

**PRACE**

**INSTYTUTU  
ŁĄCZNOŚCI**

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
BIBLIOTEKA NAUCZONA

Nr .....



**1995**

**105**

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
BIBLIOTEKA NAUCZNA

**PRACE  
INSTYTUTU  
ŁĄCZNOŚCI**

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

NR 105

---

WARSZAWA 1995

**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 1995

ISSN 0020-451X

**Redaktor: mgr Krystyna Juskiewicz**

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

---

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

### SPIS TREŚCI

1. Marek Jaworski, Julian Kowar, Lech Smoczyński - Analiza niektórych zagadnień światłowodowej sieci kablowej ze wzmacniaczami optycznymi EDFA ..... 7
2. Mirosław Pietranik, Ryszard Żarko - Ograniczenia w planowaniu sieci stacji UKF FM, wynikające z intermodulacji w odbiornikach radiofonicznych ..... 57
3. Piotr Tyrawa, Marek Kałuski - System pomiarowo-kontrolny emisji radiowych na zakres częstotliwości 100 kHz ÷ 3 GHz .. 109

### KOMUNIKATY

1. Janusz Bieńkowski - Metoda i program ekonomicznej optymalizacji kierowania wiązek łączy w hierarchicznej dwuwarstwowej sieci teletransmisyjnej ..... 155
2. Paweł Kliś - Koncepcja zespołu prostownikowego o częstotliwości przetwarzania 100 kHz ..... 165

### СОДЕРЖАНИЕ

1. Марек Яворски, Юлян Ковар, Лех Смочиньски - Анализ некоторых проблем кабельной световолоконной сети связи с оптическим усилителем EDFA ..... 7
2. Мирослав Петраник, Рьшард Жарко - Ограничения в проектировании сети станции в диапазоне УКВ вытекающие из интермодуляции в радиоприёмниках ..... 57
3. Пётр Тырава, Марек Калуски - Измерительная система наблюдения за радиовещанием в диапазоне частот 100 кГц - 3 ГГц ..... 109

СООБЩЕНИЯ

1. Януш Бенъковски - Метод и программа экономической оптимизации управления пучками линий в сети дальней связи с херархической двухслойной структурой ..... 155
2. Павел Клисъ - Проект блока выпрямителей с преобразованной частотой 100 кГц ..... 165

CONTENS

1. Marek Jaworski, Julian Kowar, Lech Smoczyński - Analysis of some problems of the optical fiber cable network the optical amplifiers EDFA ..... 7
2. Mirosław Pietranik, Ryszard Żarko - Constraints in the planning of the radio station network in the VHF band resulting from intermodulation phenomena in broadcast receivers ..... 57
3. Piotr Tyrawa, Marek Kałuski - The measuring and supervising system of the broadcasts for the frequency range 100 kHz ÷ 3 GHz ..... 109

STATEMENTS

1. Janusz Bieńkowski - The method and the programme of optimization of directing of groups of circuits in the hierarchical (two-level) transmission network ..... 155
2. Paweł Kliś - The conception of the rectifier with the conversion frequency 100 kHz ..... 165

SOMMAIRE

1. Marek Jaworski, Julian Kowar, Lech Smoczyński - Analyse de certains problèmes, concernant le réseau souterrain de fibres optiques avec les amplificateurs optiques EDFA ..... 7

2. Mirosław Pietranik, Ryszard Żarko - Réstrictions de la planification du réseau de stations UKF FM, résultant de l'intermodulation dans les radiorecepteurs . . . . .	57
3. Piotr Tyrawa, Marek Kałuski - Système de mesure et de surveillance des émissions radiophoniques dans la gamme de fréquence 100 kHz ÷ 3 GHz . . . . .	109

### COMMUNIQUES

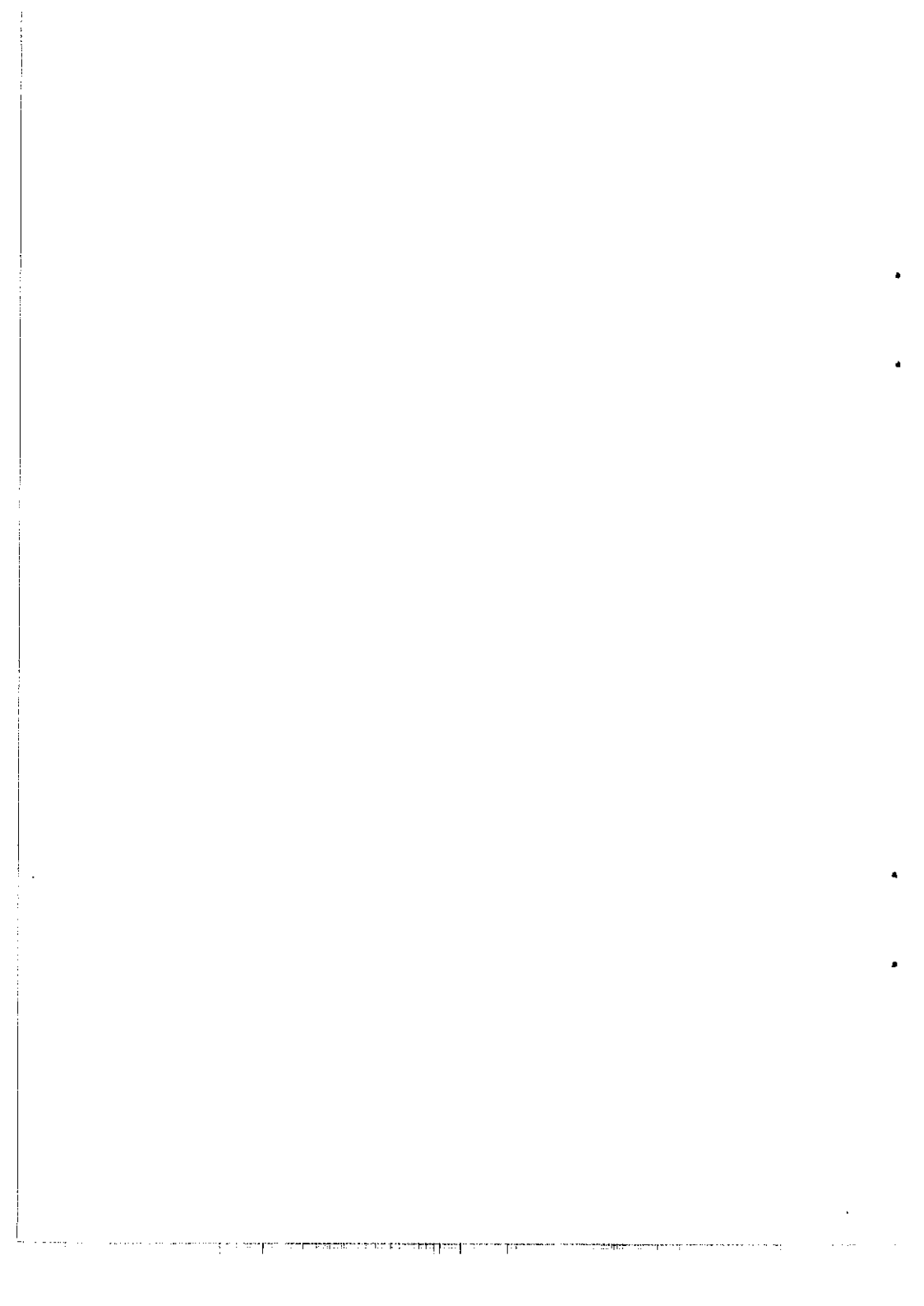
1. Janusz Bieńkowski - La méthode et le programme d'optimisation de réacheminement des faisceaux des circuits dans un réseau hiérarchique de transmission . . . . .	155
2. Paweł Kliś - Conception de redresseur a découpage a fréquence de conversion 100 kHz . . . . .	165

### INHALTSVERZEICHNIS

1. Marek Jaworski, Julian Kowar, Lech Smoczyński - Analyse einigen Fragen der Lichtwellenleiterkabelnetz mit optischen EDFA-Verstärkern . . . . .	7
2. Mirosław Pietranik, Ryszard Żarko - Die aus Intermodulation in Rundfunkempfänger entstandene Einschränkungen in Planen der Netz von UKW-FM-Stationen . . . . .	57
3. Piotr Tyrawa, Marek Kałuski - Das Funkstrahlung-Messprüfsystem für Frequenzbereich von 100 kHz bis 3 GHz . . . . .	109

### MITTEILUNGEN

1. Janusz Bieńkowski - Verfahren und Programm der ökonomischen Optimierung von Steuerung der Leitungsbüdel in hierarchischer, aus zwei Schichten bestehender Übertragungsnetz . . . . .	155
2. Paweł Kliś - Konzeption des Gleichrichtersatz mit Umsetzungsfrequenz von 100 kHz . . . . .	165



Marek Jaworski, Julian Kowar  
Lech Smoczyński

621.372.8::535.3

## ANALIZA NIEKTÓRYCH ZAGADNIEŃ ŚWIATŁOWODOWEJ SIECI KABLOWEJ ZE WZMACNIACZAMI OPTYCZNYMI EDFA

W artykule przedstawiono analizę fundamentalnych własności szumowych systemów rozprowadzania sygnałów telewizji kablowej ze wzmacniaczami EDFA, na podstawie zmodyfikowanej przez autorów metody, która umożliwia w prosty sposób oszacowanie optymalnego współczynnika głębokości modulacji, dokładniej niż dotychczas spotykano w literaturze. Ponadto szczegółowo opisano praktyczne aspekty realizacji w pełni światłowodowej sieci rozprowadzającej, na przykładzie systemu SCM-FM firmy NTT.

### 1. WSTĘP

Obecnie najczęściej stosowanym sposobem transmisji sygnałów telewizji kablowej jest modulacja amplitudy sygnału z wielokrotnego częstotliwościowo (*AM-SCM - Amplitude Modulation Subcarrier Multiplexed*). Przy dużym zasięgu transmisji aktualnie wykorzystuje się technikę światłowodową z bezpośrednią modulacją lasera półprzewodnikowego. W ostatnich latach technologia produkcji półprzewodnikowych laserów jednomodowych DFB (*Distributed Feedback*) została doprowadzona do poziomu, umożliwiającego ich zastosowanie w systemach rozprowadzania sygnałów telewizji kablowej. Największą zaletą tego rozwiązania jest jego kompatybilność ze standardami dotyczącymi kablów sieci rozprowadzających. Dodatkowo, duża liniowość wyjściowego sygnału optycznego, w odniesieniu do prądu sterującego nowej generacji laserów DFB, umożliwia spełnienie



ostrzych wymagań dotyczących zniekształceń nieliniowych, stawianych systemom transmisji analogowej.

Pojawienie się, w ostatnich latach, optycznych wzmacniaczy światłowodowych działających w zakresach długości fal  $1,3 \mu\text{m}$  i  $1,55 \mu\text{m}$ , jest szczególnie interesujące z punktu widzenia ich zastosowania w sieciach światłowodowej telewizji kablowej. Duża moc wyjściowa i niski poziom szumów wzmacniaczy światłowodowych daje potencjalną możliwość dostarczenia, z jednego nadajnika, dużej liczbie abonentów, wielu kanałów wizyjnych o bardzo dobrej jakości. Systemy rozprowadzania z wykorzystaniem wzmacniaczy światłowodowych z pewnością będą stosowane w przyszłych systemach typu FTTC (*Fiber to the Curb*), oraz FTTH (*Fiber to the Home*). Zastosowanie lasera DFB o doskonałej liniowości, w połączeniu ze wzmacniaczem światłowodowym o małych szumach i zniekształceniach oraz dużej mocy wyjściowej, staje się wysoce pożądane, zarówno w traktach dalekosiężnych jak i sieciach rozprowadzania sygnałów wizyjnych.

## 2. WŁASNOŚCI WZMACNIACZY ŚWIATŁOWODOWYCH

Wzmacniacze światłowodowe na zakres drugiego i trzeciego okna transmisji stwarzają nowe perspektywy dla zastosowań techniki światłowodowej w sieciach telewizji kablowej. Należy jednak zaznaczyć, że obecnie dostępne na rynku wzmacniacze światłowodowe o dobrych parametrach to wzmacniacze EDFA (*EDFA - Erbium Doped Fiber Amplifier*) na zakres  $1,55 \mu\text{m}$ . Są w nich wykorzystywane światłowody kwarcowe domieszkowane erbem, wytwarzane za pomocą sprawdzonych technologii, zbliżonych do stosowanych przy produkcji klasycznych światłowodów jednomodowych. Zostały również opracowane wzmacniacze PDFA (*PDFA - Praseodymium Doped Fiber Amplifier*) na zakres  $1,3 \mu\text{m}$ , na światłowodach fluorkowych domieszkowanych prazeodymem. Jednak ich gorsze parametry oraz trudności

technologiczne sprawiają, że dotychczas praktyczne zastosowanie w telekomunikacji znalazły tylko wzmacniacze EDFA, które pod względem parametrów przewyższają również wzmacniacze półprzewodnikowe.

Głównymi zaletami wzmacniaczy EDFA są:

- 1) duża moc wyjściowa,
- 2) małe szумы,
- 3) małe zniekształcenia nieliniowe,
- 4) niezależność od polaryzacji sygnału wejściowego.

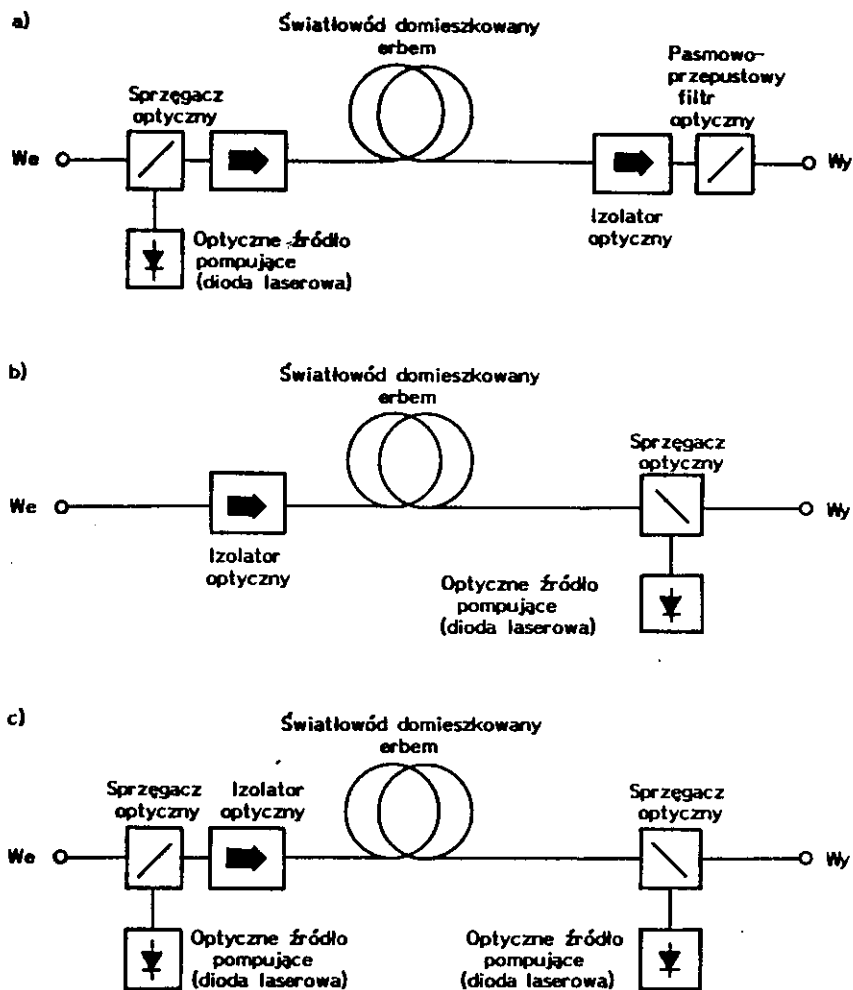
Typowe konfiguracje wzmacniaczy EDFA [16] przedstawiono na rys. 1. Jony erbu w światłowodzie domieszkowanym tym pierwiastkiem (*EDF - Erbium Doped Fiber*) przechodzą w stan wzbudzenia pod wpływem dostarczanego promieniowania pompy pracującej w zakresie  $1,48 \mu\text{m}$  lub  $0,98 \mu\text{m}$ . Słaby sygnał wejściowy, z zakresu  $1,55 \mu\text{m}$ , pobudza emisję wymuszoną, towarzyszącą przejściu jonów erbu do stanu podstawowego, co powoduje wzmocnienie sygnału. Izolatory: wejściowy i wyjściowy, zmniejszają szумы wzmacniacza, spowodowane oddziaływaniem sygnałów odbitych.

Ogólnie rzecz biorąc, pompowanie współbieżne charakteryzuje się mniejszym współczynnikiem szumów NF oraz mniejszą sprawnością  $\eta$ , niż pompowanie przeciwbieżne.

W przybliżeniu: NF =  $4 \div 5$  dB oraz  $\eta = 40 \div 50\%$ , przy pompowaniu współbieżnym i odpowiednio: NF =  $6 \div 7$  dB, oraz  $\eta = 60 \div 70\%$ , przy pompowaniu przeciwbieżnym, przy założeniu pompowania na długości fali  $1,48 \mu\text{m}$ .

Pompowanie dwukierunkowe łączy w sobie zalety obu wyżej wymienionych sposobów pompowania, zwiększa jednak blisko dwukrotnie koszt wzmacniacza.

Zastosowanie pompowania na długości fali  $0,98 \mu\text{m}$  daje polepszenie współczynnika szumów, do  $3 \div 4$  dB. Jednak dokładność ustalenia długości fali pompy w zakresie  $0,98 \mu\text{m}$  musi być znacznie większa, niż w przypadku zakresu  $1,48 \mu\text{m}$ , z powodu różnych szero-



Rys. 1. Typowe konfiguracje wzmacniaczy EDFA

- a) pompowanie w przód (współbieżnie); b) pompowanie wsteczne (przeciwbieżnie); c) pompowanie dwukierunkowe

kości pasm absorbcyjnych światłowodu EDF (*EDF - Erbium Doped Fiber*). Szerokość połówkowa dla zakresu  $0,98 \mu\text{m}$  wynosi  $15 \text{ nm}$ , a dla zakresu  $1,48 \mu\text{m} - 50 \text{ nm}$ .

### 3. PODSTAWOWA ANALIZA WŁASNOŚCI SZUMOWYCH

Należy wziąć pod uwagę trzy fundamentalne, nieusuwalne źródła zakłóceń sygnału [6]:

- 1) zniekształcenia nieliniarne spowodowane przesterowaniem nadajnika,
- 2) szum śrutowy odbiornika,
- 3) szum emisji spontanicznej wzmacniacza EDFA.

Do oszacowania stosunku mocy sygnału do szumu jest niezbędne określenie mocy sygnału odbieranego. Dla sygnału SCM kwadrat prądu, proporcjonalny do mocy na wyjściu detektora, dla pojedynczego kanału wynosi:

$$P_{sm} = \frac{(m \cdot R \cdot G \cdot P_s^{in} \cdot L)^2}{2}, \quad (1)$$

gdzie:

- $m$  - współczynnik głębokości modulacji dla pojedynczego kanału,
- $R$  - czułość fotodetektora,  $R = \eta \cdot e / h \cdot \nu$ ,
- $\eta$  - wydajność kwantowa fotodetektora,
- $e$  - ładunek elektronu,  $e = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ ,
- $\nu$  - częstotliwość sygnału optycznego,
- $h$  - stała Plancka,  $h = 6,62 \cdot 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$ ,
- $G$  - wzmacnienie EDFA,
- $P_s^{in}$  - moc wejściowa,
- $L$  - tłumienie toru światłowodowego pomiędzy wzmacniaczem a odbiornikiem.

Kwadrat prądu szumów śrutowych, w odniesieniu do pasma odbieranego sygnału, wynosi:

$$N_{sh} = 2 \cdot e \cdot R \cdot G \cdot P_s^{in} \cdot L \cdot B_o, \quad (2)$$

gdzie:

$B_o$  - elektryczne pasmo dla szumów odbiornika.

Kwadrat prądu szumów zdudnieniowych sygnału i emisji spontanicznej w tym samym pasmie wynosi:

$$N_{s-sp} = 4 \cdot R \cdot \eta \cdot e \cdot n_{sp} \cdot (G - 1) \cdot L^2 \cdot G \cdot P_s^{in} \cdot B_o, \quad (3)$$

gdzie:

$n_{sp}$  - współczynnik inwersji jonów erbu we wzmacniaczu.

Stosując powyższe wzory do obliczenia stosunku mocy sygnału do szumu (*CNR - Carrier-to-Noise Ratio*), otrzymuje się następujące zależności:

$$CNR_{sh} \equiv \frac{P_{sm}}{N_{sh}} = \frac{\eta \cdot m^2 \cdot G \cdot P_s^{in} \cdot L}{4 \cdot h \cdot v \cdot B_o}, \quad (4)$$

$$CNR_{s-sp} \equiv \frac{P_{sm}}{N_{s-sp}} = \frac{m^2 \cdot G \cdot P_s^{in}}{8 \cdot h \cdot v \cdot n_{sp} \cdot (G - 1) \cdot B_o}. \quad (5)$$

Należy również rozpatrzyć wpływ zniekształceń nieliniarnych spowodowanych przesterowaniem nadajnika. Jeśli charakterystyka prąd sterujący - optyczna moc wyjściowa jest idealnie linearna, głębokość modulacji jest ograniczona przesterowaniem, powodującym powstanie zniekształceń nieliniarnych. Przesterowanie powstaje w przypadku występowania dużych zmian prądu sterującego lasera,

przekraczających wartość progową, poniżej której wyjściowa moc optyczna jest bliska zeru. W [4] i [14] zostało wykazane, że całkowity stosunek mocy nośnej do mocy zniekształceń nieliniarnych (CNLD - Carrier to NonLinear Distortion), spowodowany opisanym powyżej zjawiskiem, wynosi:

$$\text{CNLD} = \sqrt{2 \cdot \pi} \cdot \frac{(1 + 6 \cdot \mu^2)}{\mu^3} \cdot e^{-1/2 \cdot \mu^2}, \quad (6)$$

gdzie:

$\mu$  - wartość skuteczna całkowitego współczynnika modulacji, wyrażająca się wzorem:

$$\mu = m \cdot \sqrt{N/2}, \quad (7)$$

gdzie:

$N$  - liczba kanałów,

$m$  - współczynnik głębokości modulacji dla pojedynczego kanału.

Należy zwrócić uwagę, że we współczynniku CNLD są uwzględniane produkty intermodulacji wszystkich rzędów. Współczynnik CNLD jest funkcją wykładniczą  $\mu$ , dlatego zniekształcenia rosną gwałtownie po przekroczeniu pewnej wartości progowej  $\mu$ . Zastosowanie do analizy jakości transmisji współczynnika CNLD jest, według naszej oceny, najlepszą drogą do oszacowania optymalnego całkowitego współczynnika modulacji  $\mu$ . Oczywiście, można w tej analizie posługiwać się, często stosowanymi w praktyce, współczynnikami nieliniarności drugiego (CSO - Composite Second Order) i trzeciego rzędu (CTB - Composite Triple Beat), ale posługiwanie się całkowitym współczynnikiem zniekształceń nieliniarnych CNLD upraszcza analizę oraz daje oszacowanie od góry wpływu zniekształceń.

Całkowity stosunek CNR w odbiorniku, uwzględniający trzy wymienione na wstępie źródła zakłóceń, wyraża się zależnością:

$$\frac{1}{CNR} = \frac{1}{CNR_{sh}} + \frac{1}{CNR_{s-sp}} + \frac{1}{CNLD} \quad (8)$$

Należy zauważyć, że tak zdefiniowany stosunek mocy nośnej do szumów uwzględnia, oprócz mocy rzeczywistych szumów pochodzących z różnych źródeł, także moc intermodulacji z innych kanałów, która jest traktowana jak szum. Takie podejście stosuje się w analizie własności szumowych systemów SCM, w przypadku dużej liczby kanałów telewizyjnych.

W dalszej analizie wygodnie jest posługiwać się odwrotnością stosunku mocy sygnału do zakłóceń, zwaną współczynnikiem NCR. Całkowity współczynnik NCR wynosi, analogicznie jak w zależności (8):

$$\begin{aligned} NCR = NCR_{sh} + NCR_{s-sp} + NLDC = & \frac{2 \cdot h \cdot \nu \cdot B_e}{\eta \cdot G \cdot L \cdot \mu^2 \cdot (P_s^{in}/N)} + \\ & + \frac{4 \cdot h \cdot \nu \cdot n_{sp} \cdot B_e \cdot (G-1)}{\mu^2 \cdot (P_s^{in}/N) \cdot G} + \frac{\mu^3 \cdot e^{-1/2 \mu^2}}{\sqrt{2 \cdot \pi} \cdot (1 + 6 \cdot \mu^2)} \end{aligned} \quad (9)$$

Prostota wyrażenia (9) wynika z faktu, że poszczególne składniki NCR sumują się w postaci całkowitego współczynnika NCR, dlatego minimalizując NCR, równocześnie maksymalizuje się CNR.

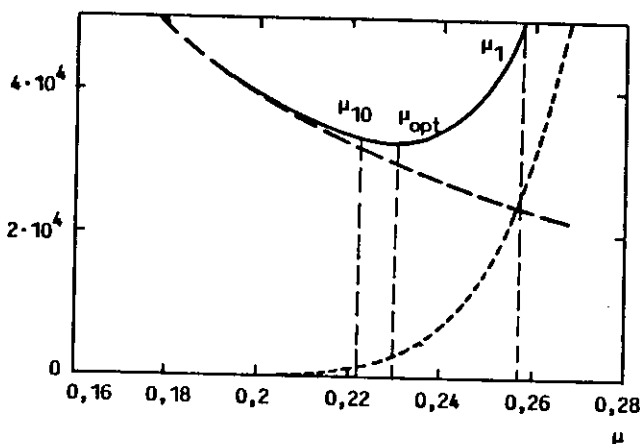
Warto zwrócić uwagę na następujące cechy poszczególnych składników NCR:

- 1) jedynie  $NCR_{sh}$  zależy od tłumienia toru światłowodowego;
- 2) własności wzmacniacza nie mają wpływu na poziom zniekształceń nieliniowych, to znaczy, że współczynnik NLDC zależy wyłącznie od współczynnika całkowitej głębokości modulacji  $\mu$ ;
- 3) wszystkie współczynniki NCR zależą od  $\mu$ .

Ważnym zagadnieniem jest optymalizacja współczynnika  $\mu$  dla uzyskania minimalnej wartości NCR. W pracy [6] współczynnik  $\mu$  wybierany jest tak, aby była spełniona zależność:

$$\text{NLDC} = \text{NCR}_{\text{sh}} + \text{NCR}_{\text{a-sp}} \quad (10)$$

Bliższa analiza charakteru zależności składników NCR od  $\mu$ , zawarta we wzorze (9), oraz przedstawiona na rys. 2, wskazuje, że takie



Rys. 2. Zależność stosunku mocy szumu do sygnału od współczynnika głębokości modulacji dla różnych źródeł szumu

—  $\text{NCR}_{\text{sh}} + \text{NCR}_{\text{a-sp}}$     - - - - NLDC,    — NCR

podejście prowadzi do błędu w oszacowaniu minimum współczynnika NCR osiągającego prawie 3 dB. Dlatego proponujemy założenie, że:

$$\text{NLDC} = 0,1 \cdot (\text{NCR}_{\text{sh}} + \text{NCR}_{\text{a-sp}}) \quad (11)$$

Dla spotykanych w praktyce wartości NCR, z zakresu od -42 dB do -58 dB, zastosowanie powyższej aproksymacji daje błąd oszacowania CNR mniejszy od 0,1 dB.



Inną metodą obliczenia optymalnego współczynnika  $\mu$  jest znalezienie pierwiastka pochodnej wyrażenia (9) względem  $\mu$ . Znalezienie tego rozwiązania na drodze analitycznej nie jest trudne, ale powstająca w ten sposób zależność ma bardzo rozbudowaną, a przez to nieprzejrzystą formę.

W przykładzie z rys. 2 wybrano takie tłumienie toru światłowodowego, aby moce szumów emisji spontanicznej oraz śrutowego, były sobie równe. Oznacza to zwiększanie tłumienia toru do punktu, w którym zaczyna przeważać szum śrutowy, powyżej którego dalsze zwiększanie tłumienia jest związane z bardzo szybkim pogorszeniem jakości transmisji.

Wybór współczynnika  $\mu$  tak, aby spełniona była zależność (11) sprowadza się do rozwiązania (6) względem  $\mu$ , przy założeniu, że  $CNLD = 11 \cdot CNR$ , co jest, w mierze decybelowej, równoważne założeniu:

$$CNLD = CNR + 10,4 . \quad (12)$$

Oznacza to, że optymalny punkt pracy charakteryzuje się tym, że moc zniekształceń nieliniarnych jest o rząd wielkości mniejsza niż moc szumów oraz że dla założonego CNR można określić optymalny współczynnik  $\mu$ .

Ogólniejszym zagadnieniem jest określenie, jaką liczbę kanałów  $N$  można dostarczyć, przy założonym stosunku szumu do sygnału NCR, do jakiej liczby odbiorników  $M$ . Po określeniu współczynnika  $\mu$ , należy w tym przypadku zastosować zależność:

$$\frac{NCR}{1,1} = \frac{A \cdot M}{\eta \cdot (P_s^{in}/N) \cdot G} + \frac{2 \cdot n_{sp} \cdot A \cdot (G - 1)}{(P_s^{in}/N) \cdot G} , \quad (13)$$

gdzie:

$M$  - krotność podziału sygnału optycznego,  $M = 1/L$ ,

$A$  - stała, wynosząca  $A = 2 \cdot h \cdot \nu \cdot B_e / \mu^2$ .

Wzór (13) ustala relację między liczbą kanałów  $N$  a liczbą odbiorników  $M$ .

Przedstawiona powyżej analiza pozwala na sformułowanie następujących wskazówek, pomocnych przy projektowaniu sieci rozprzadzających.

1. Mając dane: moc pompy oraz sygnału, należy tak dobrać długość światłowodu aktywnego EDF, aby wzmocnienie sygnału było maksymalne (patrz pkt 7). Dla tak zaprojektowanego wzmacniacza można obliczyć współczynnik emisji spontanicznej  $n_{sp}$ , oraz jego dolną granicę  $n_{sp}(\min)$ , stosowaną przy oszacowaniu fundamentalnych ograniczeń stosowania wzmacniaczy EDFA.
2. Dla założonej wartości CNR można obliczyć optymalną całkowitą głębokość modulacji, rozwiązując (6) przy założeniu, że  $CNLD = 11 \cdot CNR$ .
3. Można skorzystać z zależności (13) do znalezienia relacji pomiędzy liczbą odbiorników  $M$ , a liczbą kanałów  $N$ .

W rezultacie jest możliwe określenie, ile kanałów można przestać do ilu odbiorników, przy założonym stosunku sygnału do zakłóceń CNR oraz danych mocach pompy i sygnału wejściowego.

Dla dużych wartości wzmocnienia optycznego zależność (13) sprowadza się do prostej relacji pomiędzy mocą wejściową przypadającą na pojedynczy kanał ( $P_s^{in}/N$ ) a współczynnikiem podziału mocy  $M$ :

$$\frac{P_s^{in}}{N} = 1,1 \cdot A \cdot CNR \cdot \left( \frac{M}{\eta \cdot G} + 2 \cdot n_{sp} \right). \quad (14)$$

Zależności (13) i (14) dają dokładny wynik w przypadku prawidłowego określenia  $n_{sp}$ . Jeśli, na przykład, do wzoru (14) zastosować dolną wartość graniczną  $n_{sp}(\min)$ , to otrzyma się dolną granicę wymaganej mocy sygnału dla pojedynczego kanału, czy też górną granicę liczby odbiorników, do których można przestać daną liczbę kanałów.

Zastosowanie do obliczeń współczynnika  $n_{sp}(\min)$  daje odpowiedź na fundamentalne ograniczenia transmisji.

Na podstawie zależności (14), przyjmując  $G = 1$  oraz  $n_{sp} = 0$ , można oszacować możliwości konwencjonalnego systemu SCM AM, działającego bez wzmacniacza optycznego. Przy takim założeniu zależność (14) można przekształcić do postaci:

$$\frac{P_s^{in}}{N} = 1,1 \cdot A \cdot \text{CNR} \cdot \frac{M}{\eta}, \quad (15)$$

co jest równoważne z:

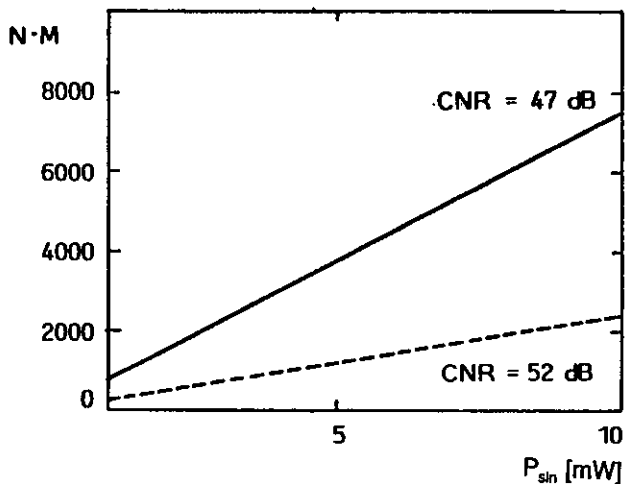
$$N \cdot M = \frac{P_s^{in} \cdot \eta}{1,1 \cdot A \cdot \text{CNR}}. \quad (16)$$

Z zależności (16) wynika, że iloczyn liczby kanałów  $N$  i liczby odbiorników  $M$  jest stały oraz że jest proporcjonalny do mocy nadajnika i odwrotnie proporcjonalny do wymaganego stosunku sygnału do szumu CNR.

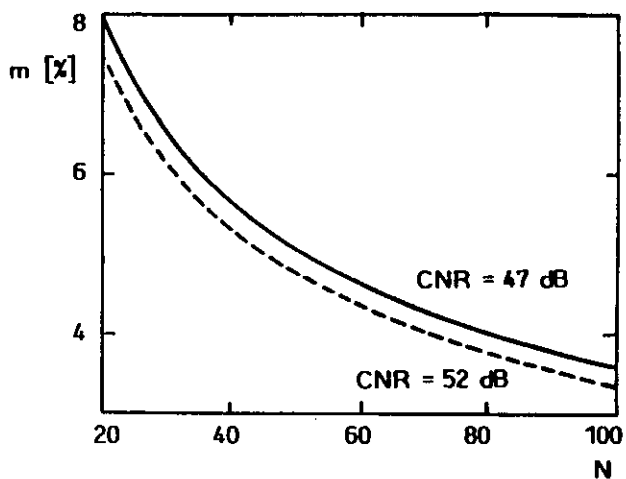
Na rys. 3 przedstawiono iloczyn  $N \cdot M$  w funkcji  $P_s^{in}$  dla  $\text{CNR} = 47$  i  $\text{CNR} = 52$  dB.

Przy założeniu, że moc zniekształceń nieliniarnych jest dziesięciokrotnie mniejsza od mocy szumów - co stanowi warunek opisanej powyżej optymalizacji - można obliczyć całkowity współczynnik modulacji  $\mu$ , stosując zależność (6). Następnie stosuje się wyrażenie (7), do obliczenia współczynnika  $m$  - głębokości modulacji odniesionej do pojedynczego kanału, w funkcji liczby kanałów  $N$ . Relację tę pokazano na rys. 4, dla CNR wynoszącego 47 dB i 52 dB. Wykres ten znajduje zastosowanie przy porównaniu wymaganej głębokości modulacji, z wartością praktycznie możliwą do uzyskania.

Dla systemu ze wzmacniaczem o przykładowych parametrach światłowodu EDF podanych w pkt. 6 zastosowanie wzoru (14) pro-

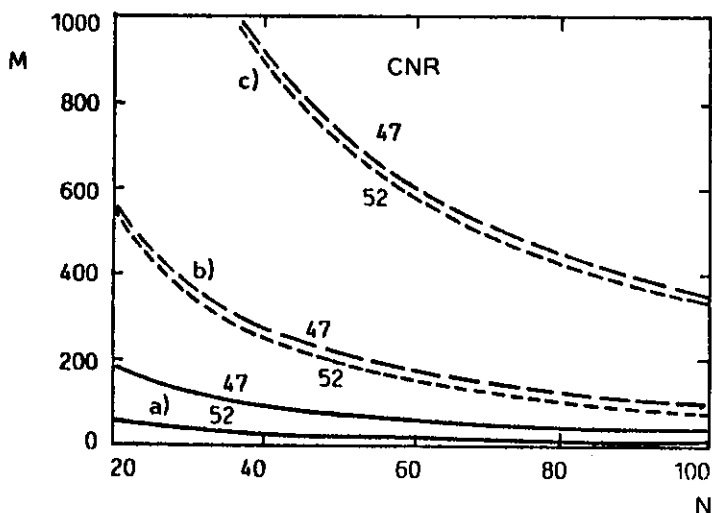


Rys. 3. Iloczyn liczby kanałów i liczby odbiorników w funkcji mocy wejściowej sygnału



Rys. 4. Głębokość modulacji odniesiona do pojedynczego kanału, w funkcji liczby kanałów

wadzi do wyników zaprezentowanych na rys. 5. Linie ciągłe przedstawiają własności systemu bez wzmacniacza, zaś linie kropkowane - - dokładne (przy współczynniku  $n_{sp}$  obliczonym bez uproszczeń) parametry systemu ze wzmacniaczem. Linie kreskowane ilustrują fundamentalne ograniczenia systemu ze wzmacniaczem (przy teoretycznie minimalnym, dla danego światłowodu EDF, współczynniku  $n_{sp}$ , obliczonym dla nieskończonej mocy pompy). Na rys. 5 pokazano liczbę odbiorników  $M$ , w funkcji liczby kanałów  $N$ , dla stosunku sygnału do szumu  $CNR = 52$  dB i 47 dB, mocy pompy 50 mW oraz mocy sygnału wejściowego  $P_s^{in} = 5$  mW.



Rys. 5. Maksymalna liczba odbiorników w funkcji liczby kanałów  
 a) dla systemu bez wzmacniacza; b) dla systemu ze wzmacniaczem i współczynnikiem  $n_{sp}$  obliczonym bez uproszczeń; c) dla systemu ze wzmacniaczem i minimalnym współczynnikiem  $n_{sp}$

W tabelicy 1 zamieszczono podsumowanie przeprowadzonej analizy, zakładając, że parametry lasera nadawczego i pompy są na naj-

wyższym poziomie technicznym ( $P_{\text{sin}} = 10 \text{ mW}$ ,  $P_{\text{pin}} = 100 \text{ mW}$ ). Przedstawiono, do maksymalnie ilu odbiorników można przestać sygnał telewizji kablowej z modulacją SCM AM-VSB, przy transmisji 40 lub 60 kanałów i stosunku sygnału do szumu wynoszącym 47 dB i 52 dB, bez lub ze wzmacniaczem.

Tablica 1

Maksymalna liczba odbiorników dla różnych wariantów sieci

Parametry sieci		Liczba odbiorników M		
CNR [dB]	N	bez wzmacniacza ( $n_{\text{sp}}=0$ , $G=1$ )	ze wzmacniaczem	
			dla $n_{\text{sp}}$	dla $n_{\text{sp}}$ (min)
47	40	94	890	911
	60	63	579	600
52	40	30	251	272
	60	20	153	174

Należy podkreślić, że otrzymane wartości są zawyżone, gdyż nie uwzględniają wpływu innych źródeł zniekształceń transmitowanego sygnału, takich jak: całkowity szum odbiornika, zniekształcenia nieliniarne oraz nadmiarowy szum lasera nadawczego (*RIN - Relative Intensity Noise*), przestrajanie częstotliwości pracy lasera nadawczego przy modulacji mocy (*chirp*) w powiązaniu z dyspersją toru oraz zjawisko wtórnego rozproszenia Rayleigha.

#### 4. ANALIZA WŁASNOŚCI SZUMOWYCH ODBIORNIKA Z DIODĄ LAWINOWĄ, STOSOWANEGO W SYSTEMACH Z MODULACJĄ FM

Zależność pomiędzy ważonym stosunkiem mocy sygnału do szumu SNR (*SNR - Signal to Noise Ratio*) a współczynnikiem CNR jest następująca:

- dla modulacji AM:

$$\text{SNR}_{\text{AM}} = \text{CNR} - 0,3 \text{ [dB]}, \quad (17)$$

- dla modulacji FM:

$$\text{SNR}_{\text{FM}} = \text{CNR} + 10 \cdot \log \left[ \left( \frac{\text{Lumi}}{\text{Mono}} \right)^2 \cdot \frac{3 \cdot B \cdot \Delta F^2}{f_v^3} \right] + w \text{ [dB]}, \quad (18)$$

gdzie:

$B_e$  - pasmo szumowe odbiornika,

Lumi - nominalna amplituda luminancji,

Mono - amplituda międzyszczytowa monochromatycznego sygnału wizyjnego zawierającego impulsy synchronizacji,

w - współczynnik wagowy, mający swe źródło w działaniu de-emfazy,

$\Delta F$  - międzyszczytowa dewiacja modulatora FM,

$f_v$  - szerokość pasma wizyjnego podstawowego.

Z zależności (17) i (18) wynikają szczególnie ostre wymagania na charakterystyki szumowe poszczególnych urządzeń w systemach SCM z modulacją amplitudy, podczas gdy w systemach SCM-FM uzyskanie wymaganego stosunku sygnału do szumu jest znacznie łatwiejsze.

