsy prostokątne o zmieniającej się szerokości, zgodnie z falą sinusoidalną. W drugiej kolejności wykonano układ mocy. Jako kluczy użyto tranzystorów typu IRF840. Do budowy sterowników (S1, S2) zastosowano układ scalony typu IR2113. Następnie oba układy połączono i sprzężono.

W trakcie badań nad całym układem zasilacza okazało się, że układ sterowania jest bardzo wrażliwy na pole magnetyczne dużej częstotliwości, powstające w stanach komutacyjnych układu mostkowego. Duże stromości napięcia i prądu (du/dt i di/dt) powodują powstawanie silnych pól magnetycznych, które indukują w obwodach wejściowych wzmacniacza W1 i komparatora K1 napięcia pasożytnicze. Stanowi to przyczynę powstawania niekontrolowanych impulsów na bramkach tranzystorów mocy. Wynikiem tych zakłóceń jest zniekształcona fala napięcia wyjściowego a nawet uszkodzanie się tranzystorów. Te niekorzystne zjawiska narastały wraz ze wzrostem napięcia źródła. Do wartości ok. 100 V i prądu wyjściowego do ok. 0,5 A układ pracował prawidłowo. Powyżej tej wartości nasilały się zakłócenia. Przy napięciach 200 V i wyższych występowały przypadki uszkodzania się tranzystorów. Ze względu na ograniczony czas, badania przeprowadzono dla napięć od 0 do 100 V i prądu

wyjściowego od 0 do 0,5 A. Na wyjściu zasilacza uzyskiwano napięcie sinusoidalne o wartości skutecznej ok. 60 V.

Przeprowadzono badania układu, przy zmieniającym się współczynnikiem mocy. Stopniowo zmniejszano ten współczynnik. Pod koniec badań uzyskano zmiany współczynnika mocy w pełnym zakresie. Kształt fali sinusoidalnej wyjściowej zależał wyłącznie od kształtu fali napięcia odniesienia (G.S.). Oznacza to, że badany układ można było obciążyć wyłącznie: pojemnością, indukcyjnością, rezystancją lub ich kombinacją. Badania całkowicie potwierdziły założenia. Używając nowoczesnych elementów można zbudować zasilacz prądu przemiennego, który będzie prawidłowo zasilał odbiory o dowolnym współczynniku mocy i nie będzie wymagał specjalnych układów kompensujących moc bierną. Sprawność jego będzie wysoka, a parametry wyjściowe będą mogły spełnić każde wymagania.

W związku z występującymi zakłóceniami w układzie sterującym analogowym, postanowiono sprawdzić koncepcję układu cyfrowego. Opracowano zatem układ laboratoryjny sterownika cyfrowego. Koncepcję tego układu pokazano na rys. 2. Generator kwarcowy 6,5536 MHz (G) steruje przetwornikiem analogowo-cyfrowym AC oraz, poprzez dzielniki częstotliwości, również licznikiem 13-bitowym L, pamięciami typu EPROM (P1, P2), przerzutnikami typu zatrzask D1-D5 i przerzutnikiem typu RS. W pamięciach jest zakodowana sinusoida w kodzie binarnym. Wartości komórek pamięci są odczytywane przez licznik i przekazywane, przez zatrzaski (D1, D2), do komparatora cyfrowego K. Napięcie wyjściowe zasilacza jest podawane na transformator sprzęgający, a następnie, przez dzielnik rezystorowy (R1, R2, R3), na przetwornik analogowo-cyfrowy AC. Napięcie to jest porównywane z napięciem odniesienia przetwornika i zamieniane na liczbę w kodzie binarnym. Wyjścia cyfrowe przetwornika są dołączone, przez zatrzaski (D3, D4), do komparatora cyfrowego K. Komparator porównuje obie liczby: z pamięci i z przetwornika. Na jednym z trzech jego wyjść wystąpi jedynka logiczna,



Rys. 2. Schemat koncepcyjny sterownika cyfrowego

w zależności od wyniku porównania: $A < B$, $A = B$, $A > B$. Wynik porównania jest zatrzaskiwany w przerzutniku D5. Jeśli jedynka pojawi się na wyjściu $A < B$, wówczas na wyjściu Wy1 układu sterowania pojawi się sygnał "1". Jeśli jedynka pojawi się na pozostałych wyjściach, wówczas sygnał "1" pojawi się na wyjściu Wy2. Pojawienie się "1" na wyjściu Wy1 oznacza, że napięcie wyjściowe zasilacza jest za wysokie. Będą wysterowane tranzystory mocy tej przekątnej mostka, która wytwarza napięcie o przeciwnej polaryzacji. Jeśli "1" pojawi się na wyjściu Wy2, oznacza to, że napięcie wyjściowe jest równe lub za niskie. Będą wysterowane tranzystory mocy drugiej przekątnej mostka, która wytwarza napięcie o zgodnej polaryzacji. W układzie sterowania cyfrowego znajduje się jeden potencjometr służący do ustawiania napięcia wyjściowego. Wszystkie pozostałe parametry nie wymagają regulacji i nie występuje możliwość ich zmian w czasie. Należy sądzić, że układ ten nie będzie zależny od zakłóceń występujących w układzie mocy.

3. WNIOSKI KOŃCOWE

Przeprowadzone studia i badania laboratoryjne wykazały, że istnieje możliwość opracowania i wykonania zasilacza prądu przemiennego, spełniającego wysokie parametry statyczne i dynamiczne oraz współpracującego z obciążeniem o dowolnym współczynniku mocy, a jednocześnie nie wymagającego specjalnych układów kompensacyjnych.

Zakład Energetyki Łączności jest przygotowany do podjęcia prac nad opracowaniem i wykonaniem zasilacza prądu przemiennego. Naszym zdaniem, w pierwszej kolejności należałoby opracować zasilacz o mocy wyjściowej ok. 1 kVA, zasilany napięciem stałym 40 V - 70 V, współpracujący równolegle z innymi tego samego typu zasilaczami oraz z siecią elektroenergetyczną.

Тадэуш Кунэрт

**ОПТИМАЛИЗАЦИЯ ВОПРОСА
ОТДАЧИ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ
ВЫПРЯМИТЕЛЯМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА**

Резюме

Дается анализ существующих схем выпрямителей переменного тока с точки зрения отдачи реактивной составляющей мощности. Предлагается схема двухкаскадного преобразования энергии с использованием двухполярной модуляции ширины импульсов. Проведенные испытания лабораторной модели выпрямителя работающего в аналоговом режиме подтвердили пригодность этой концепции на практике. Выпрямитель работал так на емкостную как и на индуктивную нагрузку с изменением коэффициента мощности в широких пределах. Предложено также концепцию цифрового управляющего устройства, по мнению автора менее чувствительного к помехам в цепи мощности.

Tadeusz Kunert

**OPTIMUM PROBLEM SOLUTION OF THE REACTIVE POWER
TAKING-OFF IN ALTERNATING POWER SUPPLIES**

S u m m a r y

Existing realizations of a.c. power supplies were analysed thoroughly from the point of view of the optimum problem solution of reactive power taking-off. The conception of the a.c. power supply was elaborated, in which the method of two-stage energy conversion was employed using the bipolar pulse length modulation. The laboratory model was realized in the analogue version. The carried out tests have confirmed the usefulness of the accepted conception. The power supply co-operated with the capacitive as well as

with inductive load in the wide variation range of the power factor. The conception of the digital controller was also presented, less sensitive, in the author's opinion, to the disturbances occurring in the power circuit.

Tadeusz Kunert

**SYSTEME DE CONTROLE ET DE SURVEILLANCE
PAR ORDINATEUR DES DISPOSITIFS ALIMENTAIRES,
LOCALISES DANS LES OUVRAGES DU GENIE
DE TELECOMMUNICATIONS NON-GARDES**

R é s u m é

On y fait l'analyse des solutions existantes d'alimentateurs en courant alternatif, du point de vue d'optimisation du problème de la puissance réactive capacitive. Cette élaboration se rapport à la conception d'un distributeur en courant alternatif, y appliquant la méthode de conversion d'énergie bi-graduelle avec l'aménagement d'une modulation bipolaire de largeurs d'impulsions. Le modèle de laboratoire, dans sa version analogue, a été fini. Les essais faits ont confirmé l'utilité de cette conception. L'alimenteur a fonctionné en synergie avec la charge capacitive et celle inductive, à la grande échelle de changements de coefficients de puissance. En outre, l'auteur a présenté la conception du combinateur digital qui, d'après lui, est moins sensible aux perturbations se produisant dans un circuit d'alimentation.

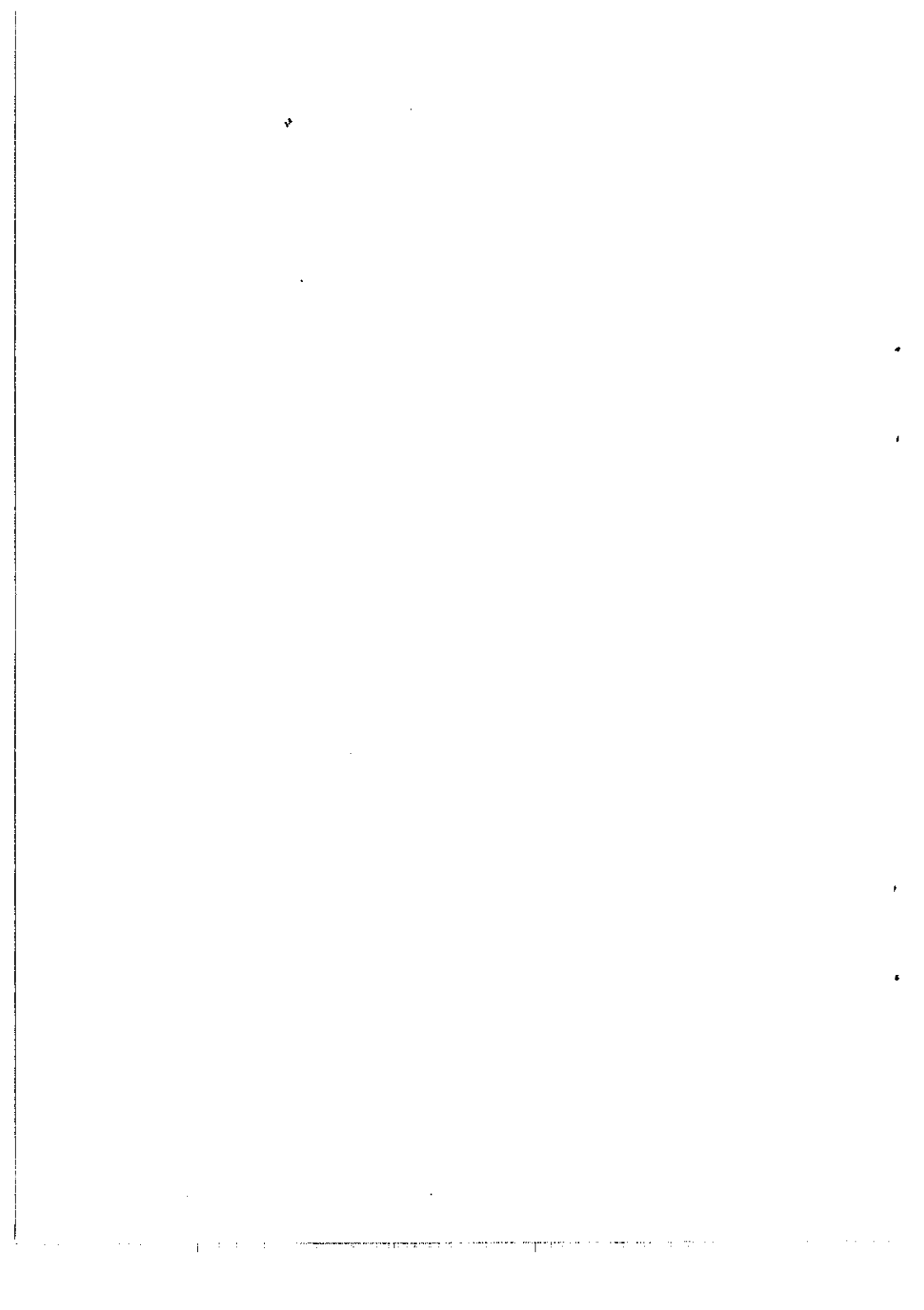
Tadeusz Kunert

**OPTIMIERUNG DES PROBLEMS
DER ABGABE DER BLINDLEISTUNG
IN DEN WECHSELSTROMSPEISEGERÄTEN**

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

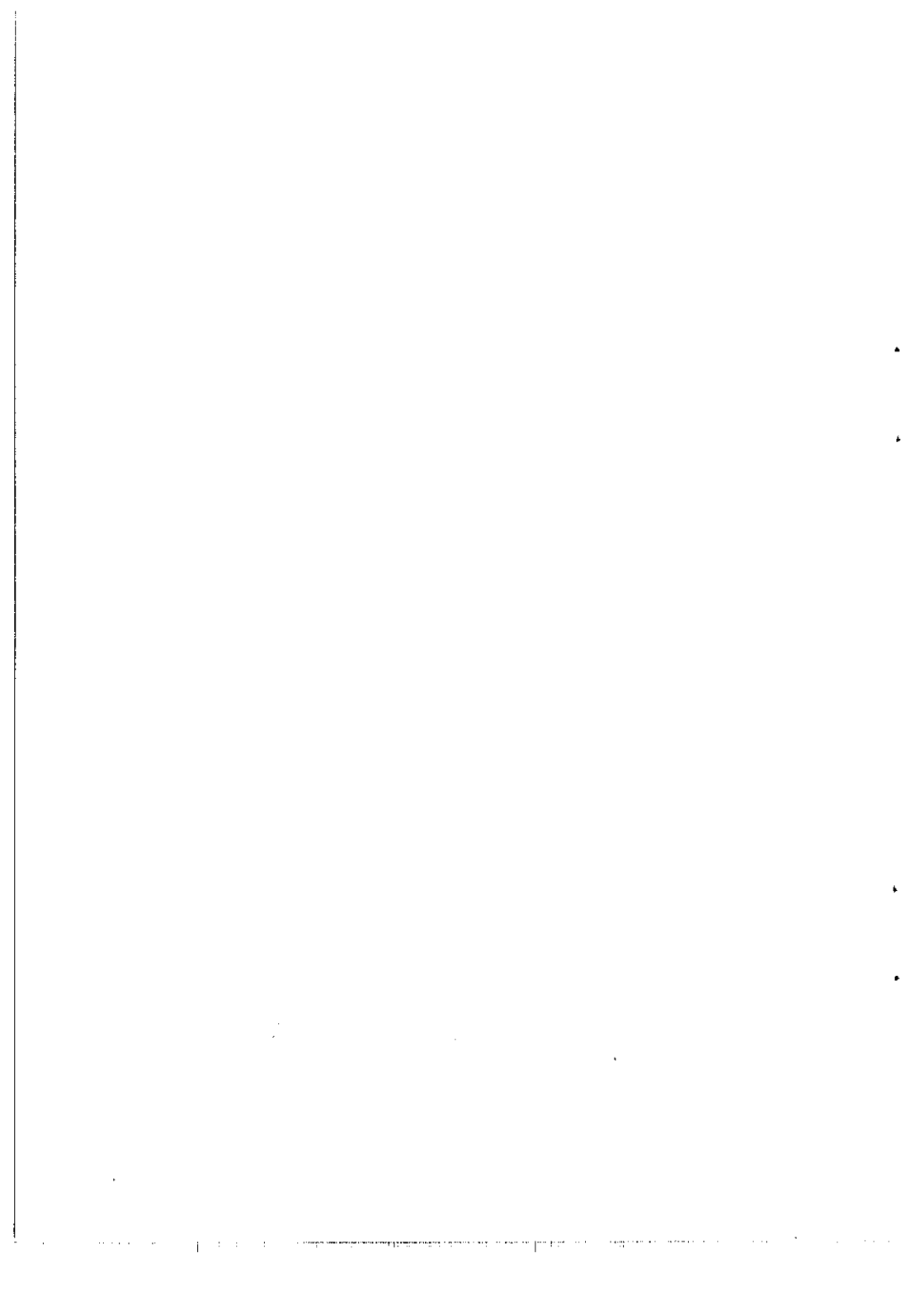
Es werden die vorhandenen Lösungen der Wechselstromspeisegeräte in Hinblick auf die Optimierung der Blindleistung der Empfänger analysiert. Es ist die Konzeption des Wechselstromspeisegeräts bearbeitet worden, in

welchem die Methode der zweigradigen Umformung der Energie mit Ausnutzung der zweipoligen Modulation der Impulsbreite verwendet wird. Es ist des Labormodell in der analogen Version gebaut worden. Die durchgeführten Prüfungen haben die Brauchbarkeit der angenommenen Konzeption bestätigt. Das Speisegerät arbeitete mit kapazitiver wie auch induktiver Belastung im breiten Bereich der Veränderung des Leistungskoeffizienten. Es wird auch die Konzeption des Digitalsteuerers präsentiert, welcher Autors Meinung nach gegen die im Leistungskreis auftretenden Störungen weniger empfindlich ist.



PRACE INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

KOMUNIKATY



PRACE INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

Edward Chrustowski

621.311.4::621.39.681.5

KOMPUTEROWY SYSTEM KONTROLI I NADZORU URZĄDZEŃ ZASILAJĄCYCH W NIEDOZOROWANYCH OBIEKTACH TELEKOMUNIKACYJNYCH.

Przedstawiono opracowany w Instytucie Łączności system kontroli i nadzoru urządzeń zasilających w niedozorowanych obiektach telekomunikacyjnych. Omówiono podstawowe elementy konstrukcji elektronicznej oraz oprogramowania systemu KSN. Zaprezentowano możliwości funkcjonalne systemu nadzoru oraz jego cechy eksploatacyjne.