Przykładowo [16] dla standardu japońskiego satelity rozsiewczego obowiązują następujące wartości podstawowych parametrów:  $w = 14,3 \text{ dB}$ ,  $\text{Lumi/Mono} = 100/140$ ,  $B_e = 27 \text{ MHz}$ ,  $\Delta f = 17 \text{ MHz}$ ,  $f_v = 4,5 \text{ MHz}$ .

Dla podanych parametrów ważony współczynnik SNR wynosi:

$$\text{SNR}_{\text{FM}} = \text{CNR} + 33,5 \text{ [dB]}.$$

Do osiągnięcia współczynnika  $\text{SNR}_{\text{FM}} = 52 \text{ dB}$  jest wymagany współczynnik CNR równy  $16,5 \text{ dB}$ .

Systemy z modulacją FM są dużo bardziej odporne na zniekształcenia nielinearne niż systemy AM, dlatego można w nich stosować

odbiorniki z diodą lawinową, co dodatkowo zwiększa czułość odbioru.

Stosunek mocy szumów do nośnej NCR, w systemie SCM z odbiornikiem zawierającym diodę lawinową, wyraża się wzorem:

$$\begin{aligned}
 \text{NCR} = & \frac{2 \cdot \text{RIN} \cdot B_e}{m^2} + \frac{4 \cdot e \cdot (M_{\text{APD}}^{2+x} \cdot (I_{\text{ph}} + I_{\text{dm}}) + I_{\text{d0}}) \cdot B_e}{m^2 \cdot M_{\text{APD}}^2 \cdot I_{\text{ph}}^2} + \\
 & + \frac{2 \cdot \langle I_{\text{th}}^2 \rangle \cdot B_e}{m^2 \cdot M_{\text{APD}}^2 \cdot I_{\text{ph}}^2} + \sigma_{\text{IM}}^2 \cdot B_e
 \end{aligned} \tag{19}$$

gdzie:

- RIN - szum nadmiarowy,
- $B_e$  - szerokość pasma sygnału,
- $m$  - współczynnik głębokości modulacji sygnału optycznego w odniesieniu do pojedynczego kanału,
- $I_{\text{ph}}$  - prąd sygnału użytecznego detektora,
- $I_{\text{dm}}$  - składowa prądu ciemnego detektora uczestnicząca w powielaniu,
- $I_{\text{d0}}$  - składowa prądu ciemnego diody lawinowej nie uczestnicząca w powielaniu,
- $M_{\text{APD}}$  - współczynnik powielania diody lawinowej,
- $x$  - współczynnik szumów nadmiarowych diody lawinowej,
- $\langle I_{\text{th}}^2 \rangle$  - zastępcza gęstość widmowa szumu odbiornika odniesiona do jego wejścia,
- $\sigma_{\text{IM}}$  - stosunek mocy produktów intermodulacji do mocy nośnej.

Pierwszy składnik (19) jest szumem nadmiarowym diody laserowej nadajnika (RIN). Jego wartość nie zależy od mocy wejściowej odbiornika. Drugi składnik (19) jest spowodowany szumem śrutowym, trzeci składnik (19) - szumem termicznym odbiornika, zaś ostatni, czwarty składnik zależności (19) - zniekształceniami intermodula-

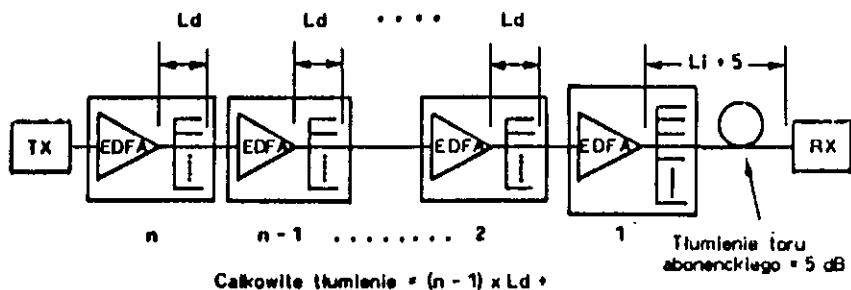


cyjnymi. Zniekształcenia intermodulacyjne są wytwarzane głównie poprzez nierównomierność charakterystyk lasera oraz diody lawinowej APD.

## 5. ANALIZA ZASIĘGU SIECI ROZPROWADZAJĄCEJ ZE WZMACNIACZAMI EDFA

Zastosowanie kaskadowego połączenia wzmacniaczy EDFA w sieci rozprowadzającej pozwala na zwiększenie zasięgu transmisji bądź zwiększenie liczby odbiorników i transmitowanych kanałów. Akumulacja szumów i zniekształceń nieliniowych w kaskadzie EDFA powoduje jednak ograniczenie zasięgu i pojemności (tj. liczby kanałów i odbiorników) sieci.

W [16] oszacowano własności kaskady wzmacniaczy EDFA, z punktu widzenia akumulacji szumów. Wyniki analizy modelu sieci przedstawionej na rys. 6 podano poniżej.



Rys. 6. Model sieci rozprowadzającej ze wzmacniaczami EDFA

Obliczono całkowite dopuszczalne tłumienie w funkcji liczby kanałów TV z modulacją AM-SCM, przyjmując liczbę stopni kaskady jako parametr.

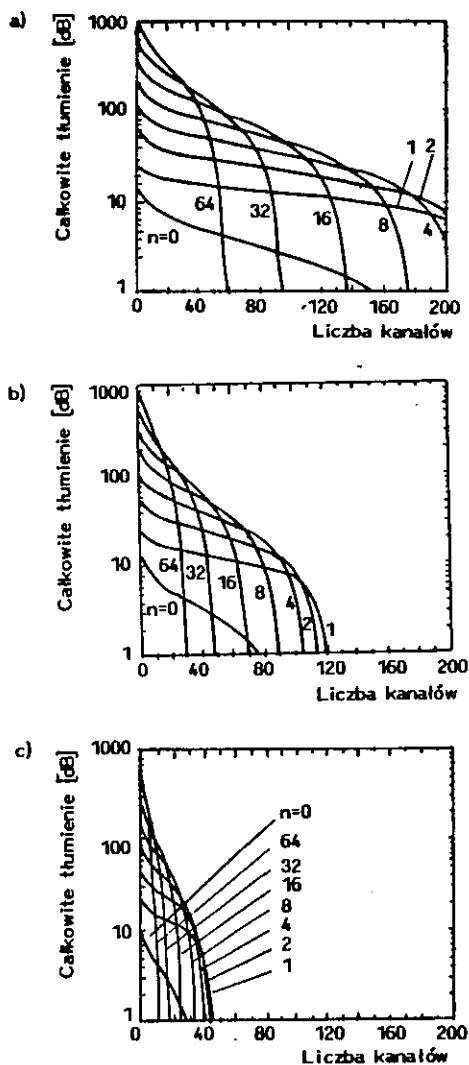
Do obliczeń przyjęto następujące dane:

- współczynnik szumów każdego ze wzmacniaczy wynosi 7 dB,
- moc wyjściowa sygnału każdego ze wzmacniaczy wynosi 14 dBm,
- tłumienie sieci pomiędzy kolejnymi wzmacniaczami w kaskadzie jest identyczne,
- tłumienie traktu między ostatnim wzmacniaczem a odbiornikiem wynosi 5 dB i nie jest włączone do całkowitego dopuszczalnego tłumienia przedstawionego na wykresach,
- pozostałe parametry są zawarte w tabl. 2.

Tablica 2

Parametry sieci rozprowadzającej ze wzmacniaczami EDFA

Parametr	SCM-AM	SCM-FM
<b>TX</b>		
Moc wyjściowa	3 dBm	3 dBm
RIN	-155 dB/Hz	-140 dB/Hz
Całkowity współczynnik głębokości modulacji	40%	50%
<b>EDFA</b>		
Moc wyjściowa	14 dBm	14 dBm
Współczynnik szumów	7dB	7 dB
<b>RX</b>		
Detektor	p-i-n	APD
Wydajność kwantowa	70%	70%
Szum termiczny	10 $\mu\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$	11 $\mu\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$
Prąd ciemny	1 nA	10 nA
Współczynnik powielania	-	optymalny
Współczynnik szumów nadmiarowych	-	0,70



Rys. 7. Całkowite dopuszczalne tłumienie kaskady  $n$  wzmacniaczy EDFA dla stosunku sygnału do szumu wynoszącego

a)  $CNR = 49$  dB; b)  $CNR = 52$  dB; c)  $CNR = 56$  dB

Na przykład, dla kaskady wzmacniaczy EDFA mającej 32 stopnie, przy transmisji 40 kanałów, ze stosunkiem sygnału do szumu  $CNR = 49$  dB, całkowite dopuszczalne tłumienie wynosi około 150 dB, co odpowiada potencjalnej możliwości doprowadzenia sygnału do  $10^{15}$  odbiorników (rys. 7a).

Wyniki analizy przedstawiono na rys. 7a, b, c.

Dla stosunku sygnału do szumu  $CNR = 56$  dB całkowite dopuszczalne tłumienie wynosi około 6 dB i wtedy liczba stopni kaskady zostaje ograniczona do jednego, a liczba odbiorników do czterech (rys. 7c).

W celu zwiększenia dopuszczalnego tłumienia w systemie o wysokiej jakości transmisji ze współczynnikiem  $CNR = 56$  dB, jest niezbędne zastosowanie lasera nadawczego o mniejszym szumie nadmiarowym RIN oraz wzmacniaczy EDFA o mniejszych szumach.

Systemy rozprowadzania kanałów z modulacją FM działają przy wielokrotnie większym poziomie szumów niż systemy z modulacją AM. Stąd w systemach FM-SCM całkowite dopuszczalne tłumienie jest znacznie większe niż w systemach AM-SCM, dlatego praktycznie nie ma ograniczenia zasięgu i pojemności sieci rozprowadzającej z modulacją FM-SCM.

Powyższa analiza nie uwzględnia wpływu akumulacji zniekształceń nieliniarnych w kaskadzie wzmacniaczy EDFA. Problem ten wymaga jeszcze opracowania teoretycznego.

## 6. MODEL TEORETYCZNY WZMACNIACZA EDFA

Przedstawiony poniżej model wzmacniacza, zaproponowany przez Saleha i Habbaba w [15], umożliwia przybliżone obliczenie wzmocnienia  $G$  oraz współczynnika  $n_{sp}$ , w funkcji mocy pompy  $Q_p^{in}$  i sygnału wejściowego  $Q_s^{in}$  oraz długości  $l$  światłowodu aktywnego EDF.

W modelu tym, zależne od długości fali parametry  $\alpha_s$  i  $\alpha_p$  oraz  $Q_s^{IS}$  i  $Q_p^{IS}$  są odpowiednio stałymi absorpcji i mocami nasycenia dla

długości fal sygnału i pompy, określonymi dla danego światłowodu EDF. Parametry te można stosunkowo prosto wyznaczyć doświadczalnie.

Ze względu na uproszczenie równań, w modelu obowiązuje notacja, w której moc optyczna oznaczana literą P jest wyrażana w watach, natomiast moc oznaczana literą Q jest wyrażana w fotonach (mających częstotliwość  $\nu$ ) na sekundę. Do przeliczenia mocy stosowana jest zależność:

$$P = h \cdot \nu \cdot Q . \quad (20)$$

Aby obliczyć moc sygnału na wyjściu wzmacniacza  $Q_s^{\text{out}}$ , należy najpierw wyznaczyć całkowitą moc wyjściową  $Q^{\text{out}}$ , rozwiązując uwikłane równanie:

$$Q_{\text{out}} = A_s \cdot e^{-Q_{\text{out}}/Q_s^{\text{IS}}} + A_p \cdot e^{-Q_{\text{out}}/Q_p^{\text{IS}}} , \quad (21)$$

gdzie:

$$A_s \equiv Q_s^{\text{in}} \cdot e^{-\alpha_s \cdot l} \cdot e^{Q_{\text{in}}/Q_s^{\text{IS}}} ,$$

$$A_p \equiv Q_p^{\text{in}} \cdot e^{-\alpha_p \cdot l} \cdot e^{Q_{\text{in}}/Q_p^{\text{IS}}} .$$

Moc sygnału na wyjściu wzmacniacza  $Q_s^{\text{out}}$  wynosi:

$$Q_s^{\text{out}} = Q_s^{\text{in}} \cdot e^{-\alpha_s \cdot l} \cdot e^{(Q_{\text{in}} - Q_{\text{out}})/Q_s^{\text{IS}}} , \quad (22)$$

gdzie:

$$Q_{\text{in}} = Q_s^{\text{in}} + Q_p^{\text{in}} , \quad (23)$$

$$Q_{\text{out}} = Q_s^{\text{out}} + Q_p^{\text{out}} .$$

Równania (22) i (23) są wystarczające do obliczenia wzmocnienia wzmacniacza:

$$G = P_s^{\text{out}}/P_s^{\text{in}} .$$

Do wyznaczenia współczynnika  $n_{sp}$  jest stosowana zależność:

$$n_{sp} = \frac{\int_0^l \gamma_s \cdot n_2(z) \cdot G(z, l) dz}{(G - 1)} , \quad (24)$$

gdzie:

$G(z, l)$  - wzmocnienie następujące na odcinku ograniczonym punktami  $z$  i  $l$ , wyznaczanymi względem początku światłowodu EDF,

$n_2(z)$  - znormalizowany współczynnik inwersji wyrażany zależnością:

$$n_2(z) = \frac{1}{\zeta} \cdot \frac{\alpha_s \cdot Q_s(z) + \alpha_p Q_p(z)}{1 + \frac{Q_s(z)}{Q_s^{IS}} + \frac{Q_p(z)}{Q_p^{IS}}} . \quad (25)$$

$Q_s(z)$  - moc sygnału w punkcie  $z$ ,

$Q_p(z)$  - moc pompy w punkcie  $z$ ,

$\gamma_s = \zeta/Q_s^{IS} - \alpha_s$  - współczynnik wzmocnienia sygnału,

$$\zeta = QE \cdot A/\tau , \quad (26)$$

$QE$  - gęstość jonów erbu,

$A$  - efektywna powierzchnia obszaru aktywnego,

$\tau$  - czas spontanicznego przejścia jonów ze stanu wzbudzonego do podstawowego.

Powyższe zależności są wystarczające do obliczenia wzmocnienia  $G$  oraz współczynnika inwersji populacji  $n_{sp}$ , dla różnych mocy sygnału wejściowego i pompy oraz długości światłowodu aktywnego.

W [6] przyjęto do obliczeń następujące parametry: długość fali sygnału  $\lambda_s = 1551$  nm,  $\alpha_s = 0,9244$  m<sup>-1</sup>,  $P_s^{IS} = 0,1435$  mW, długość fali pompy  $\lambda_p = 1476$  nm,  $\alpha_p = 0,8286$  m<sup>-1</sup>,  $P_p^{IS} = 0,3106$  mW oraz  $\zeta = 2,60 \cdot 10^{15}$  m<sup>-1</sup> · s<sup>-1</sup>.

## 7. OPTIMALIZACJA PARAMETRÓW WZMACNIACZA EDFA, STOSOWANEGO W SIECI ROZPROWADZAJĄCEJ

Opierając się na wyżej przedstawionym modelu wzmacniacza, w [6] przeprowadzono optymalizację parametrów wzmacniacza EDFA, pod kątem zastosowania w sieci rozprowadzającej CATV.

Dla ustalonych wartości mocy pompy i sygnału wejściowego oraz parametrów światłowodu aktywnego EDF optymalizowano długość tego światłowodu.

Wykazano, że optymalna długość światłowodu EDF  $l_{opt}$ , dla której uzyskuje się maksymalne dopuszczalne tłumienie toru (równoznaczne z maksymalnym współczynnikiem podziału  $M$ ) przy założonym stosunku sygnału do szumu CNR, jest bliska długości, dla której wzmocnienie jest maksymalne  $l_{Gmax}$ . Stwierdzono, że zastosowanie wzmacniacza o długości nie optymalnej  $l_{opt}$ , a  $l_{Gmax}$ , nie pogarsza w znaczący sposób parametrów użytkowych systemu. Znalezienie długości optymalnej  $l_{opt}$  jest złożonym problemem obliczeniowym. Z drugiej strony, długość optymalną ze względu na wzmocnienie  $l_{Gmax}$  można znaleźć analitycznie, a opis postępowania prowadzącego do tego rozwiązania podano poniżej.

Do obliczenia wzmocnienia maksymalnego należy określić odpowiadającą mu moc wyjściową, będącą funkcją  $l_{Gmax}$  oraz mocy pompy  $P_p^{in}$  i mocy sygnału wejściowego  $P_s^{in}$ . Można to osiągnąć rozwiązując, względem mocy sygnału wyjściowego, poniższe uwikłane równanie:

$$\alpha_p \cdot \ln \left( \frac{Q_s^{\text{out}}}{Q_s^{\text{in}}} \right) - \alpha_s \cdot \ln \left( \frac{Q_p^{\text{th}}}{Q_p^{\text{in}}} \right) + \left( \frac{\alpha_p}{Q_s^{\text{IS}}} - \frac{\alpha_s}{Q_p^{\text{IS}}} \right) \cdot (Q_s^{\text{out}} - Q_s^{\text{in}}) + \left( \frac{\alpha_s}{Q_p^{\text{IS}}} - \frac{\alpha_p}{Q_s^{\text{IS}}} \right) \cdot (Q_p^{\text{out}} - Q_p^{\text{th}}) = 0, \quad (27)$$

gdzie  $Q_p^{\text{th}}$  jest progową mocą pompy (jest to moc pompy, przy której wzmacnienie  $G = 1$ , dla nieskończenie krótkiego odcinka światłowodu EDF), wyrażającą się wzorem:

$$Q_p^{\text{th}} = \frac{\alpha_s \cdot Q_s^{\text{IS}} \cdot Q_p^{\text{IS}}}{(\alpha_p \cdot Q_p^{\text{IS}} - \alpha_s \cdot Q_s^{\text{IS}})}. \quad (28)$$

Alternatywą rozwiązania uwikłanego równania (27) jest posłużenie się jego liniową aproksymacją:

$$\left( \frac{\alpha_s}{Q_p^{\text{th}}} - \frac{\ln(0,7)}{0,3} \cdot \frac{\alpha_p}{Q_p^{\text{in}}} \right) \cdot Q_s^{\text{out}} = \frac{\alpha_s}{Q_p^{\text{th}}} \cdot Q_s^{\text{in}} + \left( \frac{\alpha_s}{Q_p^{\text{th}}} \right) \cdot (Q_p^{\text{in}} - Q_p^{\text{th}}) + \alpha_s \cdot \ln \left( \frac{Q_p^{\text{th}}}{Q_p^{\text{in}}} \right) - \ln(0,7) \cdot \frac{\alpha_p \cdot Q_p^{\text{in}}}{Q_s^{\text{in}}} - \frac{0,7}{0,3} \cdot \ln(0,7) \cdot \alpha_p. \quad (29)$$

Mając obliczoną moc sygnału wyjściowego, można wyznaczyć odpowiadającą jej długość światłowodu aktywnego  $l_{G_{\text{max}}}$ , posługując się zależnością:

$$l_{G_{\text{max}}} = \frac{1}{\alpha_p} \cdot \left[ \ln \left( \frac{Q_p^{\text{in}}}{Q_p^{\text{th}}} \right) - \frac{Q_s^{\text{out}} - Q_s^{\text{in}}}{Q_p^{\text{IS}}} + \frac{Q_p^{\text{in}} - Q_p^{\text{th}}}{Q_p^{\text{IS}}} \right]. \quad (30)$$



Warto zwrócić uwagę, że dla danych mocy wejściowej sygnału i pompy, do obliczenia maksymalnego wzmocnienia  $G_{\max} = Q_s^{\text{out}}/Q_s^{\text{in}}$  i odpowiadającej mu długości  $l_{G_{\max}}$ , wystarczy rozwiązać jedynie dwa równania liniowe. Należy przy tym znać wartości czterech parametrów światłowodu aktywnego.

W dalszej kolejności należy obliczyć współczynnik inwersji  $n_{sp}$  tak zaprojektowanego wzmacniacza, umożliwiający obliczenie mocy szumów generowanych we wzmacniaczu, a w rezultacie współczynnika CNR. Można to uczynić, obliczając numerycznie całość (24), co jest skomplikowane i nie daje możliwości prostej, jakościowej interpretacji wyników lub zadowolić się oszacowaniem od dołu współczynnika  $n_{sp}(\text{min})$ . W rezultacie tego drugiego podejścia otrzymuje się wartość  $n_{sp}(\text{min})$  mniejszą niż rzeczywista  $n_{sp}$ , a przez to obliczane na jej podstawie parametry systemu są zbyt optymistyczne.

Minimalny współczynnik inwersji  $n_{sp}(\text{min})$  jest uzyskiwany przy założeniu nieskończonej mocy pompy, a przez to stałego, na całej długości wzmacniacza, poziomu inwersji, co prowadzi do zależności:

$$n_{sp}(\text{min}) = \frac{\alpha_p \cdot \gamma_s}{\alpha_p \cdot \gamma_s - \alpha_s \cdot \gamma_p}, \quad (31)$$

gdzie  $\gamma_s$  i  $\gamma_p$  są odpowiednio współczynnikami wzmocnienia mocy sygnału i pompy.

Należy zaznaczyć, że powyższa analiza odnosi się do sieci rozprowadzającej z pojedynczym wzmacniaczem. Optymalizacja rozbudowanej sieci z kaskadowo połączonymi wzmacniaczami wymaga dokładniejszej analizy kumulowania się szumów emisji spontanicznej i jest przedmiotem prac objętych grantem pn. "Analiza i optymalizacja światłowodowej sieci telewizji kablowej wykorzystującej wzmacniacze optyczne EDFA", realizowanym obecnie przez Zakład Telekomunikacji Optycznej IŁ.

## 8. INNE ZAGADNIENIA ZWIĄZANE Z REALIZACJĄ SIECI ROZPROWADZAJĄCEJ ZE WZMACNIACZAMI EDFA

Źródłem pogorszenia właściwości transmisyjnych mogą być: nadajnik optyczny, wzmacniacze światłowodowe, punkty łączenia światłowodów, izolatory oraz sam światłowód, a także odbiornik optyczny.

W nadajniku optycznym najważniejszymi przyczynami degradacji sygnału użytecznego są: szum nadmiarowy RIN oraz nieliniarna charakterystyka przetwarzania diody laserowej.

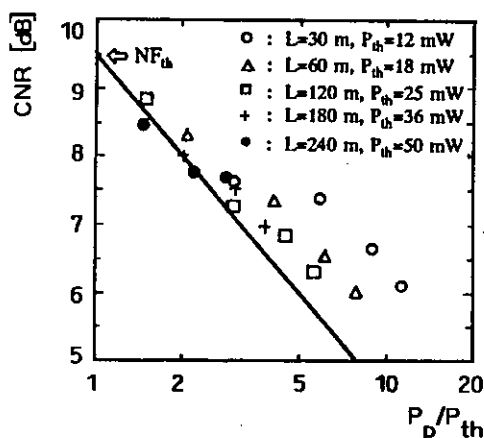
W odbiorniku optycznym największy wpływ mają: szum nadmiarowy fotodiody lawinowej oraz szum termiczny i nieliniarne zniekształcenia przedwzmacniacza. Gdy stosowana jest dioda lawinowa, muszą być uwzględnione jej zniekształcenia nieliniarne.

We wzmacniaczu optycznym EDFA na jakość transmisji mają wpływ głównie szumy zdudnieniowe sygnał - emisja spontaniczna oraz emisja spontaniczna - emisja spontaniczna. Dla dużej mocy sygnału optycznego, na przykład w systemie AM-SCM, szum zdudnieniowy emisja spontaniczna - emisja spontaniczna ( $N_{sp-sp}$ ) ma wielokrotnie mniejszą wartość niż szum  $N_{s-sp}$ , dlatego można go pominąć.

Współczynnik szumów wzmacniacza NF maleje ze wzrostem mocy optycznej pompy, z powodu zwiększenia inwersji populacji  $n_{sp}$ . Na rys. 8 przedstawiono zmierzony poziom współczynnika szumów NF, w funkcji mocy pompy, znormalizowanej do wartości progowej  $P_{th}$ , dla mocy wejściowej sygnału wynoszącej -1,5 dBm [16].  $P_{th}$  jest tu mocą progową pompy, która, dla danej długości EDF, powoduje powstanie wzmocnienia  $G = 1$ . Gdy moc pompy jest wystarczająca, NF maleje dla dowolnej długości światłowodu aktywnego EDF. Współczynnik szumu NF można aproksymować na podstawie wyników doświadczalnych [16] (oznaczonych na rysunku symbolami), za pomocą wzoru:

$$NF = \frac{NF_{th}}{\sqrt{\frac{P_p}{P_{th}}}}, \quad (32)$$

gdzie  $NF_{th}$  jest wartością progową współczynnika szumów, zdefiniowaną jako wartość  $NF$  występująca, gdy  $P_p = P_{th}$ . Ciągła linia obrazuje  $NF$  w funkcji  $P_p/P_{th}$  dla  $NF_{th}$  wynoszącego 9,5 dB. Przedstawione wyniki, w powiązaniu z charakterystykami mocy wyjściowej sygnału, wskazują, że  $NF_{th}$  oraz  $P_{th}$  warunkują optymalne projektowanie wzmacniacza EDFA. Minimalizacja  $NF_{th}$  oraz  $P_{th}$  prowadzi do uzyskania wzmacniacza EDFA o małych szumach.



Rys. 8. Współczynnik szumów  $NF$ , w funkcji znormalizowanej mocy pompy

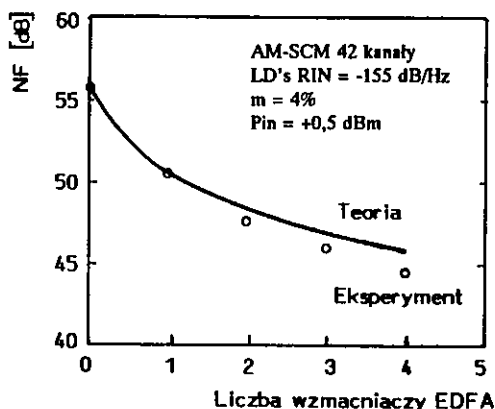
Całkowity szum nadmiarowy, kaskadowo połączonych  $n$  stopni wzmacniaczy EDFA, wyraża się następująco [16]:

$$RIN_{nEDFA's} = n \cdot \frac{2 \cdot h \cdot \nu \cdot NF}{P_{in}}, \quad (33)$$

gdzie:

- $n$  - liczba wzmacniaczy połączonych kaskadowo,
- $h$  - stała Plancka,
- $\nu$  - częstotliwość sygnału optycznego,
- $P_{in}$  - moc wejściowa sygnału optycznego.

Na rys. 9 przedstawiono zmierzone i obliczone wartości stosunku sygnału do szumu, dla systemu SCM-AM 42-kanalowego, przed i po każdym stopniu wzmacniająca. Do obliczeń przyjęto, że współczynnik szumów NF wynosi 7 dB. Wyniki doświadczalne pokrywają się z teoretycznymi.



Rys. 9. Zmierzone i obliczone wartości stosunku sygnału do szumu, dla systemu SCM-AM 42-kanalowego, przed i po każdym stopniu wzmacniająca

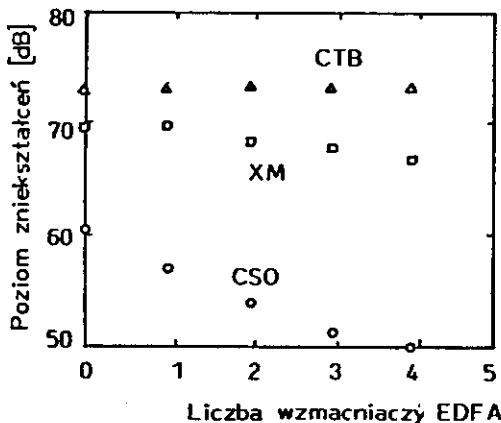
Zniekształcenia nielinearne wytwarzane przez wzmacniacz EDFA są na tyle małe, że umożliwiają zastosowanie wzmacniaczy w sieci rozprowadzania sygnałów telewizyjnych. Chociaż charakterystyki zniekształceń nieliniarnych wzmacniaczy EDFA nie zostały w pełni przebadane, to przynajmniej jedna przyczyna zniekształceń wzmocnienia sygnału jest wyjaśniona. Mianowicie zniekształcenia są spo-

wodowane przez oddziaływanie nielinearności charakterystyki przejściowej toru światłowodowego oraz modulacji długości fali emitowanej przez laser nadawczy. Zniekształcenia nielinearne drugiego rzędu, reprezentowane przez współczynnik CSO, wynoszą w tym przypadku [16]:

$$CSO = 20 \cdot \log \left( K \cdot \frac{1}{G} \cdot \frac{dG}{d\lambda} \Big|_{\lambda = \lambda_0} \cdot \lambda_{\text{chirp}} \right), \quad (34)$$

gdzie:

- K - liczba produktów intermodulacji,
- G - wzmacnienie wzmacniacza EDFA,
- $\lambda$  - długość fali sygnału,
- $\lambda_0$  - środkowa długość fali sygnału,
- $\lambda_{\text{chirp}}$  - zakres modulacji długości fali lasera nadawczego, przypadający na jeden kanał.



Rys. 10. Poziom zniekształceń nieliniarnych w funkcji liczby kaskadowo połączonych wzmacniaczy EDFA

Zniekształcenia nielinearne mierzono dla 42-kanałowego systemu SCM-AM, przed i po każdym z czterech wzmacniaczy EDFA [16].

W badanym systemie zaobserwowano wzrost zniekształceń nieliniarnych drugiego rzędu, wyrażający się spadkiem współczynnika CSO, nie stwierdzono natomiast wpływu wzmacniaczy na poziom zniekształceń trzeciego rzędu (CTB) oraz modulacji skrośnej (XM), co ilustruje rys. 10. Pogorszenie współczynnika CSO jest spowodowane nierównomiernością charakterystyki widmowej wzmacniacza EDFA. Na nierównomierność wzmocnienia EDFA składają się nierównomierności charakterystyk jego części składowych: światłowodu EDF oraz sprzęgacza WDM.

Jednym ze źródeł szumów powstających w systemie SCM-AM są wielokrotne odbicia sygnału pomiędzy złączami optycznymi [16]. Wyniki doświadczalne pokrywają się z teoretycznymi, co pokazano na rys. 11. Linia ciągła została obliczona według następującej zależności:

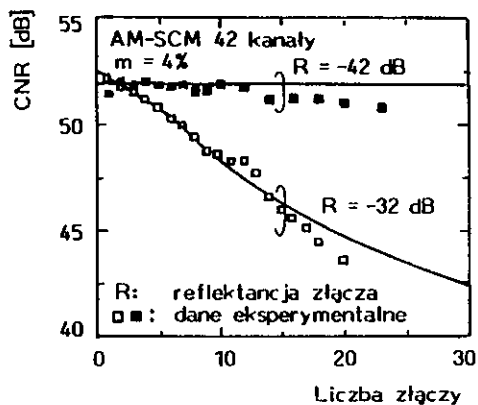
$$\text{RIN} = \frac{4 \cdot R^2}{\pi} \cdot \frac{\Delta v}{f^2 + \Delta v^2} \cdot \left[ 1 + e^{-4 \cdot \pi \cdot \Delta v \cdot \tau} - 2 \cdot e^{-2 \cdot \pi \cdot \Delta v \cdot \tau} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau) \right] \cdot \left[ \frac{1}{1 - \eta^2} \cdot \left( (I - 1) + \frac{\eta^2 \cdot (\eta^{2 \cdot (I - 1)} - 1)}{1 - \eta^2} \right) \right],$$

gdzie:

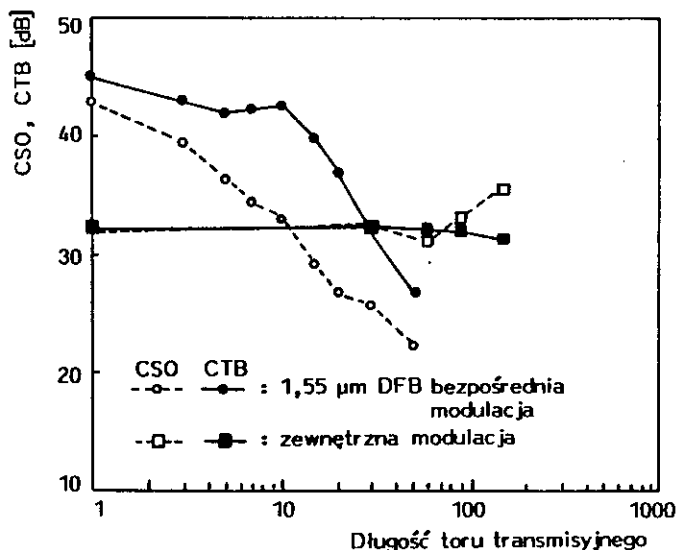
- I - liczba złączy optycznych,
- R - współczynnik odbicia złącza (reflektancja),
- $\eta$  - tłumienie złącza,
- $\Delta v$  - 3-decybelowa szerokość pasma źródła optycznego,
- $\tau$  - opóźnienie pomiędzy jedno- i wielokrotnie odbitym sygnałem,
- f - częstotliwość szumu.

Z powyższej analizy wynika, że w systemach SCM-AM należy stosować złącza optyczne o współczynniku odbicia R mniejszym niż -40 dB.

Przestrajanie częstotliwości pracy lasera nadawczego przy bezpośredniej modulacji mocy (*chirp*), w powiązaniu z dyspersją chroma-



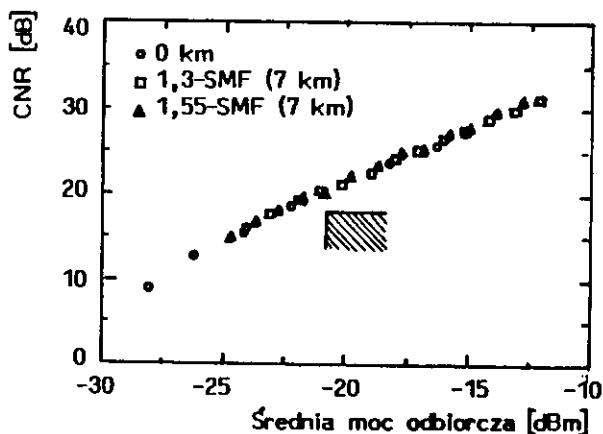
Rys. 11. Stosunek sygnału do szumu w funkcji liczby złączy o danym współczynniku odbicia R



Rys. 12. Poziom zniekształceń nieliniarnych, spowodowany oddziaływaniem chirpu lasera oraz dyspersji światłowodu w funkcji długości toru

tyczną toru, powoduje zniekształcenie transmitowanego sygnału [2, 7]. Na rys. 12 przedstawiono wpływ dyspersji na zniekształcenia w systemie transmitującym 48 kanałów w formacie SCM-FM.

Zarówno zniekształcenia drugiego (CSO), jak i trzeciego (CTB) rzędu narastają wzdłuż toru światłowodowego, w przypadku modulacji bezpośredniej. Natomiast, w przypadku zastosowania modulatora zewnętrznego nie następuje zwiększenie poziomu zniekształceń, nawet po przejściu przez sygnał konwencjonalnego światłowodu o długości 150 km. Wewnętrzne zniekształcenia wprowadzane przez modulator są większe niż przy modulacji bezpośredniej lasera DFB. Ostatnio opracowano modulatory o zmniejszonych (o co najmniej 10 dB) zniekształceniach.



Rys. 13. Stosunek sygnału do szumu w funkcji mocy odbiorczej dla różnych długości światłowodu

Można także zastosować światłowodowy korektor dyspersji toru lub odpowiednie zniekształcenie elektroniczne sygnału wejściowego (*prechirping*).



Inne wyniki doświadczalne [13] wskazują na brak znaczącego wzrostu zniekształceń nieliniarnych dla obu rodzajów modulacji. Stwierdzono również, że gdy długość światłowodu wynosi 7 km, nie ma różnicy we współczynniku CNR w odniesieniu do obu rodzajów modulacji, co zilustrowano na rys. 13.

## 9. PRZYKŁAD REALIZACJI ROZBUDOWANEGO ŚWIATŁOWODOWEGO SYSTEMU ROZPROWADZANIA SYGNAŁÓW TELEWIZJI KABLOWEJ

W Japonii trzy programy telewizji komercyjnych są nadawane bezpośrednio do abonentów przez satelity rozsiewcze (*BS - Broadcast Satellite*) [17]. Sygnały wizyjne i foniczne nadaje się odpowiednio z modulacją FM i PCM. Pasma kanału wynosi 27 MHz. Liczba odbiorców stale wzrasta i w 1993 r. wynosiła 5 milionów. W 1989 r. rozpoczęto emisję programów telewizji wysokiej jakości (*MUSE-HDTV*), a w 1991 r. nadawano w tym standardzie 8 godzin programów dziennie. W celu zwiększenia liczby kanałów, począwszy od 1992 r., umieszczono na orbicie kilka nowych satelitów telekomunikacyjnych (*CS - Communication Satellites*).

Przesyłanie kanałów satelitarnych BS i CS konwencjonalną współosiową siecią kablową jest utrudnione ze względu na ograniczone pasmo kabli współosiowych. Ograniczenie to można pokonać przez zastosowanie światłowodów, zarówno w liniach magistralnych jak i rozprowadzających, aż do najniższego poziomu - doprowadzenia światłowodu bezpośrednio do abonenta (system *SCM-FTTH*). W systemach *SCM-FTTH* jest niezbędna kompensacja strat wynikających z rozprowadzania mocy nadajnika do indywidualnych odbiorców. W tym celu są stosowane wzmacniacze światłowodowe *EDFA*, ze względu na małe zniekształcenia i szумы.

Firma *NTT* opracowała światłowodowy system rozprowadzania sygnałów telewizji kablowej, w którym stosuje modulację *FM-SCM*

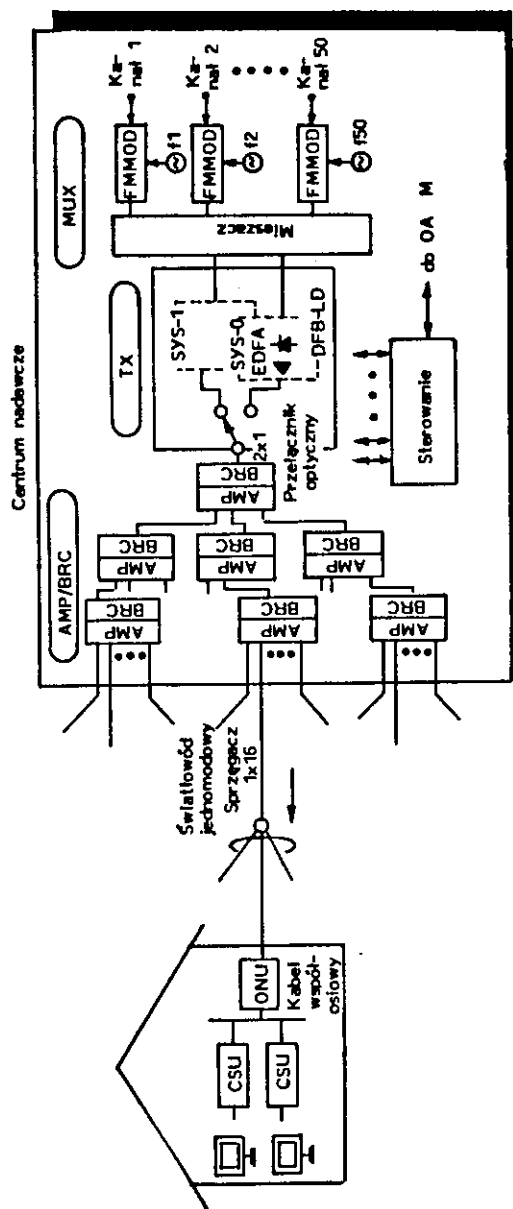
[17]. O wyborze modulacji FM zadecydowała przewaga techniczna tego rodzaju modulacji nad modulacją AM i specyficzna sytuacja na miejscowym rynku mediów telewizyjnych.

Na rys. 14 przedstawiono konfigurację sieci rozprowadzającej NTT.

Sygnaly wizyjne są modulowane w częstotliwości FM i zwielokrotnione częstotliwościowo ( $f_1, 2, \dots, f_{50}$ ) w multiplekserze (MUX). Sygnał z multipleksera moduluje laser DFB. Sygnał wyjściowy z lasera jest wzmocniony we wzmacniaczu EDFA, a następnie rozdzielany i znowu wzmacniany w module rozdzielacza-wzmacniacza (AMP/BRC). Sygnał wyjściowy jest wprowadzany do światłowodu rozprowadzającego i podzielony 16-krotnie w sprzęgaczu znajdującym się w pobliżu abonenta. U abonenta znajduje się światłowodowe urządzenie końcowe (*ONU - Optical Network Terminating Unit*), przetwarzające sygnał optyczny na elektryczny, oraz urządzenie wyboru kanału (*CSU - Channel Selection Unit*), w którym wybrany kanał podlega demulacji FM do pasma podstawowego. Sieć pracuje w zakresie  $1,55 \mu\text{m}$ , ze względu na zastosowanie wzmacniaczy EDFA.

W sieci, poza centrum nadawczym, nie są stosowane urządzenia aktywne wymagające zasilania. Zmniejsza to koszty inwestycji i eksploatacji oraz zwiększa niezawodność. W szafce rozprowadzającej, umieszczonej w bezpośrednim sąsiedztwie abonenta, znajduje się jedynie sprzęgacz światłowodowy typu 1X16. Architektura sieci umożliwia rozszerzenie funkcji o wprowadzenie zwielokrotnienia w dziedzinie długości fal optycznych (*WDM - Wavelength Division Multiplexing*), poprzez wykorzystanie zakresu fal  $1,3 \mu\text{m}$  do transmisji wąskopasmowych usług zintegrowanych (*ISDN*).

W module nadawczym (TX) laser DFB i wzmacniacz EDFA są zdublowane dla zwiększenia niezawodności. Również z tego powodu każde z urządzeń AMP/BRC zawiera siedem wzmacniaczy roboczych i jeden rezerwowy. Wzmacniacz rezerwowy jest zawsze włączony i w przypadku awarii automatycznie zastępuje wzmacniacz roboczy.



Rys. 14. Konfiguracja sieci rozprawdającej NTT [17]  
(objaśnienia w tekście)

Stan wszystkich urządzeń wchodzących w skład centrum nadawczego jest monitorowany przez centrum operacyjne (OA&M). Podstawowe parametry sieci zamieszczono w tabl. 3.

Tablica 3

Podstawowe parametry sieci rozprowadzającej [17]

Parametr	Własności
Format sygnału wizyjnego	NTSC-TV lub MUSE-HDTV
Format modulacji	FM-BS (BS - japoński standard telewizji rozsiewczej)
Pasma transmisyjne	od 500 MHz do 2,4 GHz
Liczba kanałów	50
Jakość transmisji	taka, jak w standardzie BS
Obsługiwany obszar	ograniczony tłumieniem toru do 13,5 dB
Liczba abonentów	10976 (jeśli tłumienie toru wynosi 13,5 dB)
Instalacja wewnątrz budynku	kable współosiowe do 4 abonentów
Obsługa centrum nadawczego	rezerwowe urządzenia włączone, zdalne monitorowanie
Głębokość modulacji optycznej	5,8% (FM-NTSC) 7,0% (FM-MUSE)
Liczba wzmacniaczy EDFA w kaskadzie	3
Minimalna moc wyjściowa nadajnika	9 dBm
Moc wejściowa odbiornika	od -21,5 dBm do -3 dBm
Nadajnik optyczny	laser DFB-LD (zakres 1,55 $\mu\text{m}$ )
Detektor optyczny	dioda lawinowa InGaAs

Pasmo sygnału zmodulowanego FM wynosi 27 MHz, a odstęp między kanałami - 38,36 MHz; odpowiada to standardowi stosowanemu w Japonii w satelitarnej telewizji rozsiewczej. Pięćdziesiąt kanałów jest rozmieszczonych równomiernie w pasmie od 500 MHz do 2,4 GHz, z czego 8 kanałów mieści się w zakresie częstotliwości pośredniej standardu BS (od 1,0 GHz do 1,3 GHz) i może być odbieranych przez standardowe tunery telewizji satelitarnej. Zakres częstotliwości poniżej 500 MHz jest zarezerwowany dla dodatkowych kanałów wizyjnych z modulacją AM lub z kompresją cyfrową.

Moc wyjściowa z centrum nadawczego, w każdym z kanałów, wynosi co najmniej 9 dBm, a czułość odbiornika - co najmniej -22,5 dBm.

Potencjał mocy systemu wynosi 30,5 dB i jest następująco rozdysponowany:

- 14 dB przypada na tłumienie sprzęgacza optycznego 1x16,
- 3 dB przypada na tłumienie filtrów WDM (po 1,5 dB na filtr w centrum nadawczym i u abonenta),
- 13,5 dB przypada na tłumienie linii (zasięg do 40 km).

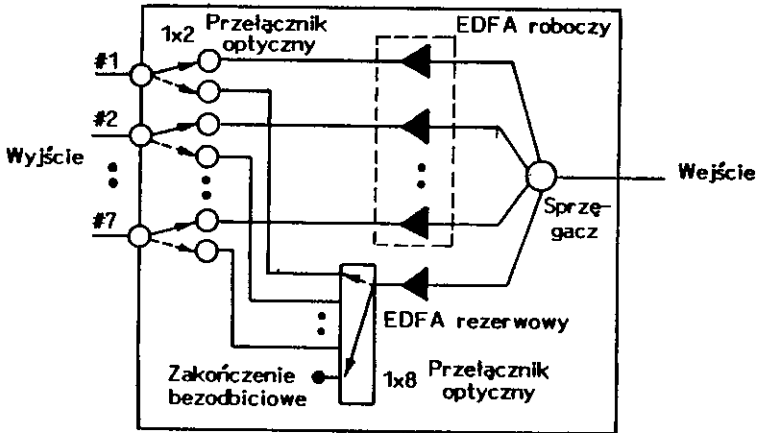
Liczba obsługiwanych abonentów osiąga około 10000 i może być łatwo zwiększona przez dodanie następnego stopnia wzmacniaczy EDFA, a ponadto, gdy tłumienie linii jest mniejsze niż 13,5 dB, odpowiednio może wzrosnąć liczba abonentów.

Jakość transmisji spełnia wymagania stosowanego w Japonii standardu rozsiewczej telewizji satelitarnej. Na przykład ważony stosunek sygnału do szumu jest większy niż 52 dB.

Sygnal z odbiornika optycznego może być doprowadzony do 4 tunerów, a długość kabla koncentrycznego łączącego odbiornik optyczny z tunerem jest ograniczona do 30 m.

Moduł multipleksera i nadajnika zajmują 3 stojaki o wymiarach 570 x 2100 x 800 mm (szerokość x wysokość x głębokość), zgodnych z japońskim standardem przemysłowym.

Moduł wzmacniaczy i sprzęgaczy składa się z urządzenia sterującego (CONT) i 57 pakietów AMP/BRC. Pakiety AMP/BRC rozdzielają, a następnie wzmacniają sygnał i są połączone w trzystopniowej kaskadzie. W jednym standardowym stojaku Hi-PAS (*High density Packaging System*) mieści się 12 pakietów, dlatego do zainstalowania modułu wzmacniaczy i sprzęgaczy jest niezbędnych 5 stojaków. Konfigurację pakietu AMP/BRC przedstawiono na rys. 15.

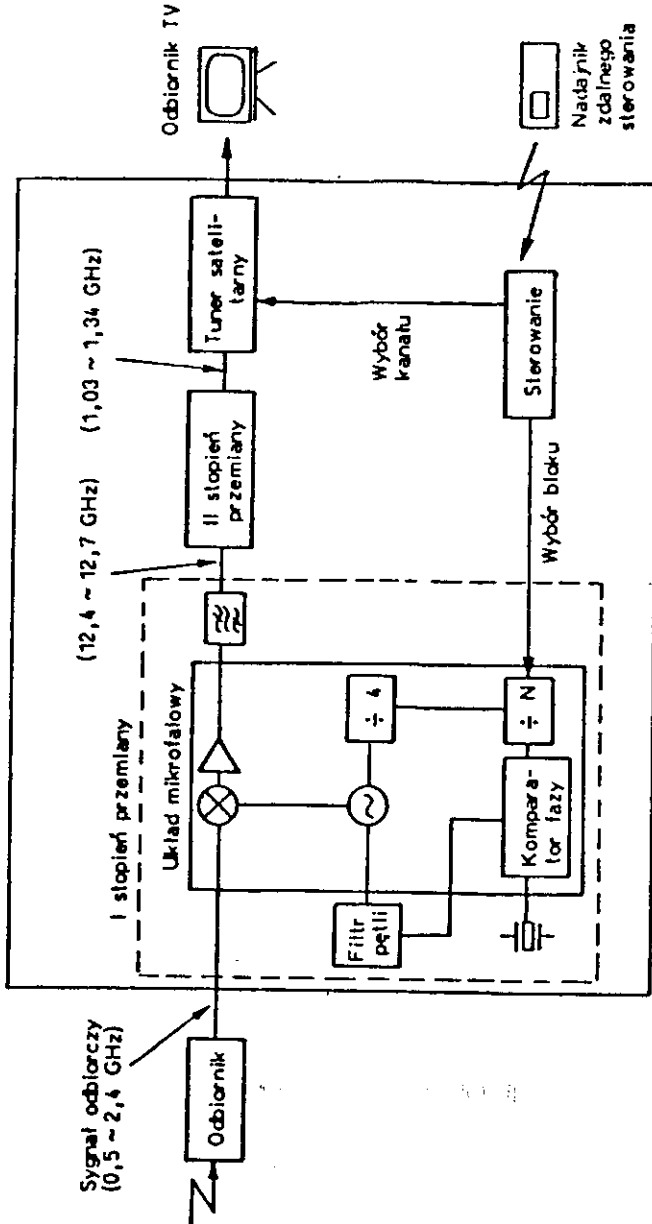


Rys. 15. Konfiguracja pakietu AMP/BRC [17]

Pakiet ten zawiera siedem wzmacniaczy roboczych oraz jeden rezerwowego. W przypadku uszkodzenia wzmacniacza roboczego zastępuje go wzmacniacz rezerwowego, dzięki synchronicznemu przełączeniu przełączników optycznych 1 x 2 i 1 x 8.

W przypadku podania na wejście uprzednio włączonego wzmacniacza EDFA sygnału optycznego o krótkim czasie narastania, na wyjściu pojawia się impuls o bardzo dużej mocy, rzędu 30 dBm. Impuls ten może spowodować uszkodzenie diody lawinowej w odbiorniku. Pakiet AMP/BRC jest zabezpieczony przed taką sytuacją w następujący sposób: gdy zachodzi potrzeba przełączenia wzmacniacza,





Rys. 17. Schemat blokowy tunera abonentkiego [17]



moc pomp następnym wzmacniaczy w kaskadzie jest wyłączana; następnie, kiedy przetaczanie jest zakończone i na wejściu kolejnych wzmacniaczy w kaskadzie pojawia się moc optyczna, moc pomp stopniowo wzrasta. Konfigurację pojedynczego wzmacniacza EDFA, stosowanego w pakiecie AMP/BRC, pokazano na rys. 16. Długość fali pompy wynosi  $1,48 \mu\text{m}$ . W celu osiągnięcia dużej mocy wyjściowej oraz dużej sprawności, zastosowano pompowanie przeciwbieżne. Wzmacniacz EDFA zawiera układy do monitorowania wejściowej i wyjściowej mocy optycznej oraz układ stabilizacji mocy wyjściowej. Monitorowany jest również wyjściowy współczynnik odbicia.

Odbiornik optyczny (ONU) ma wymiary (szerokość x wysokość x głębokość)  $89 \times 155 \times 40 \text{ mm}$  i pobiera moc  $6 \text{ W}$  dostarczaną z tunera.

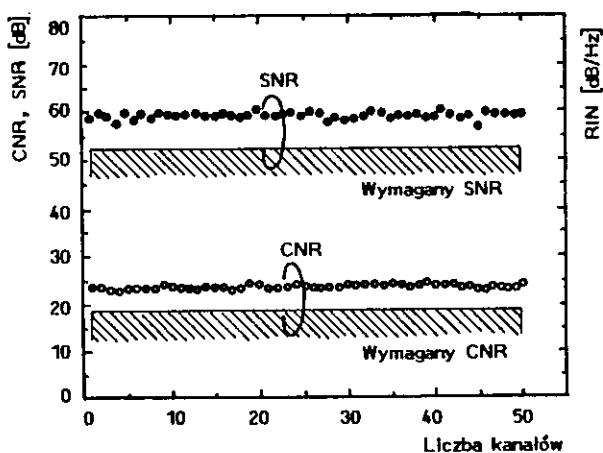
Za pomocą tunera można wybrać jeden z 50 kanałów wizyjnych FM, z zakresu od  $500 \text{ MHz}$  do  $2,4 \text{ GHz}$ . Ponieważ z każdym odbiornikiem telewizyjnym musi współpracować oddzielny tuner, staje się ważne zredukowanie jego kosztu. Obiecującym rozwiązaniem jest wykorzystanie, w jak największym stopniu, masowo produkowanych podzespołów używanych w tunerach telewizji satelitarnej. Schemat blokowy takiej konstrukcji przedstawiono na rys. 17.

50 kanałów podzielono na 7 bloków, w tym 6 bloków 8-kanałowych i jeden 2-kanałowy.

Wybór kanału przebiega w następujących etapach:

- wybierany jest blok zawierający żądany kanał i na drodze przemiany częstotliwości zostaje przeniesiony do zakresu częstotliwości  $12,4 \text{ GHz} \div 12,7 \text{ GHz}$ , co odpowiada zakresowi transmisji satelitarnej;
- sygnał podlega przemianie częstotliwości do zakresu  $1,0 \text{ GHz}$  do  $1,3 \text{ GHz}$ , co odpowiada zakresowi częstotliwości wejściowych tunera satelitarnego;
- w końcowym etapie następuje wybór kanału w tunerze satelitarnym.

W celu obniżenia kosztów tunera decydujący o jego cenie układ przemiany do zakresu częstotliwości 12,4 GHz ÷ 12,7 GHz jest wykonany w technologii monolitycznego układu mikrofalowego (MMIC). Pozostałe układy są produkowane masowo i ich cena jest niska.

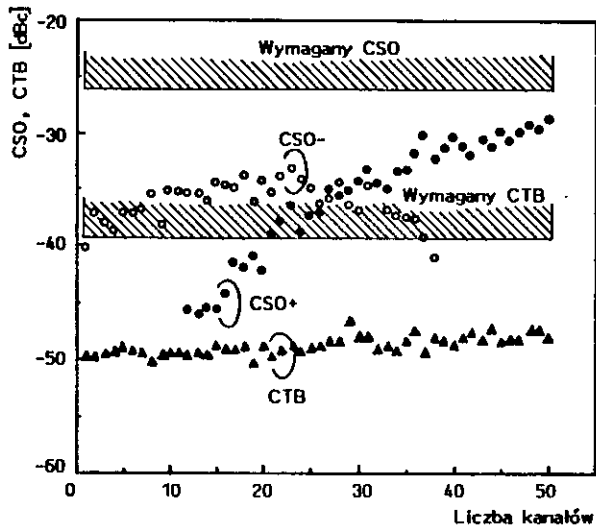


Rys. 18. Wyniki pomiaru SNR i CNR po transmisji przez konwencjonalny światłowód o długości 7 km i mocy odbiorczej -21,5 dB [17]

Na rys. 18 podano wyniki pomiaru stosunku mocy nośnej do szumu i ważony stosunek mocy sygnału do szumu SNR na wyjściu tunera, po transmisji przez konwencjonalny światłowód (bez przesuniętej dyspersji) o długości 7 km, dla mocy docierającej do odbiornika -21,5 dBm. Wszystkie wymagania dotyczące stosunku sygnału do szumu są spełnione.

Charakterystykę zniekształceń nieliniarnych, wyrażoną współczynnikami drugiego (CSO) oraz trzeciego (CTB) rzędu, zilustrowano na rys. 19. Wszystkie wymagania dotyczące zniekształceń nieliniarnych są spełnione.

Wyniki pomiarów eksploatacyjnych podsumowano w tabl. 4.



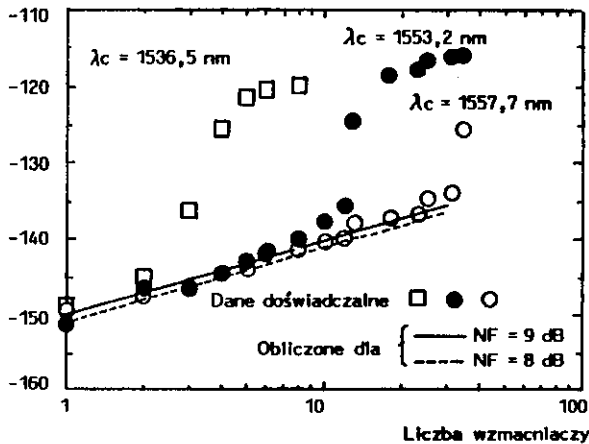
Rys. 19. Wyniki pomiaru CSO i CTB po transmisji przez konwencjonalny światłowód o długości 7 km i mocy odbiorczej  $-21,5$  dB [17]

Tablica 4

Wyniki pomiarów eksploatacyjnych [17]

Standard	Parametr	Wartość wymagana	Wartość zmierzona
NTSC	CNR	< 19 dB	> 21 dB
	Wzmocnienie różnicowe	< 5,5%	< 4,8%
	Faza różnicowa	< 5,5°	< 4,1°
MUSE HDTV	CNR	> 20,6 dB	> 23 dB
	Nierównomierność charakterystyki częstotliwościowej	< $\pm 1$ dB	< $\pm 0,8$ dB
	Opóźnienie grupowe	< $\pm 9$ ns	< $\pm 4$ ns
	CSO	< -26 dBc	< -28 dBc
	CTB	< -39,5 dBc	< -46 dBc

Zjawisko pasożytniczej modulacji częstotliwości lasera nadawczego (*chirp*), w połączeniu z dyspersją światłowodu, powoduje pogorszenie jakości transmisji (wzrost współczynnika CSO) dla długości większej niż 7 km. Zastosowanie kompensacji dyspersji, poprzez



Rys. 20. Akumulacja szumów nadmiarowych RIN w kaskadzie wzmacniaczy EDFA

wykorzystanie odcinka światłowodu o ujemnej dyspersji, umożliwia znaczne zwiększenie zasięgu [13]. Na rys. 20 przedstawiono proces akumulacji szumów nadmiarowych RIN.

## 10. PODSUMOWANIE

Na podstawie przeglądu literatury zagranicznej omówiono zastosowanie wzmacniaczy optycznych w sieci telewizji kablowej. Wymierne korzyści techniczne (poprawa jakości obrazu i niezawodności, zwiększenie zakresu usług) oraz ekonomiczne uzyskuje się już w wyniku wykorzystania łączy światłowodowych w sieciach magistralnych. Zasadnicze zmiany w technologii i eksploatacji sieci telewizji kablo-

wej następują z zastosowaniem techniki światłowodowej w sieciach rozprowadzania sygnałów wizyjnych. Szczególnie istotną rolę odgrywają w tym przypadku wzmacniacze światłowodowe, które wcześniej znalazły zastosowanie w dalekosiężnych cyfrowych traktach światłowodowych [8, 9].

W artykule przedstawiono metodę analizy fundamentalnych własności szumowych systemu AM-VSB ze wzmacniaczami EDFA, która umożliwia dokładniejsze określenie optymalnego współczynnika głębokości modulacji niż metoda podana przez Habbaba i Saleha [6].

Wyniki analizy wykazują, że użycie wzmacniaczy optycznych EDFA, o parametrach odpowiadających urządzeniom aktualnie dostępnym na rynku, zapewnia kompensację strat rozprowadzania mocy do wielu odbiorników. Spełnione są równocześnie standardowe wymagania sieci telewizji kablowej, dotyczące stosunku sygnału do szumu oraz poziomu intermodulacji. Odnosi się to do systemów SCM, zarówno z modulacją amplitudy (AM) jak i częstotliwości (FM).

Możliwość wykorzystania wzmacniaczy światłowodowych w systemach AM-SCM jest szczególnie pożyteczna, ponieważ systemy te są kompatybilne ze stosowanym powszechnie (również w Polsce) systemem telewizji kablowej. Z drugiej strony, programy telewizji satelitarnej są nadawane w formacie FM-SCM. Do odbioru i przesyłania sygnałów telewizji satelitarnej można także wykorzystać linie światłowodowe ze wzmacniaczami EDFA. Uzyskiwane charakterystyki transmisyjne systemów FM-SCM są bardzo dobre. Przykładem takiego systemu jest w pełni użytkowy, wielokanałowy system FM-SCM, który może docierać do ponad 10000 odbiorców.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Alameh K., Minosian R.: Optimization of fiber amplifier SCM light-wave video systems using direct and external modulation. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 11, January 1993, pp. 76-81.

2. Blouvelt H., et al: Optimum range for DFB laser chirp for fiber-optic AM video transmission. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 11, January 1993, pp. 55-59.
3. Chiddix J., et al: The use of fiber optics in cable communications networks. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 11, January 1993, pp. 154-166.
4. Darcie T.E.: Subcarrier multiplexing for lightwave networks and video distribution systems. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 8, September 1990, pp. 1240-1248.
5. Frigo N., Phillips M., Bodeep G.: Clipping distortion in lightwave CATV systems: models, simulations, and measurements. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 11, January 1993, pp. 138-137.
6. Habbab I., Saleh A.: Fundamental limitations in EDFA-based subcarrier-multiplexed AM-VSB CATV systems. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 11, January 1993, pp. 42-48.
7. Ih C., Gu W.: Fiber inducted distortion in subcarrier multiplexed lightwave systems. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 8, September 1990, pp. 1296-1303.
8. Jaworski M, Kowar J., Smoczyński L.: Analiza teoretyczna zasięgu transmisji w torze światłowodowym ze wzmacniaczami EDFA. *Prace IŁ*, nr 103, 1994.
9. Jaworski M., Kowar J., Smoczyński L., Zieliński A.: Wzmacniacze światłowodowe w telekomunikacji. *Przegląd Telekomunikacyjny*, nr 7, 1993.
10. Kikushima K.: Using equalizer to offset the deterioration in SCM video transmission due to fiber dispersion and EDFA gain tilt. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 10, October 1992, pp. 1443-1449.
11. Kuo C.Y.: Fundamental nonlinear distortions in analog links with fiber amplifiers. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 11, January 1993, pp. 7-15.
12. Nazarathy M., et al: Progress in externally modulated AM CATV transmission systems. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 11, January 1993, pp. 82-105.
13. Petermann K.: FM-AM noise conversion in dispersive single-mode fiber transmission lines. *Electron. Lett.*, Vol. 26, 1990, pp. 2097-2098.

14. Saleh A.: Fundamental limit on number of channels in subcarrier-multiplexed lightwave CATV systems. *Electron. Lett.*, Vol. 25, June 8, 1989, pp. 776-777.
15. Saleh A., et al: Accurate modeling of gain in erbium-doped fiber amplifiers. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 2, October 1990, pp. 714-717.
16. Yoneda E., et al: All-fiber video distribution (AFVP) systems using SCM and EDFA techniques. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 11, January 1993, pp. 128-137.
17. Yoneda E., et al: Fully engineered multi-channel FM-SCM video distribution system. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 12, February 1994, pp. 7-15.
18. Yonetani H., et al: Transmission characteristics of DFB laser modules for analog applications. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 11, January 1993, pp. 147-153.

Мареk Яворски, Юлян Ковар  
Лех Смочиньски

### АНАЛИЗ НЕКОТОРЫХ ПРОБЛЕМ КАБЕЛЬНОЙ СВЕТОВОЛОКОННОЙ СЕТИ СВЯЗИ С ОПТИЧЕСКИМ УСИЛИТЕЛЕМ EDFA

#### Резюме

Настоящая статья представляет анализ основных шумов и их свойств в системах распределения сигналов проводного телевидения, с усилителями EDFA, следуя модифицированный вышеупомянутыми авторами метод, который позволяет легче оценить оптимальный коэффициент модуляции, до сих пор указываемый литературой. Кроме того, в ней находится описание практических условий реализации световолоконной распределительной сети, в соответствии с примерной системой SCM-FM, фирмы NTT.

Marek Jaworski, Julian Kowar  
Lech Smoczyński

**ANALYSIS OF SOME PROBLEMS OF THE OPTICAL  
FIBER CABLE NETWORK THE OPTICAL AMPLIFIERS EDFA**

**S u m m a r y**

In the paper, the analysis of the fundamental noise characteristics of the cable television signals distributions systems with the EDFA amplifiers was presented, based on the method, modified by the authors, which enables, in a simple way, to evaluate more accurately the optimum modulation factor than by other methods found in the literature. Moreover the practical realization aspects of the fully optical distribution network was in detail described taking the example of the SCM-FM systems of NTT.

Marek Jaworski, Julian Kowar  
Lech Smoczyński

**ANALYSE DE CERTAINS PROBLEMES, CONCERNANT  
LE RESEAU SOUTERRAIN DE FIBRES OPTIQUES  
AVEC LES AMPLIFICATEURS OPTIQUES EDFA**

**R é s u m é**

Cet article contient l'analyse des bruits et de leurs propriétés fondamentales dans les systèmes à répartition de signaux TV sur câbles, avec l'usage d'amplificateurs EDFA et l'application d'une méthode (modifiée par les auteurs sus-mentionnés) permettant évaluer un taux de modulation d'une façon plus simple et plus exacte que celles, décrites jusqu'à présent par la littérature spécialisée. En outre, ils décrivent en détail les aspects pratiques du réseau de télédistribution, réalisé en totalité de fibres optiques et d'après le système-modèle - SCM-FM, de la firme NTT.



Marek Jaworski, Julian Kowar  
Lech Smoczyński

**ANALYSE EINIGEN FRAGEN  
DER LICHTWELLENLEITERKABELNETZ  
MIT OPTISCHEN EDFA-VERSTÄRKERN**

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

In diesem Beitrag werden fundamentale Eigenschaften der Kabelfernsehsignale verteilenden Geräuschsysteme mit EDFA-Verstärkern analysiert. Die von Autoren modifizierte Methode, die Basis der Analyse geworden ist, ermöglicht auf einfache Weise, genauer als bisher in Literatur treffen könnte, optimalen Modulationsgrad zu bewerten. Es werden auch detailliert praktische Realisierungsaspekte der vollkommen Lichtwellenleiterverteilungsnetz am Beispiel der NTT SCM-FM-System beschrieben.

Miroslaw Pietranik

Ryszard Żarko

621.391.827.4

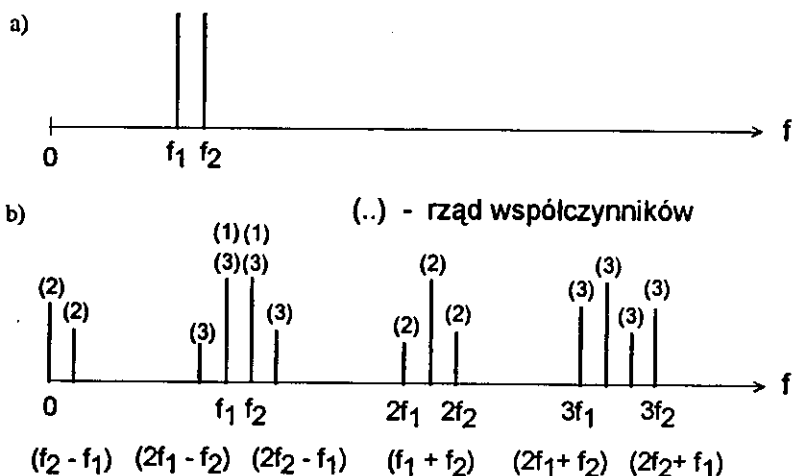
## OGRANICZENIA W PLANOWANIU SIECI STACJI UKF FM, WYNIKAJĄCE Z INTERMODULACJI W ODBIORNIKACH RADIOFONICZNYCH

W artykule przedstawiono opis zjawisk intermodulacyjnych drugiego i trzeciego rzędu występujących w stopniach wejściowych odbiorników UKF FM. Wskazano najistotniejsze przyczyny powstawania zakłóceń intermodulacyjnych. Zwrócono uwagę na zalecane normami parametry odporności wewnętrznej odbiorników radiofonicznych, na sygnały leżące wewnątrz i poza pasmem odbioru oraz na brak ich powiązania z zakłóceniami powodowanymi intermodulacją. Krótko scharakteryzowano zjawisko i sposoby określania zakłóceń intermodulacyjnych, podając stosowane zależności matematyczne dla intermodulacji dwu- i trój sygnałowej drugiego i trzeciego rzędu, także z uwzględnieniem wpływu oscylatora lokalnego. Wprowadzono współczynnik  $K$ , pozwalający na ocenę zakłóceń intermodulacyjnych. Opisano metodę oraz sygnały testowe stosowane do jego pomiarowego wyznaczenia. Omówiono wpływ na współczynnik  $K$ : poziomów sygnałów zakłócających, poziomu sygnału użytecznego, stosunku sygnał/zakłócenie na wyjściu odbiornika oraz dewiacji sygnałów zakłócających. Zaproponowano model pozwalający na łatwe uwzględnienie zakłóceń intermodulacyjnych w procesie planowania sieci stacji UKF FM. Przytoczono model zakłóceń intermodulacyjnych, wyznaczony na podstawie pomiarów 13 odbiorników różnych typów.

### 1. WSTĘP

Liniowa analiza jest zwykle stosowana do opisu pracy "umiarkowanie" nieliniowych systemów. Jest to paradoks. Nieliniowości występują niezamierzenie we wszystkich systemach, także i tych, które są uważane za liniowe.

Dla małych sygnałów wejściowych układ opisywany równaniami liniowymi jest prosty w analizie. Liniowe modele nie pozwalają jednak przewidzieć wielu znaczących zjawisk nieliniowych, powodujących wystąpienie ograniczeń w pracy układów i systemów. Takim nieliniowym zjawiskiem jest intermodulacja występująca w nieliniowych układach, w których dwa lub więcej wejściowych sygnałów wzajemnie współzależnych powoduje powstanie nowych sygnałów o innych częstotliwościach (rys. 1). W odbiornikach UKF FM zjawisko to powoduje ograniczenie liczby sygnałów użytecznych, które mogą być odebrane z odpowiednią jakością.



Rys. 1. Częstotliwościowe zależności w zjawisku intermodulacji

a) sygnały na wejściu układu nieliniowego; b) sygnały na wyjściu układu nieliniowego, określone rzędem współczynnika szeregu potęgowego

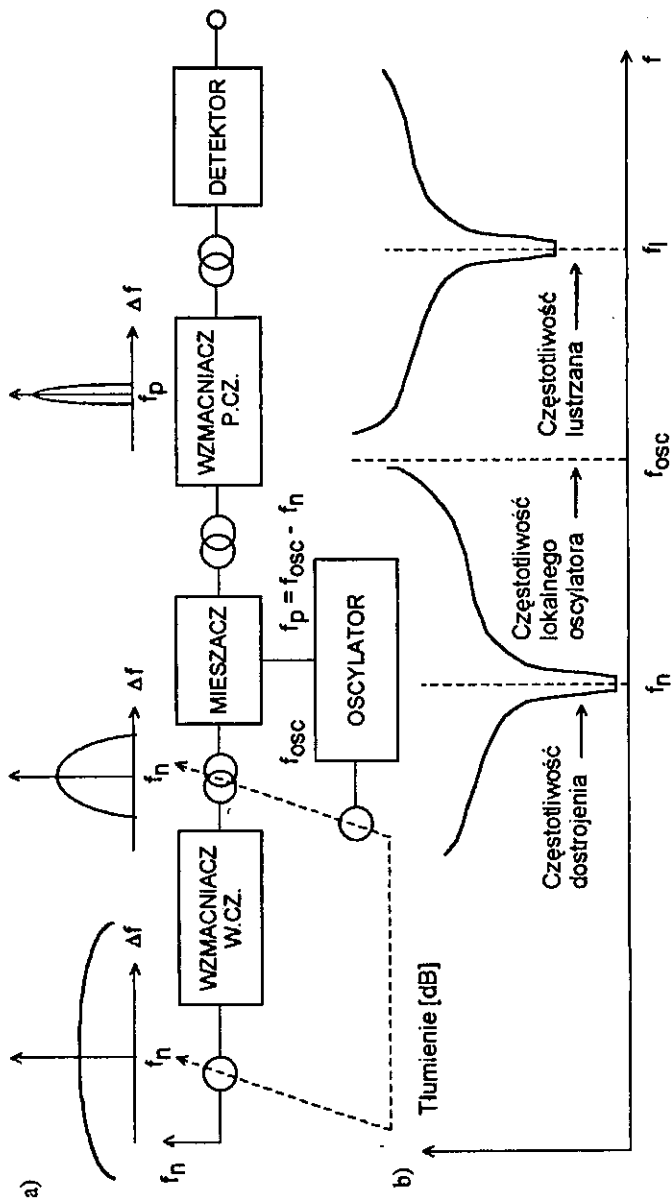
Odbiorniki normalnie są charakteryzowane częstotliwością pracy, pasmem, rodzajem modulacji, czułością i zakresem dynamiki. Parametry te w przeważającej części opierają się na liniowym opisie zasady pracy odbiornika superheterodynowego. W praktyce okazuje

się, że są one niewystarczające, ponieważ nie ujmują intermodulacji związanej z nieliniowością stopni wejściowych realnych odbiorników.

W artykule rozważono intermodulację trzeciego rzędu w stopniach wejściowych odbiorników UKF FM, powodującą występowanie wzajemnych zakłóceń pomiędzy sygnałami odbieranych stacji radiofonicznych. Typowe rozwiązanie układowe odbiornika UKF FM pokazano na rys. 2. Nieliniowości mogą wystąpić zarówno w elementach pasywnych odbiornika (diody pojemnościowe w obwodach strojonych), jak i w elementach aktywnych (np. tranzystory we wzmacniaczu w.cz. lub mieszaczu). Opis nieliniowych zjawisk, w tym i intermodulacji, jest bardzo trudny, a uzyskanie analitycznego rozwiązania nieliniowych równań jest z reguły wręcz niemożliwe. Dla wykonanych już odbiorników nie ma również modeli elementów i układów, umożliwiających taką analizę.

Zagadnienie powstawania składowych intermodulacji w układach połączonych kaskadowo (rys. 2), a więc i w wyniku przenikania sygnałów niepożądanych na wejście mieszacza, omówiono w [22]. Przy stosowanych w zakresach UKF FM dużych odstępach częstotliwości sygnałów radiofonicznych na danym terenie ( $\Delta f_z > 0,4$  MHz) i dużych poziomach sygnałów stacji zakłócających można przyjąć, że dominujące składowe intermodulacyjne powstają w pierwszym stopniu odbiornika. Tym niemniej, modele poniżej podane można stosować do całego odbiornika, a więc także wtedy, gdy nie jest dokładnie znany stopień odbiornika decydujący o powstawaniu rozpatrywanej składowej intermodulacji [22].

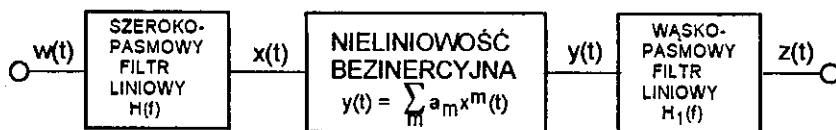
Przenikania sygnałów niepożądanych związanych z harmonicznymi heterodyny, wywołane ich kombinacjami z sygnałami zakłócającymi o częstotliwościach z zakresu VHF/UHF, mogą również być przyczyną poważnych zakłóceń intermodulacyjnych. Powoduje to np. możliwość odbioru sygnałów radiokomunikacyjnych z zakresów częstotliwości 160 MHz, 330 MHz, 450 MHz przez typowy odbiornik UKF FM. Taki odbiór sygnałów zakłócających zaobserwowano i ze



Rys. 2. Typowa struktura odbiornika superheterodynowego  
 a) rozwiązanie układowe odbiornika; b) charakterystyka selektywności odbiornika

względu na dużą liczbę nadajników radiokomunikacyjnych pracujących w tych zakresach może on być istotny. Problem ten wykracza jednak poza założony zakres artykułu.

Do analizy intermodulacji powstającej w wyniku małych nieliniowości w stopniach wejściowych odbiorników radiofonicznych UKF FM przyjęto klasyczny opis zjawisk nieliniowych za pomocą szeregu potęgowego. Zjawiska nieliniowe są reprezentowane przez bezinercyjną nieliniowość umieszczoną pomiędzy filtrami liniowymi (rys. 3). Bloki układu są izolowane, a więc  $x(t)$  określa  $y(t)$ , a  $y(t)$  określa  $z(t)$  [20, 22]. Należy wyraźnie podkreślić, że taki klasyczny model nie zawsze stanowi dostateczną aproksymację rzeczywistego systemu z małą nieliniowością. W przypadku wąskopasmowych układów z małą nieliniowością, jakimi są z zasady odbiorniki radiowe, w których pamięć systemu jest dana filtrami liniowymi z elementami magazynującymi energię, do opisu fenomenologicznego zjawisk powyższy model jest wystarczający.



Rys. 3. Układ równoważny stopni wejściowych odbiornika zastosowany w analizie zakłóceń intermodulacyjnych  
 $w(t)$ ,  $x(t)$ ,  $y(t)$ ,  $z(t)$  - sygnały na odpowiednich wejściach/wyjściach bloków układu zastępczego

W dalszych częściach opracowania przyjęto dla sygnału użytecznego opis w postaci modelu liniowego, a występowanie intermodulacji jako funkcję istnienia współczynników drugiego i trzeciego rzędu ( $a_2$ ,  $a_3$ ), występujących w szeregu potęgowym, odwzorowującym transmitancję nieliniową. Opis zjawisk intermodulacji oparto na współczynnikach możliwych do pomiaru, zasadność których omówio-

no w [13]. W artykule rozpatrzono praktyczne aspekty takiego podejścia dla różnych zastosowań.

## 2. ODBIORNIK RADIOWY JAKO URZĄDZENIE WRAŻLIWE NA ZAKŁÓCENIA

### 2.1. Uwagi ogólne

Duże zapotrzebowanie na nowe stacje nadawcze w zakresach UKF FM powoduje konieczność określenia właściwych dla nich częstotliwości pracy oraz maksymalnych, dopuszczalnych mocy tak, aby nie występowały wzajemne kolizje w ich odbiorze. Jednym z podstawowych czynników rzutujących na te ograniczenia są parametry odbiorników, związane bezpośrednio z ich odpornością na zakłócające pola i napięcia wielkiej częstotliwości. Problem ten znalazł swoje odbicie w pracach Międzynarodowego Komitetu ds. Zakłóceń Radioelektrycznych (CISPR). W wyniku wieloletnich prac tego komitetu zostały ustalone niektóre graniczne poziomy zakłóceń, przy których odbiorniki powinny pracować poprawnie bez zauważalnego pogorszenia jakości odtwarzanego dźwięku.

W krajach Wspólnoty Europejskiej obowiązuje już norma EN 55020, która ustala pewne parametry charakteryzujące odporność odbiorników na zakłócenia, wymagane ich wartości oraz odpowiednie dla nich metody pomiarów [6]. Także w Polsce już od lipca 1992 roku obowiązuje norma PN-91/T-04503 o analogicznych wymaganiach [17]. Według tych norm wykonuje się m.in. pomiary:

- **odporności wewnętrznej**, charakteryzującej zachowanie się odbiorników w warunkach, gdy na ich wejściu antenowym, obok sygnału użytecznego, pojawią się sygnały zakłócające o różnych częstotliwościach i poziomach; jako miarę odporności przyjmuje się napięcie sygnału zakłócającego, wywołującego określony (ściśle zdefiniowany) efekt przy ustalonych warunkach pracy

odbiornika oraz ustalonych parametrach sygnałów testowych (użytecznego i zakłócającego);

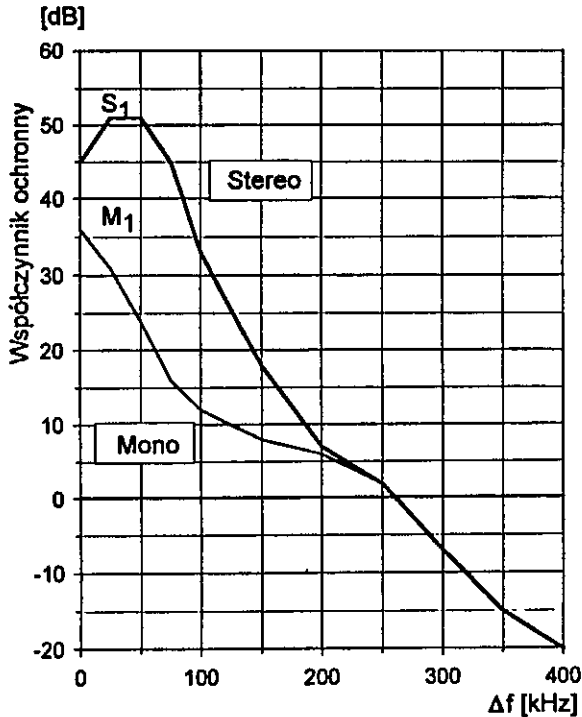
- **odporności zewnętrznej**, charakteryzującej reakcje odbiornika na sygnały zakłócające, przenikające do niego wszystkimi innymi drogami z wyłączeniem wejścia antenowego; w tym przypadku rozpatruje się sygnał zakłócający przykładany w postaci napięcia lub prądu do różnych wejść/wyjść odbiornika (także do przewodów zasilania) oraz przy bezpośrednim oddziaływaniu pola elektromagnetycznego na wewnętrzną strukturę odbiornika.

Jakkolwiek odbiornik może być zakłócony wszystkimi możliwymi drogami, to jednak najistotniejsze jest jego wejście antenowe. Między innymi też z tego względu we wspomnianych normach ustala się kolejność przeprowadzania testów odpornościowych; według nich nie prowadzi się dalszych badań odbiornika, jeżeli nie spełnia on wymagań na odporność wewnętrzną.