1. WSTĘP

Komputerowy system nadzoru jest urządzeniem umożliwiającym kompleksową oraz ciągłą kontrolę siłowni telekomunikacyjnych różnych typów i wielkości. Zainstalowany w siłowni telekomunikacyjnej w Radomiu system KSN przeznaczono do nadzoru urządzeń zasilających SCG 48/3600. Wszystkie podzespoły zostały opracowane i wykonane w Instytucie Łączności. W siłowni - składającej się z 8 prostowników, 6 przetwornic dodawczych i rozdzielni - kontroluje się 96 różnych sygnałów dwustanowych i mierzy się 15 wartości prądów oraz napięć. W obiekcie Wojewódzkiego Centrum Telekomunikacyjnego, mającego całodobową obsługę, uruchomiono komputerowe centrum, które ma nadzorować pracę wszystkich systemów nadzoru (KSN) działających na danym terenie. Obecnie centrum obsługuje dwa takie systemy. Drugim obiektem objętym kontrolą jest siłownia typu SCF 48/400.

2. SYSTEM KSN DLA WCT-RADOM

System kontroli tworzą cztery komputery LC oraz jeden sterownik główny (MC). Wszystkie pakiety elektroniczne są umieszczone w kasetach typu EURO. Komputer MC, zarządzający pracą systemu na podstawie informacji otrzymanych z urządzeń siłowni, przeprowadza analizę jej pracy. Jako opcję można zamontować sterownik dysków elastycznych z zegarem czasu rzeczywistego, który umożliwia okresowe zapisywanie na dyskietce wszystkich danych o pracy siłowni. Do podstawowego wyposażenia sterownika MC należy pakiet modemu, mający również złącze drukarki. Modem realizuje operacje transmisji danych pomiędzy KSN a odległym centrum nadzoru. Łączność może być nawiązywana za pośrednictwem linii komutowanych lub dzierżawionych. Komplet sterownika MC uzupełniają dwa zasilacze.

Do zadań realizowanych przez MC należy:

- sterowanie wymianą informacji w sieci;
- odczyt danych z komputerów lokalnych;
- analiza stanu pracy siłowni, wykrywanie awarii, wysyłanie alarmów do centrum nadzoru;
- sterowanie zapisem informacji na dysku i drukarce.

Drugim podzespołem systemu nadzoru jest sterownik LC, który składa się z czterech płytek elektronicznych:

- pakietu mikrokomputera LC,
- dwóch płytek pomiarowo-cyfrowych,
- zasilacza.

Wszystkie sterowniki LC pracujące w systemie są identyczne i mają jednakowe oprogramowanie. Są więc podzespołami uniwersalnymi. Ich głównym zadaniem jest ciągły odczyt sygnałów z urządzeń siłowni i wykonywanie odpowiednich pomiarów. Na poziomie stero-

wników LC dane nie są analizowane. Każdy pakiet LC może jednocześnie odczytywać 24 sygnały dwustanowe oraz przeprowadzać pomiar ośmiu sygnałów analogowych. Odczytane i pomierzone sygnały są transmitowane do sterownika MC.

Projektując tego typu systemy z przeznaczeniem do zainstalowania na obiektach już pracujących i od kilku lat produkowanych, należy określić sposób analizy pracy siłowni. Można w tym celu zaprojektować urządzenie kontrolujące parametry, których nie badają układy sterowania poszczególnych podzespołów siłowni. Mając pewne doświadczenia z eksploatacji i świadomość występujących wad, można wprowadzić nowe elementy kontroli. W systemie KSN ta metoda nie jest realizowana. Siłownie są monitorowane na podstawie występujących sygnałów. Zaletą takiego założenia jest łatwe dopasowanie urządzeń siłowni do systemu KSN. Ponadto wprowadzenie nowych elementów kontroli może prowadzić do podejmowania przez obsługę niewłaściwych decyzji. Przyjęte założenie nie wyklucza możliwości kontroli nowych parametrów. Zależy to wyłącznie od zleceniodawcy i jego wymagań stawianych systemowi KSN. Nie oznacza to również tego, że kontrola ogranicza się wyłącznie do monitorowania sygnałów i stanów alarmowych. Należy także zauważyć, że możliwości wykrywania stanów awaryjnych w obecnie produkowanych siłowniach są dosyć ubogie. Ograniczone są również środki przeznaczone do tego celu. Automatyka siłowni jest ukierunkowana na sterowanie pracą urządzeń. Są to układy konwencjonalne i nie mają możliwości analizy, jakimi dysponują rozbudowane systemy komputerowe. Dlatego też opierając się głównie na dostępnych sygnałach, system KSN przeprowadza analizę pracy siłowni w czasie rzeczywistym, a na podstawie zachowania się poszczególnych urządzeń może znacznie wcześniej wykryć pewne nieprawidłowości w pracy i podjąć decyzję o zaalarmowaniu centrum nadzoru. Jest to więc system, który nie tylko monitoruje pracę urządzeń, ale przeprowadza ciągłą analizę poprawności ich działania.

Na rys. 1 przedstawiono schemat instalacji KSN na tle siłowni typu SCG 48/3600, zasilającej centrale telefoniczne w WCT Radom. Instalacja ta składa się z trzech poziomów. Pierwszy z nich znajduje się wewnątrz urządzeń siłowni. Są to wszystkie te podzespoły, które dopasowują siłownię do systemu nadzoru. W tym celu poszczególne urządzenia wyposażono w komplet płytek sygnałowych przetwarzających kontrolowane parametry na sygnały akceptowane przez sprzęt komputerowy. Ponadto w ich zestaw wchodzi przetworniki pomiarowe. Sygnały dwustanowe i pomiarowe są galwanicznie odseparowane od obwodów wejściowych KSN. Dołączenie obwodów kontrolnych nie wpływa na pracę urządzeń siłowni. Jest to podstawowy warunek stawiany wszystkim systemom monitorującym.

Drugi poziom systemu KSN tworzą połączenia wiązek sygnałów doprowadzone do pakietów pośredniczących (PP). Na pakietach PP za pomocą odpowiednich połączeń sygnały są dzielone na dwie grupy, a następnie za pośrednictwem dwóch kabli dołączane do sterowników LC. Połączenia wykonane na płytkach PP są zakodowane w pamięci EPROM komputera MC. Każda zmiana tych połączeń musi pociągać odpowiednie zmiany w tablicach połączeń zapisanych w programie. Wprowadzenie tablic połączeń umożliwia systemowi KSN jednoznaczny interpretację odczytywanych sygnałów.

Ostatni poziom instalacji tworzą właściwe podzespoły systemu KSN. Siłownie typu SCG i SCF często składają się z kilkunastu szaf rozstawionych na stosunkowo dużej powierzchni. Dlatego też systemy monitorujące muszą mieć kilka sterowników ustawionych blisko kontrolowanych urządzeń. W celu wymiany informacji należy połączyć sterowniki w sieć komputerową. Taką rozłożoną architekturę posiada zainstalowany system KSN. Wszystkie pakiety LC, pakiet dyskowy i komputer MC są połączone wspólną szeregową siecią transmisyjną, którą tworzy pojedyncza para przewodów.

Zaprojektowana sieć posiada otwartą strukturę i może być w każdej chwili rozbudowana po dołączeniu dodatkowych sterowników LC. Pracą sieci, przesyłaniem informacji i synchronizacją zmiany kierunku transmisji steruje oprogramowanie systemowe komputera MC.

3. OPROGRAMOWANIE SYSTEMU MONITORINGU

Poszczególne pakiety systemu KSN zostały zaprojektowane z wykorzystaniem mikroprocesora Z80. Ich praca jest sterowana przez program wpisany do pamięci EPROM. Oprogramowanie systemu KSN składa się z procedur realizujących operacje związane z nadzorem urządzeń siłowni oraz z procedur, które sterują pracą centrum nadzoru. W każdej z tych części można wyróżnić procedury systemowe oraz procedury użytkowe. Procedury systemowe organizują pracę wszystkich podzespołów KSN, przygotowując je do realizacji zadań.

Procedury systemowe sterownika LC wykonują zadania takie, jak:

- określenie trybu pracy programowalnych sterowników pakietu;
- odczyt sygnałów dwustanowych z trzech portów wejściowych;
- pomiar wielkości analogowych;
- transmisja danych do sterownika MC.

W przypadku sterownika dysków elastycznych są realizowane następujące funkcje:

- programowanie trybu pracy sterowników scalonych;
- procedury dyskowe: zapis sektora, odczyt sektora, weryfikacja zapisu;
- zapis aktualnych danych na dysk na polecenie sterownika MC;
- organizacja pracy zegara czasu rzeczywistego i daty oraz aktualizacja czasu i daty;
- transmisja danych do sterownika MC, w tym podawanie informacji o aktualnym czasie i dacie.

Procedury systemowe sterownika MC organizują pracę nie tylko samego sterownika, ale również pracę całej sieci KSN. Odbywa się to przez synchronizację transmisji w sieci. Komputer w jednym cyklu pracy nawiązuje transmisję ze wszystkimi pakietami LC, realizując odpowiedni protokół transmisji. Poszczególne rekordy danych wpisuje do bufora transmisji. Do procedur systemowych należy również program obsługi wydruku komunikatów na drukarce.

Do ważnych funkcji programu operacyjnego MC należy zaliczyć program obsługi modemu telefonicznego. Stosowane w KSN modemy są urządzeniami programowalnymi. Ich obsługa polega na zaprogramowaniu różnych trybów pracy oraz wywoływaniu poszczególnych funkcji. Obecnie produkowane modemy umożliwiają realizowanie transmisji w sieci telefonicznej z wykorzystaniem różnych protokołów. W sieci KSN zastosowano protokół klasy MNP-4 z korekcją błędów typu MNP-5. Możliwa jest również praca z nowszymi protokołami V42 i V42-bis, z szybkością transmisji od 1200 do 9600 bitów/sekundę. Wymienione typy transmisji zapewniają wysoką niezawodność nawet w sieci telefonicznej o przeciętnej jakości. Wszystkie modemy muszą posiadać homologację. Wadą tej klasy modemów jest ich stosunkowo wysoka cena.

Procedury systemowe sterujące pracą modemów realizują:

- proces nawiązania łączności z modemem odległym, a w tym: wybieranie właściwego numeru, oczekiwanie na zgłoszenie centrali, abonenta, rozpoznawanie sygnału zajętości, itd.;
- proces transmisji bloku danych po nawiązaniu połączenia;
- ponowną próbę połączenia w przypadku nieudanej operacji;
- proces rozłączania połączenia.

Często zakłada się możliwość współużywalności linii telefonicznej. W tej sytuacji program zapewnia możliwość rozpoznawania głosu.

Oprogramowanie systemu operacyjnego stanowi integralną część sieci KSN i jej najistotniejszy element. Powoduje to, że obsługa

urządzeń KSN jest niezwykle prosta i praktycznie sprowadza się do załączenia zasilaczy, wciśnięcia przycisków zerowania pakietów oraz załączenia modemu. Po chwili system zgłasza gotowość do pracy miganiem lampki na płycie czołowej sterownika MC. Po włączeniu przełącznika pracy sieci, system operacyjny uruchamia działanie procedur użytkowych, które prowadzą kontrolę oraz nadzór nad urządzeniami siłowni. W odróżnieniu od procedur systemowych oprogramowanie użytkowe ściśle zależy od rodzaju kontrolowanych urządzeń. Dla potrzeb KSN opracowano procedury dla wszystkich najczęściej występujących typów siłowni: SCG, SCF, SCI, SCH, SCD. Wykorzystując je, system nadzorczy może jednocześnie monitorować jedną lub kilka siłowni. W tym drugim przypadku pakiet oprogramowania zostaje wyposażony we wszystkie potrzebne procedury użytkowe na zasadzie dopisywania niezbędnych programów. Informacje z kolejnych sterowników LC są odpowiednio klasyfikowane na podstawie specjalnie opracowanych tablic konfiguracyjnych dla danego obiektu.

System KSN poddaje analizie tylko te dane, które decydują o poprawnej pracy urządzeń siłowni. W przypadku siłowni typów SCG oraz SCF są monitorowane następujące stany:

a) rozdzielnia:

- alarm ogólny siłowni,
- brak napięcia sieci elektroenergetycznej,
- napięcie CA poza tolerancją,
- kontrola napięcia pomocniczego +5 V;

b) prostowniki:

- alarm ogólny prostownika,
- gotów do pracy automatycznej,
- praca,
- prostownik prowadzący,
- prostownik prowadzony drugi stopień,
- przeciążenie,

- przepalony bezpiecznik wyjściowy,
- składowa zmienna,
- kontrola napięcia pomocniczego +24 V;

c) przetwornice:

- alarm ogólny przetwornicy,
- sterowanie automatyczne,
- praca,
- przetwornica nie wystartowała,
- przepalony bezpiecznik główny,
- przepalony bezpiecznik falownika,
- napięcie za wysokie,
- kontrola napięcia pomocniczego +5 V.

W celu opracowania sygnałów alarmowych KSN nie musi analizować wszystkich stanów. Na tym poziomie nie jest ważne, dlaczego przetwornica nie wystartowała. Natomiast jest istotne to, że nie pracuje i nie może zasilać urządzeń centrali. Komplet informacji zostanie przekazany do centrum nadzoru, gdzie wszystkie sygnały zostaną poddane analizie, w celu ułatwienia obsłudze podjęcia decyzji dotyczących sposobu i potrzebnych środków do szybkiego usunięcia awarii.

W oprogramowaniu przygotowanym dla systemu KSN pracującego w Radomiu dla części urządzeń zasilających przewidziano dodatkowo możliwość kontroli tylko wybranych stanów. Pozwoliło to na znaczne obniżenie kosztów instalacji.

Na podstawie odczytanych informacji oprogramowanie użytkowe prowadzi ciągłą kontrolę poprawności pracy siłowni, a w przypadku wystąpienia awarii generuje sygnały alarmowe typu:

- zanik napięcia sieci, rozładowanie baterii akumulatorów;
- prostowniki nie pracują w pracy sieciowej;
- przetwornice nie wystartowały;

- awaria rozdzielni;
- napięcie CA poza tolerancją.

Wystąpienie jednego z tych stanów powoduje podjęcie przez KSN próby nawiązania łączności z centrum nadzoru w celu przekazania alarmu pilnego. W przypadku nieuzyskania połączenia KSN sprawdza, czy stan zagrożenia trwa nadal. Jeśli tak, to próby nawiązania połączenia będą ponawiane aż do skutku. Sprawdzanie ciągłości występowania stanu alarmowego zabezpiecza przed zbyt częstym alarmowaniem obsługi w centrum nadzoru. Wszystkie dane o zaistniałych stanach zagrożenia zostają zapisane na dyskietce, np. informacje o zanikach i powrotach napięcia sieci.

4. OPROGRAMOWANIE CENTRUM NADZORU

Centrum nadzoru systemu KSN jest wyposażone w komputer typu IBM PC. Musi on posiadać jeden napęd dyskowy oraz jeden port szeregowy RS 232C, do którego należy dołączyć modem telefoniczny. Nie stawia się żadnych dodatkowych wymagań dotyczących pamięci operacyjnej, karty grafiki, monitora. Jeżeli system wykorzystuje drukarkę, to powinien mieć sterownik drukarki.

Oprogramowanie centrum nadzoru pracuje pod systemem operacyjnym DOS wersji 2.2 lub wyższej. Uruchomienie programu automatycznie przygotowuje system do pracy. Należy tylko jeszcze podłączyć modem do linii telefonicznej oraz włączyć zasilacz. Po uruchomieniu programu na ekranie pojawi się winieta, a po naciśnięciu dowolnego klawisza zostanie wyświetlony zestaw funkcji, które mogą być zlecone do realizacji.

Struktura graficzna oprogramowania centrum została oparta na metodzie okienek zawierających różne polecenia, które operator może zlecić do wykonania. Po wybraniu pewnych zleceń na ekranie może pojawić się następne okno z nowym wykazem funkcji. Program ma

więc strukturę hierarchiczną, polegającą na rozwijaniu następnych poziomów zleceń. Poszczególne poziomy łączą zadania w grupy tematyczne. Taka organizacja znacznie ułatwia operatorowi wybieranie potrzebnych w danej chwili poleceń bez konieczności zaglądania do opisu oprogramowania.

Po uruchomieniu programu na ekranie monitora pojawia się okno z podstawowymi zleceniami:

- konfiguracja portów szeregowych,
- oczekiwanie na sygnał ALARM,
- kontrola pracy siłowni,
- zakończenie programu.

Każda z opcji może być wybrana w celu jej realizacji przez naciśnięcie pogrubionej litery lub po wskazaniu kursorem przez naciśnięcie klawisza ENTER. Program po wykonaniu zadania ponownie wyświetli okno zleceń.

Opcja konfiguracji portów szeregowych jest wybierana w razie potrzeby zmiany numeru portu lub w przypadku konieczności zmiany sposobu wybierania numeru telefonicznego. Natomiast zlecenie oczekiwania na alarm umożliwia systemowi przyjmowanie sygnałów alarmowych od poszczególnych systemów KSN. Jest to najczęściej wykorzystywana opcja programu centrum nadzoru. Sygnały alarmowe są przyjmowane automatycznie i system oczekuje na reakcję obsługi. Jeżeli w ciągu trzech minut operator nie zareaguje, program automatycznie przerwie połączenie telefoniczne, a informacja o odebranych alarmie będzie wyświetlana na ekranie monitora. W przypadku zgłoszenia się operator przejmuje kontrolę nad programem, wybierając opcję kontroli pracy siłowni.

Zlecenia procedury kontroli pracy siłowni umożliwiają operacje przeglądania parametrów urządzeń siłowni i odczytywanie typu alarmu. Pozwalają na połączenie z dowolnym systemem KSN oraz na zakończenie połączenia. Opcja ta umożliwia również wykonanie po-

trzebnych operacji dyskowych, w tym kontrolę i ustawianie aktualnego czasu oraz daty systemu KSN.