Przy planowaniu sieci stacji radiowych UKF FM zakłada się normowany odstęp między kolejnymi częstotliwościami stacji radiowych oraz chronione poziomy sygnałów użytecznych, przy których ma być zapewniona dobra jakość odbioru, pod warunkiem zachowania odpowiedniego współczynnika ochronnego dla współnakanalowych sygnałów zakłócających. Wartości współczynników ochronnych, stosowanych przy planowaniu sieci stacji radiowych, pokazano na rys. 4 [2]. Dane dotyczą natężenia pola w miejscu odbioru dla sygnałów o stabilnej częstotliwości [3]. Natomiast na rys. 5 przedstawiono wymagane minimalne poziomy napięcie zakłócających wewnątrzpasemowych -  $n_f$  obowiązujące przy badaniach odporności wewnętrznej odbiorników UKF FM wg wymienionych norm. Wymagania dotyczą wartości napięcia na wejściu antenowym odbiornika o impedancji  $75 \Omega$  w obecności ustalonego poziomu sygnału użytecznego  $U_n = 60 \text{ dB}(\mu\text{V})$ . Zachowanie obu tych wymagań jest nieodzownym warunkiem zapewnienia niezakłóconego odbioru. Wspom-



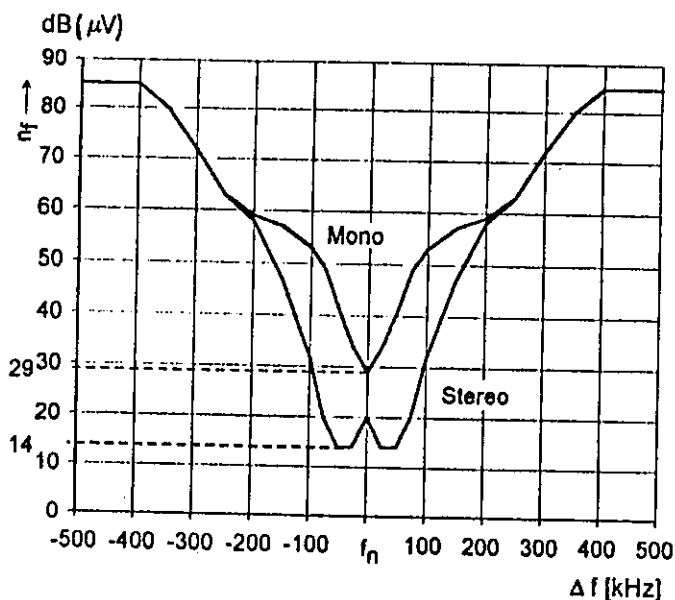
niane normy przewidują także badania odporności wewnętrznej odbiorników UKF FM na sygnały zakłócające o częstotliwościach spoza pasma odbioru (rys. 6).



Rys. 4. Współczynniki ochronne dla radiofonii UKF FM w funkcji odstrojenia sygnału zakłócającego  $\Delta f$  względem częstotliwości sygnału użytecznego

Zgodnie z wymaganiami norm, odbiornik uważa się za odporny na zakłócenia, jeśli w obecności niemodulowanego sygnału użytecznego o napięciu  $U_n = 60 \text{ dB}(\mu\text{V})$  nie zauważa się pogorszenia jakości odbioru dla sygnałów zakłócających mniejszych od  $n_f$  (por. rys. 5 i 6).

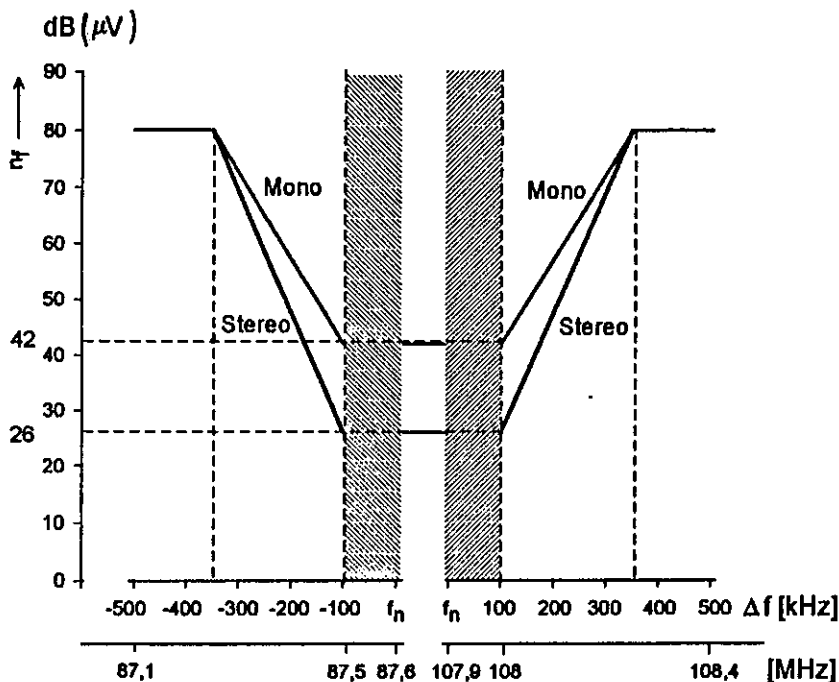
W granicznym przypadku stosunek sygnału użytecznego do sygnału zakłócającego  $(S/I)_{mcz}$ , mierzony na wyjściu akustycznym odbiornika, nie powinien być mniejszy od 40 dB. Przy takiej wartości tego stosunku jakość odbioru będzie odpowiadać subiektywnej ocenie 5 w skali CCIR [4], zwłaszcza jeżeli sygnał użyteczny będzie modulowany. Ocenie 4 wg tej samej skali odpowiadałby stosunek  $(S/I)_{mcz} = 30$  dB. Oznacza to, że dobrą jakość odbioru powinno się uzyskać w warunkach, gdy odbiornik spełnia wymagania PN-91/T-04503 (EN 55020), a w planowaniu sieci stacji radiowych zostały uwzględnione odpowiednie współczynniki ochronne wg wymagań CCIR [2].



Rys. 5. Minimalne dopuszczalne poziomy wewnątrzpasemowych sygnałów zakłócających -  $n_r$  wg EN 55020 i PN-91/E-04503 [6, 17] dla odbiorników UKF FM

Powyższe stwierdzenie nie jest tak oczywiste, jeżeli uwzględni się jednoczesne występowanie dwóch lub większej liczby sygnałów za-

kłócających na wejściu odbiornika. Większość problemów wystąpienia zakłóceń w odbiorze radiowym wynika z istnienia zjawisk nieliniowych w odbiornikach. Poza odbiorem sygnałów na częstotliwości lustrzanej i częstotliwościach związanych z występowaniem sygnałów harmonicznych heterodyny (oscylatora lokalnego) bardzo istotne są zakłócenia związane z nieliniowością stopni wejściowych odbiorników.



Rys. 6. Minimalne dopuszczalne poziomy pozapasmowych sygnałów zakłócających -  $n_r$  wg EN 55020 i PN-91/E-04503 [6, 17] dla odbiorników UKF FM

Ogólnie można wyróżnić następujące przyczyny pogorszenia jakości odbioru, związane bezpośrednio z odbiornikiem:

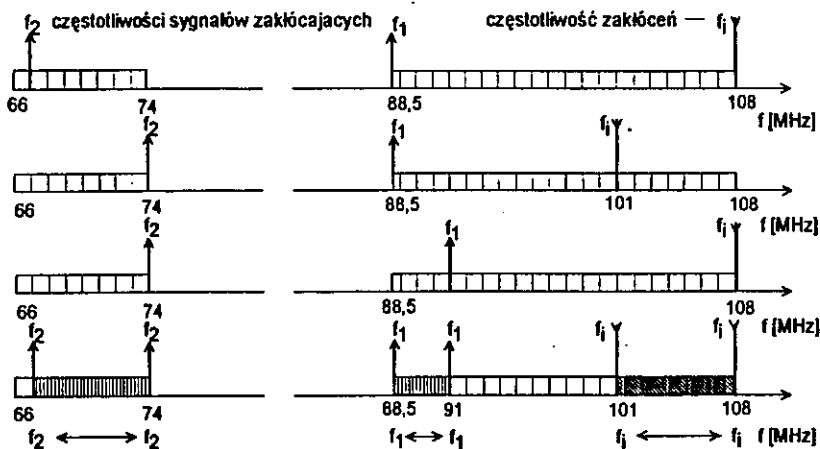
- przenikanie sygnałów niepożądanych przez kanały pasożytnicze (wynikające z zasady odbioru superheterodynowego),
- intermodulację,
- modulację skrośną,
- blokowanie silnym sygnałem.

W praktyce tylko dwie pierwsze przyczyny są istotne, gdyż występują przy umiarkowanych poziomach sygnałów zakłócających (porównywalnych z sygnałem użytecznym). Blokowanie jest sytuacją skrajną, objawiającą się przy bardzo dużych poziomach sygnałów i zawsze można sobie wyobrazić włączenie dodatkowego tłumika (szerokopasmowego) lub filtru obniżającego równomiernie poziomy wszystkich sygnałów albo tłumiących ten jeden bardzo silny sygnał (taka sytuacja krańcowa może zdarzyć się dla odbiorników znajdujących się w bezpośrednim sąsiedztwie stacji zakłócającej); w tym przypadku istotne mogą okazać się inne drogi przenikania zakłóceń, określone odpornością zewnętrzną odbiornika. Modulacja skrośna ma znaczenie tylko w przypadku sygnału zakłócającego o częstotliwości bardzo bliskiej do częstotliwości sygnału użytecznego. W rozważanym przypadku taka sytuacja nie występuje, ponieważ - zgodnie z przyjętymi przy planowaniu sieci stacji radiowych zasadami w zakresach UKF FM - częstotliwości stacji radiowych pracujących na jednym terenie muszą różnić się o 0,4 MHz lub więcej.

Na rys. 7 pokazano możliwości wystąpienia wzajemnych zakłóceń wynikających ze zjawisk intermodulacyjnych w warunkach jednoczesnego użytkowania zakresów radiowych  $66 \div 74$  MHz oraz  $87,5 \div 108$  MHz. Zakłócenia takie mogą bardzo poważnie pogorszyć odbiór w szerokich zakresach częstotliwości lub nawet go uniemożliwić. Przykładem może być tutaj spór sądowy, jaki zaistniał w USA, między właścicielami stacji radiowych z zakresu UKF FM, gdy w wyniku nieznacznej zmiany lokalizacji jednej ze stacji wystąpiły

zakłócenia intermodulacyjne dla innych stacji [8]. Może też wystąpić zjawisko odbioru na częstotliwościach, na których nie pracuje żadna stacja radiowa.

Według wymagań norm [6, 17] przy badaniu odporności wewnętrznej testuje się osobno odporność odbiornika na sygnały zakłócające występujące wewnątrz podstawowego pasma odbioru odbiornika oraz na sygnały zakłócające leżące powyżej lub poniżej tego pasma.



Rys. 7. Zakres częstotliwościowy wzajemnego występowania zakłóceń intermodulacyjnych dwusygnałowych trzeciego rzędu przy jednoczesnej pracy stacji nadawczych w pasmach  $66 \div 74$  i  $87,5 \div 108$  MHz

W dalszych częściach artykułu opisano tylko ten drugi przypadek, przy czym zagadnienia intermodulacji w odniesieniu do odbiorników radiofonicznych UKF FM będą przedmiotem szerszych rozważań, ponieważ te ich właściwości są na ogół bardzo rzadko uwzględniane w procesie planowania sieci stacji radiowych.

## 2.2. Stosowane parametry i metody pomiaru odporności wewnętrznej

W dokumentacji technicznej odbiorników podaje się typowe parametry, które mają pomóc lepiej orientującemu się nabywcy w wyborze bardziej odpowiadającego mu odbiornika. Zwykle są to następujące parametry (w nawiasach przytoczono ich przykładowe wartości):

- Zakresy częstotliwości (65,5 ÷ 73 MHz lub 87,5 ÷ 108 MHz),
- Czułość użytkowa przy pracy MONO/STEREO (<10  $\mu\text{V}$ / $<35 \mu\text{V}$ ),
- Próg ograniczania w torze FM (< 35  $\mu\text{V}$ ),
- Stosunek napięcia sygnału do napięcia szumów na wyjściu odbiornika (> 48 dB),
- Skuteczność działania ARCz (> 1,6),
- Tłumienie przesłuchu przy odbiorze stereofonicznym (> 32 dB dla  $f_m = 1 \text{ kHz}$ ),
- Znamionowa moc wyjściowa (2 x 10 W przy zniekształceniach  $h < 0,7\%$  na obciążeniu 2 x 8  $\Omega$ ),
- Pasmo przenoszenia wzmacniacza m.cz. (40 Hz ÷ 16 kHz) oraz elektroakustyczna charakterystyka przenoszenia (100 Hz ÷ ÷ 10 kHz),
- Zakres regulacji barwy dźwięku ( $\pm 15 \text{ dB}$  przy 100 Hz i 10 kHz),
- Poziom przydźwięku sieci,
- Czułość wejściowa wzmacniacza m.cz. i jego szumy.

Powyższe parametry opisują czułość odbiornika i jego wierność odtwarzania audycji słowno-muzycznych. Parametry te mają upewnić nas, że im większa czułość, większa moc wyjściowa, mniejsze zniekształcenia itd., tym lepsza będzie wierność i jakość odbioru.

Podawane są również parametry takie, jak:

- Częstotliwość pośrednia (10,7 MHz),
- Selektancja jednosygnałowa (>40 dB przy odstrojeniu o  $\pm 300$  kHz),
- Tłumienie sygnałów o częstotliwości pośredniej (> 60 dB),
- Tłumienie sygnałów lustrzanych przy odbiorze z anteny zewnętrznej (> 40 dB),
- Największy użytkowy sygnał wejściowy (200 ÷ 700 mV).

Te ostatnie parametry określają w jakimś stopniu odporność odbiornika na mogące pojawić się na jego wejściu sygnały zakłócające.

Trzeba tutaj zauważyć, że obecnie na rynku sprzedaje się wiele drogich odbiorników, z reguły produkcji zagranicznej, dla których nie podaje się niemal żadnych parametrów technicznych; nawet mocy wyjściowej. Klient kupuje wtedy kota w worku, który nie musiał być karmiony pokarmem "WHISKAS"! Niestety, w rzeczywistym środowisku elektromagnetycznym parametry te, nawet dla sprzętu Hi-Fi, nie są wystarczającą gwarancją dobrego odbioru. Parametry mierzy się bowiem w warunkach laboratoryjnych, dla odbiornika jak gdyby wyizolowanego ze środowiska elektromagnetycznego, w którym później ma on pracować.

Podstawowe właściwości odbiornika: jego czułość, selektywność wielosygnałowa i wierność odtwarzania nie dają się określić wyłącznie na podstawie wymienionych powyżej parametrów. Bliższa analiza danych podawanych w dokumentacji technicznej odbiorników, w zależności od ich klasy wg polskich norm [16], czy też określonych wg dotychczas obowiązujących metod pomiarów [15], wykazuje, że niemal całkowicie są pominięte istotne parametry nieliniowe decydujące o poprawnej pracy odbiornika w rzeczywistym środowisku elektromagnetycznym.

Najistotniejszą drogę przenikania zakłóceń do odbiornika stanowi wejście antenowe. Zachowanie się odbiornika jest wówczas określone jego odpornością wewnętrzną, o której decydują głównie para-

metry związane z czułością i selektywnością wielosygnałową. Sелеktywności wielosygnałowej nie można opisać za pomocą jednego parametru.

Wśród parametrów technicznych odbiorników podaje się zwykle ich czułość użytkową, próg ograniczania w torze FM, selektancję przy odstrojeniu o  $\pm 300$  kHz, tłumienie sygnałów o częstotliwości pośredniej i lustrzanej. Jak łatwo zauważyć, są to, oprócz czułości i progu ograniczenia, parametry opisujące selektywność jedno-sygnałową odbiornika, określaną przy nieobecności sygnału użytecznego.

Metodę pomiarów odporności wewnętrznej i odpowiednie wymagania, jakie mają spełniać odbiorniki, ustala norma PN-91/E-04503 [17]. Niestety metody zalecane w normie nie obejmują wszystkich zjawisk określających selektywność wielosygnałową; przede wszystkim nie uwzględniają one nieliniowego zjawiska intermodulacji.

Należy jeszcze raz wyraźnie podkreślić, że parametry podane w normach, są określane z reguły dla idealnych warunków, daleko odbiegających od tych, w jakich będzie używany odbiornik w praktyce.

Selektywność odbiornika radiowego (superheterodynowego), określająca jego zachowanie się w rzeczywistych warunkach, jest uzależniona od:

- 1) bezpośredniego przenikania sygnałów niepożądanych o częstotliwościach odpowiadających kanałowi podstawowemu i kanałom sąsiednim;
- 2) przenikania sygnałów niepożądanych o częstotliwościach tzw. kanałów pasożytniczych (tj. częstotliwości pośredniej, lustrzanej oraz o częstotliwościach związanych z harmonicznymi heterodyny);
- 3) przenikania sygnałów o częstotliwościach niepożądanych związanych z nieliniowością stopni wejściowych odbiornika. Tu należy wymienić zjawisko modulacji skrośnej, powstawanie harmoniczných sygnału użytecznego i zjawisko intermodulacji (zjawiska te



są z zasady pomijane w obowiązujących normach, dotyczących zarówno podstawowych parametrów odbiorników jak i pomiarów ich odporności).

W przypadku dwóch pierwszych zjawisk efekt zakłócający jest proporcjonalny do poziomu sygnału zakłócającego.

W dalszej części artykułu omówiono zagadnienia zakłóceń w odbiorze radiowym, wynikające ze zjawisk wymienionych w pkt. 3.

### 2.3. Odporność wewnętrzna odbiorników UKF FM

#### 2.3.1. Odporność wewnątrzpasmowa

Na rys. 5 pokazano wymagane minimalne poziomy wewnątrzpasmowych sygnałów zakłócających -  $n_f$  (wg PN-92/E-04503 i EN 555020) - dla odbiorników UKF FM. Przy przekroczeniu ich granicznych wartości na wyjściu odbiornika mogą powstać zakłócenia, dla których stosunek sygnału użytecznego do sygnału zakłóceń  $(S/I)_{mcr} < 40$  dB. Wartości -  $n_f$  odnoszą się do napięcia zakłóceń na wejściu antenowym odbiornika. Pomiary wykonuje się w obecności niemodulowanego sygnału użytecznego o napięciu:  $U_n = 60$  dB( $\mu$ V). Sygnał zakłócający jest modulowany częstotliwościowo z dewiacją  $\Delta F = 75$  kHz lub 50 kHz w zależności od zakresu UKF FM. Charakterystyki te są w zasadzie normowanymi krzywymi selektywności dwusygnałowej odbiornika FM dla odbioru monofonicznego i stereofonicznego, określonymi dla jednego poziomu sygnału użytecznego.

Chronione poziomy natężenia pola sygnałów użytecznych dla obszarów miejskich przy odbiorze UKF FM są liczbowo w przybliżeniu równe stosowanemu przy pomiarach odporności wewnętrznej napięciu sygnału użytecznego na wejściu antenowym odbiorników. Również współczynniki ochronne, stosowane przy planowaniu sieci stacji w radiofonii UKF FM [2] (podawane w funkcji odstrojenia sygnału zakłócającego  $\Delta f$  względem częstotliwości sygnału użytecz-

nego - por. rys. 4), dokładnie odwzorowują normowaną krzywą odporności wewnątrzpasmowej odbiorników. Oznacza to, że spełnienie wymagań w zakresie odporności wewnętrznej w pasmie odbioru, z zapewnieniem chronionego poziomu sygnału użytecznego i poziomów sygnałów zakłócających spełniających odpowiednie współczynniki ochronne, powinno zapewnić bardzo dobrą jakość odbioru. Może to nie być osiągnięte, jeżeli na wejściu odbiornika pojawi się większa liczba sygnałów zakłócających (rys. 1) [3].

### 2.3.2. Odporność pozapasmowa

Na rys. 6 pokazano minimalne wymagane poziomy sygnałów zakłócających -  $n_p$ , które charakteryzują odporność odbiorników UKF FM na częstotliwościach leżących powyżej lub poniżej pasma odbioru. Wymagania dotyczą wartości napięcia sygnału zakłócającego występującego na wejściu antenowym odbiornika w obecności ustalonego poziomu sygnału użytecznego. W tym przypadku sygnał zakłócający jest modulowany amplitudowo z głębokością modulacji  $m = 0,8$ . Jest to typowa krzywa selektywności, mierzona metodą dwusygnałową; określa ona przenikanie sygnałów niepożądanych wskutek wielu zjawisk, np. wskutek wystąpienia modulacji skrośnej (modulacja częstotliwości heterodyny [10, 19]), niewłaściwego tłumienia sygnałów niepożądanych przez obwody wejściowe odbiornika, małego tłumienia szkodliwej modulacji amplitudy, złej jakości działania ogranicznika itp.

## 3. ZALEŻNOŚĆ POMIĘDZY ODPORNOŚCIĄ OKREŚLANĄ WEDŁUG NORM A INTERMODULACJĄ

Parametry intermodulacyjnej odporności odbiorników na zakłócenia nie są normowane. Przy ocenie realnej odporności odbiorników trzeba uwzględnić zarówno zalecenia norm [6, 17], jak i wyni-

ki odpowiednich badań intermodulacji odbiorników, np. opisanych w [9, 14].

Przy badaniach odporności wewnętrznej przewiduje się, zgodnie z normami, stosowanie modulowanego sygnału zakłócającego: częstotliwościowo (w pasmie odbioru) lub amplitudowo (poza pasmem).

Przy jednoczesnym odbiorze sygnału użytecznego i modulowanego amplitudowo sygnału zakłócającego występuje zjawisko modulacji skrośnej. Sygnał zakłócający modulowany amplitudowo może wywoływać zmiany częstotliwości heterodyny, co w konsekwencji powoduje pojawienie się na wyjściu odbiornika sygnału m.cz. o częstotliwości modulacji sygnału zakłócającego. Sygnał zakłócający może również powodować modulację częstotliwości sygnału użytecznego w obwodach strojonych diodami pojemnościowymi. Zjawiska te mogą wystąpić jednocześnie, przy czym uzależnienie sygnału zakłócającego m.cz. na wyjściu odbiornika od parametrów sygnału zakłócającego w.cz. na wejściu odbiornika w obu tych przypadkach nieco się różni.

Poziom sygnału zakłócającego m.cz. o częstotliwości  $f_m$  na wyjściu akustycznym odbiornika jest [19]:

- niezależny od wejściowego poziomu sygnału użytecznego;
- uzależniony od drugiej potęgi wejściowego poziomu sygnału zakłócającego (proporcjonalny do kwadratu amplitudy napięcia zakłócającego);
- proporcjonalny do głębokości modulacji  $m$  sygnału zakłócającego;
- niezależny od częstotliwości modulującej  $f_m$ , jeżeli modulacja skrośna występuje poprzez przestrojenie częstotliwości heterodyny, lub proporcjonalny do  $f_m$ , jeżeli modulacja skrośna występuje w obwodach strojonych diodami pojemnościowymi.

W praktyce oprócz modulacji skrośnej częstotliwości wywołanej sygnałami zakłócającymi o modulacji AM występuje również modulacja skrośna wywołana sygnałami zakłócającymi o modulacji FM, gdy te ostatnie, wskutek pracy na zboczu krzywej rezonansowej

obwodów strojonych diodami pojemnościowymi, przekształcają się w sygnały z jednoczesną modulacją częstotliwości i amplitudy [19].

Efekt modulacji skrośnej wywołanej zmodulowanym amplitudowo sygnałem zakłócającym o częstotliwości spoza pasma odbioru ( $\Delta f \geq 0,4$  MHz) zwykle o rząd lub więcej przekracza efekt modulacji skrośnej wywołany takim samym sygnałem, ale zmodulowanym częstotliwościowo [10, 19]. W związku z tym, jeżeli odbiornik spełnia wymagania norm na odporność poza pasmem, zakłócenia wywołane pojedynczym sygnałem zakłócającym modulowanym częstotliwościowo są zwykle do pominięcia.

Sygnał zakłócający w.cz. modulowany częstotliwościowo, oddziałujący w pasmie odbioru, powoduje zakłócenia na wyjściu m.cz. dające określony stosunek sygnału użytecznego do zakłócającego. Dla odbiorników stereofonicznych zakłócenie m.cz. przy stosunku  $(S/I)_{m.cz.} = 20 \div 40$  dB ma postać napięć szumów (gwizdów) rosnących liniowo z poziomem w.cz. sygnału zakłócającego. Gdy poziom sygnału zakłócającego na wejściu odbiornika przewyższy poziom sygnału użytecznego, wystąpi blokowanie sygnału użytecznego i na wyjściu m.cz. pojawi się sygnał o częstotliwości modulacji sygnału zakłócającego. Poziom sygnału zakłócającego w.cz. przy określonym stosunku  $(S/I)_{m.cz.}$  jest proporcjonalny do poziomu sygnału użytecznego [21].

Normy przewidują badanie odporności poza pasmem sygnałem modyulowanym amplitudowo. Zdaniem autorów, nie jest to w pełni reprezentatywny wybór, ponieważ w przypadku odbioru w zakresach UKF FM, dla sygnałów zakłócających spoza pasma, o poziomie zakłóceń będą decydować najczęściej sygnały modulowane częstotliwościowo, gdyż tego rodzaju sygnały zakłócające emitują sąsiadujące stacje radiowe. Jak wykazały pomiary [9, 14], odporność na te sygnały jest dużo większa od odporności na sygnały modulowane amplitudowo. Napięcie zakłóceń na wyjściu m.cz. przy poziomie  $(S/I)_{m.cz.} = 40$  dB tutaj również liniowo zależy od poziomu. Natomiast w bar-

dzo małym stopniu zależy od poziomu dewiacji i częstotliwości modulacji sygnału zakłócającego.

Odporność w pasmie na sygnały modulowane częstotliwościowo jest w planowaniu uwzględniana przez stosowanie odpowiednich współczynników ochronnych [2] dla stacji dalekich, gdy poziom sygnałów zakłócających wpadających w pasmo jest mały; natomiast przy odstrojeniach  $\Delta f > 0,4$  MHz odporność na taki sygnał jest duża i przy  $U_n = 60$  dB( $\mu$ V) spełnienie warunku  $(S/I)_{\text{mca}} \geq 40$  dB dla  $n_f > 85$  dB( $\mu$ V) jest łatwe, nawet dla odbiorników klas standardowych lub popularnych [9, 14].

W obu przypadkach modulacji AM i FM na przebieg odporności poza pasmem w funkcji odstrojenia  $\Delta f_z$  sygnału zakłócającego ma wpływ tłumienie obwodów wejściowych rosnące zwykle z odstrojeniem od częstotliwości dostrojenia  $f_n$  (rys. 2). Przebiegi częstotliwościowe mogą być bardzo różne dla różnych rozwiązań obwodów wejściowych, a poza tym dla obwodów źle zestrojonych wykazywać różne anomalie.

W obu przypadkach zjawiska te nie są wprost związane z nieliniowościami stopni wejściowych, które w pierwszym rzędzie decydują o intermodulacji drugiego i wyższych rzędów i nie można oczekiwać prostego związku pomiędzy pomiarami odporności poza pasmem dla jednego sygnału zakłócającego, a wynikami pomiarów intermodulacji. Nawet gdy odbiorniki spełniają wymagania norm [6, 17], to dla różnych odbiorników można oczekiwać różnych poziomów zakłóceń intermodulacyjnych, zależnie od nieliniowości ich stopni wejściowych i przebiegu tłumienia obwodów wejściowych  $|H(f)|$  (rys. 3). Zatem model odpornościowy odbiornika powinien uwzględniać również zjawisko intermodulacji. Odpowiednio duże tłumienie obwodów wejściowych w funkcji odstrojenia może znacznie polepszyć odporność na zakłócenia intermodulacyjne, nawet przy podobnych nieliniowościach stopni wejściowych. W związku z tym odbiorniki powinny być badane w szerszym zakresie amplitud i szerszym zakresie często-

tliwości. Z tych względów zakresy pomiarowe ustalone normami są za wąskie i nie odzwierciedlają odporności odbiorników na zakłócenia intermodulacyjne.

## 4. ZAKŁÓCENIA INTERMODULACYJNE W ODBIORNIKACH FM

### 4.1. Zjawisko intermodulacji

Zakłócenia intermodulacyjne są wywołane nieliniową pracą stopni wejściowych odbiornika. Występują one wówczas, gdy na jego wejściu, obok sygnału użytecznego pojawiają się inne sygnały, które w danej chwili można uznać za niepożądane. W wyniku ich wzajemnego oddziaływania, pojawiają się nowe składowe o różnych częstotliwościach. Szkodliwe są zwłaszcza składowe o częstotliwościach równych lub zbliżonych do  $f_n$ ,  $f_l$  itp. (częstotliwości sygnału, częstotliwości lustrzanej...). Najniekorzystniejszy przypadek występuje wtedy, gdy częstotliwość składowej jest równa lub bardzo bliska częstotliwości dostrojenia odbiornika. Wytworzony wówczas sygnał zakłócający zostaje przemieniony na częstotliwość pośrednią i jest dalej wzmacniany oraz detekowany w identyczny sposób jak typowy sygnał użyteczny.

Miarą szkodliwości intermodulacji jest dopuszczalna wielkość sygnałów zakłócających na wejściu odbiornika (wyrażanych w postaci napięcia lub równoważnego natężenia pola) odnoszona do poziomu sygnału użytecznego, przy określonych kryteriach pogorszenia stosunku sygnału użytecznego (S) do zakłócającego (I) na wyjściu m.c.z. odbiornika.

W celu dokonania analizy matematycznej zjawisk intermodulacji są stosowane różne podejścia. Najczęściej do przedstawienia charakterystyki elementu nieliniowego stosuje się opis w postaci szeregów Voltery [5] lub w postaci szeregu potęgowego [12, 22]. Dobór kon-

kretniej metody jest w znacznym stopniu uzależniony od celu rozważań. Szeregi Voltery stosuje się zazwyczaj przy opisie zjawisk nieliniowych w układach szerokopasmowych. W przypadku opisu zjawiska intermodulacji w odbiornikach radiofonicznych UKF FM wystarczającą dokładność daje zastosowanie szeregu potęgowego.

W dalszych częściach artykułu przedstawiono modele amplitudowe, które można wykorzystać do opisu zakłóceń związanych ze zjawiskiem intermodulacji w odbiornikach UKF FM.

## 4.2. Metody pomiaru intermodulacji

Stosowane metody pomiaru intermodulacji są opisane w [10, 22]. Metodę dwusygnałową badania selektywności (sygnał użyteczny i jeden sygnał zakłócający) stosuje się do określania tzw. dwusygnałowej krzywej selektywności odbiornika. W warunkach jednoczesnego występowania sygnału użytecznego i silnego sygnału zakłócającego może wystąpić modulacja skrośna (co objawia się przeniesieniem modulacji sygnału zakłócającego na sygnał użyteczny) oraz powstanie harmonicznych sygnału zakłócającego. Odporność na zakłócenia intermodulacyjne drugiego i trzeciego rzędu bada się za pomocą trzech lub czterech sygnałów (wliczając w to i sygnał użyteczny). Normy PN-92/E-04503 i EN 55020 przewidują dla odbiorników UKF FM wykonywanie pomiarów odporności wewnętrznej zarówno w pasmie, jak i poza pasmem odbioru. Istotna różnica między tymi testami polega na stosowanej różnej modulacji sygnału zakłócającego (w pasmie stosuje się modulację FM, a poza pasmem - modulację AM). Obecność sygnału zakłócającego najbardziej odczuwa się w momentach przerw w modulacji sygnału pożądanego; stąd w metodzie pomiarowej stosuje się niemodulowany sygnał użyteczny (jego modulacja jest włączana tylko na czas ustalania warunków pracy badanego odbiornika i ustalania poziomu odniesienia sygnału użytecznego -  $P_{mcr} = 50 \text{ mW}$  - na wyjściu małej częstotliwości). Sy-

gnał użyteczny może być monofoniczny lub stereofoniczny. Moduacja sygnałów zakłócających może być zmieniana w zależności od warunków i potrzeb; mogą to być sygnały monofoniczne lub stereofoniczne.

W toku pomiarów opisanych w niniejszym opracowaniu, w tym i związanych z badaniem intermodulacji, stosowano generalnie sygnały testowe zgodne z wymaganiami norm [6, 17]. Parametry tych sygnałów podano dalej (pkt 4.5.1).

### 4.3. Zależności matematyczne opisujące zjawisko intermodulacji

#### 4.3.1. Zależności ogólne

Transmitancja nieliniowa stopni wejściowych odbiornika opisująca zależności pomiędzy ich wejściowym -  $x$  i wyjściowym -  $y$  prądem (lub napięciem) może być opisana w postaci następującego szeregu potęgowego:

$$y = f(x) = \sum_m a_m \cdot x^m \quad (1)$$

$$x = \sum_j U_j \cdot \sin(\omega_j \cdot t) \quad (2)$$

$m, j$  - liczby naturalne (0, 1, 2...).

Dla ( $j > 1$ ) na wyjściu stopnia nieliniowego pojawiają się sygnały o częstotliwościach będących liniową kombinacją częstotliwości sygnałów wejściowych. Ich liczba zależy od liczby sygnałów wejściowych ( $j$ ) i wykładnika ( $m$ ) w szeregu potęgowym. Najważniejszymi przypadkami jest dwusygnałowa intermodulacja drugiego rzędu ( $m = 2$ ) oraz dwu- i trójsygnałowa intermodulacja trzeciego rzędu ( $m = 3$ ). Można również rozpatrywać jako intermodulację jednosygnałową przypadek pojawienia się harmonicznych jednego sygnału zakłócającego [10].



Intermodulacja związana z wyższymi rzędami ( $m > 3$ ) jest dla odbiorników radiowych powszechnego użytku mniej szkodliwa. Rozpatruje się ją jedynie w odniesieniu do specjalnych odbiorników profesjonalnych.

#### 4.3.2. Intermodulacja trzeciego rzędu

Intermodulacja trzeciego rzędu ( $m = 3$ ) jest jednym z najbardziej ważkich mechanizmów powstawania zakłóceń w odbiorze radiowym w zakresach UKF FM. Wynika to stąd, że częstotliwości sygnałów zakłócających mogą leżeć bardzo blisko siebie i bardzo blisko zasadniczego pasma odbioru (tj. bardzo blisko częstotliwości sygnału użytecznego), przez co nie podlegają one tak silnemu tłumieniu przez strojone obwody wejściowe odbiornika, jak to ma np. miejsce dla sygnałów związanych z intermodulacją drugiego rzędu.

##### 4.3.2.1. Intermodulacja dwusygnałowa

Dla dwóch sygnałów występujących na wejściu stopnia nieliniowego o częstotliwościach  $f_1$  i  $f_2$  na jego wyjściu powstają produkty intermodulacji o następujących częstotliwościach:

- a)  $2 \cdot f_1 + f_2$ ,
  - b)  $2 \cdot f_1 - f_2$ ,
  - c)  $2 \cdot f_2 + f_1$ ,
  - d)  $2 \cdot f_2 - f_1$ .
- (3)

Przyjmując ogólnie, że sygnał o częstotliwości -  $f_1$  jest zawsze bliższy częstotliwości dostrojenia odbiornika -  $f_n$  widać, że zależność b) wyznacza zasadniczą składową zakłócającą (niezależnie od tego czy rozważa się sygnały leżące powyżej, czy też poniżej częstotliwości dostrojenia odbiornika).

Nawiązując do równania (1) i (2) dla  $m = 3$  i  $j = 2$  można wykazać, że amplituda składowej, związanej z dwusygnałową intermodulacją trzeciego rzędu, jest równa:

$$(IM3)_2 = (3/4) \cdot |H(f_1)|^2 \cdot |H(f_2)| \cdot a_3 \cdot U_1^2 \cdot U_2. \quad (4)$$

#### 4.3.2.2. Intermodulacja trójsygnalowa

Intermodulacja trzeciego rzędu dla trzech sygnałów może wystąpić przy następujących częstotliwościach:

$$\begin{aligned} \text{a) } & f_1 + f_2 + f_3, \\ \text{b) } & f_1 + f_2 - f_3, \\ \text{c) } & f_1 - f_2 + f_3, \\ \text{d) } & -f_1 + f_2 + f_3. \end{aligned} \quad (5)$$

Przyjmując podobne, jak w przypadku intermodulacji dwusygnalowej, założenie co do ułożenia sygnałów zakłócających względem częstotliwości sygnału użytecznego (tj. częstotliwości dostrojenia odbiornika) widać, że istotne składowe zakłócające wyznaczają zależności - b) i c).

Jednym z sygnałów zakłócających może tu być własny oscylator lokalny ( $f_{osc}$ ). Zachodzi to wówczas, gdy są spełnione następujące częstotliwościowe warunki:

$$|f_n - f_1| = |f_{osc} - f_2| = \Delta f. \quad (6)$$

w których:

- $f_n$  - częstotliwość dostrojenia odbiornika;
- $f_{osc}$  - częstotliwość oscylatora lokalnego;
- $f_1$  i  $f_2$  - częstotliwości sygnałów zakłócających.

Dla trójsygnalowej intermodulacji trzeciego rzędu amplituda składowej intermodulacji trzeciego rzędu  $(IM3)_3$  jest równa:

$$(IM3)_3 = (3/2) \cdot |H(f_1)| \cdot |H(f_2)| \cdot |H(f_3)| \cdot a_3 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot U_3. \quad (7)$$

Z porównania zależności (4) i (7) widać, że dla tych samych poziomów sygnałów zakłócających produkt intermodulacji trzeciego rzędu dla 3 sygnałów -  $(IM3)_3$  jest dwukrotnie większy niż dla 2 sygnałów -  $(IM3)_2$  [22].

#### 4.3.2.3. Intermodulacja jednosygnalowa

Intermodulacja jednosygnalowa występuje dla silnego sygnału zakłócającego o częstotliwości równej  $f_n/3$ . Amplitudę produktu tej intermodulacji (tj. trzeciej harmonicznej sygnału zakłócającego) określa zależność:

$$(IM3)_1 = (1/4) \cdot |H(f_1)|^3 \cdot a_3 \cdot (U_1)^3 . \quad (8)$$

Ten mechanizm powstawania zakłóceń jest najczęściej opisywany w literaturze jako zjawisko powstawania harmonicznych silnego, pojedynczego sygnału. Przyjęte przez autorów określenie "intermodulacja 1-sygnalowa" wynika z faktu, że za poziom sygnałów harmonicznych są odpowiedzialne te same współczynniki, np. -  $a_3$ , w szeregu potęgowym odwzorowującym transmitancję stopni wejściowych odbiornika, oraz z chęci ujęcia jednakowym opisem istotnych zakłóceń, a także z faktu, że w literaturze [10] spotyka się również określanie tego zjawiska jako "intermodulacji jednosygnalowej".

#### 4.3.3. Intermodulacja drugiego rzędu

##### 4.3.3.1. Intermodulacja dwusygnalowa

Intermodulacja dwusygnalowa drugiego rzędu ( $m = 2$ ) zachodzi przy częstotliwościach:

$$\begin{aligned} \text{a) } & f_1 + f_2, \\ \text{b) } & f_1 - f_2. \end{aligned} \quad (9)$$

Oba przypadki mogą być istotne, jeżeli częstotliwość produktu intermodulacji  $(IM2)_2$  znajdzie się w pasmie dostrojenia odbiornika. Przykładem mogą tu być wzajemne zakłócenia sygnałów CB radio oraz sygnałów UKF FM z pasm  $66 \div 74$  MHz i  $93 \div 101$  MHz. Amplituda składowej dwusygnalowej intermodulacji drugiego rzędu jest równa:

$$(IM2)_2 = a_2 \cdot |H(f_1)| \cdot |H(f_2)| \cdot U_1 \cdot U_2 . \quad (10)$$

#### 4.3.3.2. Intermodulacja jednosygnalowa

Intermodulacja jednosygnalowa występuje dla silnego sygnału zakłócającego o częstotliwości równej  $f_n/2$ . Amplitudę produktu tej intermodulacji (tj. drugiej harmonicznej sygnału zakłócającego) określa zależność:

$$(IM2)_1 = (1/2) \cdot |H(f_1)|^2 \cdot a_2 \cdot (U_1)^2 . \quad (11)$$

### 4.4. Model amplitudowy zakłóceń intermodulacyjnych dla odbiorników FM

#### 4.4.1. Uwagi ogólne

Określenie poziomów odpowiedzi intermodulacyjnych w odborniku jest dość trudnym problemem, jeżeli potraktuje się go jako "czarną skrzynkę", gdy nie są znane ani jego parametry nieliniowe ( $a_1, a_2, a_3$ , itd.), ani charakterystyka częstotliwościowa jego obwodów strojonych, która określa tłumienie sygnałów zakłócających na drodze od wejścia odbornika do elementu nieliniowego.

Właściwe podejście w tym względzie wprowadza norma PN-91/T-04503 (oraz równoważna jej norma EN 55020). Według niej określa się takie napięcie sygnału zakłócającego na wejściu odbornika, przy którym na jego wyjściu m.cz., przy ustalonym napięciu sygnału użytecznego i ustalonych warunkach pracy odbornika, uzyskuje się stosunek sygnału użytecznego do sygnału zakłóceń  $(S/I)_{m.cz.} = 40$  dB. Tak określona wartość napięcia sygnału zakłócającego, mierzona na wejściu odbornika, stanowi miarę jego odporności wejściowej. Normy formułują wszystkie warunki pomiarów, a więc: poziom sygnału użytecznego -  $U_n$  i jego modulację - modulacja FM z dewiacją  $\Delta F_n$ , modulację sygnału zakłócającego - modulacja FM z dewiacją

$\Delta F_z$  oraz poziom odniesienia dla sygnału użytecznego na wyjściu m.cz. -  $P_{m.cz.}$

Podobne podejście przyjęto w niniejszym artykule przy określaniu wpływu intermodulacji w odbiornikach FM. Wynika to z faktu, że produkty intermodulacji (IM2, IM3) oddziałują w pasmie odbioru i ich wpływ może być rozpatrywany w podobny sposób. Wartości (IM2) i (IM3) byłyby bardzo dobrą miarą odporności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne, gdyby nie trudności pomiarowe w ich wyznaczeniu. Można je jednak określić w sposób pośredni, przez pomiar poziomów sygnałów zakłócających wywołujących określony skutek na wyjściu odbiornika. Na taką możliwość wskazuje następujące rozumowanie. Dla konkretnego odbiornika przy ustalonych jego warunkach pracy można uznać, że współczynniki  $a_2$  i  $a_3$  są wartościami stałymi w pewnym zakresie zmian amplitud sygnałów występujących na wejściu i wyjściu elementu nieliniowego. Przy takim założeniu zależności (4, 7 i 10), po odpowiednich przekształceniach pozwalają na ustalenie współczynnika - K, który jest proporcjonalny do odpowiednich wartości produktów intermodulacyjnych - (IM3) lub (IM2). Podejście takie zostało sformułowane i szerzej rozwinięte w [13]. Wartości współczynnika K w funkcji odstrojenia sygnałów zakłócających względem częstotliwości dostrojenia odbiornika mogą się różnić w zależności od częstotliwości odbioru. Będą więc nieco różne w zakresie pasma I i II UKF FM. Obserwowane różnice omówiono w pkt. 4.5.4.