W przypadku odebrania sygnału o awarii system automatycznie rozpoznaje typ siłowni i jej parametry. Program posiada strukturę modułową, co umożliwi mu dołączenie w każdej chwili następujących obiektów do systemu nadzoru.

* * *

W artykule przedstawiono opis systemu kontroli i nadzoru urządzeń zasilających obiekty telekomunikacyjne. Z konieczności omówiono jednak tylko wybrane i najważniejsze elementy konstrukcji oraz oprogramowania systemu, który jest rozbudowanym, o dużych możliwościach funkcjonalnych, systemem komputerowym. Swoim zasięgiem działania może on obejmować duże obszary. Przy relatywnie niskiej cenie ma wszystkie cechy dużych i kosztownych systemów komputerowych. Jego atrakcyjność polega na łatwej rozbudowie zarówno na poziomie sprzętu, jak i oprogramowania. W najbliższym czasie jest planowana dalsza rozbudowa systemu KSN o nowe zespoły przeznaczone do nadzoru urządzeń zasilających w małych obiektach telekomunikacyjnych.

Эдвард Хрустовски

**ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ
И НАБЛЮДЕНИЯ ЗА ОБОРУДОВАНИЕМ ПИТАНИЯ,
НАХОДЯЩИМСЯ В ОБЪЕКТАХ ДАЛЬНОЙ СВЯЗИ
БЕЗ НАДЗОРА**

Резюме

Автор представляет разработанную Институтом связи систему контроля и наблюдения за питательным оборудованием дальней связи без

надзора. Основные элементы электронной структуры, а также программного обеспечения системы КСН были здесь обсуждены. Кроме того подчеркивается функциональные возможности системы наблюдения и ей эксплуатационные характеристики.

Edward Chrustowski

**THE COMPUTER SYSTEM OF A CONTROL AND SUPERVISION
OF POWER SUPPLIES IN NON-SUPERVISED
TELECOMMUNICATION STRUCTURES**

S u m m a r y

The system, developed in the Institute of Telecommunication, of a control and supervision of power supplies in non-supervised telecommunication structures has been presented. The fundamental elements of the electronic construction and software of the computer system of a control and supervision have been examined. The functional possibilities of the supervision system and its operating characteristics have been presented.

Edward Chrustowski

**LE SYSTEME, ASSISTE PAR ORDINATEUR,
DE CONTROLE ET DE SUIVI DES DISPOSITIFS
ALIMENTAIRES DANS LES OUVRAGES D'ART
DE TELECOMMUNICATIONS, NON-GARDES**

R é s u m é

On y présente l'élaboration, faite par l'Institut des Télécommunications (IT) et relative au système de contrôle et de suivi des dispositifs alimentaires dans les ouvrages d'art de télécommunications, non-gardés. Les éléments de

construction électronique et de logiciel du système KSN ont été aussi considérés. Tel examen a fait voir les possibilités fonctionnelles du système envisagé, ainsi que ses caractéristiques d'exploitation.

Edward Chrustowski

**DAS COMPUTERGESTÜTZTE ÜBERWACHUNGSSYSTEM
DER VERSORGUNGSANLAGEN
IN UNBEMANNTEN TK-OBJEKTEN**

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

Es wird das in IŁ entwickelte Überwachungssystem der Versorgungsanlagen in unbemannten TK-Objekten vorgestellt. Die KSN-System-Grundbestandteile der elektronischen Struktur und der Software werden beschrieben. Funktionsmöglichkeiten des Überwachungssystems und dessen Betriebsdaten werden präsentiert.

Włodzimierz Czubarow

621.317.2

STANOWISKO POMIAROWE DO BADAŃ KOMPATYBILNOŚCI ELEKTROMAGNETYCZNEJ URZĄDZEŃ TELEKOMUNIKACYJNYCH O MAŁYCH WYMIARACH

Opisano zasady działania komory TEM oraz jej zastosowanie do pomiarów jednego z parametrów kompatybilności elektromagnetycznej, jakim jest odporność badanego urządzenia telekomunikacyjnego na zewnętrzne zakłócenia radioelektryczne.

1. WSTĘP

Stanowisko pomiarowe, które jest przedmiotem niniejszego artykułu, umożliwi uzupełnienie pomiarów homologacyjnych, dotychczas wykonywanych w Instytucie Łączności w Warszawie, o jeden istotny parametr związany z kompatybilnością elektromagnetyczną. Parametrem tym jest odporność zewnętrzna na zakłócenia radioelektryczne wywołane przez pola elektromagnetyczne w komorze TEM (*Transverse Electromagnetic Mode*).

W skład omawianego stanowiska pomiarowego wchodzi następujące przyrządy:

- komora TEM,
- generator mocy sygnałów wielkiej częstotliwości,
- generator sygnałów małej częstotliwości sterujący badane urządzenie,
- odbiornik pomiarowy lub analizator widma,
- dipol pomiarowy,

- urządzenie identyfikujące i rejestrujące wyniki pomiarów, składające się z oscyloskopu oraz plotera.

Odporność zewnętrzna jest to zdolność urządzenia radiowego lub telekomunikacyjnego do prawidłowej pracy bez obniżenia jakości w obecności zakłóceń radioelektrycznych, oddziaływujących na dane urządzenie drogą pozaprzewodową.

2. PODSTAWY FIZYCZNE ODDZIAŁYWANIA POLA ELEKTROMAGNETYCZNEGO NA BADANE URZĄDZENIE, UMIESZCZONE W KOMORZE TEM

Przez pole elektromagnetyczne rozumiemy obszar działania wektorów E , B , D i H , gdzie:

E - wektor natężenia pola elektrycznego,

B - wektor indukcji magnetycznej,

D - wektor indukcji elektrycznej,

H - wektor pola magnetycznego,

\mathcal{E} - przenikalność elektryczna ośrodka,

μ - przenikalność magnetyczna ośrodka.

Wzajemne zależności powyższych wektorów zostały ujęte w zespół następujących równań Maxwella:

$$\begin{array}{ll} \nabla \times E = -\delta B/\delta t & D = \mathcal{E} \cdot E \\ \nabla \times H = \delta D/\delta t + J & \mathcal{E} = \mathcal{E}_w \cdot \mathcal{E}_o \\ \nabla \cdot J = -\delta \rho/\delta t & \mu = \mu_o \cdot \mu_w \\ \nabla \cdot B = 0 & B = \mu \cdot H \\ \nabla \cdot D = \rho & H = 1/\mu \cdot B \end{array}$$

gdzie: δ - symbol matematyczny przyrostu funkcji,

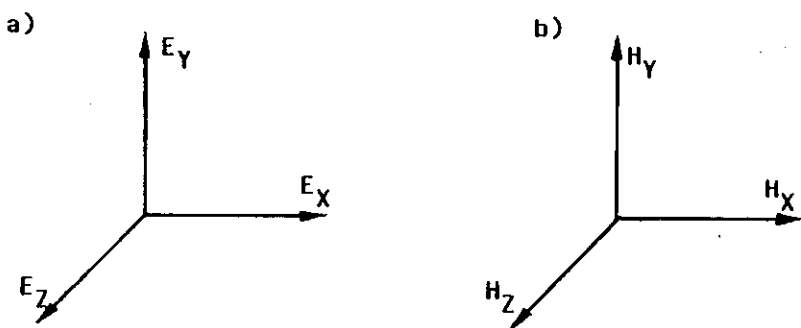
\mathcal{E} - przenikalność elektryczna,

\mathcal{E}_w - przenikalność elektryczna względna,

- \mathcal{E}_0 - przenikalność elektryczna w próżni,
- μ - przenikalność magnetyczna,
- μ_w - przenikalność magnetyczna względna,
- μ_0 - przenikalność magnetyczna w próżni,
- ρ - gęstość elektryczna.

Iloczyn wektorowy $E \times H = S$ wyznacza kierunek rozchodzenia się fali elektromagnetycznej, jest to tzw. wektor Pointinga, gdzie: $E = E_0 e^{j\omega t}$, $H = H_0 e^{j\omega t}$.

Wektory E i H rozkładają się przestrzennie na trzy składowe: $E_x, E_y, E_z; H_x, H_y, H_z$ (rys. 1).



Rys. 1. Rozkład przestrzenny wektorów E i H

a) wektora natężenia pola elektrycznego E_x, E_y, E_z ; b) wektora natężenia pola magnetycznego H_x, H_y, H_z

Jeżeli $E_z = 0$ i $H_z = 0$, wówczas jednorodna fala płaska jest falą typu TEM. Fala ta rozchodzi się bez tłumienia i dyspersji ze stałą fazową $\beta = \omega/v$ oraz charakteryzuje się długością fali $\lambda_g = v/f_g$ i impedancją falową:

$$Z = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

Impedancja falowa fali TEM zależy tylko od parametrów ośrodka wypełniającego komorę. Wektor E w komorze TEM jest prostopadły do powierzchni (x,y) .

W celu uniknięcia powstawania fal stojących w kierunku wzdłużnym, komora TEM powinna być dopasowana do impedancji obciążenia i impedancji generatora za pomocą odpowiednio zewężających się symetrycznie ścian, zarówno od strony załączonego generatora jak i od strony obciążenia. Nominalne parametry dopasowania stosowanej komory TEM wynoszą obustronnie po 50Ω .

Wybrór zakresu częstotliwości dla badanego urządzenia zaleca norma PN-91/T-04503, uzasadniając to następująco.

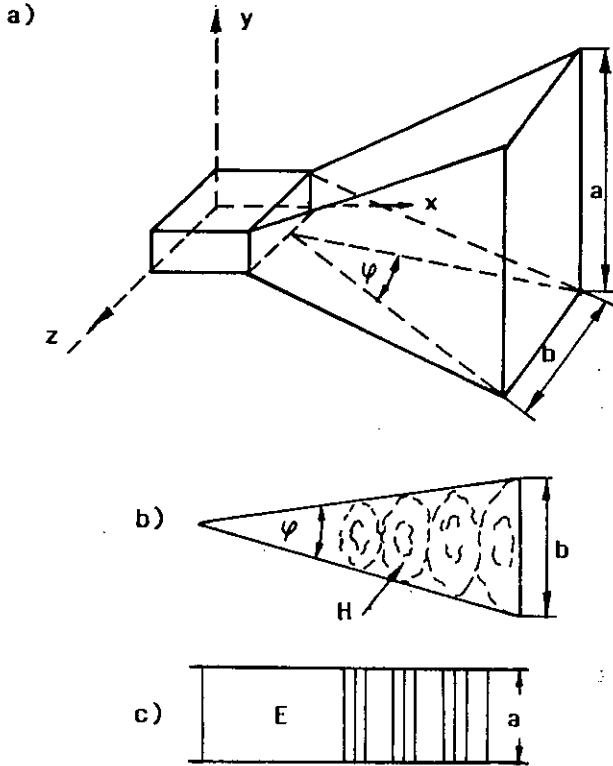
Otoczające pole elektromagnetyczne indukuje w urządzeniu badanym niepożądane napięcia lub prądy mogące zakłócić sygnał użyteczny. W dolnym zakresie częstotliwości, $f < 30$ MHz, dominuje składowa magnetyczna, która jest przyczyną tzw. bliskich odbić. Dla częstotliwości wyższych od 30 MHz do 150 MHz pole elektromagnetyczne jest takie, jak dla warunków swobodnej przestrzeni, tj. o stałej impedancji falowej 377Ω .

Dla częstotliwości większych od 150 MHz urządzenia TEM mają "małe wymiary", które uzasadnia się w następujący sposób. Przy wysokości komory TEM

$$h = \frac{\lambda}{2} \quad (\text{pół fali}) \quad \text{przy } f = 150 \text{ MHz}$$

$$\lambda_m = \frac{300}{f(\text{MHz})} = \frac{300}{150} = 2 \text{ m}; \quad \text{przy} \quad \frac{\lambda}{2} = 1 \text{ m}$$

mogą generować się we wnętrzu komory TEM fale wyższego rzędu, które spowodują wzrost odbić, a przez to niejednorodny rozkład pola elektromagnetycznego. Dlatego w wyższych zakresach sygnałów zakłócających od 150 MHz do 1 GHz lub nawet do 2 MHz stosuje się komory typu GTEM (*Gigahertz Transverse Electromagnetic Mode*) w postaci tzw. anteny rożkowej (rys. 2).



Rys. 2. Antena rógkowa i rozkład pola elektromagnetycznego w jej wnętrzu
 a) antena rógkowa; b) pole magnetyczne; c) pole elektryczne

Stosowanie powyższego typu anteny dodatkowo uzasadnia wzór na prędkość fazową fali elektromagnetycznej:

$$v = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2b}\right)^2}}$$

gdzie: c - prędkość światła,
 λ - długość fali,
 b - szerokość anteny rożkowej; przy $b > \lambda$ prędkość fazowa zbliża się do prędkości światła, co powoduje minimum odbić fali elektromagnetycznej od powierzchni promieniującej rożka.

Urządzenie TEM wytwarza pole o polaryzacji pionowej. Sygnał z komory TEM dochodzi do odbiornika pomiarowego za pośrednictwem dipola pomiarowego. Na mierniku odbiornika odczytuje się poziom sygnału wyrażony w $\text{dB}/\mu\text{V}$. Natężenie pola elektrycznego oblicza się według następującego empirycznego wzoru:

$$E \left[\frac{\text{mV}}{\text{m}} \right] = U_{\text{mV}} k ;$$

$$\text{gdzie: } k = \frac{f_{\text{MHz}}}{22,3 \sqrt{\eta_k}} ,$$

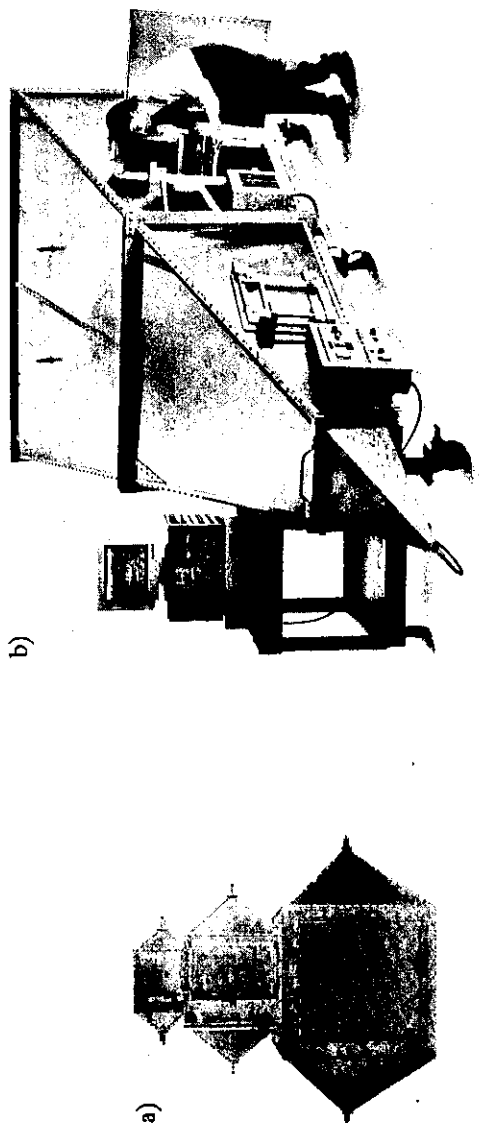
$$\eta_k = 0,9.$$

Komory TEM i GTEM [2] pokazano na rys. 3. Natomiast parametry techniczne komory TEM typu 5102, 5103 i 5104, wg danych z [2], zestawiono w tablicy 1 i 2.

Tablica 1

Parametry fizyczne komory TEM

Typ	Powierzchnia komory	Maksymalne wymiary komory dł. x szer. x wys.	Masa
5102	60,96 cm^2	20,3 x 20,3 x 7,6 cm	29,48 kg
5103	91,44 cm^2	30,5 x 30,5 x 10,2 cm	63,5 kg
5104	121,92 cm^2	40,6 x 40,6 x 15,3 cm	99,79 kg



Rys. 3. Widok komory TEM i GTEM
a) komory TEM typu 5102, 5103, 5104; b) komora GTEM typu 5311

Tablica 2

Parametry elektryczne komory TEM

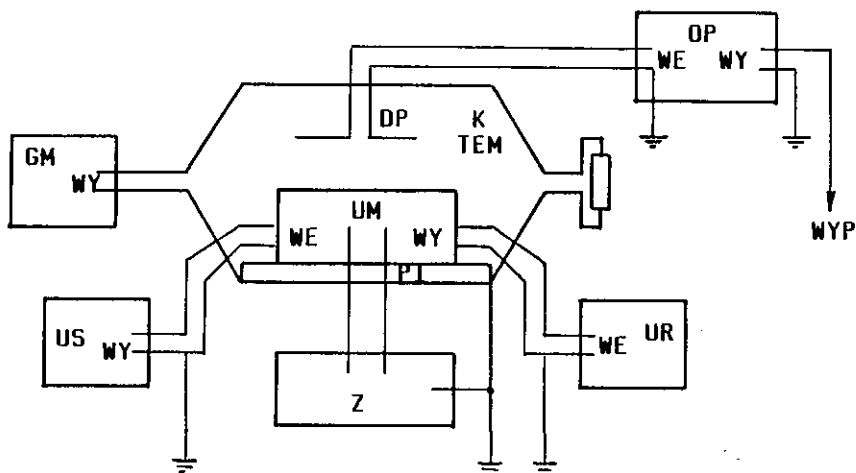
Typ	Zakres częstotliwości	Maksymalna moc wejściowa	Impedancja	Typy złączy
5102	DC - 300 MHz	1 kW	50 Ω	Typ N (gniazdo) Typ BNC (gniazdo)
5103	DC - 200 MHz	1 kW	50 Ω	Typ N (gniazdo) Typ BNC (gniazdo)
5104	DC - 150 MHz	1 kW	50 Ω	Typ N (gniazdo) Typ BNC (gniazdo)

3. OPIS METODY POMIAROWEJ

Pomiary odporności zewnętrznej urządzenia telekomunikacyjnego o małych wymiarach wykonywano za pomocą układu pomiarowego przedstawionego na rys. 4.