#### 4.4.2. Intermodulacja dwusygnałowa trzeciego rzędu

Zależność (4) można przepisać w postaci:

$$U_1^2 \cdot U_2 = \frac{(IM3)_2}{(0,75 \cdot |H(f_1)|^2 \cdot |H(f_2)| \cdot a_3)} = K3_2 \quad (12)$$

Współczynnik  $K3_2$  jest proporcjonalny do  $(IM3)_2$  i może być tak samo dobrą miarą odporności odbiornika na intermodulację. Jednocześnie jego pomiar jest prosty, co wynika wprost z zależności:

$$K3_2 = U_1^2 \cdot U_2, \quad (13)$$

która - zapisana w mierze logarytmicznej - przyjmuje bardzo dogodną pomiarowo postać:

$$K3_2 \text{ [dB]} = 2 \cdot U_1 \text{ [dB}(\mu\text{V})] + U_2 \text{ [dB}(\mu\text{V})]. \quad (14)$$

#### 4.4.3. Intermodulacja trójsygnalowa trzeciego rzędu

Postępując w sposób opisany w poprzednim punkcie, zależność (7) może być przekształcona do następującej postaci:

$$K3_3 \text{ [dB]} = U_1 \text{ [dB}(\mu\text{V})] + U_2 \text{ [dB}(\mu\text{V})] + U_3 \text{ [dB}(\mu\text{V})]. \quad (15)$$

#### 4.4.4. Intermodulacja dwusygnalowa drugiego rzędu

Dla intermodulacji dwusygnalowej drugiego rzędu zależność (10) może być doprowadzona do postaci:

$$K2_2 \text{ [dB]} = U_1 \text{ [dB}(\mu\text{V})] + U_2 \text{ [dB}(\mu\text{V})]. \quad (16)$$

### 4.5. Pomiary parametrów intermodulacyjnych odbiornika

#### 4.5.1. Sygnały testowe

##### 4.5.1.1. Uwagi ogólne

Generalnie badania intermodulacyjne były wykonywane przy stosowaniu sygnałów testowych o parametrach zgodnych z wymaganiami normy PN-91/T-04503, jakie formułuje ona w odniesieniu do

pomiarów tzw. odporności wewnętrznej. Wynika to z faktu, że sygnały produktów intermodulacyjnych oddziałują najbardziej w zasadniczym pasmie odbioru.

Większość pomiarów wykonano w układzie pomiarowym, którego główną część stanowił automatyczny system pomiarowy TS9980<sup>\*)</sup> [11] uzupełniony dodatkowo o jeden lub dwa generatory sygnałowe i odpowiednie układy sprzęgające.

W niniejszym punkcie zastosowano następujące dodatkowe oznaczenia we wzorach i na rysunkach:

- sygnał zakłócający generowany przez system pomiarowy, zmieniany skokowo z ustalonym krokiem częstotliwości lub generowany przez system przy pomiarze ręcznym (punktowym) -  $f_s$ ;
- sygnały zakłócające o stałych częstotliwościach z generatorów zewnętrznych (nie kontrolowanych przez system pomiarowy TS9980) -  $f_{1z}$ ,  $f_{2z}$  i stałych poziomach -  $U_{1z}$ ,  $U_{2z}$ .

#### 4.5.1.2. Wartości liczbowe

Poniżej podano ważniejsze wartości liczbowe.

- **Sygnał użyteczny:** modulacja FM z dewiacją  $\Delta F_n = 75$  kHz (w zakresie  $87,5 \div 108$  MHz) lub  $\Delta F_n = 50$  kHz (w zakresie  $66 \div 74$  MHz) modulowany sygnałem m.cz. o częstotliwości  $f_m = 1$  kHz. Wszelkie badania przeprowadzono przy stereofonicznej pracy badanego odbiornika, stosując sygnał stereofoniczny z dewiacją  $\Delta F_n = 7,5$  kHz i pilotem o częstotliwości 19 kHz. Wynika to stąd, że wymagania wspomnianych norm [6, 17] w zakresie odporności wewnętrznej są dla odbioru stereofonicznego bardziej rygorystyczne niż dla odbioru monofonicznego. Co ozna-

---

<sup>\*)</sup> Automatyczny pomiarowy system TS9980, produkcji firmy Rohde & Schwarz, jest własnością Instytutu Łączności we Wrocławiu.

cza, że jeżeli odbiornik spełni je przy odbiorze stereofonicznym, to spełni je także w warunkach odbioru monofonicznego.

- **Sygnały zakłócające:** standardowo z modulacją FM z dewiacją  $\Delta F_n = 40$  kHz (w zakresie 87,5 ÷ 108 MHz) lub  $\Delta F_n = 30$  kHz (w zakresie 66 ÷ 74 MHz) modulowany sygnałem m.cz. o częstotliwości  $f_m = 1$  kHz. Standardowa wartość napięcia zakłóceń  $U_z = 80$  dB( $\mu$ V).
- **Stosunek sygnału do zakłócenia** na wyjściu m.cz. odbiornika  $(S/I)_{m.cz.} = 40$  dB przy stałej mocy sygnału użytecznego  $P_{m.cz.} = 50$  mW jako poziomu odniesienia.

#### 4.5.2. Zakres pomiarów

Przyjęcie współczynników  $K_{3_2}$ ,  $K_{3_3}$ ,  $K_{2_2}$  jako miary odporności odbiorników na zakłócenia intermodulacyjne, oprócz wygody ich wyznaczania, daje jednocześnie dobre narzędzie w planowaniu sieci stacji nadawczych w zakresach UKF FM. Umożliwiają one określenie takich dopuszczalnych poziomów sygnałów zakłócających w funkcji ich odstrojenia względem częstotliwości sygnału użytecznego (dostrojenia odbiornika) -  $f_n$ , przy których mogą pracować stacje radiowe, mimo że ich częstotliwości spełniają warunki powstawania intermodulacji. Znajomość uzależnienia współczynników  $K_{3_2}$ ,  $K_{3_3}$  i  $K_{2_2}$  od rodzaju odbioru (monofoniczny lub stereofoniczny), poziomu sygnału użytecznego, poziomów sygnałów zakłócających i wartości stosunku  $(S/I)_{m.cz.}$  pozwala na uwzględnienie tych parametrów w procesie projektowania sieci stacji nadawczych.

#### 4.5.3. Wyniki pomiarów

Jak wykazano wcześniej, współczynniki  $K_{3_2}$ ,  $K_{3_3}$ ,  $K_{3_{osc}}$  i  $K_{2_2}$  stanowią dobrą miarę odporności odbiorników radiowych na zakłócenia intermodulacyjne. Są one bezpośrednio związane z poziomami



napięcie sygnałów zakłócających (por. zależności 14, 15 i 16). Należy zwrócić uwagę, że współczynniki te pozwalają na łatwą zmianę wzajemnych relacji między poziomami sygnałów zakłócających przy zachowaniu stałości rozważanego współczynnika -  $K$  ( $K = \text{const.}$ ). Ta właściwość może być bardzo użyteczna przy planowaniu mocy stacji radiowych w warunkach, gdy nie ma możliwości uniknięcia takiego rozkładu ich częstotliwości, przy którym występuje potencjalna możliwość intermodulacji (są spełnione odpowiednie warunki częstotliwościowe). Stąd istotną sprawą jest ustalenie powiązania wartości współczynników  $K$  z:

- poziomem sygnału użytecznego -  $U_n$ ,
- poziomami sygnałów zakłócających -  $U_z$ ,
- zakresem zmian poziomów sygnałów zakłócających, w którym jest spełniony warunek:  $K = \text{const.}$ ,
- stosunkiem sygnału użytecznego do zakłóceń na wyjściu m.cz. odbiornika ( $S/I$ )<sub>m.cz.</sub>,
- odstrojeniem sygnałów zakłócających względem częstotliwości -  $f_n$  (dla różnych wartości  $f_n$ ).

Innym ważnym zagadnieniem jest wyznaczenie:

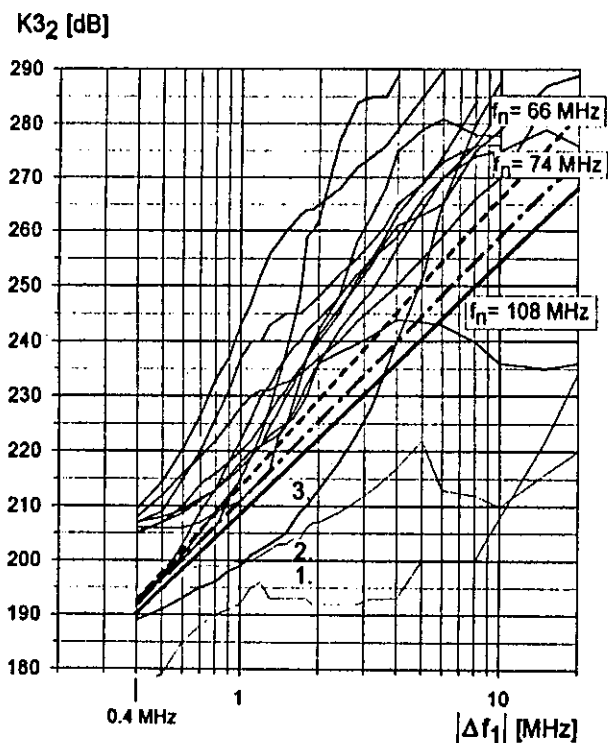
- wartości współczynników  $K_{3_2}$ ,  $K_{3_3}$ ,  $K_{2_3}$ ,  $K_{3_{osc}}$  dla normowanych parametrów sygnału użytecznego i sygnałów zakłócających,
- szerokości zakłócanego pasma w zależności od parametrów sygnałów zakłócających (rodzaju modulacji FM lub AM, głębokości modulacji, częstotliwości modulacji).

Odpowiednie pomiary wykonano dla 13 odbiorników, różnych typów. Wnioski wynikające z przeprowadzonych badań podano w dalszych częściach artykułu. Przedstawione modele uzyskane w wyniku pomiarów reprezentują minimalne wartości współczynników  $K$  uzyskanych w pomiarach, z odrzuceniem wyników dla odbiorników wadliwych (np. źle zestrojonych), przestarzałych technologicznie lub przestrajanych niefachowo z jednego zakresu UKF na drugi.

## 4.5.4. Modele odporności na zakłócenia intermodulacyjne

## 4.5.4.1. Intermodulacja trzeciego rzędu dwusygnałowa

Model amplitudowy intermodulacji, czyli związek współczynnika  $K_{3_2}$  z poziomami sygnałów zakłócających -  $U_1$  i  $U_2$  jest słuszny w zakresie ich zmian od  $60 \text{ dB}(\mu\text{V})$  do  $90 \div 95 \text{ dB}(\mu\text{V})$  i ma postać:



Rys. 8. Modele amplitudowe odporności odbiorników UKF FM na zakłócenia intermodulacyjne dwusygnałowe trzeciego rzędu w funkcji odstrojenia  $f_1$  bliższego sygnału zakłócającego o częstotliwości  $f_{1z}$  względem częstotliwości dostrojenia odbiornika  $f_n$ . Odbiorniki nie ujęte w uogólnionych modelach: 1 i 2 - odbiorniki przestarzałe, 3 - odbiornik przestarzały technologicznie

$$K3_2 \text{ [dB]} = 2 \cdot U_1 \text{ [dB}(\mu\text{V})] + U_2 \text{ [dB}(\mu\text{V})]. \quad (17)$$

Zależność (17) jest słuszna dla jednego konkretnego położenia sygnałów zakłócających względem częstotliwości dostrojenia odbiornika (czyli jednej wartości  $\Delta f_1$ ).

Na rys. 8 pokazano, zmierzone dla 13 odbiorników, przebiegi współczynników intermodulacji dwusygnałowej trzeciego rzędu dla górnej częstotliwości zakresu I UKF FM ( $f_n = 74$  MHz). Przedstawiono też uogólnione modele amplitudowe w funkcji  $\Delta f_1$  dla częstotliwości dostrojenia odbiorników  $f_n = 66$  MHz, 74 MHz i 108 MHz. Przy innych częstotliwościach należy dokonać odpowiedniej interpolacji.

#### ● Wpływ poziomu sygnału użytecznego

Rysunek 8 i zależność (17) dotyczą modelu słusznego dla sygnału użytecznego o napięciu na wejściu odbiornika  $U_n = 60$  dB( $\mu\text{V}$ ).

Wpływ zmian tego napięcia ujmuje zależność (18):

$$K3_{2/U_n} = K3_{2/60} + (U_n - 60), \quad (18)$$

w której:

$K3_{2/U_n}$  - jest wartością współczynnika  $K3_2$  wyrażanego w dB, wyznaczaną przy napięciu sygnału użytecznego o wartości  $U_n$ ,

$K3_{2/60}$  - wartość  $K3_2$  przy  $U_n = 60$  dB( $\mu\text{V}$ ).

Zależność (18) jest słuszna dla wartości  $U_n$  z przedziału 50 dB( $\mu\text{V}$ ) ÷ 90 dB( $\mu\text{V}$ ).

Jak widać, zmianie poziomu sygnału użytecznego o 10 dB towarzyszy taka sama zmiana wartości współczynnika  $K3_2$ .

#### ● Wpływ stosunku $(S/I)_{m cz}$

Zwiększeniu poziomów sygnałów zakłócających powyżej wartości, przy których obliczony dla nich współczynnik  $K3_2$  przekracza do-

puszczalną wartość, towarzyszy zwiększenie zakłóceń na wyjściu m.cz. odbiornika, czyli zmniejszenie stosunku  $(S/I)_{m.cz}$ , zgodnie z zależnością:

$$\Delta K_3 \text{ [dB]} = -\Delta (S/I)_{m.cz} \text{ [dB]}. \quad (19)$$

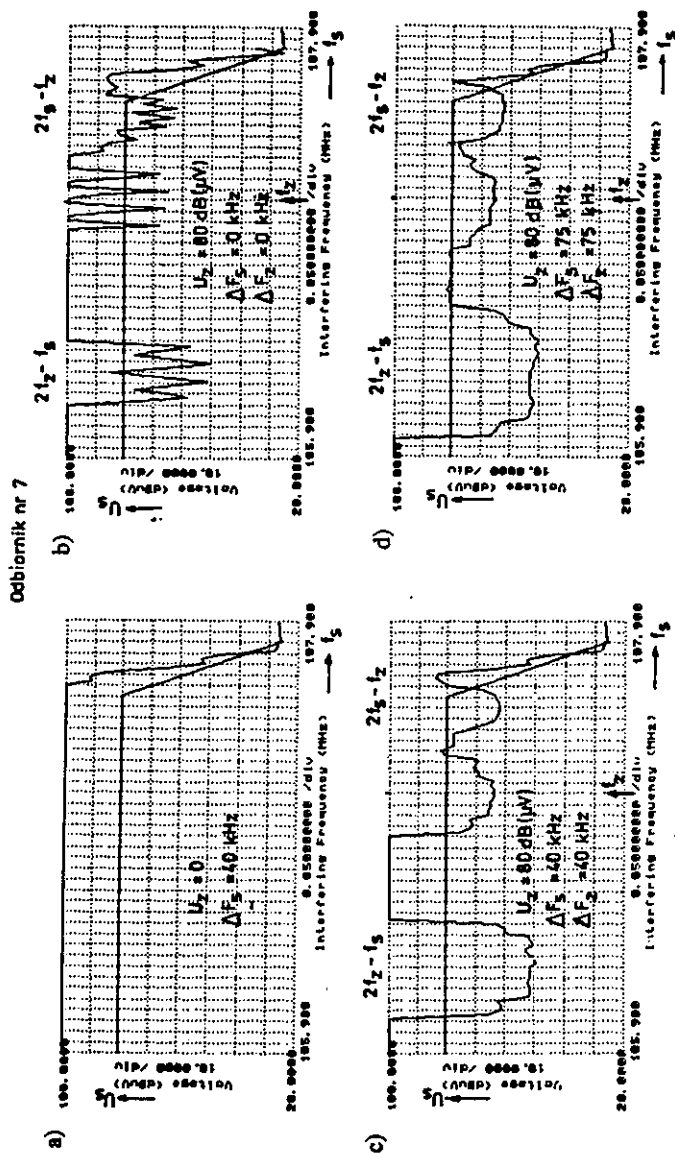
Z powyższego wzoru widać, że zmniejszenie stosunku  $(S/I)_{m.cz}$  z wartości 40 dB do wartości 30 dB pozwala na zwiększenie dopuszczalnej wartości  $K_3$  o 10 dB, co z kolei umożliwi odpowiednią korektę dopuszczalnych poziomów sygnałów zakłócających.

Zależność (19) zachowuje swoją ważność w zakresie zmian  $(S/I)_{m.cz}$  od 20 dB do 40 dB (co odpowiada zmianie jakości odbioru w przedziale "dostateczny - bardzo dobry", wg skali ocen stosowanych w CCIR).

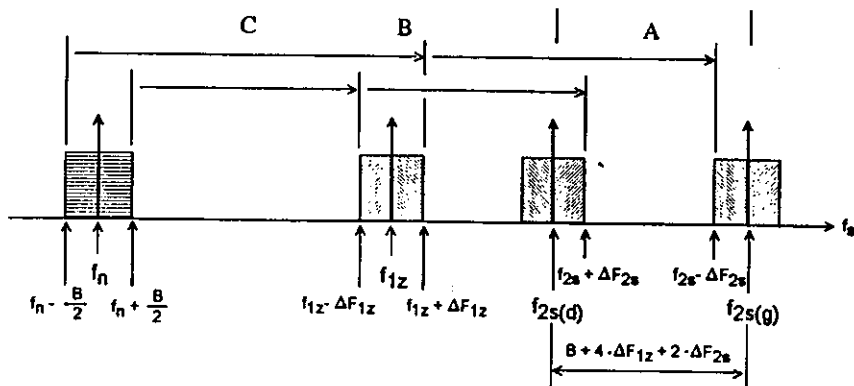
Trzeba zwrócić uwagę, że podany powyżej model dotyczy napięć sygnałów (użytecznego i zakłócających) na wejściu odbiornika. Napięcia te można dość łatwo przeliczyć na równoważne natężenia pola przy antenie odbiorczej po uwzględnieniu odpowiedniego jej zysku.

#### ● Szerokość zakłócanego pasma

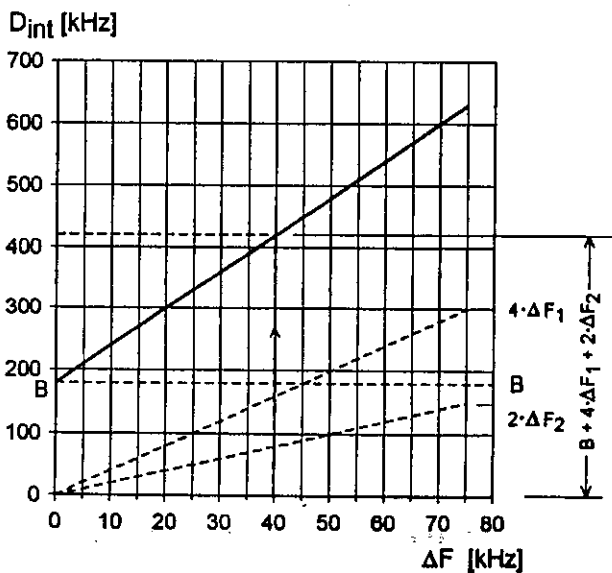
Szerokość zakłócanego pasma była wyznaczana pomiarowo i może być np. określana przy poziomie sygnału zakłócającego  $U_s = 80 \text{ dB}(\mu\text{V})$ , tj. na poziomie odporności wymaganej normami [6, 17]. Wpływ dewiacji sygnałów [22] wywołujących intermodulację na szerokość pasma, w którym umieszczenie stacji nadawczej (sygnału zakłócającego) wywołuje zakłócenia, zilustrowano na rys. 9. Przedstawiono na nim przykładowe wyniki pomiarów dla różnych wartości dewiacji sygnałów zakłócających -  $\Delta F$ . Z kolei na rys. 10 podano zasadę określania szerokości zakłócanego pasma, a na rys. 11 pokazano wykres zależności szerokości zakłócanego pasma -  $D_{int}$  w funkcji dewiacji -  $\Delta F$  tych sygnałów oraz szerokości pasma odbiornika - B.



Rys. 9. Przykład wyników pomiarów wpływu dewiacji ( $\Delta F_1 = \Delta F_2$ ) sygnałów zakłócających o częstotliwościach -  $f_1$  i  $f_2$  na szerokość zakłócanego pasma -  $D_{int}$  a) dla jednego sygnału zakłócającego; b,c,d) dla dwóch sygnałów zakłócających o częstotliwościach intermodulacyjnych



Rys. 10. Zasada określania szerokości zakłócanego pasma (w obszarze A) w zależności od poziomu dewiacji sygnałów zakłócających dla przypadku dwusygnałowej intermodulacji trzeciego rzędu



Rys. 11. Szerokość zakłócanego pasma -  $D_{int}$  w zależności od dewiacji -  $\Delta F$  sygnałów zakłócających

Wykres ten zbudowano z uwzględnieniem zależności (20). Określa ona szerokość pasma zakłóconego dla bardziej niekorzystnego przypadku, tj. dla  $2 \cdot f_{1z} - f_{2z}$  (rys. 9). Może on być użyteczny przy szacowaniu pasma zakłóconego.

$$D_{int} = B + 4 \cdot \Delta F_1 + 2 \cdot \Delta F_2. \quad (20)$$

Dla  $2 \cdot f_{1z} - f_{2z}$  szerokość zakłóconego pasma będzie dwukrotnie mniejsza ( $D_{int} = B/2 + 2 \cdot \Delta F_1 + \Delta F_2$ ).

Konsekwencje tego wpływu stają się oczywiste, jeżeli uświadomimy sobie, że dla typowej wartości B (150 ÷ 200 kHz) dla odbiorników UKF FM, szerokość zakłócanego pasma może wynieść ok. 600 kHz (dla nominalnej dewiacji 75 kHz) oraz ok. 400 kHz (dla dewiacji równej 40 kHz, charakterystycznej dla przeciętnych audycji słowno-muzycznych).

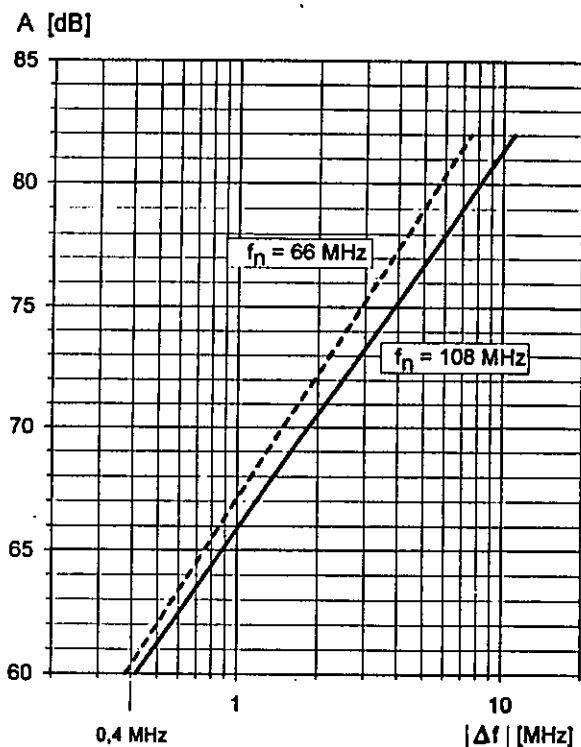
#### 4.5.4.2. Intermodulacja trójsygnalowa trzeciego rzędu

Potrzeba pomiarów intermodulacji trójsygnalowej trzeciego rzędu wynika z różnic w selektywności obwodów wejściowych dla sygnałów zakłócających o różnych częstotliwościach [22]. Przykładowe wyniki pomiarów wpływu intermodulacji trójsygnalowej trzeciego rzędu podano w [9, 14]. Posłużyły one do zbudowania przedstawionego graficznie na rys. 12 modelu amplitudowego zakłóceń intermodulacyjnych trójsygnalowych.

$$K3_3 = A(\Delta f_1) + A(\Delta f_2) + A(\Delta f_3) \quad [\text{dB}]. \quad (21)$$

Model ten daje możliwość szybkiego określenia wartości liczbowej współczynnika  $K3_3$  dla konkretnej sytuacji częstotliwościowej. Znając odstrojenie -  $\Delta f$  poszczególnych częstotliwości sygnałów zakłócających od częstotliwości zakłócanej -  $f_n$ , z odpowiedniej prostej podanej na wykresie odczytuje się trzy kolejne wartości  $A(f)$  dla poszczególnych sygnałów zakłócających. Sumując je otrzymuje się, zgodnie

z zależnością (21), wartość współczynnika  $K3_3$ , którą z kolei można wykorzystać w celu ostatecznego ustalenia relacji między poziomami sygnałów zakłócających (patrz pkt 4.3.2).



Rys. 12. Model amplitudowy odporności odbiorników UKF FM na zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu trójsygnałowe i dwusygnałowe

Model powyższy można również wykorzystać do określenia współczynnika  $K3_2$ , charakteryzującego intermodulację dwusygnałową trzeciego rzędu korzystając z zależności:

$$K3_2 = A(\Delta f_1) + A(\Delta f_1) + A(\Delta f_2) + 6 \text{ dB} \quad [dB]. \quad (22)$$



- Szerokość zakłócanego pasma

Szerokość zakłócanego pasma -  $D_{int}$  można ocenić za pomocą podanej poniżej zależności:

$$D_{int} = B + 2 \cdot (\Delta F_1 + \Delta F_2 + \Delta F_3). \quad (23)$$

Jak widać, szerokość tego pasma jest analogiczna jak dla intermodulacji dwusygnałowej trzeciego rzędu.

#### 4.5.4.3. Intermodulacja trzeciego rzędu uwarunkowana sygnałem oscylatora lokalnego

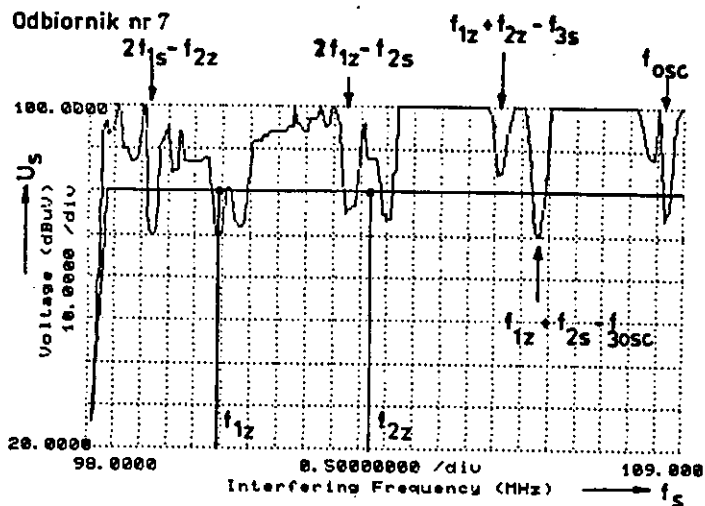
- Model częstotliwościowy

Zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu z udziałem sygnału oscylatora lokalnego powstają wówczas, gdy dwa dodatkowe sygnały zakłócające o częstotliwościach  $f_1$  i  $f_2$  znajdą się w równych odległościach ( $\Delta f$ ) od częstotliwości sygnału użytecznego -  $f_n$  i od częstotliwości oscylatora lokalnego -  $f_{osc}$ . Odpowiednie warunki częstotliwościowe ujmują zależność (6). Przykładowe wyniki pomiarów dla tych zakłóceń intermodulacyjnych zilustrowano na rys. 13.

- Model amplitudowy

Poziom napięcia sygnału oscylatora na wejściu elementu nieliniowego jest dla konkretnego odbiornika (bez ingerencji do jego wnętrza) niezmienny i dlatego nie można go uwzględnić bezpośrednio w obliczeniach odpowiedniego współczynnika intermodulacji trzeciego rzędu. Tym niemniej dla każdego odbiornika można uznać, że  $U_{osc} = \text{const.}$ , co pozwala na przyjęcie uproszczonego modelu o postaci:

$$K3_{osc} [\text{dB}] = U_1 [\text{dB}(\mu\text{V})] + U_2 [\text{dB}(\mu\text{V})]. \quad (24)$$

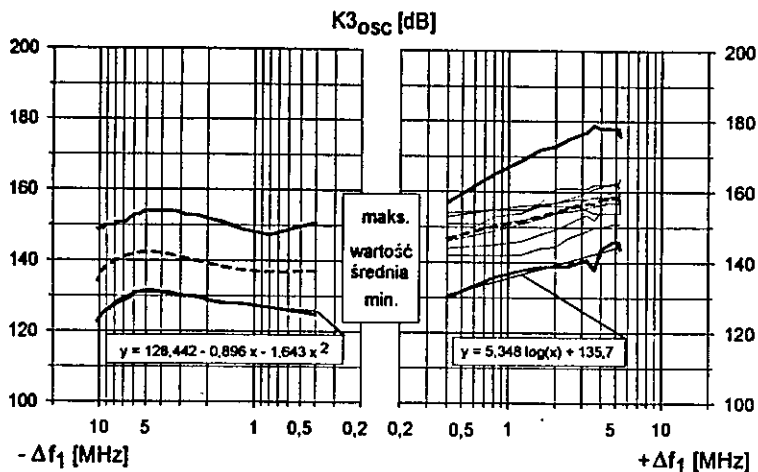


Rys. 13. Przykład wyników pomiarów odporności odbiornika radiowego UKF FM na zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu, trójsygnalowe z udziałem oscylatora lokalnego

warunki pracy odbiornika - normowane przy  $U_n = 60 \text{ dB}(\mu\text{V})$ ,  $f_n$  - częstotliwość sygnału użytecznego (98 MHz),  $U_s$  - poziom sygnału zakłócającego o zmiennej częstotliwości,  $f_s$ ,  $f_{1z}$ ,  $f_{2z}$  - częstotliwości sygnałów zakłócających o stałym poziomie równym  $80 \text{ dB}(\mu\text{V})$ ,  $f_{osc}$  - częstotliwość oscylatora lokalnego

Zależność (24) ustala związek między współczynnikiem  $K3_{osc}$  a amplitudami dwóch sygnałów zakłócających, które można wyznaczyć pomiarowo. Na rys. 14 przedstawiono uogólniony model amplitudowy, uwzględniający wpływ odstrojenia sygnału  $U_{1z}$  ( $\Delta f_1$ ). Model ten określa maksymalną dopuszczalną sumę napięć sygnałów zakłócających na wejściu odbiornika o częstotliwościach  $f_1$  i  $f_2$ , przy których na jego wyjściu m.cz. nie wystąpią zakłócenia, co oznacza, że spełniony zostanie warunek:

$$(S/I)_{m.cz.} > 40 \text{ dB}.$$



Rys. 14. Wyniki pomiarów odporności na zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu trójsygnalowe dla kilku odbiorników radiowych UKF FM z udziałem sygnału oscylatora lokalnego

● Wpływ poziomu sygnału użytecznego

Wpływ poziomu sygnału użytecznego -  $U_n$  można uwzględnić za pomocą zależności (25):

$$K3_{osc/U_n} = K3_{osc/60} + (U_n - 60), \quad (25)$$

w której:

$K3_{osc/U_n}$  oraz  $K3_{osc/60}$  - oznaczają wartości współczynnika  $K3_{osc}$ , wyrażone w dB odpowiednio dla napięcia sygnału użytecznego równego:  $U_n$  i 60 dB( $\mu V$ ).

● Wpływ wartości stosunku  $(S/I)_{mz}$

Wpływ zmian wartości stosunku sygnału użytecznego do sygnału zakłócającego można ocenić z podanej poniżej zależności:

$$\Delta K3_{osc.} [\text{dB}] = -\Delta(S/I)_{mcz} [\text{dB}]. \quad (26)$$

Oznacza to, że przyjęcie pogorszenia jakości odbioru z oceny 5 na 4 (co jest równoważne zmianie stosunku (S/I) z 40 na 30 dB) pozwala na odpowiednie zwiększenie dopuszczalnej wartości współczynnika  $K3_{osc.}$  o 10 dB. Zależność powyżej podana jest słuszna w zakresie zmian poziomu napięcia sygnału użytecznego odpowiadającego chronionym wartościom natężenia pola oraz w zakresie zmian poziomów napięć sygnałów zakłócających od 60 dB( $\mu\text{V}$ ) do 100 dB( $\mu\text{V}$ ).

- Szerokość zakłócanego pasma

Szerokość zakłócanego pasma przy intermodulacji z udziałem sygnału oscylatora lokalnego (własnej heterodyny odbiornika) można ocenić z zależności:

$$D_{in\psi/osc.} = B + 2 \cdot (\Delta F_1 + \Delta F_2). \quad (27)$$

W praktyce oznacza to, że należy liczyć się z szerokością zakłócanego pasma w przedziale od 200 do 300 KHz.

#### 4.5.4.4. Intermodulacja drugiego rzędu

Intermodulacja drugiego rzędu, określona zależnością (9), nie stwarza bezpośrednich zagrożeń w przypadku rozważania tylko obu zakresów UKF FM. Jednakże po uwzględnieniu innych służb, takich np. jak CB radio lub pasm amatorskich, powstaje realne zagrożenie zakłóceń w odbiorze w zakresie UKF FM przez sygnały z drugiego zakresu UKF FM.

- Model amplitudowy

Model ogólny, zgodnie z definicją współczynnika  $K2_2$  (por. zależność 16), ma postać:

$$K2_2 \text{ [dB]} = U_1 \text{ [dB}(\mu\text{V})] + U_2 \text{ [dB}(\mu\text{V})]. \quad (28)$$

Dla przebadanej grupy odbiorników w zakresie zmian częstotliwości zakłócającej  $f_{2z} = 20 \div 30$  MHz (zakres pasm amatorskich i CB radio) dla odbioru w obu zakresach UKF FM uzyskano praktycznie stałą wartość  $K2_2$ :

$$K2_2 = 170 \text{ dB}. \quad (29)$$

Oznacza to, że jeśli odbiorniki będą spełniały wymagania normy PN-91/T-04503 dla sygnałów z zakresu UKF FM (tzn.  $U_1 \geq 80 \text{ dB}(\mu\text{V})$ ), wówczas byłby dopuszczalny poziom sygnału zakłócającego, np. od CB radio o wartości  $90 \text{ dB}(\mu\text{V})$ . Jest to napięcie dość duże, ale nie zawsze gwarantujące niezakłócony odbiór. Istnieją bowiem odbiorniki radiowe o znacznie mniejszej odporności oraz "użytkownicy" CB radio, pracujący ze znacznie większymi mocami niż to wynika z warunków określonych licencją.

#### ● Szerokość zakłóconego pasma

Szerokość zakłócanego pasma przy intermodulacji drugiego rzędu, na przykładzie uwzględnienia nadajników CB radio jako jednego z zakłócających sygnałów, można ocenić za pomocą następującej zależności:

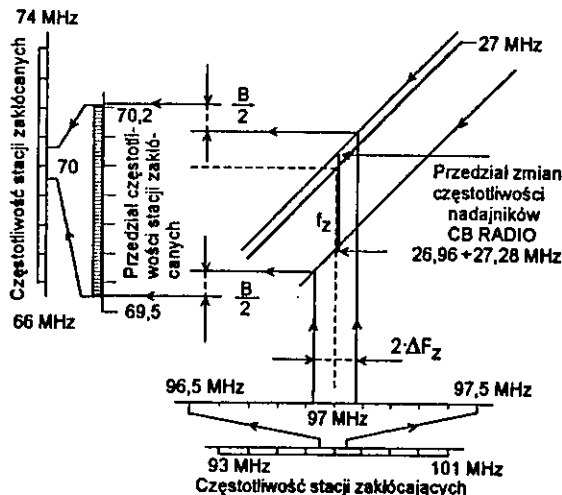
$$D_{int} = 2 \cdot \Delta F_1 + \Delta f_{CB} + B, \quad (30)$$

w której:

$\Delta F_1$  - dewiacja stacji zakłócającej z zakresu UKF (75 kHz lub 50 kHz),

$\Delta f_{CB}$  - pasmo częstotliwości zajmowane przez wszystkie 40 kanałów CB radio.

Wyznaczanie szerokości zakłócanego pasma metodą graficzną przy intermodulacji drugiego rzędu z udziałem sygnałów CB radio można przeprowadzić w sposób pokazany na rys. 15.



Rys. 15. Przykładowy sposób określenia zakłóconego pasma częstotliwości w zakresie  $66 \div 74$  MHz przez sygnał CB radio (27 MHz) i sygnały stacji z zakresu  $93 \div 101$  MHz w wyniku zjawiska intermodulacji drugiego rzędu

$B$  - szerokość pasma zakłócanego odbiornika (180 kHz),  
 $\Delta f_z$  - dewiacja sygnału zakłócającego (75 kHz)

W najgorszym przypadku należy liczyć się z szerokością zakłócanego pasma w przedziale od 700 kHz (w zakresie  $66 \div 74$  MHz) do 800 kHz (w zakresie  $87,5 \div 108$  MHz).

- Wpływ poziomu sygnału użytecznego i zmian wyjściowego stosunku  $(S/I)_{m.cz.}$

Wpływ poziomu sygnału użytecznego można ocenić za pomocą zależności:

$$K2_{2U_n} = K2_{2/60} + (U_n - 60), \quad (31)$$

w której:

$K2_{2U_n}$  - wartość współczynnika  $K2_2$  w dB przy sygnale użytecznym o poziomie  $U_n$ ,

$K2_{2/60}$  - wartość współczynnika  $K2_2$  przy  $U_n = 60$  dB( $\mu$ V).

Przekroczenie dopuszczalnych poziomów sygnałów zakłócających powoduje zwiększenie współczynnika  $K2_2$ , a w konsekwencji zmniejszenie wyjściowego stosunku sygnału użytecznego do zakłócającego wg poniżej podanej zależności:

$$\Delta K2_2 \text{ [dB]} = -\Delta(S/I)_{mcz} \text{ [dB]}. \quad (32)$$

## 5. ZAKOŃCZENIE

W artykule przedstawiono opis zjawisk intermodulacyjnych występujących w odbiornikach UKF FM. Zdefiniowano parametry  $K3_2$ ,  $K3_3$ ,  $K3_{osc}$ ,  $K3_1$ ,  $K2_2$ ,  $K2_1$ , charakteryzujące odporność odbiorników UKF FM na zakłócenia intermodulacyjne. Pozwalają one na określenie poziomów sygnałów zakłócających wywołujących zjawiska intermodulacji drugiego i trzeciego rzędu, jeśli ich częstotliwości będą spełniały odpowiednie warunki powstania intermodulacji. Wykazano, że parametry  $K$  można mierzyć bez ingerencji w strukturę wewnętrzną odbiorników.

Zaproponowane modele zakłóceń intermodulacyjnych związanych z własnościami stopni wejściowych odbiorników pozwalają na ich wykorzystanie do różnych celów i zastosowań, np. do porównania właściwości intermodulacyjnych różnych odbiorników, ustalenia zaleceń normalizacyjnych przy pomiarach i podziale na klasy odbiorników UKF FM, do projektowania stopni wejściowych odbiorników itp. Mogą one być również uwzględnione i zastosowane w procesie planowania sieci stacji radiowych UKF FM. Przykładem takiego

wykorzystania może być opracowany (przy współudziale autorów artykułu) w Instytucie Łączności we Wrocławiu symulacyjny program komputerowy do analizy odbioru w zakresach UKF FM w ośrodkach miejskich [18] z uwzględnieniem zakłóceń intermodulacyjnych.

Zagadnieniem wymagającym dalszych prac jest określenie granicznych wartości odporności odbiorników radiowych na zakłócenia intermodulacyjne przy jednoczesnym występowaniu intermodulacji dwu- i trójsygnałowej trzeciego i wyższych rzędów oraz przy jednoczesnym występowaniu wielu sygnałów od stacji radiowych UKF FM wywołujących te zakłócenia [7]. Wydaje się, że problem tych zakłóceń będzie narastał w miarę zwiększania się liczby stacji radiowych na określonym terenie, w szczególności w dużych aglomeracjach miejskich [1]. Należy również mieć na względzie zakłócenia od innych służb radiowych pracujących w innych systemach nadawania/odbioru, np. zakłócenia pomiędzy radiofonią cyfrową DAB i tradycyjną radiofonią FM.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Bałagan w eterze? SAT-Audio-Video, nr 9, 1994.
2. CCIR: Report 412-4. Planning standards for FM sound broadcasting at VHF.
3. CCIR: Report 946. Frequency planning constraints of FM sound broadcasting in band 8 (VHF).
4. CCIR: Report 1058. Minimum AF and RF signal-to-noise ratio required for broadcasting in band 7 (UHF).
5. Duff W.G., Foster J.J.: Nonlinear effects models for the intrasystem electromagnetic compatibility analysis program (IEMCAP). IEEE Intern. Symp. on EMC, Boulder Colorado, August 1981, pp. 238-245.
6. EN 55020: Immunity from radio interference of broadcast receivers and associated equipment (norma europejska).
7. Final Report of the IEEE/ECAC Figure of merit (FOM) Committee. IEEE EMC Trans., Vol. EMC-17, No. 1, February 1975, pp. 1-45.