Do badanego urządzenia należy doprowadzić sygnał o parametrach nominalnych przy wyłączonym generatorze mocy. Potem włączyć generator mocy i ustawić maksymalny poziom sygnału, przy którym uzyskuje się maksymalne zakłócenie sygnału użytecznego. Następnie należy stopniowo zmniejszać poziom sygnału zakłócającego, w zakresie częstotliwości od 30 MHz do 150 MHz, do takiego poziomu, przy którym jeszcze będzie obserwowane zakłócenie minimalne sygnału użytecznego badanego urządzenia. Sygnał ten należy zarejestrować na ploterze.

Miarą odporności badanego urządzenia na zakłócenia pochodzące od pola elektromagnetycznego jest taki minimalny poziom sygnału zakłócającego, przy którym występuje zakłócenie sygnału użytecznego.



Rys. 4. Układ pomiarowy do oceny odporności zewnętrznej na zakłócenia radioelektryczne urządzeń telekomunikacyjnych o małych wymiarach

DP - dipol pomiarowy, GM - generator mocy wielkiej częstotliwości, K TEM - komora TEM, OP - odbiornik pomiarowy, PI - podstawa izolacyjna, UM - urządzenie mierzone, UR - urządzenie rejestrujące wyniki pomiarów, US - urządzenie sterujące pracą urządzenia mierzonego, WYP - wyjście pomiarowe, Z - zasilacz

Przedmiotem próbnych badań odporności na zakłócenia w polu elektromagnetycznym zewnętrznym były telefony abonenckie następujących typów:

- 1) TL-4626 - produkcji włoskiej,
- 2) ELWRO - produkcji polskiej,
- 3) GXA 3PP-19545-TE-E - produkcji koreańskiej.

Układ pomiarowy badanych telefonów na wpływy zakłóceń radioelektrycznych zewnętrznych przedstawiono na rys. 4. Natomiast jak wpływają zakłócenia zewnętrzne wywołane przez pole elektromagnetyczne w komorze TEM na badane urządzenia, jakimi są abonenckie

telefony elektroniczne, zaprezentowano na rys. 5, 6, 7 dla następujących wariantów:

- niezakłócony kształt sygnału (rys. 5),
- średnio zakłócony (rys. 6),
- bardzo silnie zakłócony sygnał akustyczny (rys. 7).

Wg normy PN-91/T-04503 obowiązującej od dnia 1.07.1992 r., wymagane poziomy odporności na otaczające pole elektromagnetyczne dla odbiorników RTV spełniających funkcje urządzeń akustycznych wynoszą: częstotliwość $0,15 \div 150$ MHz, a poziom dB - $125 \mu\text{V/m}$. Poziom dB ($\mu\text{V/m}$) = 125 interpretuje się następująco:

$$125 = 20 \log \frac{U(V)}{1\mu V} ,$$

gdzie:

$$\log \frac{U(V)}{1\mu V} = 6,25 ,$$

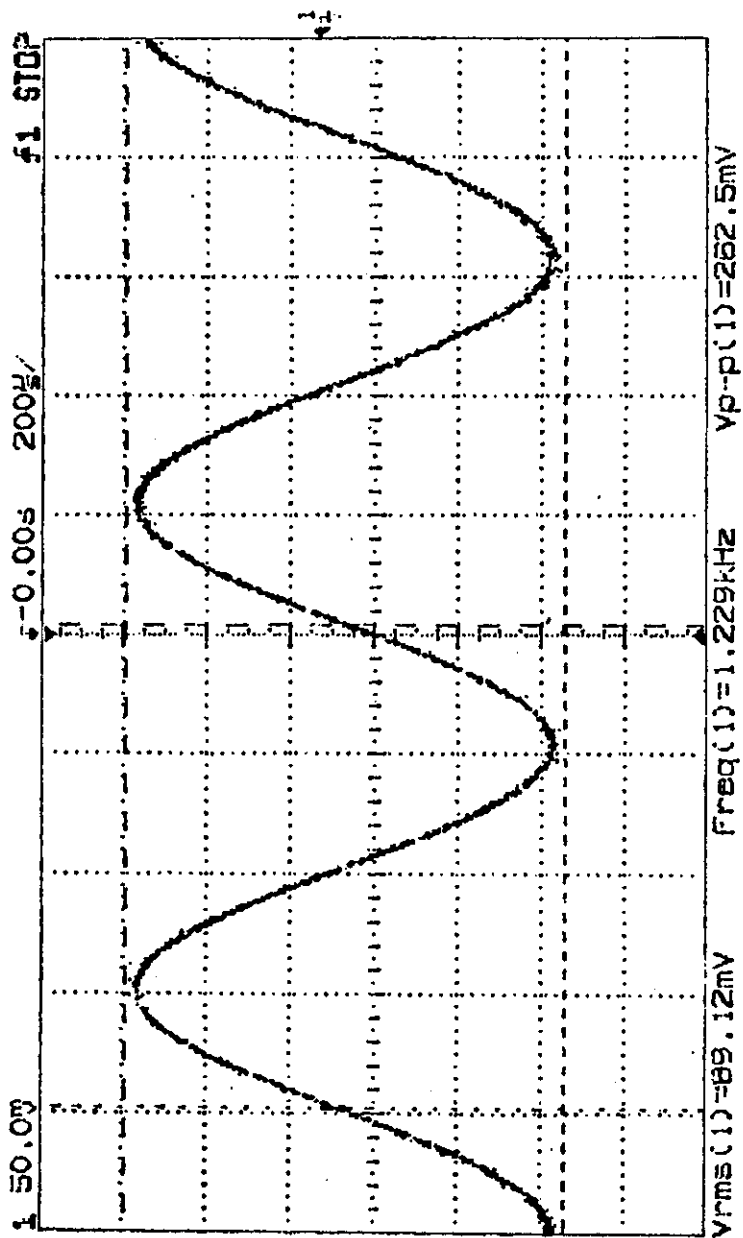
$$N \left(\log \frac{U(V)}{1\mu V} = 6,25 \right) = 1778279 ,$$

stąd:

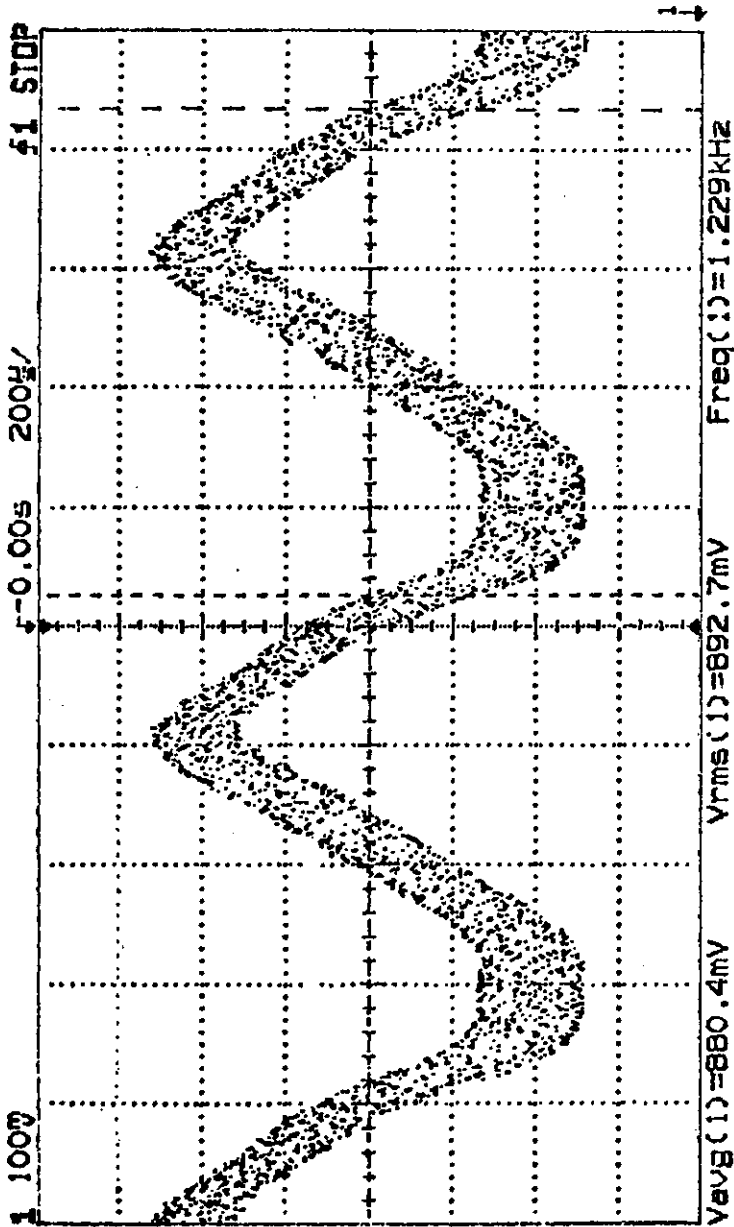
$$U = 1,8 V .$$

SEM z generatora mocy sygnałów wielkiej częstotliwości o powyższej wielkości powinno wywołać natężenie, które przedstawiono na rys. 8.

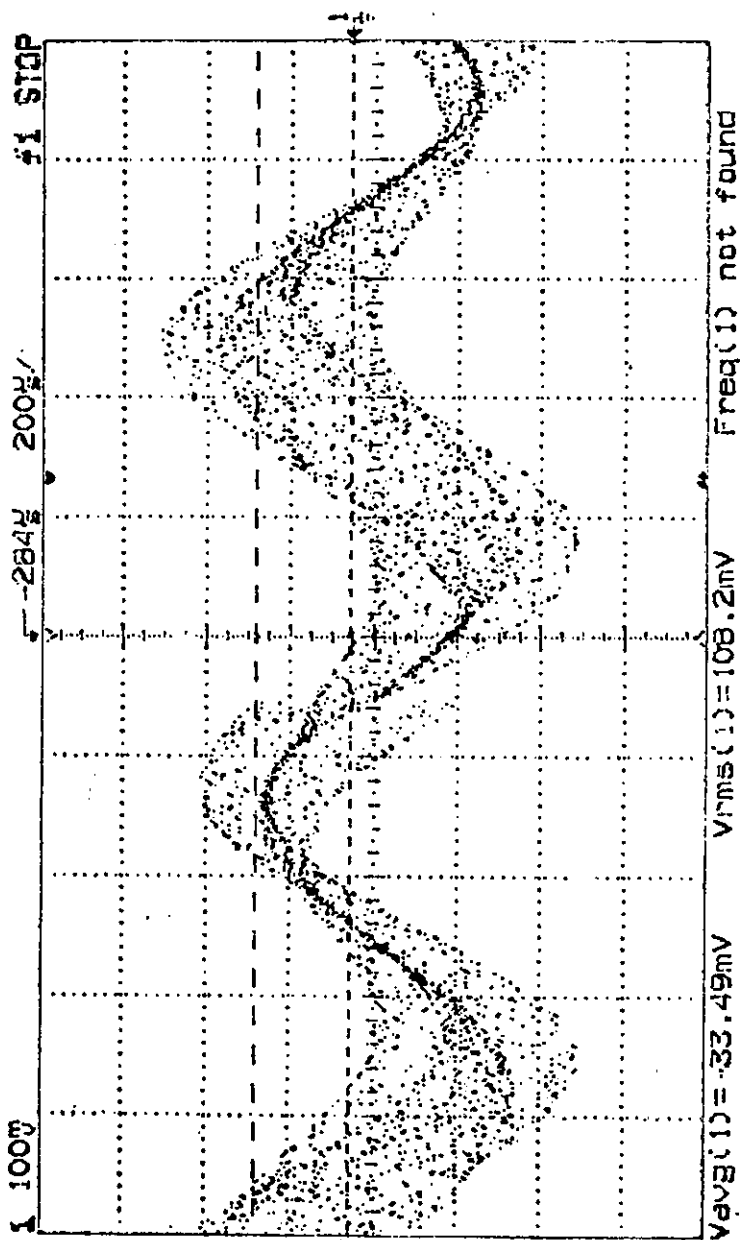
W zakresie częstotliwości od 25 MHz do 150 MHz w generatorze mocy należy utrzymywać stały poziom sygnału zakłócającego, wynoszący 125 dB w stosunku do $1 \mu\text{V}$. Poziom ten po przeliczeniu na natężenie pola elektrycznego wg wzoru empirycznego wywołuje graniczne natężenie pola elektrycznego dla danej częstotliwości.



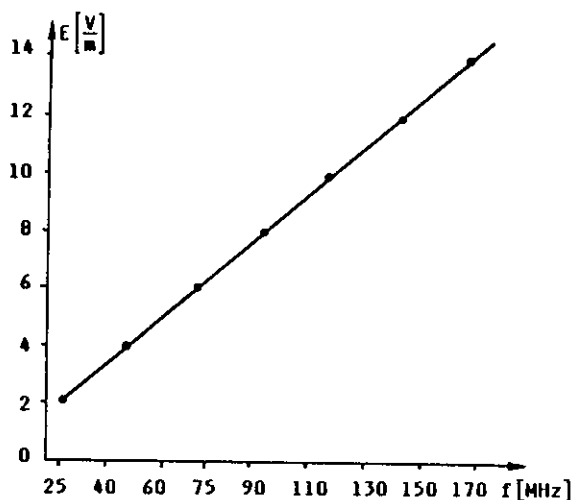
Rys. 5. Przykładowy wydruk wyniku badań: sygnał niezakłócony zmierzony na zaciskach słuchawki aparatu telefonicznego



Rys. 6. Przykładowy wydruk wyniku badań: sygnał średnio zakłócony zmierzony na zaciskach słuchawki aparatu telefonicznego dla sygnału zakłócającego o $f = 140$ MHz i poziomie 2,51 V



Rys. 7. Przykładowy wydruk wyniku badań: bardzo silnie zakłócony sygnał zmierzony na zaciskach aparatu telefonicznego dla sygnału zakłócającego o $f = 145$ MHz i poziomie 4,5 V



Rys. 8. Natężenie pola elektrycznego w zależności od częstotliwości w zakresie od 25 MHz do 150 MHz dla poziomu zakłócającego 125 dB(μ V/m)

* * *

Na podstawie przeprowadzonych badań trzech egzemplarzy nowoczesnych elektronicznych aparatów telefonicznych stwierdzono, że jest możliwość pomiarów odporności na zakłócenia radioelektryczne szerokiego asortymentu urządzeń telekomunikacyjnych, o wymiarach geometrycznych nie przekraczających 19 cm x 30 cm x 40 cm, takich jak: aparaty telefoniczne, automatyczne sekretarki, urządzenia przywoławcze, radiotelefony, nadajniki i odbiorniki światłowodowe, w zakresie częstotliwości sygnałów zakłócających z generatora mocy od 25 MHz do 150 MHz, przy maksymalnej mocy 2 W/50 Ω .

WYKAZ LITERATURY

1. Drozdowicz L., Litwin R., Panecki M.: Teoria i technika mikrofalowa. WNT, Warszawa 1991.
2. Katalog: Antennas and Accessories for EMC TESTING. EMCO TM, The Electro-Mechanics Company, 1992/1993.
3. Norma PN-91/T-04503: Przemysłowe zakłócenia radioelektryczne. Rozdział: Poziomy i metody pomiarów odporności na zakłócenia odbiorników RTV i ich urządzeń dodatkowych.
4. Publikacja 800-1 IEC 1984: Electromagnetic compatibility for industrial process measurement and control equipment. Part 3 - Radiated electromagnetic field requirements.

Владимеж Чубаров

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ
АППАРАТУРЫ СВЯЗИ,
С МАЛЫМИ ГАБАРИТАМИ РАЗМЕРА

Резюме

Здесь описывается принципы действия камеры ТЕМ, а также ей применение к измерениям одного из параметров электромагнитной совместимости, каким является устойчивость на радиопомехи испытуемой аппаратуры связи.

Włodzimierz Czubarow

THE MEASURING POSITION
FOR ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY TESTS
OF TELECOMMUNICATION SYSTEM OF SMALL DIMENSIONS

S u m m a r y

The fundamental principles of operation of the measuring chamber and its application to the measurements of one of the electric compatibility

parameters, which is the resistance of the tested telecommunication system to external radio-electric disturbances, have been presented.

Włodzimierz Czubarow

**LE STAND DE MESURE POUR LES ESSAIS
DE COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE
DES EQUIPEMENTS DE TELECOMMUNICATIONS
AN PETIT ENCOMBREMENTS**

R é s u m é

C'est une description des principes de fonctionnement de la chambre TEM et de son application aux mesures d'un des paramètres de compatibilités électromagnétique. Ce dernier concerne la résistance de l'équipement de télécommunications testé aux perturbations radioélectriques extérieures.

Włodzimierz Czubarow

EMV-MEßSTELLE FÜR KLEINE TK-ANLAGEN

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

Es wird beschrieben, wie TEM-Kammer funktioniert und wie man diese für Messung des einen von EMV-Parameter, nämlich Störfestigkeit getesteter TK-Anlagen anwendet.

Andrzej Nowak

621.395.7.08

654.15

621.317.2

OPRACOWANIE STANOWISK POMIAROWYCH DO BADAŃ ABONENCKICH SYSTEMÓW TELEFONICZNYCH WIELOKROTNYCH

W komunikacie opisano pomiary sprawdzające poprawność funkcjonowania wielokrotnych systemów abonenckich oraz przedstawiono przyrządy i układy pomiarowe potrzebne do testowania tych systemów. Zaprezentowano także, opracowany w Zakładzie Teletransmisji Instytutu Łączności, specjalny tester do badania systemów abonenckich, który między innymi generuje impulsy taryfikacyjne, impulsy komutacyjne, sygnały wywołania abonenta oraz umożliwia pomiar tych sygnałów.