8. Greenberg R.D.: FM intermodulation effects: A case of study. Broadcast Engineering, December 1991, pp. 58-62.
9. Kompatybilność elektromagnetyczna odbioru radiowego uwarunkowana jednoczesnym użytkowaniem pasm 66-74 MHz i 87,5-108 MHz. Praca zbiorowa pod kierunkiem M. Pietranika. Instytut Łączności Oddział we Wrocławiu, Wrocław 1992.
10. Kompatybilność elektromagnetyczna w radiotechnice. Praca zbiorowa pod redakcją W. Rotkiewicza. WKŁ, Warszawa 1978.
11. Lehmann M.: Test System TS 9980 measures electromagnetic immunity of radio and television receivers. News From Rohde & Shwartz, Vol. 128, No. 1, 1990, pp. 32-33.
12. Mielke J.W., Petke G.: Grosssignalverhalten von FM-Empfängern. Rundfunktechn. Mitteilungen, Jg. 24, H. 3, 1980, S. 125-132.
13. Pietranik M., Żarko R.: Intermodulation immunity of FM receivers. International Wrocław Symposium on EMC, Wrocław, 2÷4 September 1992, s. 542-546.
14. Pietranik M., Żarko R.: Ograniczenia w planowaniu sieci stacji radiowych UKF FM uwarunkowane parametrami odbiorników przy jednoczesnym użytkowaniu pasm 66 - 74 MHz oraz 87,5 - 108 MHz. Instytut Łączności Oddział we Wrocławiu, Wrocław 1992.
15. PN-73/T-04500/02: Odbiorniki radiofoniczne. Typowe metody pomiarów odbiorników FM i tunerów.
16. PN-77/T-06251/01: Odbiorniki radiofoniczne. Wymagania elektryczne i elektroakustyczne. PN- /T06255/02 (projekt normy zastępującej PN-77 T-06251/01): Elektroniczny sprzęt powszechnego użytku. Urządzenia radioodbiornicze. Minimalne wymagania elektryczne i elektroakustyczne.
17. PN-91/T-04503: Przemysłowe zakłócenia radioelektryczne. Poziomy i metody pomiarów odporności na zakłócenia odbiorników radiofonicznych i telewizyjnych i ich urządzeń dodatkowych.
18. Program komputerowy: Model symulacyjny dla analizy ograniczeń przydziałów częstotliwości w radiofonii UKF FM przy współużytkowaniu zakresów OIRT i CCIR, z uwzględnieniem telewizji i innych służb. Praca zbiorowa pod kierunkiem Tomasza Niewodniczańskiego. Instytut Łączności Oddział we Wrocławiu, Wrocław 1993.

19. Rotkiewicz P.: Modulacja skrośna w tranzystorowych odbiornikach sygnałów z modulacją częstotliwości. Praca doktorska. Wydz. Elektroniki Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1969.
20. Weiner D.D.: Nonlinear interference effects in EMC. 10th International Zurich Symposium on EMC. Supplement. Zurich 9÷11 March 1993, pp. 113-127.
21. Wheeler H.A.: Two-signal cross-modulation in a frequency modulation receiver. Proceedings of the IRE, December 1940, pp. 537-540.
22. Zienkiewicz R.: Zakłócenia intermodulacyjne w sieciach radiokomunikacji ruchomej. Prace Instytutu Łączności, z. 1(61), 2(62), 1971.

Мирослав Петраник  
Рышард Жарко

**ОГРАНИЧЕНИЯ В ПРОЕКТИРОВАНИИ  
СЕТИ СТАНЦИИ В ДИАПАЗОНЕ УКВ  
ВЫТЕКАЮЩИЕ ИЗ ИНТЕРМОДУЛЯЦИИ  
В РАДИОПРИЁМНИКАХ**

**Резюме**

Статья касается эффектов 2-го и 3-го ряда выступающих во входных цепях радиоприёмников. Указаны основные причины этих помех. Авторы обращают внимание на рекомендуемые стандартами параметры внутренней помехозащищенности радиоприёмников УКВ диапазона, указывая на отсутствие их сочетания с интермодуляционными помехами. В статье коротко оговорены эффекты и способы определения интермодуляционных помех, учитывая применяемые математические зависимости для интермодуляции 2-го и 3-го ряда для 2-х и 3-х сигналов с учетом сигнала гетеродина. Для оценки интермодуляционных помех авторы ввели коэффициент К. Описаны метод и контрольные сигналы упо-

требуемые для его практического измерения. Проведен анализ влияния на коэффициент  $K$  следующих факторов: уровня полезного и мешающих сигналов, отношения сигнал / помеха на выходе приёмника, а также девяти мешающих сигналов. Авторы предлагают модель дающий возможность учета интермодуляционных помех при планировке сети станции УКВ. Приведена обобщенная модель интермодуляционных помех, определенная на основании измерения  $B$  радиовещательных приёмников разных типов.

Miroslaw Pietranik  
Ryszard Żarko

**CONSTRAINTS IN THE PLANNING  
OF THE RADIO STATION NETWORK IN THE VHF BAND  
RESULTING FROM INTERMODULATION PHENOMENA  
IN BROADCAST RECEIVERS**

**S u m m a r y**

Paper deals with the intermodulation phenomena of the 2nd and 3rd order in the VHF broadcast receivers. The most important factors influencing the intermodulation are pointed out. The attention is turned to the lack of mutual connection between the intermodulation effects and parameters of internal immunity measured according to the standards. The problem of the 2nd and 3rd order intermodulation with 2 or 3 signals, including signal of the receiver's local oscillator is briefly described using common mathematical relations. The coefficient  $K$ , characterizing the intermodulation interference to the radio reception, is defined. The method and test signals used to measure of the coefficient  $K$  is described. The influence of the useful and disturbing signal levels, value of the audio signal-to-interference ratio and interfering signal deviation on the coefficient  $K$  value is discussed. The simple model which allow to take into account the receiver's intermodulation

in the process of radio station network planning in the VHF band is proposed. The example of such model, based on the practical measurements of 13 different types receivers is done.

Mirosław Pietranik

Ryszard Żarko

**RESTRICTIONS DE LA PLANIFICATION DU RESEAU  
DE STATIONS UKF FM, RESULTANT DE L'INTERMODULATION  
DANS LES RADIORECEPTEURS**

R é s u m é

L'article décrit les effets intermodulaires de deuxième et troisième rang qui se présentent aux niveaux d'entrée dans les radiorecepteurs UKF FM. Les causes principales de ces perturbations y ont été indiquées. Les auteurs attirent l'attention aux paramètres de résistance intérieure, recommandés par les normes pour ces radiorecepteurs; sur les signaux, situés dans ou hors de la bande de réception et sur le manque de leur liaison avec les perturbations, évoquées par l'intermodulation. La brève caractéristique comprend l'effet et les moyens de son établissement, par l'indication de corrélations mathématiques équivalentes pour l'intermodulation bi- ou trisignale de deuxième et troisième rang; compte tenu l'influence de l'oscillateur local. Le coefficient K, permettant d'évaluer les perturbations intermodulaires, y a été appliqué. La description présente la méthode, ainsi que les signaux de test, utilisés dans cette détermination par mesures. L'influence sur le coefficient K de tels agents que: niveau de signaux-parasites; niveau d'un signal usuel; relation signal/perturbation au sortie du récepteur et enfin l'écart de signaux-parasites, a été analysée. Les auteurs proposent le modèle qui prendra facilement en considération les perturbations modulaires dans le processus de planifier le réseau de stations UKF FM. Ce modèle de perturbations intermodulaires, a été élaboré à la base de mesures de 13 radiorecepteurs de types différents.

Miroslaw Pietranik  
Ryszard Żarko

## **DIE AUS INTERMODULATION IN RUNDFUNKEMPFÄNGER ENTSTANDENE EINSCHRÄNKUNGEN IN PLANEN DER NETZ VON UKW-FM-STATIONEN**

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

Die in Eingangsstufen der UKW-FM-Empfänger auftretende Intermodulationserscheinungen des zweiten und dritten Ordnung werden beschrieben. Wesentliche Ursachen der Intermodulationsstörungen werden gezeigt. Es werden die durch Normen empfohlene Parameter der Innenbeständigkeit der Rundfunkempfänger gegen die innerhalb und ausserhalb des Frequenzbereiches liegende Signale beachtet, wie auch Fehlen der Beziehung deren mit Intermodulationsstörungen. Intermodulationsstörungen wie auch Methoden deren Bestimmen werden geschildert, mathematische Relationen für Zwei- und Dreisignalintermodulation des zweiten und dritten Ordnung werden gegeben, dabei Einfluss des Überlagerungsoscillators wird in Betracht gezogen. Es ist Koeffizient  $K$  eingeführt worden, der Beurteilung der Intermodulationsstörungen erlaubt. Methode wie auch Meßsignale zum dessen Bestimmen werden gegeben. Es wird beschrieben, wie Störsignale, Nutzsignalpegel, Störungsabstand am Ausgang des Empfängers auf Koeffizient  $K$  beeinflussen. Vorgeschlagenes Modell erlaubt auf einfache Weise bei Planen der Netz von UKW-FM-Stationen Intermodulationsstörungen in Betracht zu ziehen. Es wird auch das auf Grund der 13 Empfänger verschiedener Type festgestellte Modell vorgelegt.

Piotr Tyrawa  
Marek Kałuski

621.396.97  
621.396.664

## SYSTEM POMIAROWO-KONTROLNY EMISJI RADIOWYCH NA ZAKRES CZĘSTOTLIWOŚCI 100 kHz ÷ 3 GHz

W artykule omówiono sposób rozwiązania systemu pomiarowo-kontrolnego emisji radiowych, pracującego w zakresie częstotliwości od 100 kHz do 3 GHz. Podano też jego parametry techniczne. W skład systemu wchodzi kilka zespołów antenowych (każdy z nich pracuje w innym podzakresie częstotliwości), komutatory antenowe, odbiorniki pomiarowe, a także komputer z odpowiednim oprogramowaniem, sterującym całym procesem pomiarowym.

### 1. WSTĘP

Jednym z podstawowych zadań w gospodarce widmem częstotliwości radiowych jest nadzór nad prawidłowym wykorzystywaniem tego widma, zarówno pod względem częstotliwości i pod względem poziomów emitowanego przez źródła pola elektromagnetycznego. Aby działalność ta mogła być prawidłowo i skutecznie prowadzona, Stacje Kontroli Emisji Radiowych powinny dysponować nowoczesnym, pracującym w szerokim zakresie częstotliwości, w miarę możliwości, zautomatyzowanym systemem pomiarowym.

Biorąc pod uwagę te potrzeby, w Oddziale Wrocławskim Instytutu Łączności został opracowany jednolity system pomiarowo-kontrolny, pracujący w zakresie częstotliwości od 100 kHz do 3 GHz. System ten umożliwia pomiar bezwzględnej wartości natężenia pola elektrycznego sygnałów spolaryzowanych liniowo - poziomo lub pionowo. Ze względu na pracę anten i urządzeń w podzakresach, istnieje

możliwość równoczesnej kontroli widma, w tym samym czasie, w czterech różnych podzakresach częstotliwości.

System pomiarowy jest w pełni skomputeryzowany, obsługiwany programowo. Pozwala on na: zdalne sterowanie wszystkimi urządzeniami wchodzącymi w skład pomiarowego systemu antenowego, sterowanie dbiornikami pomiarowymi, automatyzację procesu pomiarowego, korzystanie z własnej bazy danych, zawierającej informacje o lokalnych źródłach promieniowania (m.in. stacjach nadawczych radiowych, telewizyjnych, radiotelefonicznych i innych). Ponadto system ten umożliwia gromadzenie danych pomiarowych i sporządzanie raportów, a także przesyłanie ich do innych użytkowników takiego samego systemu pomiarowego.

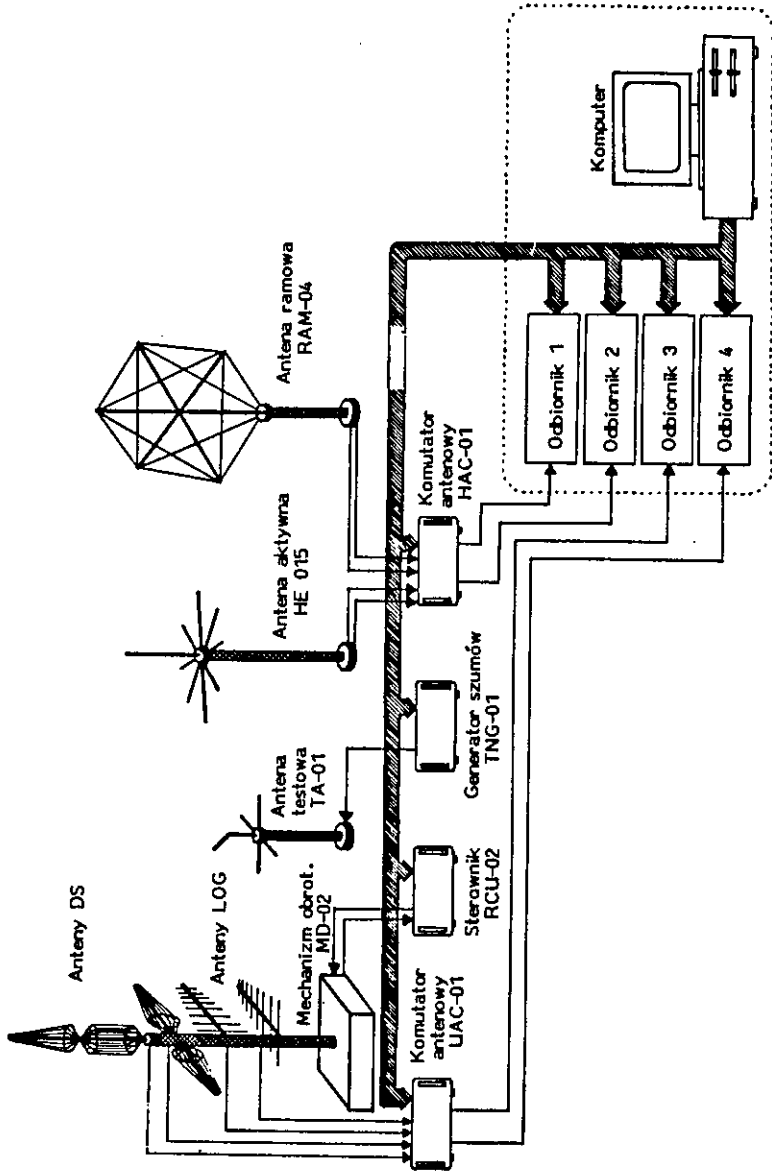
System ten jest ważnym narzędziem w pracy Państwowej Agencji Radiokomunikacyjnej i wprowadzenie w przyszłości takiego jednolitego systemu pomiarowego we wszystkich Zarządach Okręgowych PAR w Polsce, szczególnie pod względem wyposażenia antenowego jak i oprzyrządowania pomiarowego, pozwoli na uzyskiwanie porównywalnych wyników pomiarów z terenu całego kraju.

Istotną rolę w systemie pomiarowym spełniają anteny i układy antenowe, dlatego postawiono im szczególne wymagania. Anteny te charakteryzują się m.in. następującymi właściwościami:

- są wyposażone w tzw. współczynniki antenowe (stałe antenowe), a więc są przecalibrowane;
- są odporne na trudne zewnętrzne warunki atmosferyczne, takie jak: duże wahania temperatury, deszcz, śnieg czy oblodzenie;
- zachowują swoje parametry elektryczne, w tym współczynniki antenowe, niezależnie od zmieniających się warunków zewnętrznych.

W skład systemu pomiarowego wchodzi następujące elementy:

- zestaw anten pomiarowych odbiorczych, pokrywających łącznie zakres częstotliwości od 100 kHz - do 3 GHz, wraz z masztami i mechanizmem napędowym do obracania anten kierunkowych;



Rys. 1. System pomiarowy do kontroli emisji radiowych



Tablica 1

## Wykaz elementów składowych zestawu antenowego

Lp.	Nazwa urządzenia	Oznaczenie	Zakres częstotliwości	Liczba
1.	Antena ramowa	RAM-04	100 kHz ÷ 1,5 MHz	1
2.	Antena aktywna Zasilacz do anteny HE 015 (prod. Rohde & Schwarz)	HE 015	1,5 ÷ 30 MHz	1
		IN 115		1
3.	Zespół anten dipolowych ze wzmacniaczem	DSV-02 DSH-02	30 ÷ 120 MHz	1 + 1
4.	Zespół anten logarytmiczno-periodycznych ze wzmacniaczem	LOGV-02 LOGH-02	110 ÷ 1250 MHz	1 + 1
5.	Zespół anten mikrofalowych (w opracowaniu)	MICV-01 MICH-01	1 GHz ÷ 3 GHz	1 + 1
6.	Mechanizm obrotowy	MD-02		1
7.	Sterownik obrotu anten	RCU-02		1
8.	Komutator antenowy	HAC-01	0 ÷ 90 MHz	1
9.	Komutator antenowy	UAC-01	0 ÷ 3 GHz	1
10.	Antena testowa	TA-01		1
11.	Testowy generator szumów	TNG-01	Widmo ciągłe 2 ÷ 1000 MHz	1
12.	Zestaw kabli sterujących	Przewód 12-żyłowy		3
		Przewód 20-żyłowy		1
13.	Zestaw przewodów w.cz. współosiowych	WLek50-2.25/7.25		7
		WL50-09/2.95		2

- komutatory antenowe, służące do realizacji połączeń wybranej anteny z wybranym odbiornikiem pomiarowym, oraz sterownik obrotu anten, wyposażone w interfejsy GPIB;
- komputer wyposażony w kartę interfejsu GPIB, obsługujący poszczególne zadania pomiarowe, z zainstalowanym odpowiednim oprogramowaniem sterującym.

Typową konfigurację urządzeń wchodzących w skład zestawu oraz schemat połączeń elektrycznych pomiędzy nimi przedstawiono poglądowo na rys. 1. Szczegółowy wykaz wszystkich urządzeń antenowych zestawu pomiarowego zamieszczono w tablicy 1.

## 2. ZESTAW ANTENOWY

### 2.1. Opis zestawu

W skład zestawu antenowego wchodzi pięć zespołów antenowych, z których każdy pracuje w innym podzakresie częstotliwości. Zakresy pracy poszczególnych typów anten są następujące:

- RAM-04: 100 kHz ÷ 1,5 MHz,
- HE-015: 1,5 MHz ÷ 30 MHz,
- DS-02: 30 MHz ÷ 120 MHz,
- LOG-02: 110 MHz ÷ 1250 MHz,
- MIC-01: 1 GHz ÷ 3 GHz.

Cztery zespoły antenowe, a mianowicie HE 015, DS, LOG i MIC, składają się z dwóch szerokopasmowych anten odbiorczych, wzajemnie ortogonalnych, przeznaczonych do pomiaru sygnałów spolaryzowanych odpowiednio poziomo i pionowo. Część z nich jest wyposażona w szerokopasmowe wzmacniacze, umieszczone tuż na wejściu anten. W antenie HE 015 wzmacniacze te są z anteną integralnie związane, natomiast w antenach DS i LOG wzmacniacze mogą być, w zależności od potrzeb, włączane lub odłączane, za pomocą zdalnie sterowanych mikrofalowych przełączników w.cz.

Zespół antenowy RAM, pracujący w najniższym podzakresie częstotliwości, składa się z dwóch pionowych, skrzyżowanych anten ramowych.

Anteny, oznaczone symbolami RAM i HE 015, są antenami stacjonarnymi, nieruchomymi, umieszczonymi na dwóch niezależnych masztach. Pozostałe trzy zespoły, oznaczone symbolami DS, LOG i MIC, są antenami kierunkowymi i w związku z tym są obracane względem osi pionowej w zakresie kąta azymutu  $0 \div 360^\circ$ , za pomocą specjalnego mechanizmu obrotowego.

Każda z anten wchodzących w skład pomiarowego zestawu antenowego jest zaopatrzona w tzw. współczynniki antenowe (współczynniki kalibracyjne), pozwalające wyznaczyć bezwzględną wartość natężenia pola elektrycznego. Oczywiście przy komputerowym sterowaniu i rejestracji wyników pomiarów, zarówno stałe antenowe jak i tłumienie wprowadzane przez poszczególne przewody współosiowe w.c.z, zmieniające się w funkcji częstotliwości, są automatycznie uwzględnione w końcowym wyniku pomiaru natężenia pola.

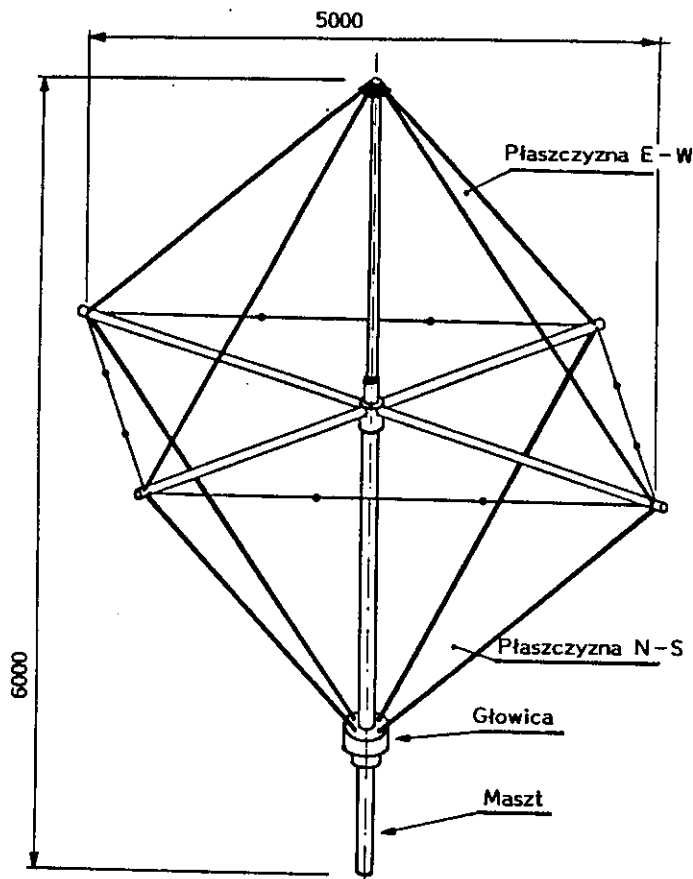
## 2.2. Zespół anten ramowych RAM-04

Zespół tych anten składa się z dwóch jednakowych jednozwojowych anten ramowych, z których każda ma kształt kwadratu, umieszczonych na wspólnym maszcie. Płaszczyzny obu ram są ortogonalne względem siebie. Sposób rozwiązania zespołu anten pokazano na rys. 2.

Takie usytuowanie anten sprawia, że nie są one elektrycznie sprzężone, tzn. że siła elektromotoryczna indukowana w jednej antenie nie jest zależna od siły elektromotorycznej indukowanej w drugiej.

Jest oczywiste, że do przeprowadzenia pomiarów natężenia pola wystarczyłaby jedna antena ramowa. Ze względu jednak na jej kierunkową charakterystykę (ósemkową), musiałaby być ona obracana wokół osi pionowej. W przyjętym rozwiązaniu obie anteny są nieru-

chome. Dokładność pomiaru natężenia pola za pomocą dwóch anten ramowych jest nie gorsza od dokładności pomiarów jedną anteną obracaną.



Rys. 2. Zespół dwóch anten ramowych typu RAM-04, pracujących w zakresie częstotliwości  $100 \text{ kHz} \div 1,5 \text{ MHz}$

Napięcie  $U$  na impedancji obciążenia anteny, wywołane polem elektrycznym o natężeniu  $E$ , jest równe:

$$U = \frac{E \cdot h \cdot R_o}{Z_A + R_o}, \quad (1)$$

gdzie:

$h$  - wysokość skuteczna anteny ramowej,

$R_o$  - impedancja obciążenia,

$Z_A$  - impedancja wejściowa anteny.

Wysokość skuteczną  $h$  jednozwojowej anteny ramowej opisuje relacja:

$$h = \pi \cdot S \cdot f / 150 \quad [\text{m}], \quad (2)$$

gdzie:

$S$  - powierzchnia ramy [ $\text{m}^2$ ],

$f$  - częstotliwość [MHz].

Zatem po podstawieniu (2) do (1) i przekształceniu otrzymujemy:

$$\frac{E}{U} = \frac{150 \cdot (Z_A + R_o)}{\pi \cdot S \cdot R_o \cdot f}. \quad (3)$$

Stosunek  $E/U$  określa tzw. współczynnik antenowy  $WA$  anteny ramowej.

Dla większości konwencjonalnych mierników natężenia pola, wyposażonych w anteny ramowe, nieaktywne, dostrajane do rezonansu - współczynnik antenowy  $WA$  dla częstotliwości najniższej zakresu, tj. 100 kHz, wynosi od 30 do 40 dB.

Przyjmując:

$WA = 33 \text{ dB}$ ,

$Z_A/R_o = 0,5$  (dla  $WFS \leq 2$ ),

$f = 0,1 \text{ MHz}$

i podstawiając do wzoru (3), otrzymujemy:

$$S = 12,5 \text{ m}^2.$$

Stąd przyjęto długość boku kwadratu każdej z anten ramowych równą 3,54 m.

Z zależności analitycznych, a także z pomiarów na modelu wynika, że w zakresie częstotliwości  $100 \text{ kHz} \div 1,5 \text{ MHz}$  w impedancji wejściowej anteny ramowej o założonych wymiarach, dominuje głównie składowa urojona, która jest wielokrotnie większa od składowej rzeczywistej. Można ją opisać zależnością:

$$Z_A = j \cdot 126 \cdot f_{[\text{MHz}]} [\Omega]. \quad (4)$$

Biorąc pod uwagę przyjęte wymiary anteny, przebieg impedancji wyrażony zależnością (4) oraz przyjmując  $R_o = 50 \Omega$ , wyznaczono z zależności (3) współczynnik antenowy WA, który w funkcji częstotliwości pokazano na rys. 3.

Oczywiście przedstawiony na rys. 3 współczynnik WA odnosi się do kierunku leżącego wzdłuż płaszczyzny każdej z ram (kierunki wiązki głównej charakterystyki). Dla kierunków pośrednich musi być uwzględniony dodatkowy współczynnik  $K$ , który jest zależny od różnicy napięć odczytanych z obu anten dla tego samego sygnału. Np. dla kierunku  $45^\circ$ , oba napięcia powinny być jednakowe, a dodatkowy współczynnik, jaki należy w tym przypadku dodać do WA, wynosi:

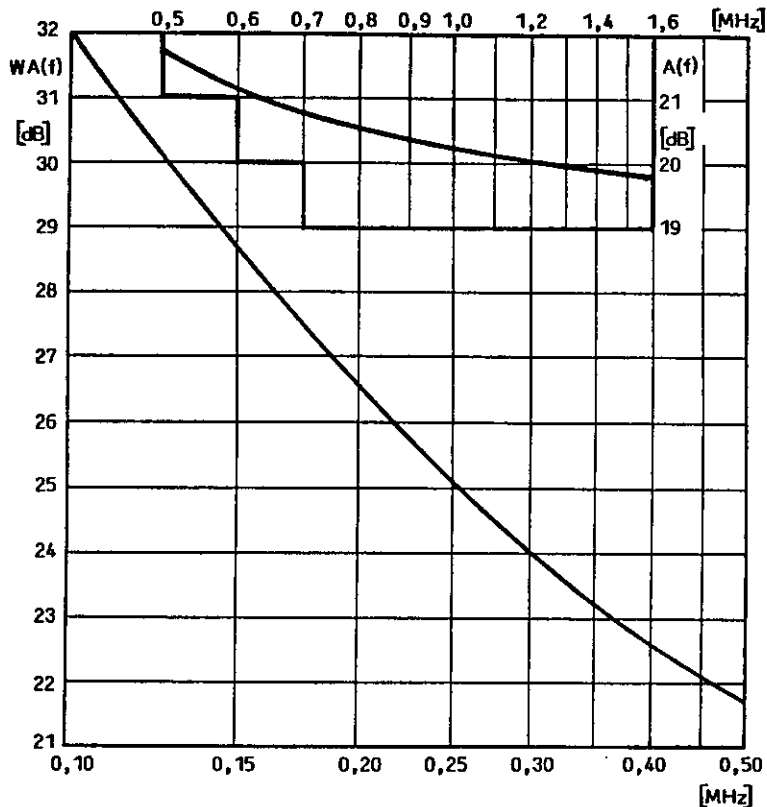
$$K = 3 \text{ dB}.$$

Ogólnie, współczynnik  $K$  wyrażony w [dB] można opisać zależnością:

$$K = 10 \cdot \log \left[ 1 + 10^{\frac{-(U_1 - U_2)}{10}} \right] [\text{dB}], \quad (5)$$

w której  $U_1, U_2$  - napięcia na wyjściach obu anten w [dB], przy czym  $U_1 \geq U_2$ .

Wykres współczynnika  $K$  w funkcji różnicy napięć  $U_1 - U_2$  zaprezentowano na rys. 4.



Rys. 3. Wykres współczynnika antenowego  $WA$  anteny ramowej

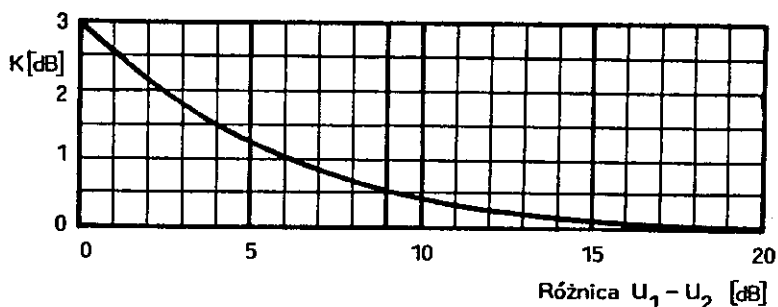
Dla ustalonej częstotliwości  $f$ , natężenie pola elektrycznego  $E$  (w dB względem  $1 \mu\text{V/m}$ ) wyznacza się z następującej zależności:

$$E = U + K + WA + T \quad [\text{dB}/\mu\text{V/m}], \quad (6)$$

w której:

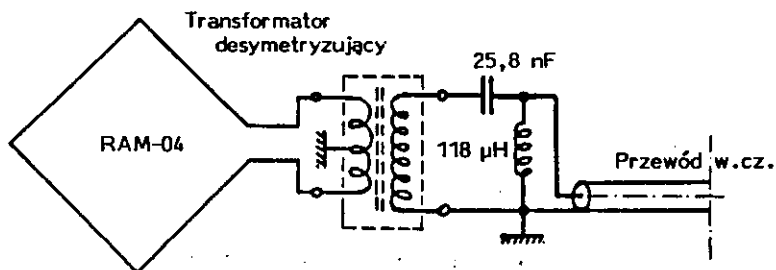
$U$  - większa z dwóch wartości napięć  $U_1, U_2$ , odczytanych z obu anten [w dB/ $\mu\text{V}$ ],

- $K$  - współczynnik zależny od różnicy  $U_1 - U_2$ , obliczony z zależności (5) lub odczytany z wykresu na rys. 4,
- $WA$  - współczynnik antenowy, obliczony z zależności (3) lub odczytany z wykresu na rys. 3,
- $T$  - tłumienie przewodu w.c.z. w dB.



Rys. 4. Wykres współczynnika  $K$  w funkcji  $U_1 - U_2$

Każda z anten ramowych jest wyposażona w indywidualny układ dopasowująco-desymetryzujący impedancję anteny do impedancji obciążenia  $50 \Omega$ . Schemat jednego z układów pokazano na rys. 5.



Rys. 5. Schemat układu dopasowująco-desymetryzującego anteny ramowej



Układy te umieszczono w dolnej części anteny w szczelnie zamkniętej głowicy. Sygnały z obu ram poprowadzono oddzielnymi przewodami w.cz. do komutatora antenowego typu HAC-01.

Zespół anten ramowych charakteryzuje się następującymi parametrami:

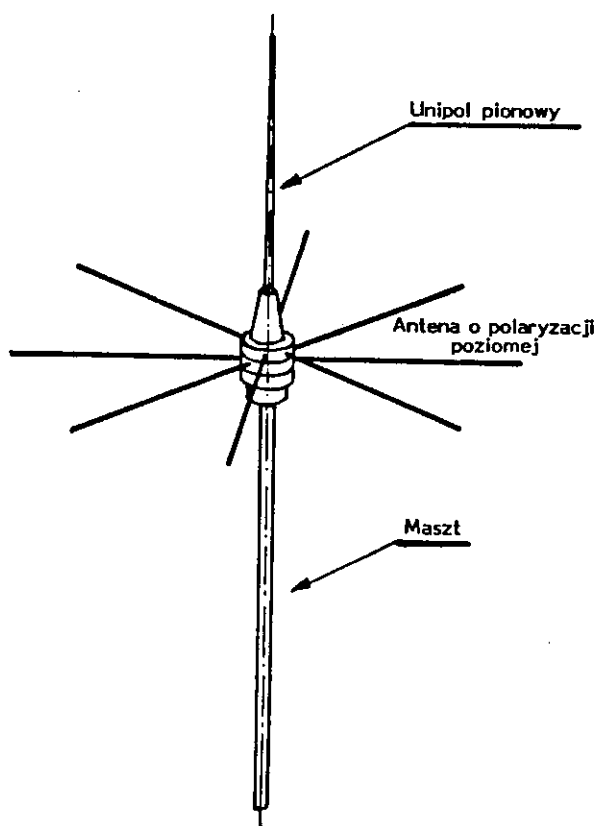
- Zakres częstotliwości: 100 kHz ÷ 1,5 MHz,
- Impedancja wejściowa: 50 Ω,
- WFS: ≤ 2,
- Charakterystyka pozioma  
(każdej z anten ramowych): ósemkowa (kierunek pierwszej N-S,  
kierunek drugiej E-W),
- Złącza wyjściowe: typu N,
- Maszt: rura aluminiowa φ 60 mm,
- Wymiary anteny
  - wysokość: 6240 mm,
  - szerokość: 5190 mm,
- Ciężar anteny z głowicą  
i masztem: ok. 28 kg.

### 2.3. Zespół anten aktywnych HE 015

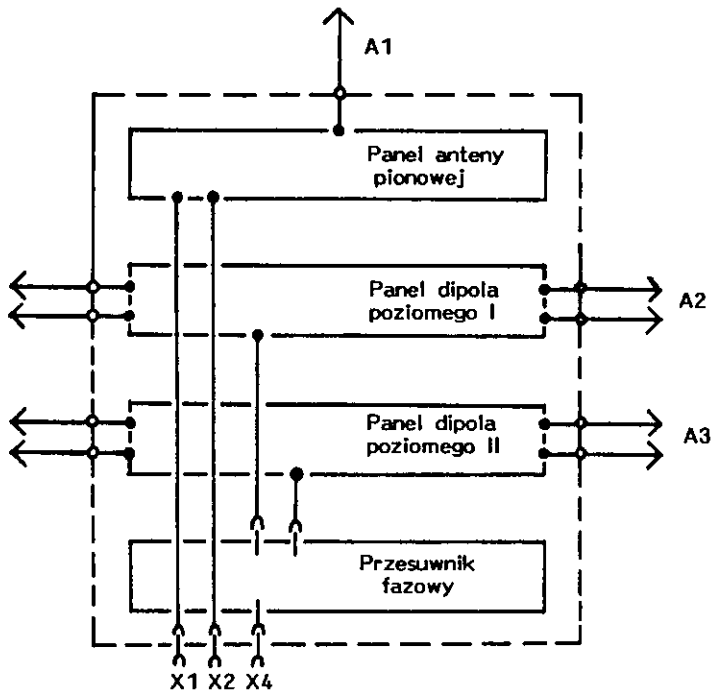
W skład zestawu pomiarowego wchodzi aktywna antena typu HE 015, produkcji niemieckiej firmy Rohde & Schwarz. Antena ta składa się właściwie z dwóch anten; pierwszą stanowi unipol pionowy, służący do pomiaru sygnałów spolaryzowanych pionowo, a drugą - 8 prętów poziomych, stanowiących w układzie elektrycznym dwa skrzyżowane dipole poziome, pozwalające mierzyć sygnały spolaryzowane poziomo. Wygląd zewnętrzny zespołu anten pokazano na rys. 6.

Antena ma budowę panelową, składa się bowiem z czterech sekcji (rys. 7). Panel najwyższy stanowi szerokopasmowy wzmacniacz, układ zasilania oraz pręt o długości ok. 1 m, będący anteną pionową. Dwa niższe segmenty są podobne do siebie i zawierają również sze-

rotopasmowe wzmacniacze, układy dopasowujące i łącznie osiem prętów poziomych, każdy o długości ok. 1 m, stanowiące w efekcie dwa skrzyżowane dipole. Oba dipole poziome są zasilane ze stałym w funkcji częstotliwości przesunięciem fazy, wynoszącym  $90^\circ$ , ze wspólnego przesuwnika fazowego, który znajduje się w czwartym, najniższym panelu.



Rys. 6. Zespół anten aktywnych typu HE 015, pracujących w zakresie częstotliwości  $10 \text{ kHz} \div 80 \text{ MHz}$  dla polaryzacji pionowej oraz  $1,5 \div 30 \text{ MHz}$  dla polaryzacji poziomej

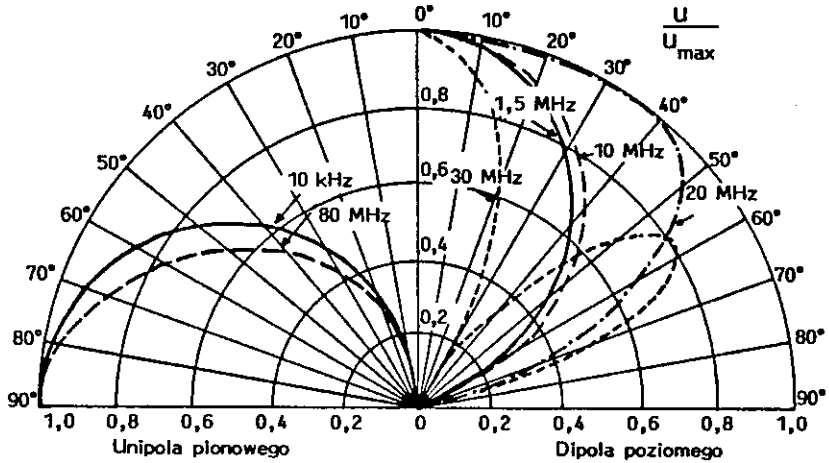


Rys. 7. Schemat blokowy zasilania anteny typu HE 015

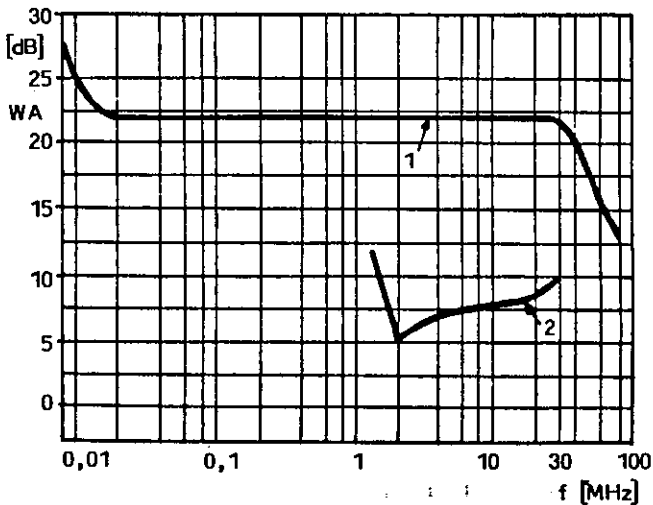
Dzięki takiemu sposobowi zasilania charakterystyka pozioma anteny dla polaryzacji poziomej jest, podobnie jak dla anteny o polaryzacji pionowej, zbliżona do dookólnej. Pionowe charakterystyki obu anten (dla polaryzacji pionowej i poziomej) różnią się dość istotnie między sobą, a ponadto zmieniają się w funkcji częstotliwości. Fragmenty tych charakterystyk pokazano na rys. 8.

Antena ta jest firmowo przekalibrowana, a producent dostarcza wraz z anteną wykresy współczynników antenowych. Współczynniki te, inne dla anteny pionowej i poziomej, zamieszczono na rys. 9.

Wszystkie trzy wzmacniacze są zasilane zdalnie napięciem stałym 24 V, które jest doprowadzone do wzmacniaczy jednym z prze-



Rys. 8. Charakterystyki pionowe anteny typu HE 015



Rys. 9. Współczynniki antenowe anteny HE 015

1 - antena pionowa, 2 - antena pozioma

wodów w.cz. Sygnały wielkiej częstotliwości z obu anten (pionowej i poziomej) przesyła się dwoma oddzielnymi przewodami w.cz. do komutatora typu HAC-01, podobnie jak od anteny poprzedniej.