1. OPIS SYSTEMÓW I POMIARÓW

Systemy abonenckie służą do wielokrotnego wykorzystania abonenckich linii transmisyjnych. Składają się one z urządzenia abonenckiego UA, umieszczanego w pobliżu abonentów i centralowego UC znajdującego się w pobliżu centrali telefonicznej. W niektórych systemach są stosowane przelotowe urządzenia liniowe, umożliwiające uzyskanie większych odległości pomiędzy urządzeniami centralowymi i abonenckimi. Urządzenia abonenckie służą do podłączenia aparatu telefonicznego abonenta bezpośrednio lub przez krótką linię abonencką. W zależności od systemu można również podłączyć do UA: aparaty wrzutowe, aparaty na kartę magnetyczną, modemy transmisji danych, telefaks itp. Urządzenie abonenckie powinno odebrać wszy-

stkie informacje i sygnały wysyłane z aparatu abonenta, a także przekształcić je za pomocą modulacji na sygnał liniowy. W odwrotnym kierunku sygnał liniowy zawierający sygnały wysyłane z centrali powinien po demodulacji zostać przekazany do aparatu abonenta. Podobną funkcję pełni urządzenie centralowe, z tym, że po stronie małej częstotliwości (sygnały po demodulacji lub przed modulacją) dołącza się centralę telefoniczną. Strony liniowe UC i UA łączy się symetryczną parą kablową, a przy większych odległościach stosuje się zdalnie zasilane przelotowe stacje regeneracyjne lub wzmacniacze.

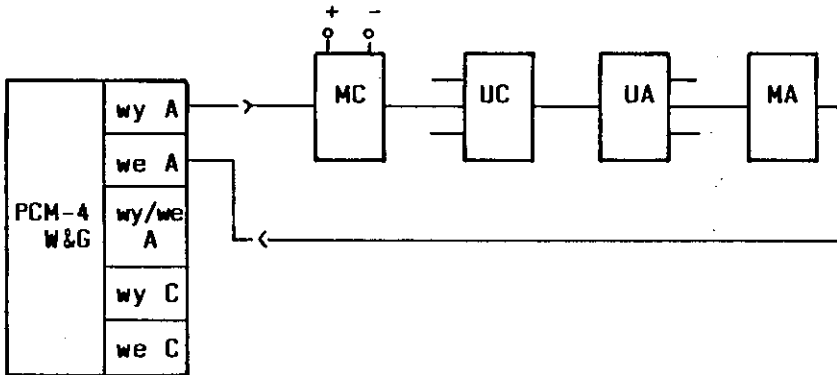
Ze względu na rodzaj mierzonych parametrów, pomiary urządzeń abonenckich przeprowadza się na różnych stanowiskach. W systemach abonenckich istnieje potrzeba wykonania następujących pomiarów:

- 1) tłumienności wtrąceniowej,
- 2) zniekształceń częstotliwościowych,
- 3) liniowości wzmocnienia w funkcji poziomu wejściowego,
- 4) stosunku sygnału do szumu (łącznie z szumem kwantowania),
- 5) przenoszenia sygnałów pozapasmowych,
- 6) opóźnienia grupowego,
- 7) przesłuchów,
- 8) tłumienności niedopasowania,
- 9) tłumienności asymetrii,
- 10) zniekształceń impulsów komutacyjnych,
- 11) parametrów układu zaliczania rozmów,
- 12) parametrów układu wywołania abonentów,
- 13) parametrów stałoprądowych (oporności wejść w różnych stacjach pracy, czułości detektorów podniesienia i położenia mikrotelefonu oraz napięcia i prądu zasilania aparatu telefonicznego w różnych stacjach pracy).

Do wykonania tych pomiarów przewidziano dwa stanowiska pomiarowe: stanowisko do pomiarów kanałów rozmównych, na którym przeprowadza się pomiary wymienione w punktach 1)...9) oraz stanowisko do pomiarów pozostałych parametrów podanych w punktach 10)...13).

2. STANOWISKO DO POMIARÓW KANAŁÓW ROZMÓWNYCH

W celu zmierzenia parametrów kanałów rozmównych należy zestawić połączenie wg rys. 1.

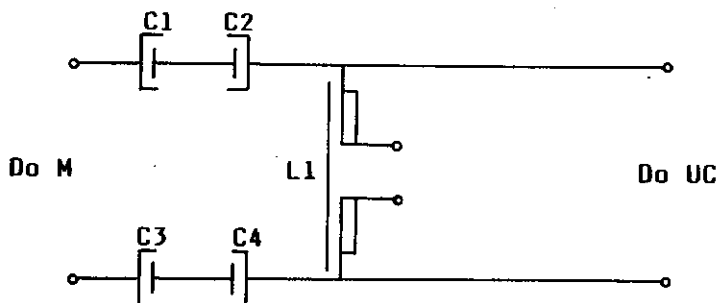


Rys. 1. Układ do pomiarów kanałów rozmównych

MA - mostek abonencki, MC - mostek centralowy, PCM-4 - przyrząd do pomiarów urządzeń z modulacją PCM, UA - badane urządzenie abonenckie, UC - badane urządzenie centralowe

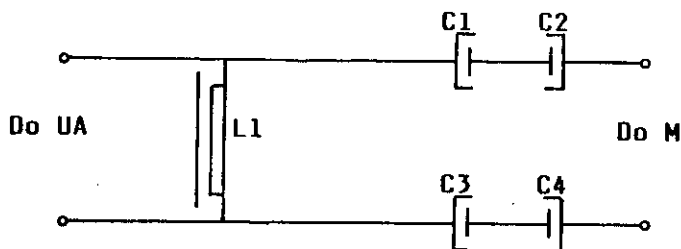
W tym układzie można przeprowadzić - w dowolnych kanałach i kierunkach transmisji - pomiary wymienione w punktach 1) ÷ 9).

Do wykonania tych pomiarów są niezbędne mostki pomiarowe, które tak jak centrala telefoniczna, zasilają UC napięciem stałym i zamykają, tak jak aparat abonenta, obwód prądu stałego UA. Mostki te nie powinny wnosić tłumienności dla sygnałów pomiarowych i powodować wzrostu przesłuchów. Schematy poszczególnych mostków przedstawiono na rys. 2 i 3.



Rys. 2. Schemat mostka centralowego

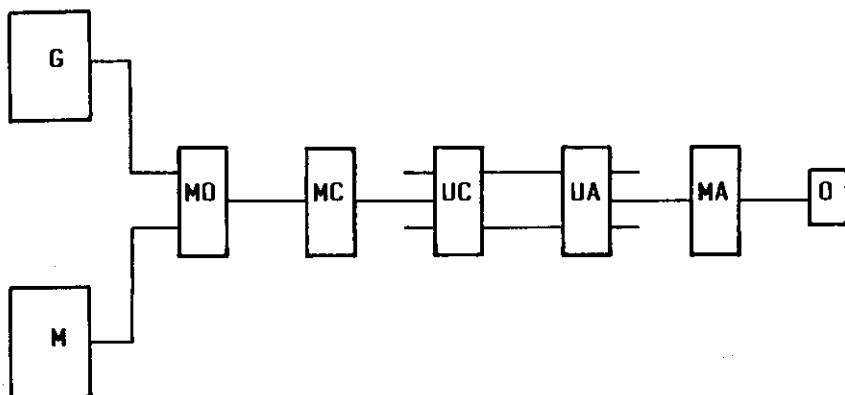
C1 ÷ C4 - kondensatory oddzielające napięcie stałe, L1 - cewka indukcyjna, M - miernik, UC - urządzenie centralowe



Rys. 3. Schemat mostka abonenckiego

UA - urządzenie abonenckie, pozostałe oznaczenia jak na rys. 2.

Pomiary tłumienności niedopasowania i asymetrii w kanałach rozmównych można wykonać za pomocą zestawu jak na rys. 1, jeżeli przyrząd PCM-4 jest wyposażony w odpowiednie układy. W przypadku braku takiego wyposażenia pomiary przeprowadza się zestawem wg rys. 4. Za pomocą tego zestawu mierzy się także tłumienność niedopasowania od strony wejść i wyjść cyfrowych urządzeń. W tym przypadku generator i miernik poziomu powinien mieć odpowiedni do krotności systemu zakres częstotliwości.



Rys. 4. Schemat do pomiaru tłumienności niedopasowania i asymetrii

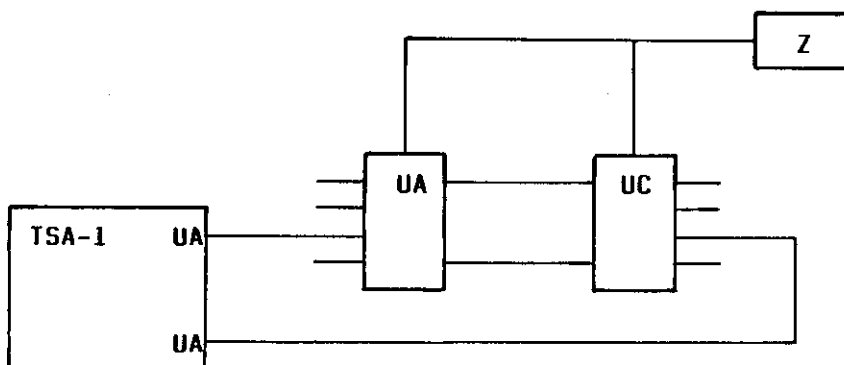
G - generator poziomu (typu W2240 firmy Siemens), M - miernik poziomu (typu D2240 firmy Siemens), MA - mostek pomiarowy abonencki, MC - mostek pomiarowy centralowy, MO - mostek do pomiaru asymetrii i niedopasowania (typu B2305 firmy Siemens), O - obciążenie, UA - urządzenie abonenckie, UC - urządzenie centralowe

Pomiary wykonuje się, podłączając do mostka pomiarowego badane wejście albo wyjście UC za pośrednictwem MC, albo wejście lub wyjście UA za pośrednictwem mostka MA. Pomiary wejść i wyjść cyfrowych realizuje się bez użycia mostków.

3. STANOWISKO DO BADANIA ZNIEKSZTAŁCEŃ IMPULSÓW KOMUTACYJNYCH, ZALICZANIA ROZMÓW, UKŁADÓW WYWOŁANIA ABONENTÓW I POMIARÓW STAŁOPRĄDOWYCH

3.1. Opis testera TSA-1

Schemat stanowiska pomiarowego przedstawiono na rys. 5. Oprócz badanego zestawu urządzeń umieszczono w tym stanowisku tester systemów abonenckich TSA-1, którego schemat blokowy zaprezentowano na rys. 6.

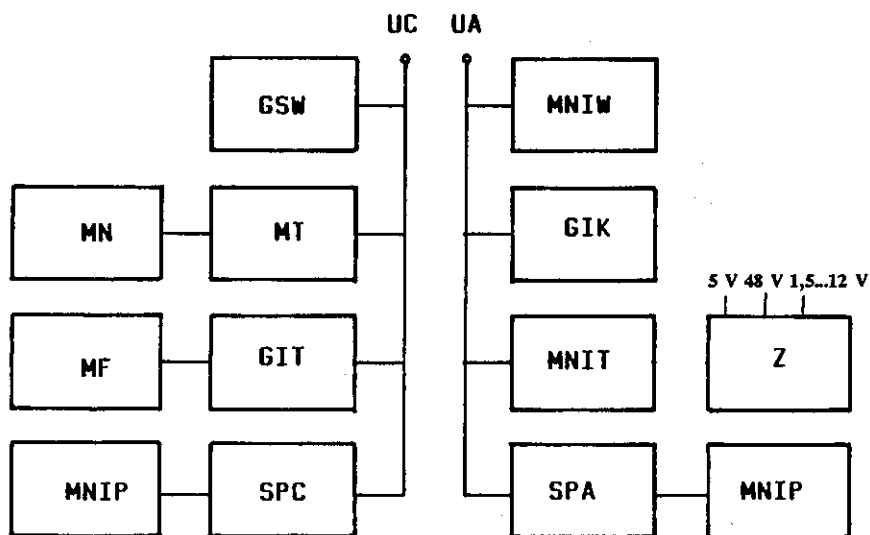


Rys. 5. Układ do pomiaru zniekształceń impulsów komutacyjnych
TSA-1 - tester systemów abonenckich, UA - urządzenie abonenckie,
UC - urządzenie centralowe, Z - zasilacz

Tester zawiera następujące części składowe:

- 1) generator impulsów komutacyjnych,
- 2) generator impulsów zaliczania rozmów,
- 3) generator sygnałów wywołania abonenta (sygnał dzwonięcia),
- 4) miernik częstotliwości impulsów zaliczania rozmów,
- 5) miernik czasu trwania impulsów komutacyjnych,

- 6) miernik wartości skutecznej napięcia sygnału zaliczania rozmów,
- 7) miernik wartości skutecznej napięcia sygnału wywołania,
- 8) miernik prądu i napięcia pętli abonenckiej oraz centralowej.



Rys. 6. Schemat blokowy testera systemów abonenckich TSA-1

GIK - generator impulsów komutacyjnych, GIT - generator impulsów taryfikacji, GSW - generator sygnałów wywołania, MF - miernik częstotliwości, MN - miernik napięcia, MNIP - miernik napięcia i prądu, MNIT - miernik napięcia impulsów taryfikacyjnych, MNIW - miernik napięcia impulsów wywołania, MT - miernik czasu trwania impulsów, SPA - symulator pętli abonenta, SPC - symulator pętli centralowej, UA - urządzenie abonenckie, UC - urządzenie centralowe, Z - zasilacz

Źródłem impulsów komutacyjnych, impulsów zaliczania rozmów i sygnału wywołania jest mikroprocesor 87C51, który jednocześnie służy do pomiaru częstotliwości i czasu oraz wysterowuje wyświetlacz ciekłokrystaliczny LCD 3 1/2. Sygnały generowane w mikro-

procesorze przechodzą przez układy logiczne i wzmacniacze dopasowujące napięcia oraz oporności do wyjść urządzeń abonenckich i centralowych. Ponadto w testerze zastosowano dwa cyfrowe mierniki napięcia stałego M1 i M2 typu N5/13 firmy Lumel, które służą do pomiaru napięć zmiennych stałych oraz prądu. Poprzez zastosowanie przełącznika klawiszowego uproszczono zestawianie połączeń do poszczególnych pomiarów. Wciskając przyciski Z, T, W, mikrotelefon położony, mikrotelefon podniesiony tworzy się układy do pomiarów zniekształceń impulsów komutacyjnych, badania układów zaliczania rozmów, badania układów wywołania abonenta i pomiarów stałoprądowych.

3.2. Badanie przenoszenia i zniekształceń impulsów komutacyjnych

Systemy abonenckie powinny przenosić bez nadmiernych zniekształceń impulsy komutacyjne. Pomiar tych zniekształceń wykonuje się za pomocą testera TSA-1 (rys. 5). Tester zawiera generator impulsów wzorcowych o czasie trwania 50 ms i częstotliwości powtarzania 10 Hz oraz miernik czasu trwania impulsów. Pomiar zniekształceń polega na określeniu czasu trwania impulsów komutacyjnych po przejściu przez badane urządzenie abonenckie i centralowe.

3.3. Badanie układu zaliczenia rozmów

Układy zaliczania rozmów w systemach abonenckich służą do doprowadzania impulsów taryfikacyjnych wysyłanych przez centralę do aparatu abonenta. Część centralowa urządzenia ma detektor impulsów taryfikacyjnych, a część abonencka - generator. Sprawdzenie układu polega na określeniu czułości detektora impulsów taryfikacyjnych w urządzeniu centralowym UC i pomiarze amplitudy oraz częstotliwości impulsów generowanych przez urządzenie abonenckie UA. Pomiar wykonuje się za pomocą testera TSA-1, który zawiera generator 125 ms impulsów taryfikacyjnych o częstotliwości 16 kHz i czę-

stotliwości powtarzania 2 Hz. W generatorze tym można regulować napięcie wyjściowe i częstotliwość impulsów taryfikacyjnych.

3.4. Badanie układu wywołania abonentów

Pomiary wykonuje się za pomocą testera TSA-1, który zawiera generator sygnału wywołania wytwarzający 1-sekundowe impulsy wywołania o częstotliwości 25 Hz i regulowanym napięciu oraz czasie powtarzania 0,2 sekundy. Ponadto tester ma miernik napięcia impulsów wywołania. Pomiar polega na określeniu czułości detektora sygnału wywołania w urządzeniu centralowym i pomiarze napięcia sygnału dzwonienia generowanego w urządzeniu abonenckim.

3.5. Badania stałoprądowe

Przez badania stałoprądowe rozumie się pomiary oporności wejść urządzenia centralowego i abonenckiego w stanie pracy (podniesiony i położony mikrotelefon), pomiary czułości detektorów podniesienia i położenia mikrotelefonu, określenie wpływu oporności linii na rozróżnienie stanów pracy aparatu telefonicznego, a także pomiar prądu i napięcia zasilania aparatu telefonicznego przy położonym oraz podniesionym mikrotelefonie.

Pomiary wykonuje się za pomocą testera TSA-1, który wytwarza odpowiednie sygnały i zawiera mierniki umożliwiające określenie parametrów.

*
* * *

Opracowane stanowiska pomiarowe ułatwiają, a zwłaszcza skracają wielokrotnie wykonywanie pomiarów zarówno homologacyjnych, jak i eksploatacyjnych systemów abonenckich. W Instytucie Łączności w Warszawie przygotowano 1 egzemplarz takiego modelu użytkowego testera TSA-1.

Анджей Новак

**РАЗРАБОТКА ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СТЕНДОВ
ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ АБОНЕНТСКИХ
МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ**

Резюме

Здесь представляются многие измерения, проверяющие правильность действия многоканальных абонентских систем связи, а также приборы и измерительные схемы, необходимые для их испытания. Кроме того был указан специальный испытательный прибор, разработанный Отделением дистанционной передачи в Институте Связи, и предназначенный на испытание абонентских систем, который м.п. генерирует тарифные и коммутационные импульсы, сигналы вызова абонентов, а также делает возможным их измерение.