Parametry anteny są następujące:

- Zakres częstotliwości: 10 kHz ÷ 80 MHz - dla polaryzacji pionowej,  
1,5 ÷ 30 MHz - dla polaryzacji poziomej,
- Impedancja wejściowa: 50 Ω,
- WFS: < 2,
- Napięcie zasilania wzmacniaczy: 24 V,
- Pobór prądu: 500 mA,
- Charakterystyka pozioma dla polaryzacji poziomej i pionowej: dookólna,
- Charakterystyka pionowa anteny pionowej: jak na rys. 7,
- Charakterystyka pionowa anteny poziomej: jak na rys. 7,
- Ciężar: 5,5 kg,
- Wymiary: 1,1 x 2,8 m,
- Warunki instalowania: do prędkości wiatru 160 km/godz.

#### 2.4. Zespół anten dipolowych DSV-02 i DSH-02

Zespół anten typu DS składa się z dwóch szerokopasmowych dipoli o stosunkowo małej smukłości, tj. dipola pionowego, przeznaczonego do pomiarów emisji dla fali spolaryzowanej pionowo i dipola poziomego, do pomiarów sygnałów spolaryzowanych poziomo.

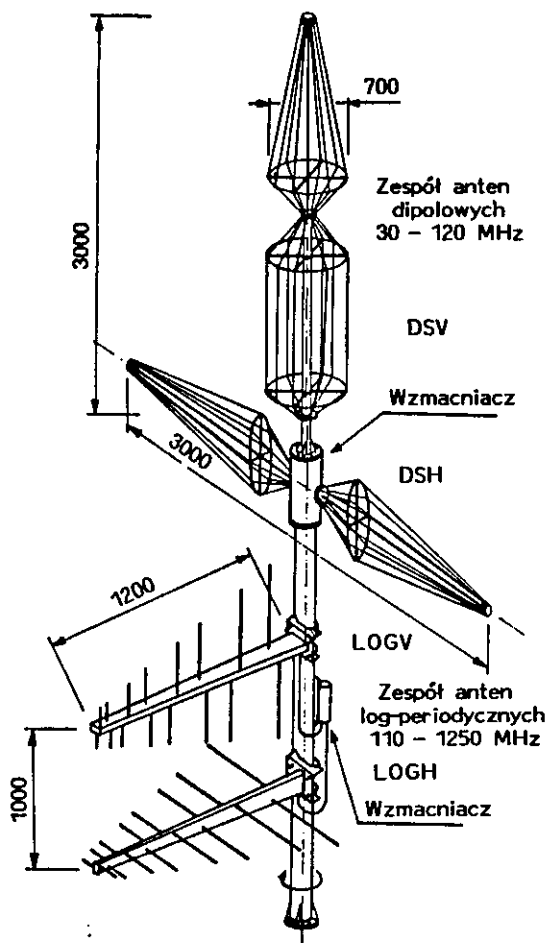
Smukłość, czyli stosunek długości ramienia każdego z dipoli do jego średnicy, jest zbliżona do 6. Dzięki temu dipole charakteryzują

się niewielkimi zmianami impedancji wejściowej w stosunkowo szerokim zakresie częstotliwości, a w związku z tym łatwo jest spełnić warunek dobrego dopasowania do impedancji obciążenia. Współczynnik fali stojącej nie przekracza wartości 2,5 w stosunkowo szerokim zakresie częstotliwości 30 ÷ 120 MHz. Konstrukcję zespołu anten typu DS pokazano na rys. 10. Oba dipole stanowi ażurowa konstrukcja koszowa wykonana z cienkościennych rurek stalowych o średnicy 8 mm.

Na wyjściu dipola poziomego, ze względu na jego symetryczne zasilanie, zastosowano transformator desymetryzujący, który umożliwia połączenie dipola z współosiowym przewodem w.cz. Natomiast dipol pionowy jest bezpośrednio połączony z drugim przewodem w.cz.

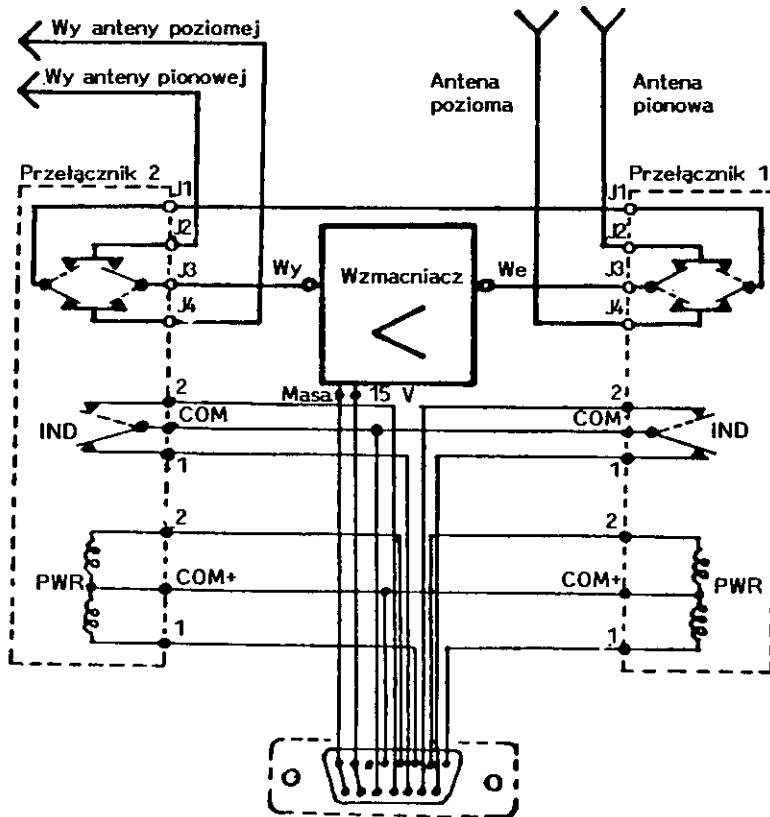
Anteny są wyposażone w jeden wspólny szerokopasmowy wzmacniacz typu AC 273 C, amerykańskiej firmy Cougar, o wzmacnieniu ok. 8 dB, pracujący w zakresie częstotliwości 20 ÷ 250 MHz, umieszczony w pobliżu wyjść obu anten. Służy on głównie do zniwelowania strat wnoszonych przez przewód antenowy, który w wielu przypadkach jest bardzo długi, ale również pozwala na wyszukiwanie w tle widma słabszych sygnałów. Wzmacniacz ten może być dołączany bądź do anteny pionowej, wówczas antena pozioma jest połączona bezpośrednio z przewodem w.cz., bądź do anteny poziomej, wówczas antena pionowa jest połączona wprost z przewodem.

Oczywiście podczas wykonywania rzeczywistych pomiarów bezwzględnych wartości natężenia pola, antena, za pomocą której są wykonywane pomiary, musi być połączona bezpośrednio z przewodem w.cz, a wzmacniacz odłączony. Postępowanie takie podyktowane jest tym, że mimo iż zastosowano wysokiej klasy wzmacniacz, to jednak wprowadza on dodatkowo niepożądane prążki intermodulacyjne. Dołączanie i odłączanie wzmacniacza odbywa się za pomocą specjalnych współosiowych przełączników mikrofalowych zdalnie sterowanych elektrycznie. Wzmacniacz wraz z przełącznika-



Rys. 10. Zespół anten typu DSV i DSH ( $30 \div 120$  MHz)  
oraz zespół anten typu LOGV i LOGH ( $110 \div 1250$  MHz)

mi znajduje się wewnątrz szczelnie zamkniętego bloku aluminiowego, stanowiącego miejsce połączenia dipola pionowego z poziomym. Schemat elektryczny włączania i wyłączenia wzmacniacza podano na rys. 11.

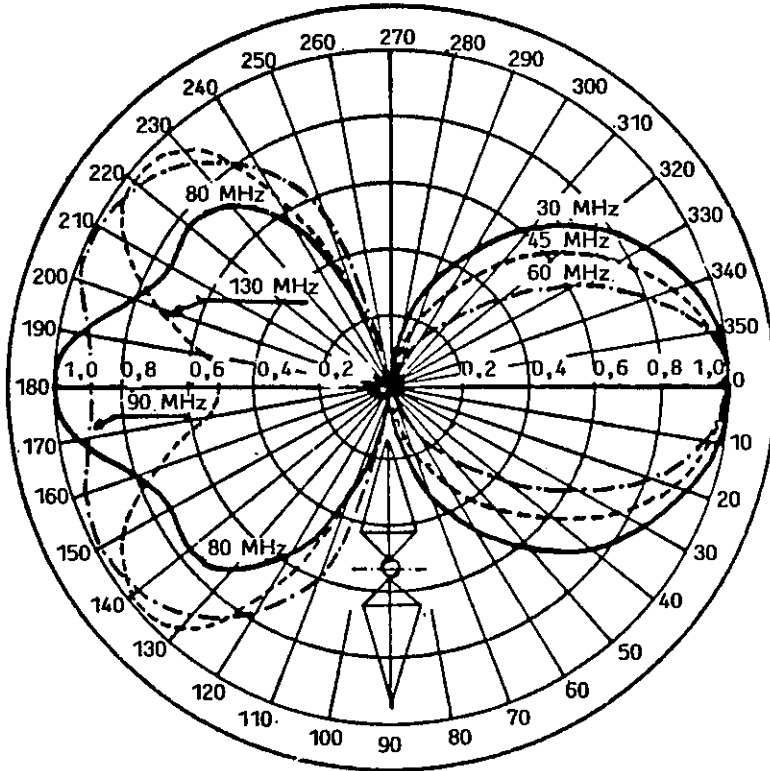


Rys. 11. Schemat włączania i wyłączania wzmacniacza w antenach DS

Natomiast charakterystyki promieniowania dipola poziomego w płaszczyźnie wektora pola elektrycznego (charakterystyki poziome) przedstawiono na rys. 12. Są one symetryczne względem osi dipola. Połówki tych charakterystyk w zakresie częstotliwości  $30 \div 60$  MHz pokazano po prawej stronie rysunku, a dla częstotliwości  $80 \div 120$  MHz - po lewej stronie. Jak widać, szerokość wiązki charakte-



rystyki zmienia się z częstotliwością. Nie ma to jednak wpływu na dokładność pomiaru natężenia pola, bowiem zmiany te są uwzględnione w wartościach współczynników antenowych. Pionowa charak-



Rys. 12. Charakterystyki promieniowania dipola w płaszczyźnie wektora pola elektrycznego

terystyka tego dipola jest okręgiem. Dipol pionowy ma podobne właściwości kierunkowe do poziomego, tylko że w tym przypadku pozioma charakterystyka jest dookólna, natomiast pionowa, zmienna z częstotliwością, jest taka, jaką zamieszczono na rys. 12.

Ze względu na właściwości kierunkowe dipola poziomego jest wymagane jego obracanie i ustawianie wiązką główną na kierunek źródła promieniowania.

Do celów kontrolno-pomiarowych było niezbędne wyznaczenie dla tego zespołu anten współczynników antenowych  $WA$ , które, jak wiadomo, określają stosunek natężenia pola  $E$  do wartości napięcia  $U$  na wejściu odbiornika pomiarowego.

Współczynnik antenowy wyznaczono z następującej zależności:

$$WA = \frac{(Z_A + Z_o)}{Z_o \cdot h_{ef}}, \quad (7)$$

gdzie:

$Z_A$  - impedancja wejściowa dipola [ $\Omega$ ],

$Z_o$  - impedancja obciążenia dipola [ $\Omega$ ],

$h_{ef}$  - wysokość skuteczna dipola [m].

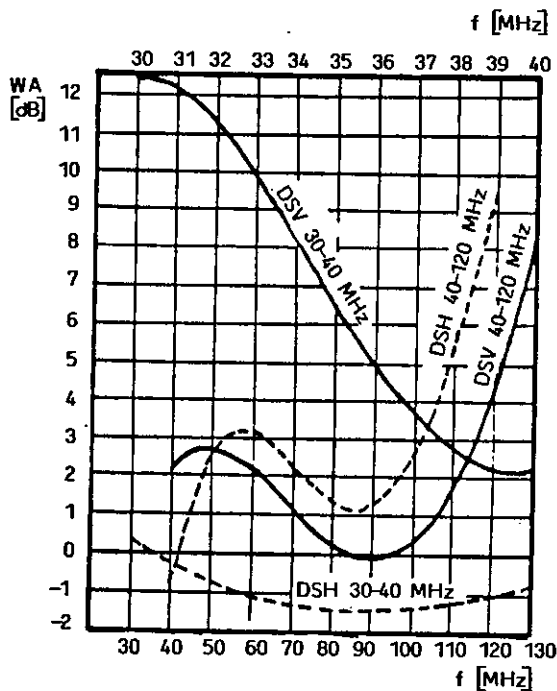
Wysokość skuteczną  $h_{ef}$  dipola pionowego i poziomego wyznaczono numerycznie w zakresie częstotliwości 30 ÷ 120 MHz, wg programu opartego na metodzie momentów. Impedancję wejściową  $Z_A$  obu dipoli zmierzono na poligonie pomiarowym. Impedancję obciążenia  $Z_o$  przyjęto równą 50  $\Omega$ .

Obliczone wartości współczynników antenowych, różne dla obu dipoli, odnoszą się do zespołu anten umieszczonych w wolnej przestrzeni. Współczynniki te w funkcji częstotliwości przedstawiono w postaci wykresów na rys. 13.

Uzyskane parametry anteny są następujące:

- Zakres częstotliwości: 30 MHz ÷ 120 MHz,
- Impedancja wejściowa: 50  $\Omega$ ,
- WFS:  $\leq 2,5 \Omega$ ,
- Charakterystyka pozioma
  - dipola pionowego: dookólna
  - dipola poziomego: jak na rys. 12,

- Charakterystyka pionowa
  - dipola pionowego: jak na rys. 12,
  - dipola poziomego: dookólna,
- Złącza wyjściowe: typu N,
- Wymiary
  - dipol pionowy: 3000 x 700 mm,
  - dipol poziomy: 3000 x 700 mm,
- Masa: dipol poziomy/pionowy: 36 kg/39 kg,
- Wymiary masztu: 3000 x 160 mm,
- Masa masztu: 83 kg.



Rys. 13. Wykresy współczynników antenowych dla anteny typu DS

## 2.5. Zespół anten logarytmiczno-okresowych typu LOGV-02 i LOGH-02

Na zakres częstotliwości 110 MHz ÷ 1250 MHz zastosowano dwie anteny logarytmiczno-okresowe o identycznej konstrukcji mechanicznej i takich samych właściwościach elektrycznych. Różnią się one jedynie sposobem zamocowania do masztu: antena górna ma polaryzację pionową, a dolna - poziomą. Konstrukcję anten usytuowanych w ich pozycji roboczej pokazano na rys. 10.

Antena logarytmiczna składa się z 22 równoległych dipoli połączonych pomiędzy sobą symetryczną linią zbiorczą. Długości dipoli  $l$  i ich odległości od umownego wierzchołka anteny  $R$  zmieniają się w postępie geometrycznym, tzn. że dla każdego "n" są spełnione relacje:

$$\frac{l_n}{l_{n+1}} = \frac{R_n}{R_{n+1}} = \tau, \quad (8)$$

gdzie  $\tau$  jest okresem struktury.

Długości dipoli, najdłuższego i najkrótszego, są determinowane zakresem częstotliwości pracy anteny. Długość dipola najdłuższego jest zbliżona do  $\lambda_{\max}/2$ , a najkrótszego jest nieco mniejsza od  $\lambda_{\min}/2$ , gdzie  $\lambda_{\min}$  i  $\lambda_{\max}$  oznaczają najkrótszą oraz najdłuższą długość fali zakresu roboczego anteny.

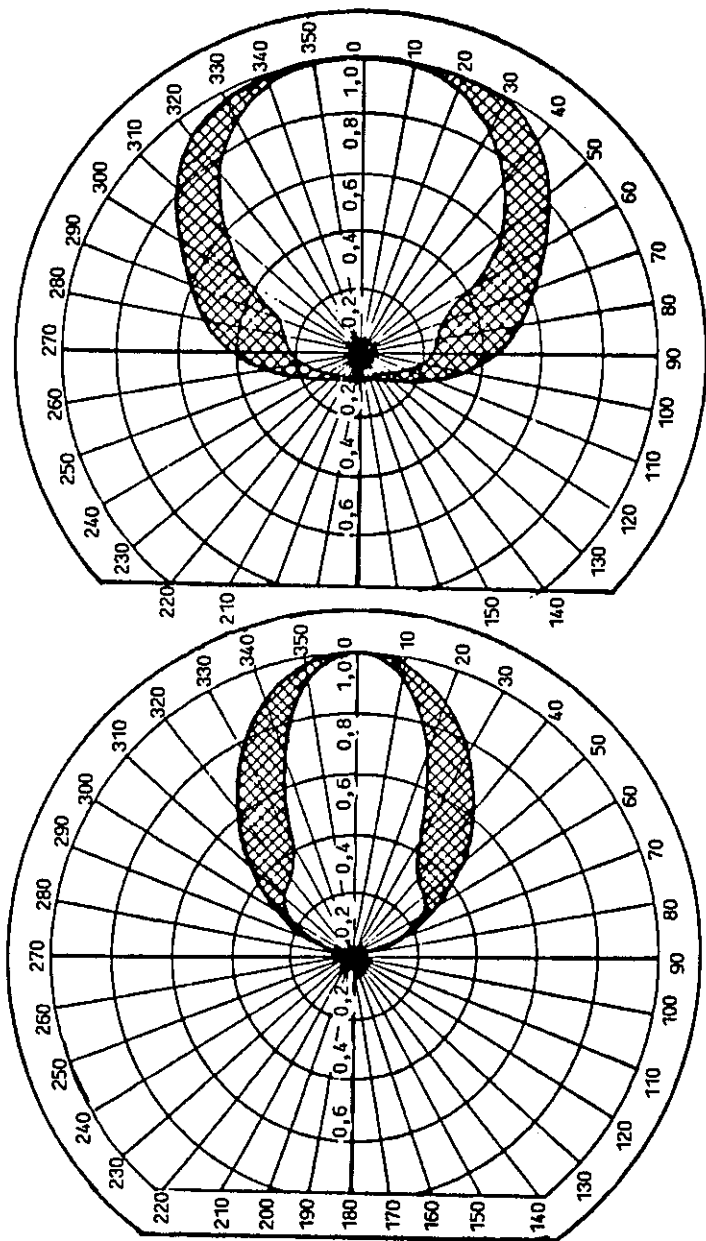
Na ogół w antenach logarytmicznych przyjmuje się stałą impedancję falową linii zbiorczej i stałą wartość  $\tau$ . Badania modelowe anten logarytmicznych wykazały jednak, że można uzyskać poprawę niektórych ich właściwości, takich jak np. zmniejszenie poziomu listków bocznych charakterystyki promieniowania czy lepsze dopasowanie impedancyjne, wówczas gdy oba te parametry będą się zmieniać wzdłuż struktury anteny. Właśnie taką optymalizację parametrów wprowadzono w opracowanej i stosowanej w zestawie pomiarowym

antenie logarytmicznej. Zastosowano niejednorodną linię zbiorczą, tzn. taką, której impedancja falowa maleje liniowo wzdłuż struktury w kierunku wierzchołka. Przyjęto także rosnący współczynnik  $\tau$  od wartości 0,77 do wartości 0,875 w strukturze anteny obejmującej strefy czynne dla zakresu częstotliwości 300 ÷ 1250 MHz. Natomiast pozostawiono stały współczynnik, wynoszący 0,877, dla stref czynnych obejmujących zakres od 110 do 300 MHz.

Anteny te, podobnie jak anteny DS, są wyposażone w jeden wspólny szerokopasmowy wzmacniacz, amerykańskiej firmy Cougar typu AC 1529, o wzmacnieniu ok. 9 dB, pracujący w zakresie częstotliwości 10 ÷ 1500 MHz. Wzmacniacz umieszczono w pobliżu wyjść obu anten w specjalnym uszczelnionym pojemniku zawieszonym na maszcie pomiędzy antenami. Służy on głównie do zniwelowania strat wnoszonych przez przewód antenowy. Dla stosowanych typów przewodów i przy długościach rzędu 20 m, tłumienie przewodu może dochodzić nawet do 10 - 12 dB dla najwyższych częstotliwości zakresu pracy. Wzmacniacz ten, w zależności od potrzeb, może być dołączany bądź do jednej anteny, bądź do drugiej. Jeśli wzmacniacz jest dołączony do pionowej anteny, wówczas pozioma jest połączona wprost z przewodem w.cz., a jeśli jest dołączony do poziomej, to pionowa jest połączona bezpośrednio z przewodem. Dołączanie wzmacniacza odbywa się zdalnie, za pomocą umieszczonych w sąsiedztwie wzmacniacza dwóch przełączników mikrofalowych. Schemat uruchamiania wzmacniacza jest taki sam jak w antenach DS (rys. 11).

Podczas wykonywania rzeczywistych pomiarów bezwzględnych wartości natężenia pola, antena, za pomocą której są wykonywane pomiary, musi być połączona bezpośrednio z przewodem w.cz., a wzmacniacz - odłączony. Mimo że zastosowany wzmacniacz jest wysokiej klasy, to jednak może on w pewnych warunkach wprowadzać niepożądane prążki intermodulacyjne.

Charakterystyki promieniowania anteny logarytmicznej, zarówno poziome jak i pionowe, zmieniają się okresowo z częstotliwością,



Rys. 14. Obwiednia charakterystyk w płaszczyźnie wektora pola elektrycznego

Rys. 15. Obwiednia charakterystyk w płaszczyźnie wektora pola magnetycznego

dlatego najkorzystniej jest pokazać obwiednie pól zmian tych charakterystyk. Obwiednie zmierzonych charakterystyk promieniowania anteny logarytmicznej w płaszczyźnie wektora pola elektrycznego zaprezentowano na rys. 14, a w płaszczyźnie wektora pola magnetycznego na rys. 15. Odnosząc przedstawione wykresy charakterystyk do rzeczywistej konfiguracji anten podanej na rys. 10, to dla anteny o polaryzacji pionowej poziomymi charakterystykami będą takie, jak wskazano na rys. 15, a pionowymi - jak na rys. 14. Natomiast dla anteny spolaryzowanej poziomo, poziome charakterystyki promieniowania będą miały kształt pokazany na rys. 14, a pionowe - jak na rys. 15.

Podobnie jak dla poprzednich anten, również dla zespołu anten logarytmicznych, zostały wyznaczone współczynniki antenowe  $WA$  w całym zakresie częstotliwości pracy. Oparto się tutaj na ścisłej zależności matematycznej, która dla danej anteny wiąże ze sobą w sposób jednoznaczny współczynnik antenowy z zyskiem energetycznym. Zależność ta jest następująca:

$$WA = \sqrt{\frac{4 \cdot \pi \cdot Z_0}{\lambda^2 \cdot G \cdot R_r}}, \quad (9)$$

gdzie:

$Z_0$  - impedancja wolnej przestrzeni równa  $120 \pi$  [ $\Omega$ ],

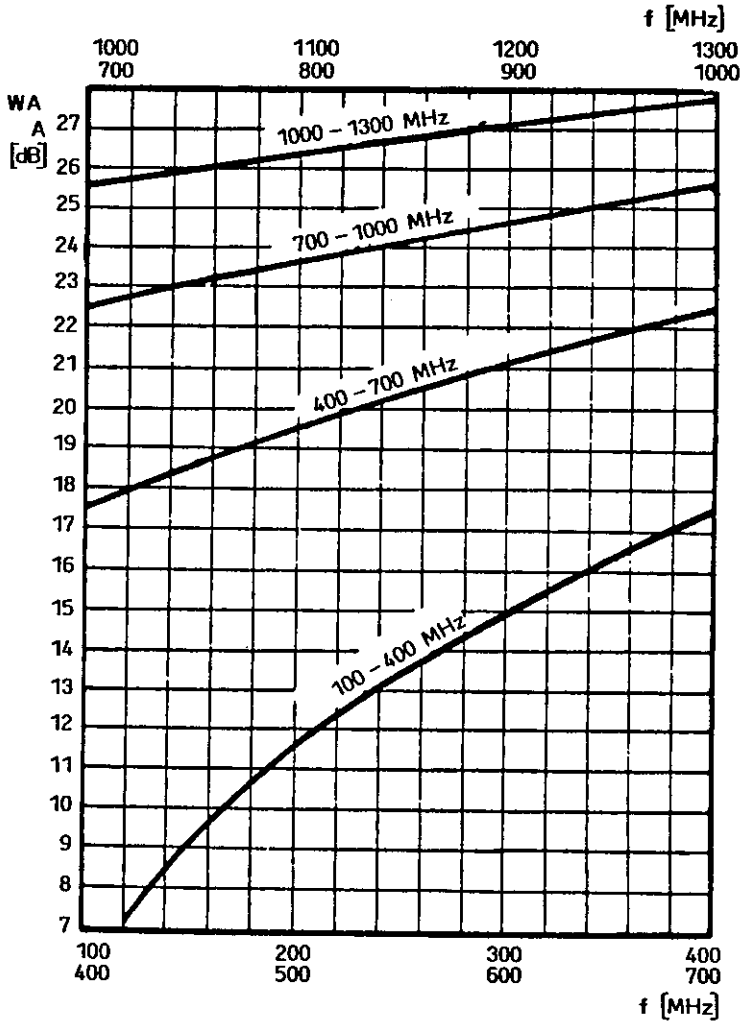
$\lambda$  - długość fali [m],

$G$  - zysk energetyczny [W/W],

$R_r$  - rezystancja promieniowania [ $\Omega$ ].

Podstawiając w zależności (9) za  $Z_0$  wartość  $120 \pi$  i przyjmując rezystancję promieniowania  $R_r$  równą  $50 \Omega$  (dla  $WFS \leq 1,5$  takie założenie można zrobić), otrzymuje się:

$$WA = \frac{9,73}{\lambda \cdot \sqrt{G}} \quad (10)$$



Rys. 16. Wykres współczynników antenowych dla anten typu LOG

Zysk energetyczny anteny  $G$  został zmierzony na stanowisku pomiarowym dla kilkunastu częstotliwości. Pomiaru te wykonano meto-



dą podstawienia, stosując jako antenę odniesienia dipol półfalowy. Wartości zysku dla pozostałych częstotliwości pośrednich, potrzebne do dokładniejszego wyznaczenia współczynników antenowych, zostały obliczone metodą interpolacji. Z przeprowadzonego szacunku błędu wynika, że dokładność wyznaczenia współczynników antenowych tą metodą nie jest gorsza od  $\pm 2$  dB. Wykres współczynników antenowych w zakresie częstotliwości 100 MHz ÷ 1300 MHz podano na rys. 16. Współczynniki te są jednakowe dla obu anten logarytmicznych (spolaryzowanej pionowo i poziomo) oraz określone dla anten umieszczonych w wolnej przestrzeni.

Obie anteny logarytmiczne, ze względu na właściwości kierunkowe, muszą być obracane i ustawiane wiązką główną na kierunek źródła promieniowania, dlatego są umieszczone na wspólnym obrotowym maszcie wraz z antenami DS.

Parametry anteny są następujące:

- Zakres częstotliwości: 110 MHz ÷ 1250 MHz,
- Impedancja wejściowa: 50  $\Omega$ ,
- WFS:  $\leq 1,5$ ,
- Charakterystyki promieniowania: jak na rys. 14 i 15,
- Złącza wyjściowe: typu N,
- Wymiary: 1,5 m x 1,2 m,
- Ciężar jednej anteny: 11 kg.

## 2.6. Mechanizm do obracania anten typu MD-02 i sterownik obrotu typu RCU-02

### 2.6.1. Mechanizm obrotowy

Anteny pomiarowe dipolowe typu DS i logarytmiczne typu LOG, ze względu na właściwości kierunkowe, znajdują się na wspólnym obrotowym maszcie. Dolną część masztu stanowi kolumna z zespo-

łem łożysk, natomiast górną - właściwy maszt stalowy o wysokości 3 m i średnicy 160 mm. Anteny logarytmiczne są umieszczone wzdłuż tego masztu po jego jednej stronie, pionowa nad poziomą, a anteny dipolowe na wierzchołku masztu. Przewiduje się zainstalowanie w przyszłości na tym maszcie jeszcze anten kierunkowych mikrofalowych na zakres 1 GHz ÷ 3 GHz. Anteny te będą umieszczone po przeciwnej stronie anten logarytmicznych.

Zespoły anten kierunkowych wraz z masztem i uchwytami ważą ok. 270 kg i dlatego do ich zainstalowania, np. na dachu budynku czy wieży, jest wymagana specjalna, mechaniczna konstrukcja mocująca.

Do ustawiania anten na kierunek źródła promieniowania służy mechanizm obrotowy, umieszczony tuż u podstawy masztu, sprzężony z nim za pomocą specjalnego przegubowego sprzęgła. Mechanizm ten umożliwia zmianę kierunku anten w zakresie kąta azymutu od  $-175^\circ$  do  $+185^\circ$  względem kierunku północy.

Elementem napędzającym jest elektryczny silnik skokowy o momencie rozruchowym 1,0 Nm. Silnik ten, zasilany sygnałem cyfrowym, umożliwia precyzyjne pozycjonowanie położenia anten oraz regulację prędkości obrotowej w stosunkowo szerokim zakresie. Silnik jest sprzężony z wałem głównym poprzez przekładnię ślimakową o przełożeniu 1 : 90. Przy tym przełożeniu i przy maksymalnej częstotliwości impulsów 400 Hz podawanych na silnik, czas jednego pełnego obrotu masztu antenowego wynosi około 1,5 min.

Zespół anten dipolowych i logarytmicznych, ze względu na dość duże wymiary poprzeczne i duży ciężar, ma stosunkowo duży moment bezwładności. Dlatego, aby nie uszkodzić elementów anten w momencie rozpoczęcia obracania i zatrzymywania, w mechanizmie napędowym przewidziano możliwość powolnego startu oraz powolnego stopu. Rozwiązano to poprzez zmniejszenie częstotliwości i wydłużenie czasu trwania kilkunastu początkowych impulsów poda-

wanych na silnik przy starcie i kilkunastu końcowych impulsów przy zatrzymaniu się.

Czujnikiem aktualnego azymutu ustawienia anten jest optoelektryczny przetwornik obrotowo-kodowy typu PKF 75 GRA 12, pracujący w 12-bitowym kodzie GRAY'a, sprzężony bezpośrednio z wałem głównym mechanizmu obrotowego.

Pracę mechanizmu obrotowego nadzoruje tzw. sterownik obrotu anten typu RCU-02 znajdujący się w laboratorium.

### 2.6.2. Sterownik obrotu anten typu RCU-02

Sterownik typu RCU-02 mechanizmu obrotu anten jest urządzeniem, służącym do zdalnego ustawiania anten w zadanym kierunku względem kierunku odniesienia. Umieszczono go w standardowej 19-calowej obudowie. Przystosowany jest on do współpracy z zewnętrznym mechanizmem obrotowym, wyposażonym w silnik skokowy FA-34 z układem ESU-9-34 oraz w optyczny przetwornik obrotowo-kodowy typu PKF 75 GRA 12. Na płycie czołowej sterownika znajduje się podświetlany wskaźnik ciekłokrystaliczny, na którym są wyświetlane wszystkie zadane funkcje do wykonania, a także azymut aktualnego położenia anten.

Standardowo sterownik jest przeznaczony do pracy w systemach pomiarowych z interfejsem IEC-625/IEEE-488, ale może być też stosowany w układach pomiarowych o obsłudze ręcznej.

Sterownik ten charakteryzuje się następującymi parametrami:

- Zakres sterowania obrotem:  $0 \div 360^\circ$ ,
- Rozdzielczość ustawienia:  $0,1^\circ$ ,
- Dokładność określenia kąta ustawienia:  $0,1^\circ$ ,
- Rodzaj pracy:
  - ustawienie dowolnego kąta,
  - obrót o zadany kąt,

- ciągły obrót od  $0^{\circ}$  do  $360^{\circ}$ ,
- Szybkość obrotu: 9 prędkości,
  - max.:  $4,5^{\circ}/s$ ,
  - min.:  $0,09^{\circ}/s$ ,
- Złącze sterowania komputerowego: IEC-625/IEEE-488,
- Złącze sterowania silnikiem: gniazdo 881 025 Eltra,
- Złącze przetwornika kąta: wtyk 871 025 Eltra,
- Zasilanie: 220 V/50 Hz,
- Wymiary obudowy: 434 x 184 x 250 mm.

### 3. KOMUTATORY ANTENOWE

#### 3.1. Komutator typu HAC-01

Komutator ten pracuje w zakresie częstotliwości  $0 \div 90$  MHz. Realizuje połączenia pomiędzy antenami i odbiornikami pomiarowymi z zachowaniem małego tłumienia oraz dobrego dopasowania impedancyjnego. Umożliwia połączenie dowolnych dwóch z pięciu dołączonych do niego anten do dwóch odbiorników pomiarowych. Jako elementy przełączające są wykorzystane przełączniki kontaktrowe typu K-8, uruchamiane napięciem stałym 24 V.

W zestawie obsługuje on zespół anten ramowych RAM-04 i antenę aktywną HE 015, które są podłączone do czterech jego wejść. Do piątego, nie wykorzystanego wejścia może być podłączona dowolna inna antena pracująca do 90 MHz.

Dodatkową funkcją komutatora jest możliwość zdalnego włączenia, na zadany okres, zewnętrznego generatora szumów anteny testowej.

Standardowo komutator jest przeznaczony do pracy w systemach pomiarowych z interfejsem IEC-625/IEEE-488, ale może być też stosowany w układach pomiarowych o obsłudze ręcznej.

Komutator charakteryzuje się następującymi parametrami:

- Zakres częstotliwościowy:  $0 \div 90$  MHz,
- Impedancja:  $50 \Omega$ ,
- Tłumienie przejścia
  - dla  $f = 30$  MHz:  $< 0,2$  dB,
  - dla  $f = 60$  MHz:  $< 0,5$  dB,
  - dla  $f = 90$  MHz:  $< 1,0$  dB,
- Tłumienie odsprężenia torów
  - dla  $f = 30$  MHz:  $> 50$  dB,
  - dla  $f = 60$  MHz:  $> 40$  dB,
  - dla  $f = 90$  MHz:  $> 30$  dB,
- Liczba wejść antenowych: 5,
- Liczba wyjść do odbiorników: 2,
- Typy złączy współosiowych: N-50,
- Złącze sterowania komputerowego: IEC-625/IEEE-488,
- Wymiary obudowy:  $434 \times 184 \times 250$  mm.

### 3.2. Komutator typu UAC-01

Komutator ten pracuje w zakresie częstotliwości do 3 GHz i spełnia podobną funkcję jak komutator do 90 MHz. W tym przypadku umożliwia on połączenie dowolnych dwóch z sześciu dołączonych do niego anten do dwóch odbiorników pomiarowych. Elementami wykonawczymi są mechaniczne przełączniki mikrofalowe 1 : 2 i 1 : 6, produkcji amerykańskiej firmy Dynatech. W skład bloku, stanowiącego przełącznik 2 : 6, wchodzi dwa przełączniki 1 : 6 i sześć przełączników 1 : 2. Wszystkie połączenia między nimi, dla sygnałów w.c., wykonano za pomocą sztywnego przewodu współosiowego typu RG 405 o izolacji teflonowej i impedancji falowej  $50 \Omega$ .

W zestawie antenowym obsługuje on zespół anten dipolowych typu DSV i DSH oraz zespół anten logarytmicznych typu LOGV

i LOGH, które są podłączone do czterech jego wejść. Dwa dodatkowe wolne wejścia będą w przyszłości wykorzystane do obsługi dwóch anten pomiarowych mikrofalowych typu MIC-01 przeznaczonych na zakres  $1 \div 3$  GHz.

Komutator ten służy również do sterowania dwoma zewnętrznymi układami przyantenowymi, z których każdy obsługuje jedną parę anten. Każdy z tych układów umożliwia włączenie w tor sygnałowy wzmacniacza. Wzmacniacz ten może być włączany na przemian do jednej lub drugiej anteny danej pary.

Dodatkową funkcją komutatora jest możliwość zdalnego włączania, na zadany okres, zewnętrznego generatora szumów anteny testowej.

Standardowo komutator ten jest przeznaczony do pracy w systemach pomiarowych z interfejsem IEC-625/IEEE-488, ale może być też stosowany w układach pomiarowych o obsłudze ręcznej.

Komutator charakteryzuje się następującymi parametrami:

- Zakres częstotliwościowy:  $0 \div 3$  GHz,
- Impedancja:  $50 \Omega$ ,
- Tłumienie przejścia
  - dla  $f = 30$  MHz:  $< 0,1$  dB,
  - dla  $f = 1500$  MHz:  $< 0,5$  dB,
  - dla  $f = 3000$  MHz:  $< 1,0$  dB,
- Tłumienie odsprzężenia torów
  - dla  $f = 30$  MHz:  $> 70$  dB,
  - dla  $f = 1500$  MHz:  $> 70$  dB,
  - dla  $f = 3000$  MHz:  $> 65$  dB,
- Liczba wejść antenowych: 6,
- Liczba wyjść do odbiorników: 2,
- Typy złączy współosiowych: N-50,
- Złącze sterowania komputerowego: IEC-625/IEEE-488,
- Wymiary obudowy:  $434 \times 184 \times 250$  mm.

#### 4. URZĄDZENIE TESTUJĄCE

Współczesna aparatura pomiarowa, służąca do pomiarów natężenia pola elektromagnetycznego, jest na ogół wyposażona w opcję umożliwiającą przeprowadzanie, każdorazowo przed właściwymi pomiarami, kalibracji czy testowania. Generalnie można uważać, że kalibracja polega na skorygowaniu wskazań przyrządu pomiarowego, wówczas gdy jest dokonywany pomiar sygnału wzorcowego, którego parametry są znane. Kalibracja może też polegać na określeniu pewnych współczynników, które należy uwzględnić podczas wykonywania pomiarów.

Zastosowane w przedstawionym tutaj systemie pomiarowym urządzenie kontrolne nie służy typowej kalibracji, ale jest przeznaczone do wykrywania ewentualnych uszkodzeń w antenach czy urządzeniach antenowych. Wykorzystane w antenach pomiarowych szerokopasmowe wzmacniacze półprzewodnikowe czy układy dopasowujące na elementach skupionych, jak również współosiowe przełączniki mikrofalowe są urządzeniami bardzo wrażliwymi na wyładowania atmosferyczne. Pomimo tego, że są zabezpieczone przed ich wpływem, to jednak podczas zbyt silnych wyładowań, zwłaszcza w sąsiedztwie anten, mogą one zostać zniszczone.

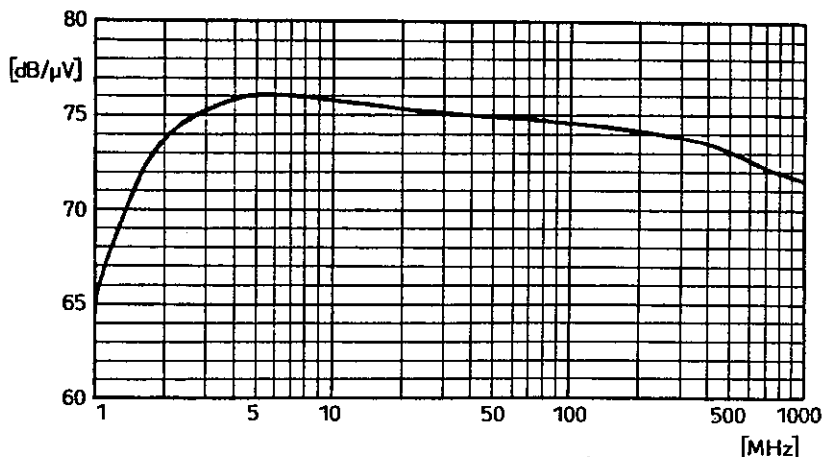
Urządzenie testujące składa się z szerokopasmowego generatora szumów i nadawczej wielopasmowej anteny testowej połączonej z generatorem przewodem współosiowym w.cz. Antenę testową umieszczono w sąsiedztwie anten pomiarowych w mniej więcej jednakowej od nich odległości. Podczas testowania jest uruchamiany generator szumów i wówczas antena emituje ciągłe widmo w całym zakresie częstotliwości obsługiwany przez system. Generator testujący może być uruchamiany bądź ręcznie z klawiaturki obu komparatorów antenowych (HAC-01 lub UAC-01), bądź programowo wprost przez nadzorujący komputer.

Jako antenę testową wykorzystano antenę typu "Ground Plane", złożoną z unipola pionowego i czterech prętów poziomych. Na wejściu anteny znajduje się specjalnie opracowany układ dopasowujący, który umożliwia dopasowanie impedancji wejściowej anteny do impedancji falowej linii zasilającej w założonych pasmach częstotliwości. Spełnienie warunku dopasowania w całym zakresie obsługiwany przez system, z wykorzystaniem tylko jednej anteny nadawczej, jest niemożliwe. Pasma pracy anteny testowej wybrano tak, aby co najmniej jedno znajdowało się w zakresie pracy każdej z anten pomiarowych.

Generator szumów składa się ze źródła szumów i szerokopasmowego wzmacniacza o stosunkowo dużym wzmocnieniu. Źródłem szumów jest złącze emiter-baza tranzystora mikrofalowego. Poziom szumów ENR na wyjściu samego generatora wynosi ok. 20 dB/ $\mu$ V w całym zakresie częstotliwości pracy. Blok wzmacniacza składa się z dwóch elementów, wzmacniacza niskopoziomowego i wzmacniacza mocy. Wzmacniacz niskopoziomowy zbudowano na podstawie monolitycznych wzmacniaczy mikrofalowych. Składa się on z sześciu stopni. Wzmocnienie tego wzmacniacza wynosi 58 dB  $\pm$ 0,5 dB. Wzmacniacz mocy wykonano z zastosowaniem techniki hybrydowej. Wzmocnienie wzmacniacza mocy wynosi 15 dB  $\pm$ 0,3 dB. Wykres napięcia na wyjściu generatora w funkcji częstotliwości pokazano na rys. 17.