Andrzej Nowak

**DESIGN OF TEST SETUPS FOR MULTIPLEXED
TELEPHONE ACCESS SYSTEMS**

S u m m a r y

Several tests used to verify the correct operation of multiplexed access (pair gain) systems as well as test instruments and setups necessary to test such systems were described. A special purpose-built tester of multiplexed access systems developed at the Transmission Department of the Institute of Telecommunications was also presented. This particular instrument generates metering pulses, switching pulses, ringing signals etc. and allows also to measure all these signals.

Andrzej Nowak

**ETUDE SUR LES STANDS DE MESURE POUR LES ESSAIS
DE SYSTEMES DE LA TELEPHONIE D'ABONNE MULTIPLEX**

R é s u m é

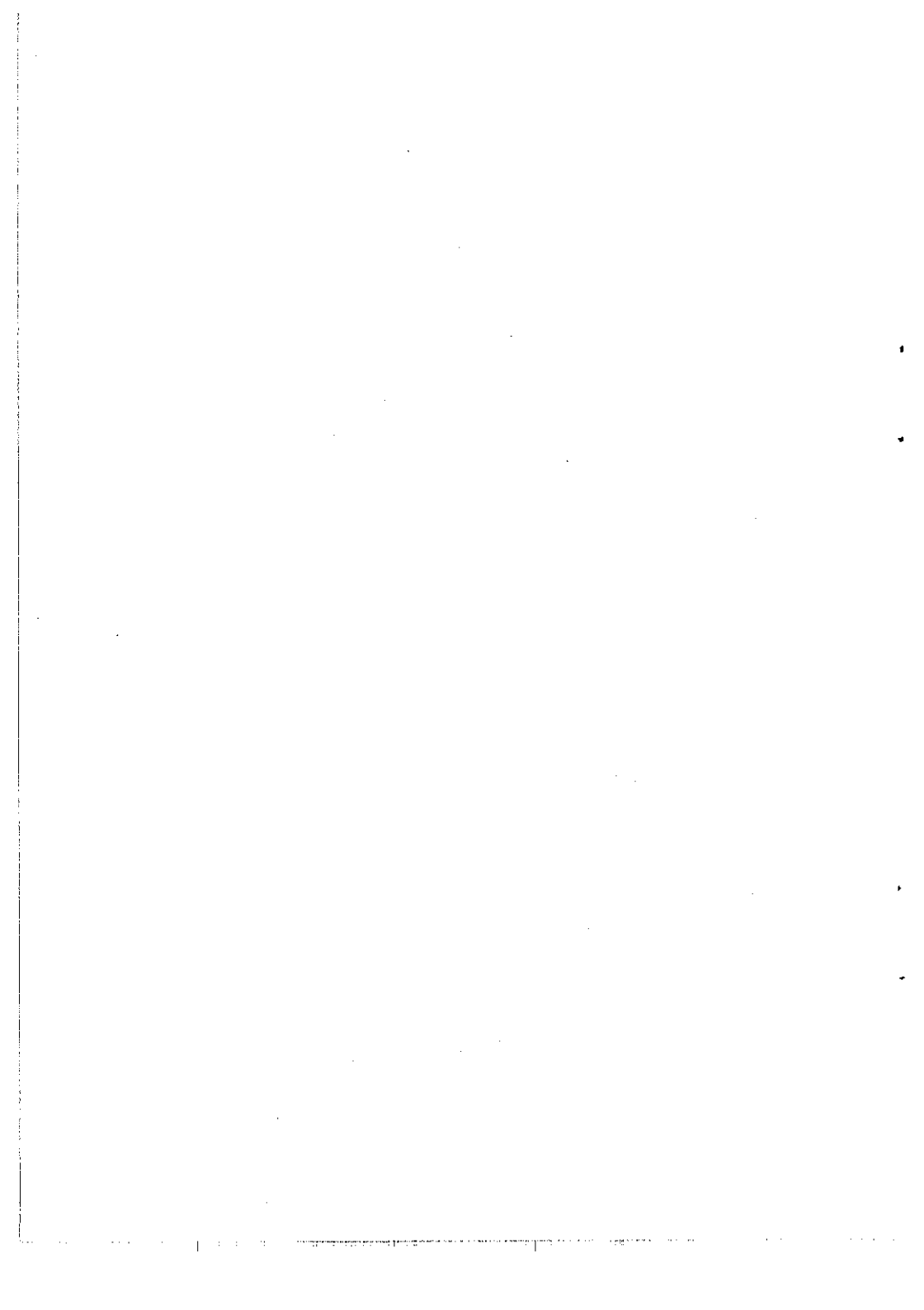
C'est une description de nombreuses mesures examinant le fonctionnement régulier des systèmes d'abonné multiplex, ainsi que d'appareillage et de circuits de mesure, nécessaires pour les tester. Il y est aussi présenté le testeur spécial, élaboré par Secteur-Télétransmission de l'Institut de Télécommunications (IL) et destiné aux essais de systèmes d'abonné, qui en autres génère les impulsions tarifaires et celles de commutation, les signaux d'appel de l'abonné et admet leur mesure.

Andrzej Nowak

**MEBSTELLEN FÜR MEHRKANALTE
LNEHMERTELEFONSYSTEME**

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

Es werden mehrere korrektes Funktionieren Mehrkanalteilnehmer-system prüfende Teste sowie die zum Testen solcher Systeme notwendige Geräte und Meßschaltungen beschrieben. Der in der Übertragungsabteilung des Institutes für Fernmeldewesen entwickelte Tester zum Prüfen solcher Systeme wird präsentiert. Die Anlage erzeugt u.a. Gebühren-, Ruf- und Wählsignale und ermöglicht, diese zu messen.



Andrzej Stankiewicz

621.395.625.654.153

WIELOKANAŁOWY SYSTEM CYFROWEJ REJESTRACJI I ARCHIWIZACJI ROZMÓW TELEFONICZNYCH

W komunikacie zaprezentowano ogólnie problematykę cyfrowej rejestracji i archiwizacji rozmów telefonicznych na potrzeby ośrodków dyspozytorskich służb komunalnych (ciepłownicze, wodociągowe itp.) oraz służb związanych bezpośrednio z bezpieczeństwem publicznym (straż pożarna, pogotowie ratunkowe itp.). Bardziej szczegółowo przedstawiono, opracowany w OKW IŁ, wielokanałowy system cyfrowej rejestracji i archiwizacji rozmów telefonicznych SDR-1. Omówiono konstrukcję i działanie systemu. Zarysowano przewidywane dalsze zamierzenia OKW IŁ w zakresie rozwoju systemu SDR.

1. CHARAKTERYSTYKA POTRZEB

Jednym z podstawowych zadań ośrodków dyspozytorskich służb komunalnych, takich jak: ciepłownicze, wodociągowe, gazownicze i energetyczne oraz służb związanych z bezpieczeństwem publicznym (straż pożarna, policja, pogotowie ratunkowe), jest przyjmowanie zgłoszeń przez telefon. Ze względów oczywistych rozmowy prowadzone w trakcie przyjmowania tych zgłoszeń powinny być rejestrowane w sposób umożliwiający ich archiwizację oraz późniejsze odtworzenie przebiegu rozmowy, przy czym jakość dokonanej rejestracji i odtworzenia powinna umożliwiać rozpoznanie głosu rozmówcy. Jest to wymaganie podstawowe, jakie można postawić systemowi rejestracji rozmów telefonicznych, przewidzianemu dla wyżej wymienionych zadań. Jednak praktyczne wykorzystanie takiego systemu powoduje

konieczność spełnienia wielu innych ważnych wymagań, do których należy zaliczyć:

- możliwość przyjmowania zgłoszeń z kilku lub nawet kilkunastu miejskich linii telefonicznych;
- możliwość jednoczesnego przyjmowania zgłoszeń przez kilka stanowisk zgłoszeniowych;
- niezawodne działanie w trakcie długiego okresu eksploatacji, co wiąże się z daleko idącym ograniczeniem liczby elementów elektromechanicznych lub z całkowitym ich wyeliminowaniem;
- możliwość szybkiego wyszukiwania zarejestrowań rozmowy - według daty, godziny i minuty jej zarejestrowania;
- względna prostota obsługi systemu;
- ciągła kontrola poprawnej pracy;
- zabezpieczenie przed przerwami zasilania w sieci elektroenergetycznej;
- możliwość odtwarzania zarejestrowanej rozmowy w sposób wykluczający blokadę rejestracji w trakcie odtwarzania;
- sygnalizacja zapelniania pamięci, tak aby możliwe było w odpowiednim czasie dokonanie ewentualnej wymiany kasety pamięci bez spowodowania utraty rejestrowanych informacji;
- możliwość bezpośredniego przyłączenia do publicznej sieci telefonicznej;
- w razie ewentualnej, całkowitej awarii systemu, uniemożliwiającej rejestrację rozmów i przebieg komutacji pomiędzy łączami przychodzącymi a stanowiskami zgłoszeniowymi, powinno być zapewnione przyjmowanie zgłoszeń z paru wybranych łączy przychodzących.

2. PODSTAWOWE PROBLEMY REALIZACJI

Wstępna analiza problemów związanych z realizacją systemu spełniającego wyżej podane wymagania prowadzi do sformułowania następujących wniosków ogólnych:

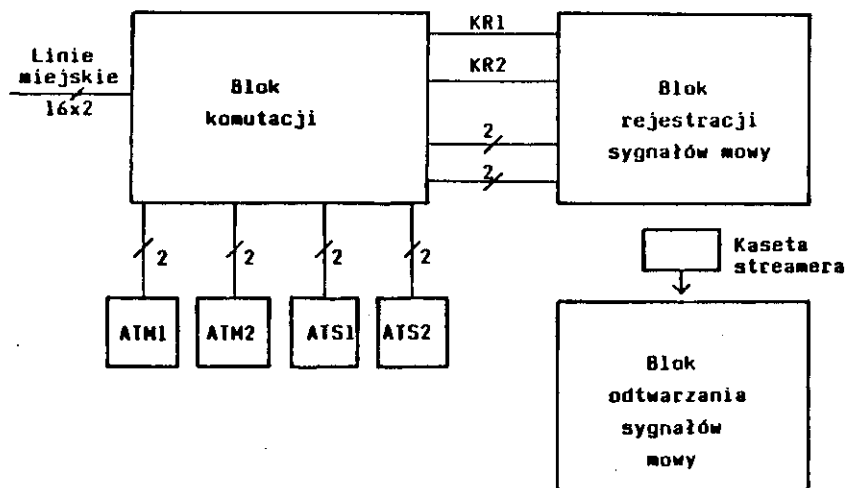
- przebiegi analogowe odbierane w trakcie rozmowy powinny: być przekształcane do postaci cyfrowej, podlegać ograniczonej kompresji i w tej postaci zostać zapamiętane;
- urządzenia związane z przetwarzaniem i pamiętaniem informacji powinny, w możliwie dużym stopniu, wykorzystywać najnowsze osiągnięcia techniki światowej w tym zakresie, a komputer zastosowany do sterowania tymi przebiegami powinien odznaczać się podwyższoną trwałością i niezawodnością działania;
- blok komutacji powinien być zbudowany z wykorzystaniem techniki sterowania mikrokomputerowego, przy czym układy analogowe w interfejsie linii miejskich i stanowisk zgłoszeniowych powinny być możliwie najprostsze, z wykluczeniem elementów elektro-mechanicznych.

3. SYSTEM SDR-1

3.1. Omówienie ogólne

W wyniku prac badawczo-konstrukcyjnych podjętych w Oddziale Konstrukcyjno-Wdrożeniowym Instytutu Łączności oraz na podstawie informacji dotyczących pożądaných parametrów użytkowych, uzyskanych od Stołecznego Przedsiębiorstwa Energetyki Ciepłej, opracowano wielokanałowy system cyfrowej rejestracji i archiwizacji rozmów telefonicznych, zwany dalej w skrócie systemem SDR-1.

System zrealizowano opierając się na technice mikrokomputerowej i cyfrowym przetwarzaniu sygnałów. Składa się on z trzech zasadniczych bloków (rys. 1):



Rys.1. Schemat blokowy systemu SDR-1

AST - aparat stanowiska zgłoszeniowego,

ATM - aparat "równoległy" miejski

- bloku komutacji linii telefonicznych i stanowisk zgłoszeniowych,
- bloku analogowo-cyfrowego przetwarzania i rejestracji sygnałów mowy,
- bloku wyszukiwania i odtwarzania akustycznego zarejestrowanych rozmów.

3.2. Dane techniczne systemu SDR-1

- Zasilanie: ze źródła przemiennego 220 VA.
- Temperatura otoczenia: +15 ... 40°C.
- Wilgotność względna. 45%...75%.

- Bezwzględny czas zapisu z wyłączeniem przerw w rozmowie: ok. 28 h.
- Liczba stanowisk przyjmujących rozmowy: 2.
- Liczba linii telefonicznych dołączanych do systemu: 2...16, w tym:
 - do 13 jednokierunkowych linii przychodzących (o skróconej numeracji),
 - 1 linia bezpośrednia (typu CB),
 - do dwóch linii miejskich (aparaty końcowe) dwukierunkowych.
- Oporność wejściowa linii o skróconej numeracji (kontrola stanu linii - prąd 2-3 mA): 12 k Ω
- Czas przerwy w liniach jednokierunkowych (o skróconym numerze) między zanikiem prądu kontrolnego a zamknięciem pętli: 20 ms.
- Czas przerwy w liniach jednokierunkowych (o skróconym numerze) między położeniem mikrotelefonu a zamknięciem obwodu prądu kontrolnego: 20 ms.
- Bezwzględny czas zapisu pamięci zewnętrznej: 4 ... 35 h.
- Bezwzględny czas zapisu pamięci wewnętrznej: 19 h.
- Średni czas pracy systemu przy zaniku zasilania: 2 h.
- Cechowanie linii przeznaczonych do rejestracji.
- Priorytet w realizacji łączenia rozmów przychodzących.
- Optyczne wskaźniki sygnalizacji pracy systemu:
 - a) sygnalizacja poprawnej pracy - sygnał ciągły, dioda zielona;
 - b) sygnalizacja zapełnienia pamięci zewnętrznej - sygnał ciągły, dioda żółta;

- c) sygnalizacjaapełnienia pamięci wewnętrznej w 70% - sygnał ciągły, dioda czerwona;
- d) sygnalizacja nieprawidłowej pracy lubapełnienie pamięci - sygnał pulsujący, dioda czerwona.

3.3. Konstrukcja i działanie systemu SDR-1

3.3.1. Blok komutacji

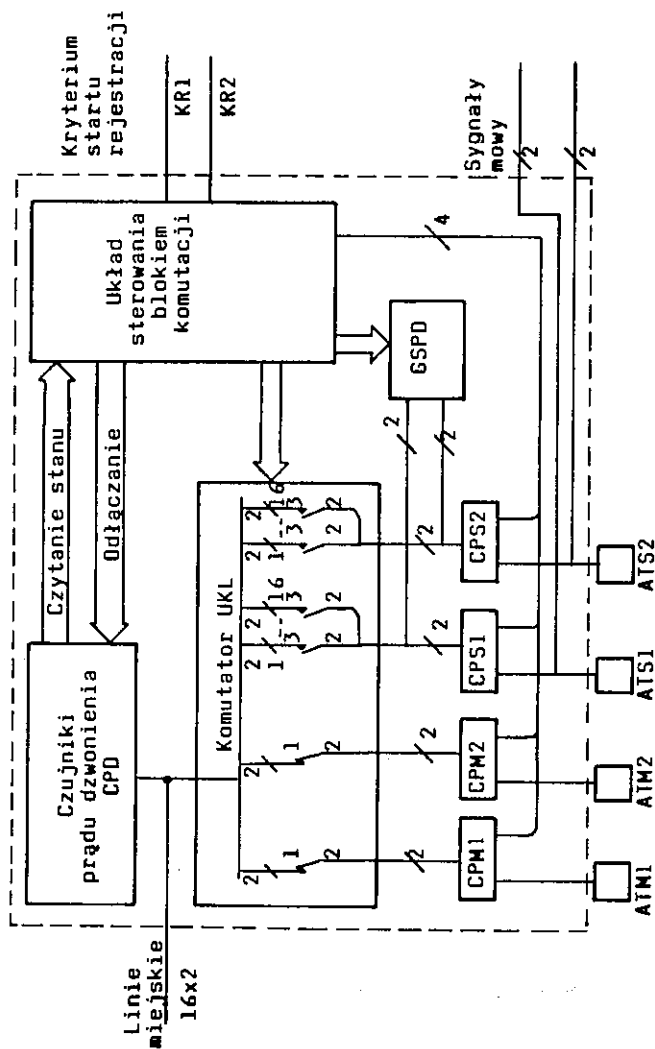
- Zadania bloku komutacji

Zadaniem bloku komutacji systemu SDR-1 jest:

- a) odbieranie wywołań z linii telefonicznych przyłączonych do systemu i sygnalizowanie tych wywołań obsłudze stanowisk przyjmowania zgłoszeń;
- b) automatyczny rozdział nadchodzących wywołań, zgodnie z ustalonym priorytetem;
- c) obsługa połączeń telefonicznych przychodzących i wychodzących z miejskich aparatów końcowych, przyłączonych do systemu w sposób gwarantujący zachowanie parametrów linii abonenckiej (miejskiej);
- d) obsługa połączeń wychodzących z aparatów stanowisk zgłoszeniowych.

- Konstrukcja bloku komutacji

W skład bloku komutacji wchodzi dwa pakiety sterujące, dwa pakiety wykonawcze, obsługujące łącznie 16 linii telefonicznych (w tym dwie z aparatami miejskimi końcowymi ATM), oraz dwa aparaty stanowiskowe ATS (patrz schemat blokowy rys. 2).



Rys. 2. Budowa bloku komutacji systemu SDR-1

ATM - aparat równoległy miejski, ATS - aparat stanowiska zgłoszeniowego, CPM - czujnik stanu pętli aparatu ATM, CPS - czujnik stanu pętli aparatu ATS, GSPD - generator sygnałów akustycznych i prądu dzwonienia

Pakiety wykonawcze zawierają:

- a) blok czujników prądu dzwonienia CPD dla 2 x 8 linii telefonicznych;
- b) komutator UKL, realizujący przyłączanie każdej z 16 linii do każdego z aparatów stanowiskowych ATS oraz odłączanie linii od aparatów ATM;
- c) dwa czujniki podniesienia mikrotelefonu CPM w aparacie miejskim;
- d) dwa czujniki stanu pętli aparatu stanowiskowego - CPS;
- e) generator sygnałów akustycznych i układ zasilania aparatów stanowiskowych GSPD.

Pakiety sterujące mają:

- a) dwa mikrokomputery jednoukładowe 8751, sterujące pracą pakietów;
- b) zespół układów logicznych, umożliwiający selektywne osiągnięcie każdego z czujników oraz elementów komutujących linii przez mikrokomputer każdego z pakietów sterujących.

- Struktura logiczna i zasada działania bloku

Przebiegiemprądowe i stałoprądowe sygnały informacyjne z linii telefonicznych, aparatów miejskich i aparatów stanowiskowych, po przetworzeniu zmienione na postać właściwą układom TTL, są odbierane przez mikrokomputer za pośrednictwem portów własnych mikrokomputera oraz układ logiczny 8255. W podobny sposób jest zrealizowana komunikacja w kierunku odwrotnym.

Wszystkie zewnętrzne, w stosunku do układu sterującego, źródła sygnałów są w sposób cykliczny przepatrywane, a uzyskane informacje przetwarzane, zgodnie z algorytmem zawartym w pamięci programu mikrokomputera. Niezbędne w procesie przetwarzania opóźnienia

czasowe o różnej długości czasu trwania (od kilku milisekund do 20 sekund) są wytwarzane z wykorzystaniem układu przerwań czasowych, będącego integralną częścią mikrokomputera. W celu możliwie daleko idącego uproszczenia układów analogowych wchodzących w skład bloku komutacyjnego, przy detekcji sygnałów prądu dzwonięcia nadchodzących z linii telefonicznych zastosowano cyfrową filtrację sygnałów.

- Połączenie przychodzące

Prąd dzwonięcia przychodzący z dowolnej linii o skróconym numerze lub linii bezpośredniej (CB) zostaje przekształcony na przebiegi o poziomie TTL. Przebiegi te aktywizują blok programowy związany z połączeniami przychodzącymi. Po stwierdzeniu, że odbierany sygnał można uznać za impuls prądu dzwonięcia, następuje natychmiastowe wysyłanie wewnętrznego prądu dzwonięcia do aparatów stanowiskowych ATS.

Podniesienie mikrotelefonu w jednym z aparatów stanowiskowych ATS powoduje zajęcie wyposażenia danej linii telefonicznej i zamknięcie obwodu dla prądu stałego w kierunku do CA. Jeśli wywołująca linia jest nacechowana tak, że rozmowy kierowane do niej powinny być rejestrowane, to wraz z podniesieniem mikrotelefonu aparatu stanowiskowego (ATS) następuje wysłanie w kierunku bloku rejestracji kryterium rozpoczęcia procesu rejestracji rozmowy.

Po położeniu mikrotelefonu w aparacie stanowiskowym (ATS) następuje odłączenie aparatu stanowiskowego od linii telefonicznej i przerwanie kryterium rejestracji rozmowy. Wraz z położeniem mikrotelefonu układ wywołania danej linii powraca do stanu przed pojawieniem się prądu dzwonięcia.

W przypadku pojawienia się prądu dzwonięcia w linii miejskiej, wyposażonej w aparat "równoległy", blok komutacyjny zachowuje się nieco inaczej, a mianowicie:

- prąd dzwonięcia z linii miejskiej wpływa głównie do obwodu dzwonięcia aparatu miejskiego (ATM), a tylko niewielka jego część (ok. 15%) do obwodu wywołania stanowiska, dzięki temu źródło prądu dzwonięcia w centrali nie jest dodatkowo obciążane;
- prąd dzwonięcia pojawiający się w układzie wywołania linii miejskiej, podobnie jak w przypadku linii o skróconej numeracji, zostaje przekształcony na przebiegi o poziomie TTL i aktywizuje blok programowy; nie następuje jednak przyłączenie układu wewnętrznego generatora sygnałów i zasilania do aparatów stanowiskowych (ATS). Jeżeli w ciągu 10 sekund (czas programowany w uzgodnieniu z użytkownikiem) nie zostanie podniesiony mikrotelefon w aparacie "równoległym", następuje przyłączenie wewnętrznego układu generatora sygnałów do aparatów stanowiskowych (ATS). W wyniku tego sygnały wywołania (akustyczne) występują w aparacie miejskim (ATM) i w aparatach stanowiskowych (ATS). Zgłoszenie się jednego ze stanowisk zgłoszeniowych (ATS) lub aparatu miejskiego (ATM) uniemożliwia pozostałym przyjęcie danego wezwania.

- Połączenia wychodzące

- a) Połączenia wychodzące z aparatów stanowisk zgłoszeniowych

Jeżeli dane stanowisko nie jest zaangażowane w obsługę połączeń przychodzących, to podniesienie mikrotelefonu w aparacie stanowiskowym powoduje dołączenie do aparatu stanowiskowego (ATS) wewnętrznego generatora sygnałów generującego lokalny sygnał zgłoszenia bloku komutacyjnego (ciągły sygnał 500 Hz). Po wybraniu za pomocą klawiatury cyfry 0 aparat stanowiskowy (ATS) zostaje przyłączony do jednej z dwóch telefonicznych linii miejskich dwukierunkowych. Jeśli obie te linie są zajęte, obsługujący usłyszy sygnał zajętości. Podobnie jeżeli po podniesieniu mikrotelefonu aparatu (ATS) i usłyszeniu wewnętrznego sygnału

zgłoszenia bloku komutacyjnego zamiast 0 wybierze cyfrę 2, to zostanie dołączony do linii bezpośredniej (CB). Jeśli wybrana linia jest aktualnie zajęta przez inne stanowisko, to po wybraniu cyfry usłyszy sygnał zajętości.

b) Połączenia wychodzące z aparatów miejskich "równoległych"

Podniesienie mikrofonu w aparacie miejskim powoduje natychmiastowe zgłoszenie się telefonicznej centrali miejskiej i można wybierać od razu właściwy numer abonentażądanego w publicznej sieci telefonicznej. Jeżeli dana linia miejska (przyporządkowana temu aparatowi miejskiemu) jest aktualnie zajęta przez jedno ze stanowisk, to połączenie wychodzące z aparatu miejskiego nie może być zrealizowane.

• Organizacja ograniczonej łączności

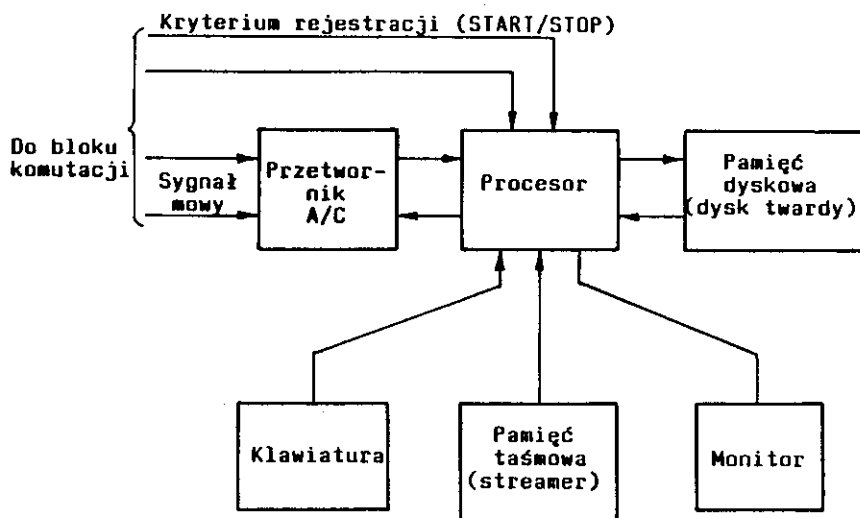
W przypadku awarii wewnętrznego zasilania urządzeń systemu SDR-1 następuje bezpośrednie przyłączenie każdej pierwszej linii z grupy (8 linii w grupie) do aparatów stanowiskowych. Natomiast linie miejskie (ostatnie w grupie) pozostają już systemowo dołączone do aparatów miejskich.

3.3.2. Blok rejestracji sygnałów mowy

• Budowa bloku

W skład bloku rejestracji sygnałów mowy (rys. 3) wchodzi następujące układy i urządzenia:

- przetwornik analogowo-cyfrowy,
- procesor,
- pamięć dyskowa (dysk twardy),
- pamięć taśmowa (streamer),
- klawiatura,
- monitor.



Rys. 3. Budowa bloku rejestracji sygnałów mowy systemu SDR-1

Przetwornik analogowo-cyfrowy, działając pod kontrolą procesora, przekształca sygnały mowy z postaci analogowej na cyfrową, po czym zapisuje je w pamięci dyskowej na dysku twardym. Stąd, w określonych odstępach czasu, lub na życzenie obsługi, zapis ten zostaje przekazany do pamięci taśmowej streamera.

Klawiatura i monitor zapewniają kontakt użytkownika i serwisu technicznego z procesorem bloku rejestracji, pod którego kontrolą są realizowane wszystkie przebiegi związane z ustaleniem parametrów działania bloku i dokonywaniem rejestracji.

- Działanie bloku

Przed rozpoczęciem rejestracji rozmów należy wprowadzić do pamięci komputera wartości parametrów przetwarzania oraz dane dotyczące konfiguracji sprzętu. W zastosowaniach typowych przewiduje się:

- częstotliwość próbkowania: 8000 Hz,
- amplitudę napięć wejściowych sygnału mowy: ± 5 V.

Dla konfiguracji należy wyznaczyć:

- kanał DMA,
- poziom przerwania,
- adres karty.

Ustalone parametry i konfiguracja zostają zapamiętane i są automatycznie ustawione po każdym włączeniu komputera.

W czasie pracy procesor oczekuje na sygnał startu rejestracji oraz na informacje dotyczące numeru stanowiska zgłoszeniowego, nadchodzące z bloku komutacji. Po otrzymaniu tych informacji komputer, uwzględniając aktualną datę i czas, tworzy nazwę zbioru, do którego zostanie zapisana rozmowa podlegająca rejestracji. Postać tej nazwy jest następująca:

- 1 znak (cyfra) - ostatnia cyfra bieżącego roku,
- 2 znak (1÷9, A÷C) - numer miesiąca,
- 3 i 4 znak (cyfry) - dzień miesiąca,
- 5 i 6 znak (cyfry) - godzina rozpoczęcia zapisu,
- 7 i 8 znak (cyfry) - minuta rozpoczęcia zapisu,
- 1 i 2 znak rozszerzenia (cyfry) - sekunda rozpoczęcia zapisu,
- 3 znak rozszerzenia (cyfra) - numer stanowiska zgłoszeniowego.

Do czasu zakończenia kryterium startu rejestracji, nadchodzącego z bloku komutacji, przetworzone na postać cyfrową sygnały mowy są rejestrowane w buforze pamięci. Po zdjęciu kryterium startu rejestracji następuje sprawdzenie, czy czas trwania rejestrowanej rozmowy był większy od uprzednio założonego czasu minimalnego (nominalnie $t_{\min}=10$ s) i jeżeli tak, to następuje przetworzenie zbioru do postaci przewidzianej dla rejestracji na dysku twardym, a następnie zapamiętanie go w katalogu C: (SAMPL).

Raz dziennie, o godzinie 4.00, następuje automatyczne przepisanie zawartości tego katalogu do pamięci taśmowej (streamera). Po prawidłowym przepisaniu na streamer następuje skasowanie przepisanych zbiorów z katalogu C:(SAMPL).

W przypadku wystąpienia błędu zapisu, lub w razie zapełnienia taśmy w kasecie streamera, przepisywanie zostaje wstrzymane, a na stanowisku zgłoszeniowym zapali się dioda "ZMIENŃ TAŚMĘ".

Jeżeli w czasie pomiędzy codziennym zwalnianiem pamięci rejestracji na dysku twardym wystąpi sytuacja, że pozostanie na nim mniej niż 100 MB (około 210 minut rozmowy) wolnej dla zapisu pamięci, w stanowisku zgłoszeniowym zapali się dioda "REZERWA". Możliwe jest w tym przypadku (jak i w każdej innej chwili) przepisanie partii zbiorów (nie większej niż 50 zbiorów jednorazowo) z dysku twardego na taśmę streamera. Dokonuje się tego przez wprowadzenie za pomocą klawiatury polecenia "ZAPIS".

Parametry przetwornika analogowo cyfrowego można zmienić po wprowadzeniu polecenia "USTAW". Na ekranie monitora pojawiają się nazwy parametrów i ich możliwe wartości, spośród których należy dokonać wyboru. Wybrane wartości zostają zapisane do zbioru parametrów.

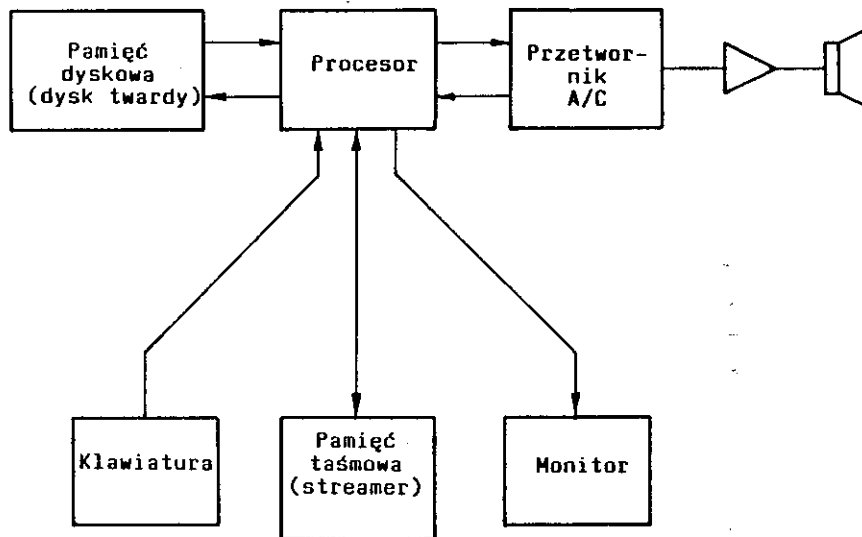
3.3.3. Blok odtwarzania sygnałów mowy

- Budowa bloku

W skład bloku odtwarzania (rys. 4) wchodzi następujące układy i urządzenia:

- pamięć dyskowa (dysk twardy),
- procesor,
- przetwornik cyfrowo-analogowy,
- wzmacniacz sygnałów fonii z głośnikiem,

- pamięć taśmowa (streamer),
- klawiatura,
- monitor.



Rys. 4. Budowa bloku odtwarzania sygnałów mowy systemu SDR-1

Kaseta streamera z nagraniem (w postaci cyfrowej), wykonanym w bloku rejestracji, jest czytana (pod kontrolą procesora) do pamięci dyskowej (na dysku twardym), przy czym przepisaniu podlegają zbiory wyznaczone przez obsługę za pomocą klawiatury i monitora. Na rozkaz, wydany za pomocą klawiatury, rozmowy zarejestrowane w określonych zbiorach mogą zostać odszukane i po przekształceniu na postać analogową odtworzone przez głośnik.

- Działanie bloku

Kaseta streamera z zapisem dokonany w bloku rejestracji, po włożeniu do streamera w bloku odtwarzania, podlega odczytaniu

i przepisaniu zarejestrowanych zbiorów do pamięci dyskowej bloku odtwarzania sygnałów mowy. Służy do tego program TAPE firmy Colorado.

Zapisane w pamięci dyskowej bloku odtwarzania zbiory, zawierające cyfrowo zarejestrowane rozmowy, mogą zostać odtworzone w postaci analogowej (w głośniku) za pomocą programu ODCZYT.EXE. Wybór określonego zbioru (określonej rozmowy) do odtwarzania zostaje dokonany przez obsługę za pomocą klawiatury stanowiska odtwarzania.

4. KIERUNKI ROZWOJU

Doświadczenia zebrane w trakcie pierwszych miesięcy eksploatacji systemu SDR-1 w przedsiębiorstwie SPEC w Warszawie wskazują na celowość wprowadzenia następujących zmian, dotyczących budowy i możliwości funkcjonalnych systemu cyfrowej rejestracji oraz archiwizacji rozmów telefonicznych:

- a) należy zapewnić modułowość budowy systemu tak, aby było możliwe zamówienie go z wyposażeniem dostosowanym do bardziej zróżnicowanych potrzeb w zakresie liczby linii miejskich i liczby stanowisk zgłoszeniowych;
- b) należy przewidzieć możliwość natychmiastowego odtworzenia ostatnio zarejestrowanej rozmowy;
- c) funkcję rejestracji, archiwizacji i odtwarzania rozmów należy powierzyć jednemu komputerowi;
- d) należy bardziej ograniczyć lub całkowicie wyeliminować okresy braku możliwości rejestracji rozmów, związane z wymianą pamięci wykorzystywanej do celów archiwizacji.

W Oddziale Konstrukcyjno-Wdrożeniowym IŁ jest obecnie opracowywany system SDR-4, uwzględniający te zalecenia. Poprawienie

modułowości budowy systemu zostanie uzyskane w wyniku podziału wyposażenia bloku komutacji również na cztery pakiety, lecz w taki sposób, że każdy z pakietów będzie mógł współpracować z jednym z czterech stanowisk zgłoszeniowych, przy czym liczba linii miejskich obsługiwanych przez system będzie się nadal mieściła w granicach od 1 do 16 linii. Przewiduje się, że spełnienie zaleceń "b", "c" i "d" zostanie zrealizowane z wykorzystaniem 5 ¼ - calowych dysków magnetoptycznych jako pamięci do celów rejestracji i archiwizacji rozmów.

Анджей Станкевич

МУЛЬТИКАНАЛЬНАЯ СИСТЕМА
ЦИФРОВОЙ ЗАПИСИ И АРХИВНОЙ
РЕГИСТРАЦИИ ТЕЛЕФОННЫХ
РАЗГОВОРОВ

Резюме

Эта статья представляет общие проблемы цифровой записи и архивной регистрации телефонных разговоров для удовлетворения потребностям центральных диспетчерских пунктов городских сетей (теплоснабжения, распределения воды), а также служб прямо связанных с публичной безопасностью (пожарной охраной, скорую помощь, итп.) Более подробно описывается мультиканальную систему цифровой записи и архивной регистрации телефонных разговоров СДП - 1, разработанную ОКВ - ИЛ. Структура и действие этой системы были здесь обсуждены. В общих чертах указывается дальнейшие намерения ОКВ - ИЛ в объеме развития системы СДР.

Andrzej Stankiewicz

MULTICHANNEL TELEPHONE CALLS LOGGING SYSTEM

S u m m a r y

Problems concerning digital recording and archiving of telephone calls for municipal and emergency services (heating and water installation, fire-brigade, ambulance service etc) have been discussed. The multichannel telephone calls logging system SDR-1, developed in OKW-IŁ, has been presented and its construction as well as operation explained. Further OKW-IŁ development plans regarding the voice logging system SDR have been outlined.

Andrzej Stankiewicz

LE SYSTEME MULTICANAUX D'ENREGISTREMENT NUMERIQUE ET D'ARCHIVAGE DE COMMUNICATIONS TELEPHONIQUES

R é s u m é

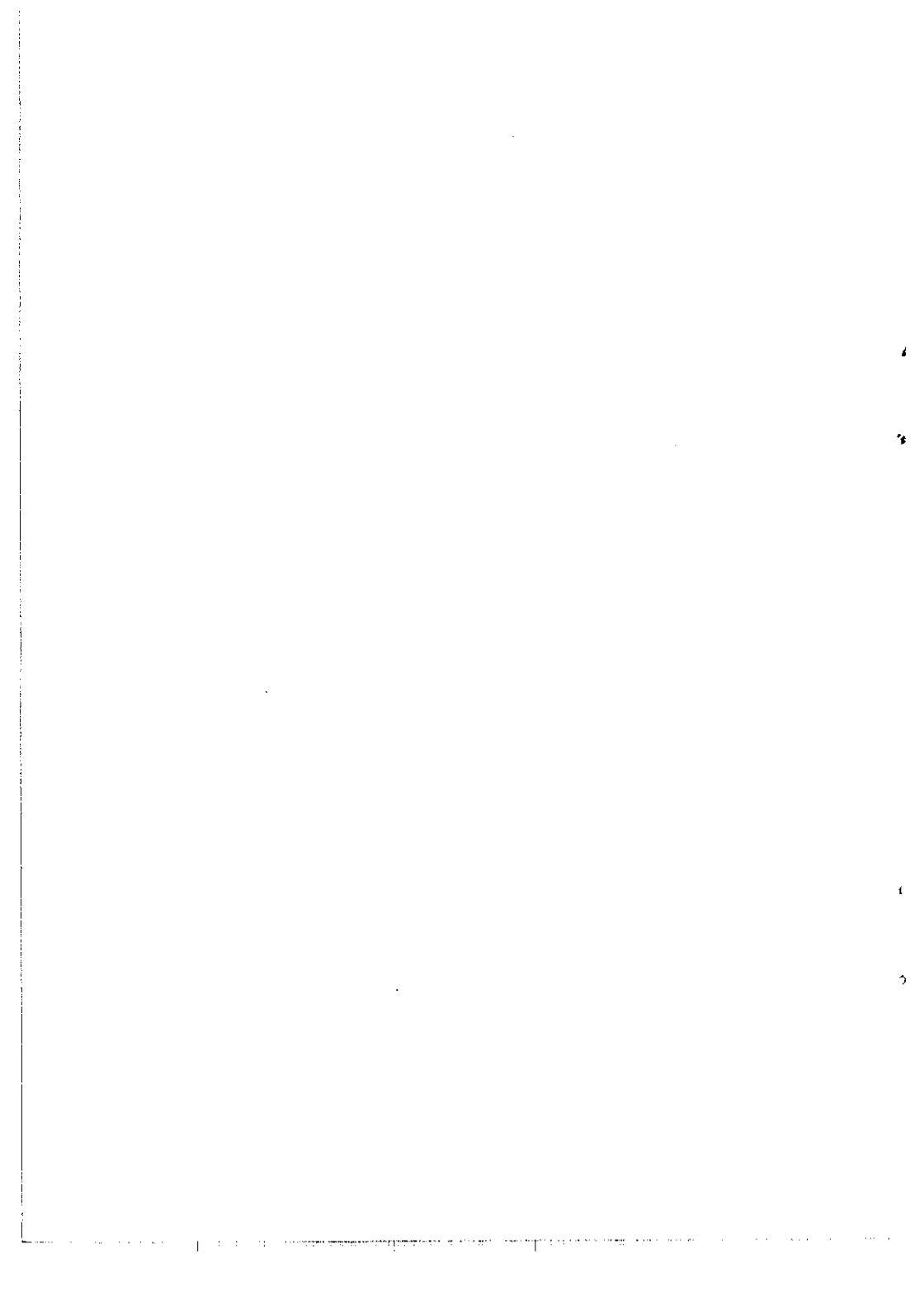
L'article présente les problèmes généraux de l'enregistrement et de l'archivage de communications téléphoniques pour satisfaire aux besoins des centres de commande des réseaux urbains (du chauffage et de distribution d'eau), ainsi que de ceux qui sont directement liés à la sécurité publique (pompiers, secours urgent, ect.). Le système multicanaux d'enregistrement et d'archivage de communications téléphoniques SDR-1, élaboré par OKW-IŁ, est expliqué d'une façon détaillée. La construction et le fonctionnement ont été examinés. A la fin, les projets ultérieurs, planifiés par OKW-IŁ, dans le cadre du système SDR, y ont été annoncés.

Andrzej Stankiewicz

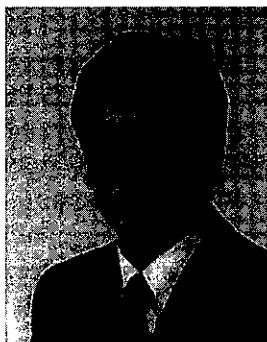
**DAS MEHRKANALDIGITALSYSTEM
FÜR GESPRÄCHSDATENERFASSUNG UND -SPEICHERUNG**

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

Im folgenden werden Probleme der Gesprächsdatenerfassung und -speicherung für Not- und Munizipaldienste (Wasser- und Heizkraftwerke, Feuerwehr, Rettungsstelle u.a.) diskutiert. Es wird beschrieben, wie das in OKW-IL entwickelte Mehrkanaldigitalsystem für Gesprächsdatenerfassung und -speicherung konstruiert worden ist und wie es funktioniert. Ferner werden die OKW-IL-Plans hinsichtlich Entwicklungsgang des Systems entworfen.



AUTORZY



Mgr inż. Edward Chrustowski urodził się 2.01.1949 r. Po ukończeniu Wydziału Elektrycznego Politechniki Warszawskiej w 1977 roku podjął pracę w Instytucie Łączności w Zakładzie Energetyki Łączności, gdzie pracuje do chwili obecnej. Zajmuje się zagadnieniami automatyzacji urządzeń zasilających, a w szczególności możliwościami zastosowania technik mikroprocesorowych w systemach sterowania i regulacji urządzeń siłowni telekomunikacyjnych oraz siłowni gwarantowanego prądu przemiennego, a także zagadnieniami związanymi z nadzorem i kontrolą urządzeń zasilających siłowni telekomunikacyjnych. Obecnie pracuje nad wdrażaniem opracowanego systemu kontroli i nadzoru (KSN). Jest autorem kilku publikacji naukowo-technicznych.



Mgr inż. Włodzimierz Czubarow urodził się 25.03.1935 r. we Włodzimierzu Wołyńskim. Ukończył Wieczorową Szkołę Inżynierską (Wydział Elektryczny Sekcja Radiotechniki i Telewizji) w 1961 r., Politechnikę Warszawską (Studium Magisterskie Automatyki Przemysłowej) w 1970 r. oraz Studium Podyplomowe Radioelektroniki na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej w 1988 roku. W latach 1966-1986 pracował w Instytu-

cie Łączności nad opracowaniem metod pomiarowych i testowaniem urządzeń radiokomunikacji produkowanych przez przemysł krajowy. W latach 1986-1988 był zatrudniony w Państwowej Inspekcji Radiowej, gdzie badał zakłócenia radioelektryczne emitowane przez urządzenia radiowe i telewizyjne. W latach 1988-1989 zajmował się w Instytucie Łączności uruchamianiem stanowiska pomiarowego propagacji fal elektromagnetycznych. W latach 1990-1993 był zatrudniony w WZT ELEMIS, gdzie zorganizował i uruchomił stanowiska pomiarowe do pomiarów zakłóceń elektromagnetycznych i odporności na nie, emitowanych przez produkowane odbiorniki telewizyjne. Od 1993 r. aż do chwili obecnej pracuje znowu w Instytucie Łączności w Zakładzie Teletransmisji. Bierze udział w procesach homologacji urządzeń cyfrowych linii radiowych, ze szczególnym uwzględnieniem kompatybilności elektromagnetycznej. Jest współautorem kilku wniosków racjonalizatorskich.



Inż. Urszula Figura urodziła się w 1954 roku w Warszawie. W latach 1974-1979 studiowała na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej w Instytucie Technologii Elektronowej. Po ukończeniu studiów rozpoczęła pracę w Zakładzie Telekomunikacji Optycznej Instytutu Łączności, zajmując się zagadnieniami

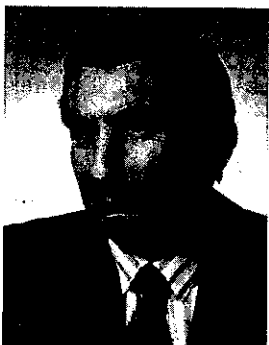
mi pomiarów parametrów transmisyjnych światłowodów, w szczególności określeniem w dziedzinie czasu i częstotliwości dyspersji światłowodowej, a następnie specjalizując się w konstrukcji światłowodowych elementów biernych. Obecnie pracuje nad zagadnieniami normalizacji i badań elementów światłowodowych stosowanych w telekomunikacji światłowodowej. Uczestniczy w pracach organizacyjnych akredytowanego Laboratorium Badań Światłowodowych i Urzędzeń Światłowodowych.



Mgr inż. Marek Jaworski urodził się w 1958 r. w Warszawie. W latach 1977-1982 studiował na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej w Instytucie Radioelektroniki. Po ukończeniu studiów rozpoczął pracę w Zakładzie Telekomunikacji Optycznej Instytutu Łączności, specjalizując się w konstrukcji światłowodowych systemów teletransmisyjnych i aparatury pomiarowej stosowanej w technice światłowodowej. Obecnie, jako starszy specjalista, zajmuje się między innymi zagadnieniami nowych technik w telekomunikacji optycznej, takich jak: WDM, transmisja koherentna, wzmacniacze optyczne, zastosowania w sieci abonenckiej. Jest autorem lub współautorem kilkunastu publikacji z dziedziny telekomunikacji optycznej.

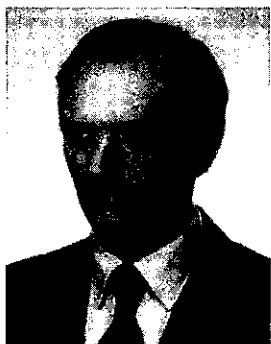


Dr inż. Julian Kowar urodził się w 1933 roku. W 1958 r. ukończył studia na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej. W 1957 r. rozpoczął pracę zawodową w Przemysłowym Instytucie Telekomunikacji jako konstruktor mikrofalowych przyrządów pomiarowych. W latach 1964–1979 pracował w Instytucie Technologii Elektronowej Politechniki Warszawskiej, gdzie uzyskał stopień doktora nauk technicznych. W 1979 r. rozpoczął pracę w Instytucie Łączności na stanowisku kierownika Zakładu Telekomunikacji Optycznej. Do chwili obecnej kieruje tam zespołem specjalizującym się w zagadnieniach miernictwa i nowych technik w telekomunikacji światłowodowej. Jest autorem lub współautorem ponad 30 publikacji oraz 25 patentów z dziedziny mikrofal i telekomunikacji światłowodowej.



Mgr inż. Tadeusz Kunert urodził się w 1935 roku. W 1959 r. ukończył Wydział Komunikacji Politechniki Warszawskiej. Rozpoczął pracę w Warszawskich Zakładach Radiowych T1 (obecnie Rawar). Przez dwa lata był zatrudniony w Głównym Urzędzie Telekomunikacji Międzyzmiastowej, a od 1962 r. aż do chwili obecnej pracuje w Zakładzie Energetyki Łączności Instytutu Łączności. Do 1993 r. był kierownikiem Pracowni Przetwornic Półprzewodnikowych.

Od wielu lat zajmuje się problemami przetwarzania energii prądu stałego, systemami zasilania gwarantowanym prądem przemiennym, opracowywaniem urządzeń zasilających dla systemów telekomunikacyjnych. Jest autorem kilkunastu patentów.



Mgr inż. Andrzej Marszałek, urodzony 24 października 1954 r. we Wrocławiu, ukończył w 1979 r. studia na Wydziale Podstawowych Problemów Techniki Politechniki Wrocławskiej. Po ukończeniu studiów podjął pracę w Instytucie Łączności we Wrocławiu. Zajmował się zagadnieniami związanymi z planowaniem uzupełniających sieci telewizyjnych w rejonach przygranicznych. Od kilku lat opracowuje programy komputerowe do analizy sieci radiowych.



Mgr inż. Andrzej Nowak urodził się w Warszawie 14.10.1937 r. W 1963 r. ukończył studia na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej. Od 1963 r. do chwili obecnej pracuje w Instytucie Łączności w Warszawie, m.in. nad opracowaniem wielokrotnych systemów cyfrowych z modulacją impulsowo-kodową o krotności 24, 30, 120 i 480. Jest autorem lub współautorem kilkunastu patentów oraz laureatem Nagrody Państwowej II stopnia.



Dr inż. Wiktor Sęga, urodzony 26 kwietnia 1951 r. w Gorzanowie, ukończył studia na Wydziale Elektroniki Politechniki Wrocławskiej. Po ukończeniu studiów podjął pracę w Instytucie Łączności we Wrocławiu. W 1979 r. uzyskał stopień naukowy doktora nauk technicznych w Instytucie Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej. Zajmuje się modelowaniem systemów radiowych oraz tworzeniem narzędzi programowych do zarządzania widmem częstotliwości radiowych. Był też odpowiedzialny za opracowanie cyfrowego modelu terenu. W latach 1988-1989 pracował dla Ministerstwa Łączności Indii jako ekspert Międzynarodowej Unii Telekomunikacyjnej. Od 1989 r. jest koordynatorem programu Wrocławskiego Sympozjum Kompatybilności Elektromagnetycznej.



Dr inż. Lech Smoczyński urodził się w 1940 r. w Płońcu (woj. zamojskie). W 1964 r. ukończył studia na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej i rozpoczął pracę zawodową w Przemysłowym Instytucie Telekomunikacji jako konstruktor podzespołów mikrofalowych dla radiolokacji. W latach 1966-1977 pracował w Instytucie Fizyki PAN, gdzie uzyskał stopień doktora nauk technicznych. W latach 1977-1987 pracował w Instytucie Technologii Materiałów Elektronicznych nad wykorzystaniem

materiałów magnetycznych w podzespołach mikrofalowych i optycznych. W 1987 roku rozpoczął pracę w Zakładzie Telekomunikacji Optycznej Instytutu Łączności. Jest autorem lub współautorem kilkudziesięciu publikacji oraz kilku patentów z dziedziny mikrofal i telekomunikacji optycznej.



Inż. Andrzej Stankiewicz urodził się 8 grudnia 1931 r. W 1953 roku ukończył studia na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej. W latach 1953-1962 pracował w służbie utrzymania central telefonicznych w Warszawie oraz w Ministerstwie Łączności, zajmując się problematyką wdrażania postępu technicznego w zakresie metod i urządzeń technicznych, dotyczących eksploatacji central telefonicznych. Od 1962 roku do chwili obecnej pracuje w Instytucie Łączności w Warszawie, z przerwami w latach 1970-71 i 1978-79, związanymi z wykonywaniem serwisu technicznego i ekspertyzami dotyczącymi urządzeń łączności na budowach, prowadzonych przez firmy zagraniczne. W Instytucie Łączności w Oddziale Konstrukcyjno-Wdrożeniowym pełni funkcję kierownika Działu Uruchomień. Zajmuje się kierowaniem i bezpośrednim wykonawstwem prac badawczo-konstrukcyjnych, dotyczących automatycznych urządzeń kontrolno-badaniowych i urządzeń pomocniczych na

potrzeby łączności telefonicznej, a także organizacją prac uruchomieniowych w ramach produkcyjnej działalności OKW IŁ. Jest autorem lub współautorem wielu, wdrożonych do produkcji, kontrolno-badaniowych i pomocniczych urządzeń łączności oraz związanych z nimi projektów wynalazczych, instrukcji technicznych i opracowań artykułów obcojęzycznych.