Po zbudowaniu na wybranym obiekcie zestawu antenowego, podłączeniu urządzeń sterujących, komutatorów, odbiorników pomiarowych, uruchomieniu całości i stwierdzeniu poprawności pracy wszystkich jego urządzeń, system pomiarowy jest wstępnie testowany. Testowanie to jest przeprowadzane na kilku częstotliwościach, co najmniej na dwóch w zakresie pracy każdej anteny. Częstotliwości testowania nie są przypadkowe. Są wybierane w taki sposób, aby - po pierwsze - obejmować jedno z pasm pracy anteny testowej, a - po drugie - aby na danym obiekcie na tej częstotliwości zarówno sygnały





Rys. 17. Wykres napięcia na wyjściu generatora szumów

użyteczne, jak i zakłócające były możliwie małe, a poziom sygnału z własnego generatora testującego stosunkowo duży. Uzyskane wartości napięć sygnałów testowych, odczytanych z odbiorników pomiarowych, wprowadza się do lokalnej bazy danych komputera. Wartości te są pewnymi współczynnikami odniesienia, z którymi będą porównywane w przyszłości poziomy sygnałów uzyskiwane podczas wykonywania okresowych testów. Oczywiście, zarówno podczas testowania wstępnego jak i okresowego, pomiarowe anteny kierunkowe muszą być ustawione wiązką główną na antenę testową.

## 5. OPROGRAMOWANIE SYSTEMOWE

W Zakładzie Kompatybilności Elektromagnetycznej Instytutu Łączności we Wrocławiu jest opracowywane aktualnie oprogramowanie systemowe sterowania pomiarami. Zakłada ono stosowanie mikrokomputera klasy PC z kartą interfejsu GPIB. Wykorzystano tu graficzny system Windows (z uwagi na rosnącą jego popularność),

a także szeroką możliwość współpracy tego systemu z opracowanymi dla niego aplikacjami (procesory tekstu, arkusze kalkulacyjne, bazy danych, oprogramowanie CAD/CAM) oraz udokumentowaną, opartą na systemie Windows, wymianę danych pomiędzy aplikacjami.

System zdalnego sterowania urządzeniami antenowymi i procesem pomiarowym, pracujący pod kontrolą systemu Windows, pozwala na: współpracę systemu pomiarowego z aplikacjami systemu, programowanie systemu pomiarowego z wykorzystaniem symboli graficznych, testowanie urządzeń pomiarowych, wizualizację wyników pomiarów, przesyłanie ich do innych aplikacji, tworzenie raportów według uprzednio zaprojektowanych wzorów oraz przesyłanie gotowych opracowań do innych użytkowników.

Wbudowany w system Windows mechanizm dynamicznej wymiany danych (DDE) oraz możliwość tworzenia własnych modułów do współpracy różnych urządzeń (DLL) powoduje, że system ten jest bardzo skuteczny i funkcjonalny.

Reasumując, oprogramowanie systemowe będzie umożliwiać:

- sterowanie wszystkimi urządzeniami wchodzącymi w skład pomiarowego systemu antenowego,
- sterowanie odbiornikami pomiarowymi,
- automatyzację całego procesu pomiarowego,
- opracowywanie raportów na podstawie danych pomiarowych,
- przesyłanie raportów do innych aplikacji lub użytkowników (poczta elektroniczna),
- sporządzanie raportów na drukarce, ploterze lub przesłanie faksem.

Po wykonaniu oprogramowania przewiduje się odrębne opublikowanie wyników tej pracy.

## 6. ZAKOŃCZENIE

Celem podjętej pracy było opracowanie i wdrożenie ujednoliconego systemu pomiarowo-kontrolnego emisji radiowych w zakresie

częstotliwości od 100 kHz do 3 GHz, przeznaczonego dla Państwowej Agencji Radiokomunikacyjnej.

Ogólnie w skład systemu pomiarowego wchodzi następujące elementy:

- zestaw anten pomiarowych odbiorczych, składający się z 5 zespołów antenowych, pokrywających łącznie zakres częstotliwości od 100 kHz do 3 GHz, wraz z masztami i mechanizmem obrotowym dla anten kierunkowych;
- dwa komutatory antenowe na zakres  $0 \div 90$  MHz i  $0 \div 3$  GHz, służące do realizacji połączeń wybranych anten z odbiornikami pomiarowymi, oraz sterownik obrotu anten, wyposażony w interfejs GPIB;
- mikrokomputer klasy PC, wyposażony w kartę interfejsu IEC-625/IEEE-488 i odpowiednie oprogramowanie systemowe, obsługujący pracę poszczególnych urządzeń oraz cały proces pomiarowy;
- odbiorniki pomiarowe (maksymalnie do czterech), wyposażone również w karty interfejsu.

Zespoły antenowe, będące na wyposażeniu systemu pomiarowego, charakteryzują się niżej podanymi właściwościami.

- Przy współpracy z mikrowoltomierzem (odbiornikiem pomiarowym), o czułości  $1 \mu\text{V}$ , istnieje możliwość wykonywania pomiarów natężenia pola o wartościach progowych:
  - około  $30 \mu\text{V/m}$  dla zakresu  $100 \text{ kHz} \div 1500 \text{ kHz}$ ,
  - około  $2 \div 5 \mu\text{V/m}$  w pozostałych zakresach.
- Wartości współczynników antenowych dla anteny RAM-04 są o około  $15 \div 20$  dB mniejsze niż ich odpowiedniki dla anten ramowych, będących na wyposażeniu powszechnie stosowanych mierników natężenia pola. Możliwy jest zatem pomiar znacznie niższych wartości natężenia pola.

- W zakresach częstotliwości powyżej 1,5 MHz (zakres fal dekametrowych, metrowych i decymetrowych) jest możliwy niezależny pomiar składowych poziomej oraz pionowej wektora pola elektrycznego - i w konsekwencji - stosunku tych składowych.
- Poszczególne zespoły antenowe są szerokopasmowe i nie wymagają dostrajania do częstotliwości pomiarowej.
- Zespoły antenowe na zakres do 30 MHz (anteny RAM-04 i HE 015) nie wymagają orientacji na kierunek źródła promieniowania. Pozostałe zespoły antenowe są kierunkowe i muszą być obracane względem osi pionowej.
- Zespoły antenowe na zakres do 30 MHz mogą być instalowane w dowolnych warunkach terenowych (zarówno na ziemi, jak i na dachu budynku). Pozostałe zespoły antenowe powinny być umieszczone możliwie jak najwyżej. Jednak ze względu na tłumienia kabli - rosnące w funkcji częstotliwości - odległość anten od pomieszczenia pomiarowego nie powinna być zbyt duża.
- Zespoły antenowe HE 015, DS i LOG są wyposażone w szerokopasmowe wzmacniacze, co w pewnym stopniu poprawia ich czułość i ułatwia wyszukiwanie słabszych sygnałów.
- Cały system antenowy zajmuje niewielki kwadrat o wymiarach ok. 21 x 21 m. Obszar ten ma być wolny od przewodzących elementów biernych, np. innych anten, masztów itp.
- Wszystkie zespoły antenowe są zabezpieczone przed wpływem zewnętrznych warunków atmosferycznych, takich jak deszcz, śnieg, oblodzenie, silny wiatr, a także przed wyładowaniami atmosferycznymi (wszystkie elementy są uziemione).

Do obsługi anten i do realizacji połączeń pomiędzy nimi a odbiornikami pomiarowymi służą dwa komutatory antenowe, z których jeden pracuje do 90 MHz, a drugi - do 3 GHz. Zastosowanie dwóch komutatorów pozwala na:

- rozdzielenie systemu pomiarowego na dwa systemy: pierwszy, obsługujący zakres do 30 MHz i drugi - pracujący powyżej 30 MHz;
- podłączenie łącznie 11 dowolnych anten pomiarowych i czterech odbiorników pomiarowych, z możliwością jednoczesnej pracy czterech dowolnych anten z czterema odbiornikami na różnych częstotliwościach (wykonanie jednego komutatora o takich możliwościach byłoby bardzo trudne).

Przedstawiony system pomiarowy do kontroli emisji radiowych w wersji skomputeryzowanej został dotychczas zainstalowany już na dwóch obiektach kontroli emisji radiowych. W 1993 r. zmontowano go i przekazano do eksploatacji w ZO PAR w Poznaniu, a w 1994 r. w ZO PAR w Białymstoku. W 1995 r. system ten będzie zainstalowany oraz uruchomiony w ZO PAR w Szczecinie i we Wrocławiu. W latach następnych przewiduje się sukcesywne uruchomienie tych systemów w kolejnych Zarządach Okręgowych PAR, m.in. w Gdańsku i w Zielonej Górze.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Ajzenberg G.Z.: Anteny krótkofalowe. WNT, Warszawa 1966.
2. Bem D.J.: Anteny i rozchodzenie się fal radiowych. WNT, Warszawa 1973.
3. Coenen M. J., Jongepier A.: Active Broadband Antennas in the 10 kHz to 30 MHz Range. Philips Research Laboratories, Eindhoven, The Netherlands, 1980.
4. Hopf J., Lindenmeier H.: Active Rahmenantennen. Mitteilungen aus dem Institut fuer Hochfrequenztechnik der Hochschule der Bundeswehr Muenchen, NTG - Fachberichte, B.78, Antennen 82, VDE - Verlag Berlin.
5. Katalog firmy COUGAR COMPONENTS: Performance Solutions, Product Guide.
6. Katalog firmy DYNATECH MICROWAVE TECHNOLOGY, INC.: Coaxial Switches.

7. Katalog firmy IMPOL: Czujniki zbliżeniowe pojemnościowe i indukcyjne.
8. Katalog firmy ROHDE & SCHWARZ: Actives Antennensystem HE 015. Handbuch.
9. King R.W.P.: The Theory of Linear Antennas with Charts and Tables for Practical Applications. Harvard University Press, Cambridge Mass., 1956.
10. Komutator antenowy HAC-01. Instrukcja obsługi. Instytut Łączności Oddział we Wrocławiu, Wrocław 1993.
11. Komutator antenowy UAC-01. Instrukcja obsługi. Instytut Łączności Oddział we Wrocławiu, Wrocław 1993.
12. Meinke H., Gundlach F.W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Springer Verlag, Berlin 1968.
13. Nordholt E.H., Van Willigen D.: A New Approach to Active Antenna Design. IEE Transactions on A-P, Vol. AP-28, November 1980, pp. 904-910.
14. Stasiński L.: Analiza właściwości elektrycznych stacjonarnych anten typu elektrycznego i magnetycznego, pasywnych i aktywnych. Instytut Łączności Oddział we Wrocławiu, Wrocław 1983.
15. Stasiński L.: Ocena przydatności anten RAM1 i RAM3 do kontroli emisji radiowych. Instytut Łączności Oddział we Wrocławiu, Wrocław 1983.
16. Stasiński L.: Wykonanie wybranych modeli anten. Anteny na zakres częstotliwości 30 - 120 MHz i 120 - 1250 MHz. Instytut Łączności Oddział we Wrocławiu, Wrocław 1983.
17. Sterownik obrotu anten RCU-02. Instrukcja obsługi. Instytut Łączności Oddział we Wrocławiu, Wrocław 1993.
18. Tyrawa P.: Dokumentacja konstrukcyjna anten. Instytut Łączności Oddział we Wrocławiu, Wrocław 1992.
19. Tyrawa P.: Zestaw anten do kontroli emisji radiowych w zakresie 100 kHz - 1250 MHz. Opis zestawu i instrukcja obsługi. Instytut Łączności Oddział we Wrocławiu, Wrocław 1993.
20. Wolf E.A.: Antenna Analysis. John Wiley and Sons, Inc., New York 1966.

Пётр Тырава  
Марек Калуски

**ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА НАБЛЮДЕНИЯ  
ЗА РАДИОВЕЩАНИЕМ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ  
100 кГц + 3 ГГц**

**Резюме**

Эта статья рассматривает способ решения измерительной системы наблюдения за радиовещанием, в диапазоне частот с 100 кГц по 3 ГГц. Здесь были также указаны её технические параметры. Вышеупомянутая система включает в себе несколько антенных составов (каждый из них работает в отдельном поддиапазоне частоты), антенные коммутаторы, датчинки, а также вычислительную машину по-соответствующим программным обеспечением, которое управляет целым измерительным процессом.

Piotr Tyrawa  
Marek Kaluski

**THE MEASURING AND SUPERVISING SYSTEM  
OF THE BROADCASTS FOR THE FREQUENCY RANGE  
100 kHz ÷ 3 GHz**

**S u m m a r y**

In the paper, the realization of the measuring and supervising system of broadcasts, operating in the frequency range from 100 kHz to 3 GHz, was discussed. Its technical parameters were also presented. Several antenna sets (each one operates in a different frequency subrange), antenna commutators, measuring receivers and also the computer with the appropriate software, controlling the whole measuring process, belong to the system.

Piotr Tyrawa  
Marek Kaluski

**SYSTEME DE MESURE ET DE SURVEILLANCE  
DES EMISSIONS RADIOPHONIQUES DANS LA GAMME  
DE FREQUENCE 100 kHz ÷ 3 GHz**

**R é s u m é**

L'article examine le mode d'élaboration du système de surveillance et de mesure des émissions radiophoniques, fonctionnant dans la gamme de fréquence de 100 kHz à 3 GHz. Ses paramètres techniques y ont été aussi indiqués. Le système mentionné comprend quelques groupes d'antennes (chacun travaille dans l'autre sous-gamme de fréquence); commutateurs d'antennes; capteurs de mesure et en plus l'ordinateur avec le logiciel compatible qui gère de tout le processus de mesure.

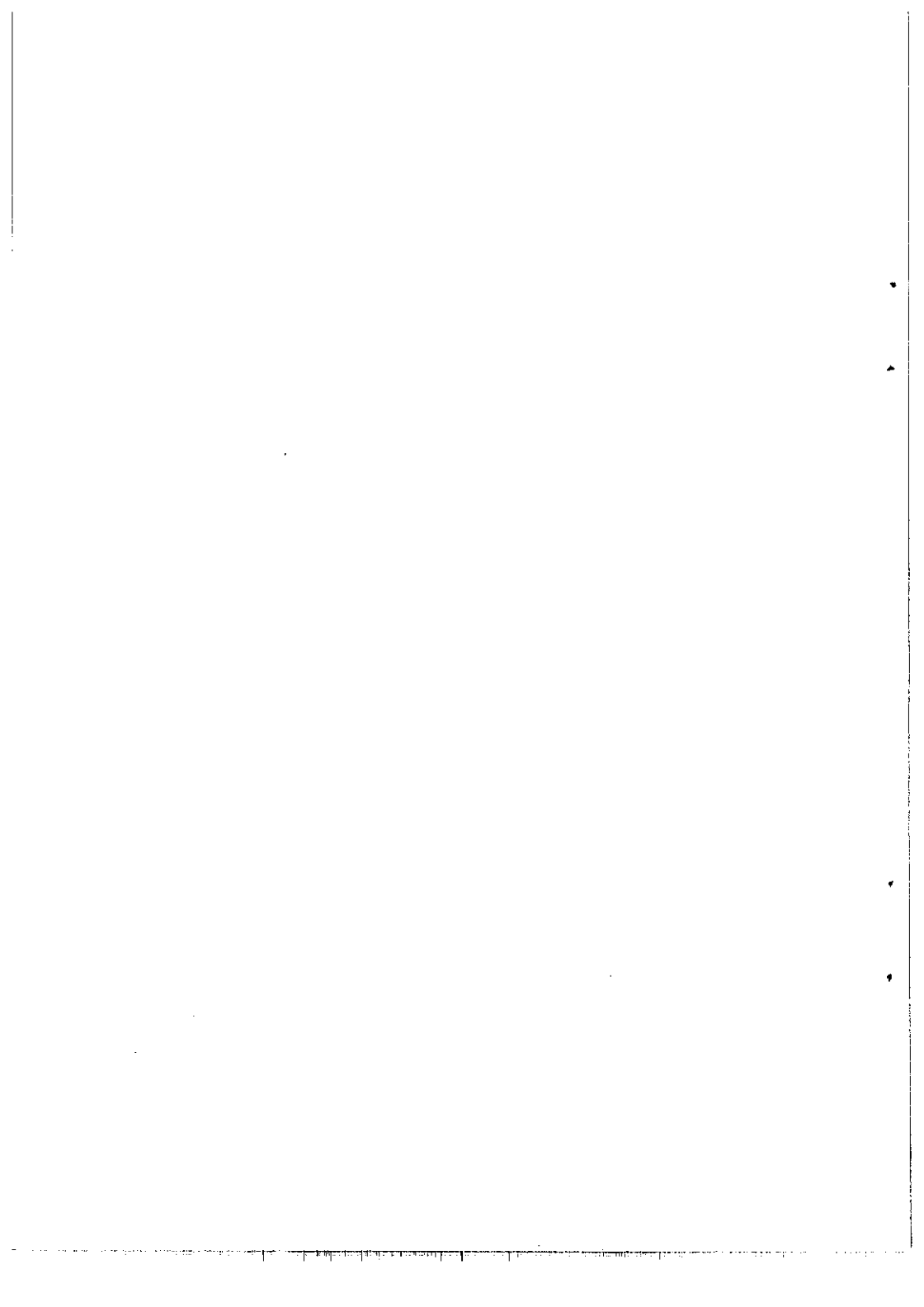
Piotr Tyrawa  
Marek Kaluski

**DAS FUNKSTRAHLUNG-MESSPRÜFSYSTEM  
FÜR FREQUENZBEREICH VON 100 kHz BIS 3 GHz**

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

Problemlösung des für Frequenzbereich von 100 kHz bis 3 GHz bestimmten Funkstrahlung-Messprüfsystems wird beschrieben. Technische Größen des Systems werden erwähnt. Das System besteht aus einigen Antennensätzen (jeder von ihnen für ein anderer Frequenzbereich bestimmt), aus Antennenumschalteneinrichtung, aus Messempfänger wie auch aus dem Messvorgang steuernden, entsprechend programmierten Rechner.

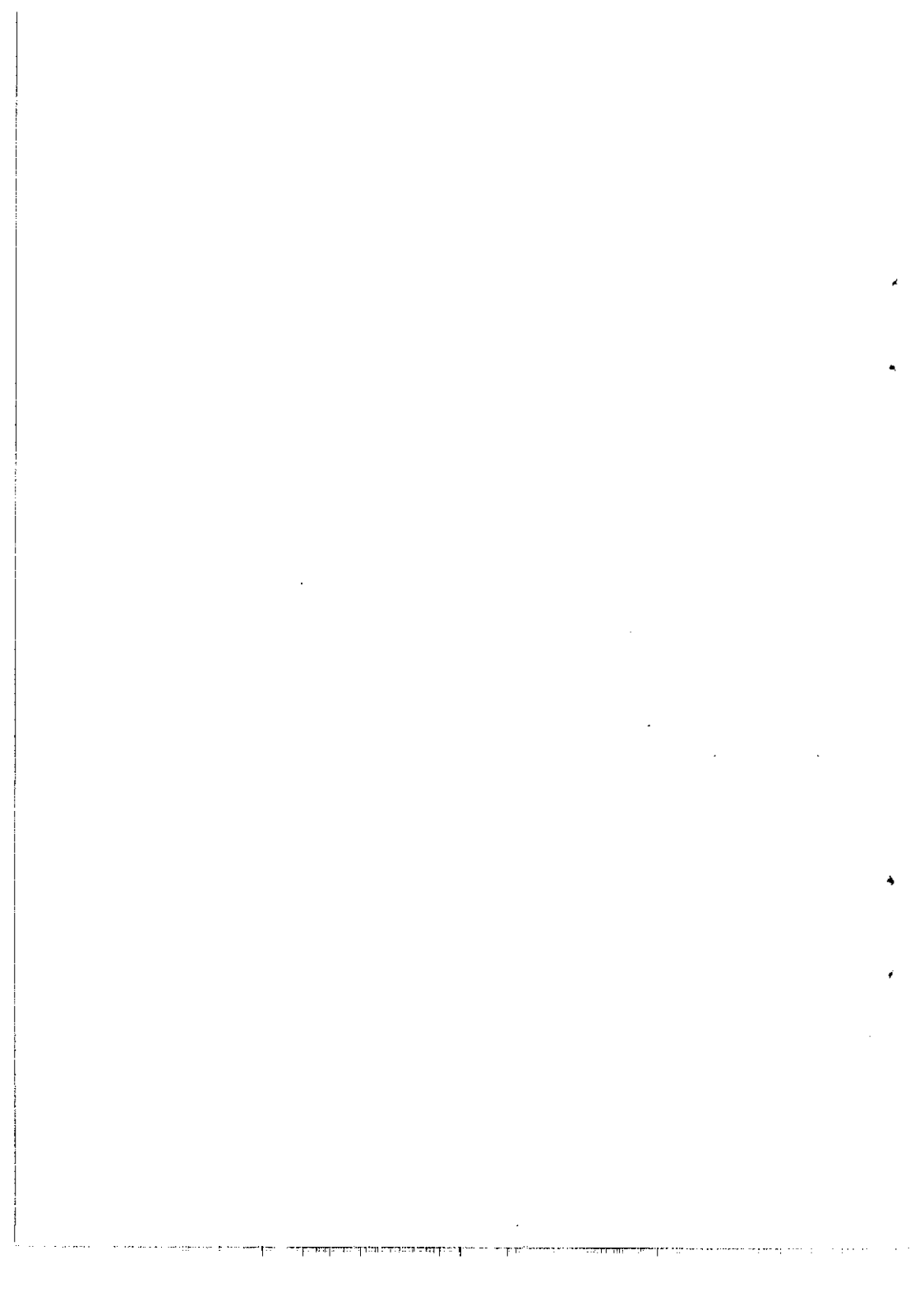




**PRACE INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

---

**KOMUNIKATY**



**METODA I PROGRAM EKONOMICZNEJ  
OPTYMALIZACJI KIEROWANIA  
WIĄZEK ŁĄCZY W HIERARCHICZNEJ  
DWUWARSTWOWEJ SIECI TELETRANSMISYJNEJ**

W artykule zaprezentowano metodę i algorytm programu ekonomicznej optymalizacji kierowania dwiema niezależnymi drogami wiązek łączy w hierarchicznej dwuwarstwowej sieci teletransmisyjnej SDH.

**1. WSTĘP**

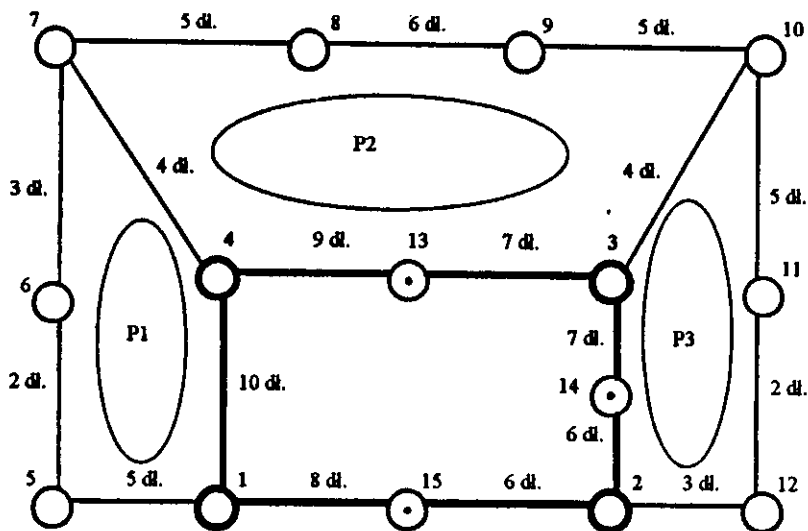
Przyjmuje się [3], że w docelowym 2005 roku sieć transmisyjna kraju będzie w przeważającej części siecią synchroniczną. W tym czasie międzymiastowa sieć synchroniczna kraju będzie podzielona na dwie warstwy:

- 1) warstwę systemów międzyregionalnych, mających strukturę kratową;
- 2) warstwę pętlowych systemów regionalnych.

Przykład konfiguracji obu warstw przedstawiono na rys. 1. W zakresie transmisji do modelu sieci transmisyjnej wprowadza się podział hierarchiczny na warstwę górną i dolną. W warstwie górnej są realizowane sieciowe struktury kratowej teletransmisji, natomiast w warstwie dolnej - struktury pętlowe.

**2. SPOSÓB KIEROWANIA WIĄZEK ŁĄCZY**

Dla hierarchicznej struktury sieci teletransmisyjnej przyjęto niżej opisany sposób kierowania wiązek łączy dwiema minimalnymi drogami (rys. 1).



Rys. 1. Przykład wycinka sieci teletransmisyjnej dwuwarstwowej SDH

○ - węzły główne, ○ - węzły regionalne, ⊙ - węzły tranzytowe

- 2.1. Jeżeli węzeł początkowy i węzeł końcowy łączy są zlokalizowane przy wspólnej pętli transmisyjnej, to wymagana wiązka łączy jest realizowana w systemach transmisyjnych tej właśnie pętli.

#### Przykład

Wiązki łączy między węzłami 12-10 należącymi do pętli P3 kieruje się dwiema minimalnymi drogami:

- 1 droga: 12-11-10, suma dł. 7,
- 2 droga: 12-2-3-10, suma dł. 20.

- 2.2. Jeżeli węzeł początkowy i węzeł końcowy wiązki łączy są zlokalizowane przy sąsiednich pętlach transmisyjnych, to wymaga-

na wiązka łączy jest realizowana właśnie w systemach transmisyjnych tych pętli.

### **Przykłady**

Wiązki łączy między węzłami 12-8, gdzie  $12 \in P3$ ,  $8 \in P2$ , kieruje się dwiema minimalnymi drogami:

1 droga: 12-11-10-9-8, suma dł. 18,

2 droga: 12-2-1-4-7-8, suma dł. 36.

Wiązki łączy między węzłami 12-13, gdzie  $12 \in P3$ ,  $13 \in P2$ , kieruje się dwiema minimalnymi drogami:

1 droga: 12-11-10-3-13, suma dł. 16,

2 droga: 12-2-1-4-13, suma dł. 36.

- 2.3. Jeżeli węzeł początkowy i węzeł końcowy wiązki łączy nie są zlokalizowane przy wspólnej lub sąsiedniej pętli transmisyjnej, to wymagana wiązka łączy jest realizowana w systemach transmisyjnych pętli początkowej i końcowej oraz w warstwie systemów międzyregionalnych.

### **Przykład**

Wiązki łączy między węzłami 12-6, gdzie  $12 \in P3$ ,  $6 \in P1$ , kieruje się dwiema minimalnymi drogami:

1 droga: 12-2-1-5-6, suma dł. 24,

2 droga: 12-11-10-3-4-7-6, suma dł. 34.

Przy wyznaczaniu najkrótszych dróg niezależnych między wszystkimi węzłami (każdy z każdym) należy jednocześnie wyznaczyć rozplyw wiązek łączy, czyli łączne obciążenie gałęzi grafu oraz łączne obciążenie węzłów dwuwarstwowej sieci teletransmisyjnej sieci SDH.

## **3. PRZYJĘTA METODA ROZWIĄZANIA ZADANIA**

W pkt. tym omówiono metodę optymalnego kierowania wiązek łączy zgodnie z zasadami opisanymi w pkt. 2. Metodę tę nazwano metodą uporządkowanej numeracji węzłów.

W grafie dwuwarstwowej sieci teletransmisyjnej SDH rozróżnia się następujące rodzaje węzłów:

- węzły główne, tworzące graf międzyregionalny sieci kratowej;
- węzły regionalne, tworzące między innymi graf regionalny sieci pętlowej;
- węzły tranzytowe, czyli węzły będące wierzchołkami gałęzi, które są składowymi gałęzi grafu międzyregionalnego.

Graf międzyregionalny tworzą tylko węzły główne, natomiast graf regionalny - wszystkie trzy rodzaje węzłów (rys. 1). W metodzie wykorzystuje się algorytm wyznaczania minimalnych dróg kolejnego wyboru dla dowolnej pary węzłów w zadanym grafie. Algorytm ten w sposób uporządkowany wybiera pary węzłów  $i - j$ , dla których wyznacza dwie najkrótsze niezależne drogi między nimi. Porządek ten jest uzależniony od numeracji węzłów  $i$ , gdzie:  $i = 1, 2, \dots, n$  ( $n$  - liczba węzłów grafu).

Algorytm w pierwszej kolejności wyznacza drogi między węzłami  $2 - 1$ , w drugiej między węzłami  $3 - 1$  i  $3 - 2$ , a w następnych kolejnościach między węzłami  $i - j$ , gdzie:  $i = 3, 4, \dots, n$ ; a dla każdego  $i, j = 1, 2, \dots, i-1$ . Na podstawie tego algorytmu utworzono procedurę **BB**, która ma zastosowanie w wielu innych programach. Należy zaznaczyć, że procedura **BB** jest tak skonstruowana, że jeżeli ma do wyboru dwie trasy o jednakowej długości, wybiera zawsze trasę wyznaczoną przez mniejszą liczbę węzłów.

Zgodnie z zasadą kierowania wiązek łączy opisaną w pkt. 2.3, istotną sprawą jest, aby procedura **BB** przy wyznaczaniu najkrótszych dróg gałęziami grafu międzyregionalnego ignorowała wszystkie węzły tranzytowe, będące składowymi tych gałęzi. Aby to uzyskać, wystarczy odpowiednio ponumerować węzły w grafie sieci regionalnej i międzyregionalnej, a następnie te dwa grafy połączyć w jeden, tak aby za pomocą procedury **BB** wyznaczyć niezależne trasy między węzłami, zgodnie z zasadami opisanymi w pkt. 2.

W metodzie węzły należy ponumerować następująco:

- a) numery od 1,2,...,k (k - liczba głównych węzłów) przyporządkowuje się węzłom głównym, tworzącym graf międzywęzłowy;
- b) numery od k + 1,...,k + m (m - liczba węzłów regionalnych) przyporządkowuje się węzłom regionalnym w kolejnych pętłach grafu regionalnego;
- c) numery k + m + 1,...,n przyporządkowuje się węzłom tranzytowym w kolejnych pętłach grafu regionalnego.

Przy tak ponumerowanych węzłach procedura BB dla wszystkich par węzłów  $i - j$  ( $2 \leq i \leq k$ ; dla każdego  $i$ ,  $1 \leq j \leq i - 1$ ) wyznacza wszystkie trasy między węzłami głównymi, spełnia tym samym zasadę 2.3, ponieważ warunki 2.1 i 2.2 są pomijane.

Dla wszystkich par węzłów  $i - j$  ( $k + 1 \leq i \leq k + m$ ; dla każdego  $i$ ,  $1 \leq j \leq i - 1$ ) procedura BB spełnia warunki 2.1 i 2.2, ponieważ - zgodnie z definicją pętli - istnieją między nimi tylko dwie możliwe drogi o przeciwnych kierunkach. Jeżeli w pętłach znajdują się gałęzie grafu międzyregionalnego, to procedura ignoruje węzły tranzytowe wchodzące w skład tych gałęzi.

Dla wszystkich par węzłów  $i - j$  ( $k + m + 1 \leq i \leq n$ ; dla każdego  $i$ ,  $1 \leq j \leq i - 1$ ) procedura BB spełnia warunki 2.1, 2.2, 2.3, ponieważ procedura na wyznaczonych trasach w gałęziach międzyregionalnych łączących pary węzłów  $i - j$  ( $i \leq k + m$ ; dla każdego  $i$ ,  $1 \leq j \leq i - 1$ ) ignoruje węzły tranzytowe, natomiast w gałęziach między węzłami  $i - j$  ( $k + m + 1 \leq i \leq n$ ; dla każdego  $i$ ,  $1 \leq j \leq i - 1$ ) wyznacza trasę, z uwzględnieniem gałęzi łączących węzły tranzytowe.

#### 4. PROGRAM KOMPUTEROWY

Na podstawie metody uporządkowanej numeracji węzłów opracowano program RINGMM optymalizacji kierowania wiązek łączy w hierarchicznej sieci teletransmisyjnej międzymiastowej SDH. Napisano go w języku Fortran 77 pracującym pod kontrolą MSDOS.



Program wykonuje obliczenia na podstawie takich danych, jak:

- opis grafu sieci regionalnej,
- opis grafu sieci międzyregionalnej,
- numery wszystkich węzłów tworzących poszczególne pętle w sieci regionalnej,
- wartości elementów macierzy wiązek łączy dwuwarstwowej sieci SDH.

W praktyce parametry grafu odwzorowującego sieć międzymiastową są zapisane w kartotekach danych, z których korzystają różne programy komputerowe. Węzły mają więc ustalone numery, a tym samym wiersze macierzy wiązek łączy są zgodne z ustalonymi numerami węzłów.

Aby wykorzystać metodę uporządkowanej numeracji węzłów oraz kartotekę z danymi w pamięci komputera w programie RINGMM, oprócz procedury BB, stosuje się procedury pomocnicze, a mianowicie:

- procedurę zmieniającą ustalone numery węzłów na numery zgodne z wymaganiami metody, przy jednoczesnym zapamiętaniu klucza zmian;
- procedurę wybierania odpowiednich elementów macierzy wiązek łączy zgodnie z numerami programowymi węzłów;
- procedurę wydruku wyników, uwzględniającą wejściowe ustalone numery węzłów.

Program RINGMM drukuje m.in. następujące informacje:

- zadane grafy,
- dwie niezależne drogi między dowolnymi węzłami,
- tabelę opisującą sposób kierowania łączy dla każdej części wiązki łączy,
- parametry syntetyczne charakteryzujące optymalny wariant sieci.

Są to takie informacje, jak: zestawienie obciążeń gałęzi grafu sieci, suma wszystkich kilometrów łączy wyznaczonej sieci teletransmisyjnej, suma wszystkich wymaganych kilometrów grup pierwotnych sieci.

Program RINGMM przetestowano na wariancie docelowej konfiguracji międzymiastowej sieci SDH. W sieci tej uwzględniono 12 węzłów wojewódzkich, w tym 12 węzłów głównych oraz 10 pętli regionalnych.

## 5. WNIOSKI

W jednolitej fizycznie sieci transmisyjnej kraju wydzielimy następujące poziomy logiczne:

- poziom sieci międzymiastowej międzywęzłowej,
- poziom sieci międzymiastowej regionalnej,
- poziom sieci strefowej międzyokręgowej,
- poziom sieci strefowej okręgowej,
- poziom sieci miejscowej.

Analiza technicznych możliwości oraz badania optymalizacyjne konfiguracji sieci teletransmisyjnych wskazują, że na różnych poziomach hierarchicznych sieci powinny mieć odmienne układy konfiguracyjne.

Teletransmisyjna sieć międzymiastowa międzyregionalna powinna być konfigurowana w układach kratowych. Sieci międzymiastowe regionalne, strefowe międzyokręgowe i sieci strefowe okręgowe powinny być konfigurowane w układach pętlowych. Natomiast sieci miejscowe w zasadzie powinny być konfigurowane w układy drzewiaste.

## WYKAZ LITERATURY

1. Bieńkowski J.: *Metoda i programy ekonomicznej optymalizacji hierarchicznych i pętlowych sieci teletransmisyjnych*. Instytut Łączności, Warszawa 1994.
2. Bieńkowski J., Maliszewski J.: *Systemy komputerowo wspomaganego projektowania rozwoju sieci telekomunikacyjnej*. Instytut Łączności, Warszawa 1991.

3. Maliszewski J.: Badania optymalizacyjne podstawowych parametrów strukturalnych krajowej sieci telekomunikacyjnej w kontekście zastosowań nowoczesnej technologii cyfrowej. Instytut Łączności, Warszawa 1992.

Януш Беньковски

**МЕТОД И ПРОГРАММА ЭКОНОМИЧЕСКОЙ  
ОПТИМИЗАЦИИ УПРАВЛЕНИЯ ПУЧКАМИ ЛИНИЙ  
В СЕТИ ДАЛЬНОЙ СВЯЗИ С ХЕРАРХИЧЕСКОЙ  
ДВУХСЛОЙНОЙ СТРУКТУРОЙ**

**Резюме**

Эта статья представляет метод и алгоритм оптимизации управления двумя независимыми трактами пучков связи в херархической двухслойной сети дальней связи SDH.

Janusz Bieńkowski

**THE METHOD AND THE PROGRAMME OF OPTIMIZATION  
OF DIRECTING OF GROUPS OF CIRCUITS  
IN THE HIERARCHICAL (TWO-LEVEL)  
TRANSMISSION NETWORK**

**S u m m a r y**

The method and the algorithm of the economic optimization of directing of groups of circuits by two independent ways in the hierarchical, two-levels transmission network SDH, were presented.

Janusz Bieńkowski

**LA METHODE ET LE PROGRAMME D'OPTIMISATION  
DE REACHEMINEMENT DES FAISCEAUX DES CIRCUITS  
DANS UN RESEAU HIERARCHIQUE DE TRANSMISSION**

**R é s u m é**

L'article présente la méthode et l'algorithme du programme d'optimisation économique du réacheminement de deux voies autonomes des faisceaux des circuits dans un réseau de transmission hiérarchique (SDH) de deux niveaux.

Janusz Bieńkowski

**VERFAHREN UND PROGRAMM DER ÖKONOMISCHEN  
OPTIMIERUNG VON STEUERUNG DER LEITUNGSBÜNDEL  
IN HIERARCHISCHER, AUS ZWEI SCHICHTEN BESTEHENDER  
ÜBERTRAGUNGSNETZ**

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

Verfahren und Algorithmus des ökonomischen Optimierungsprogramms von Steuerung der Leitungs­bündel über zwei unabhängige Wege in hierarchischer, aus zwei Schichten bestehender Übertragungsnetz ist dargestellt worden.

5

6

7

8

Paweł Kliś

621.314.6

## KONCEPCJA ZESPOŁU PROSTOWNIKOWEGO O CZĘSTOTLIWOŚCI PRZETWARZANIA 100 kHz

W artykule przeanalizowano istniejące rozwiązania zespołów prostownikowych pierwotnie taktowanych o wysokiej częstotliwości przetwarzania. Przedstawiono koncepcję układu zespołu prostownikowego o częstotliwości przetwarzania 100 kHz.

### 1. ANALIZA ISTNIEJĄCYCH ROZWIĄZAŃ

Zespoły prostownikowe stosowane w telekomunikacji wykorzystują w szerokim zakresie technikę przetwarzania energii z wysoką częstotliwością. W zespołach prostownikowych pierwotnie taktowanych można wydzielić następujące główne obwody:

- obwód wejściowy, zawierający filtr przeciw zakłóceniom radioelektrycznym, układ ograniczania prądu włączenia, prostownik diodowy, układ stabilizatora wstępnego i filtr pojemnościowy;
- obwód przetwarzania mocy, będący przetwornicą napięcia stałego;
- obwód wyjściowy, zawierający filtr wygładzający i filtr przeciw zakłóceniom radioelektrycznym;
- obwód sterująco-kontrolny.

W przetwarzaniu wyprostowanego napięcia sieciowego była do niedawna najczęściej stosowana topologia przetwornic w układzie dwutranzystorowej, podwójnej przetwornicy jednotaktowej (przepustowej), przetwornicy w układzie półmostka lub pełnego mostka, sterowanej impulsami o stałej częstotliwości i zmiennym wypełnieniu (PWM). Topologie te są wykorzystywane głównie w zespołach prostownikowych o mocach wyjściowych powyżej 500 W.

Stałe dążenie do poprawy parametrów zespołów prostownikowych, tj. ich sprawności, dynamiki, zmniejszenia wymiarów i wagi, prowadzi do zwiększania częstotliwości pracy stopnia przetwarzania mocy. Zwiększanie częstotliwości pracy przetwornicy z PWM powoduje proporcjonalne zwiększenie strat związanych z przełączaniem tranzystorów mocy oraz wzrost strat związanych z indukcyjnościami rozproszenia i pojemnościami elementów półprzewodnikowych. Energia gromadzona w pojemnościach wyjściowych tych elementów jest tracona w nich, gdy elementy te ulegają włączaniu przy wysokim napięciu. Wpływ elementów pasożytniczych jest tym większy, im większa jest częstotliwość pracy przetwornicy.

W celu ograniczenia strat mocy w czasie przełączania oraz przepięć powodowanych pojemnościami złączy elementów aktywnych przetwornic stosuje się technikę przełączania "w zerze" napięcia (ZVS). Technika ta polega na kształtowaniu przebiegu napięcia na diodach i tranzystorach mocy MOSFET wykorzystywanych jako elementy aktywne w układach przetwarzania z wysoką częstotliwością tak, aby napięcie na tych elementach zostało sprowadzone do zera, zanim nastąpi ich włączenie. Technika przełączania "w zerze" napięcia (ZVS) jest wykorzystywana głównie w przetwornicach rezonansowych. Przetwornice te wymagają sterowania impulsami o zmiennej częstotliwości, by sprostać zmianom obciążenia w szerokich granicach, oraz stosowania elementów mocy o wyższym napięciu, ponieważ przy sinusoidalnym kształcie napięcia i/lub prądu wartości szczytowe oraz skuteczne są znacznie wyższe w odniesieniu do wartości napięć i prądów klasycznej przetwornicy sterowanej z PWM.

Innym niekorzystnym zjawiskiem pojawiającym się w przetwornicach wykorzystujących technikę ZVS jest powstawanie oscylacji pomiędzy pojemnościami złączowymi diod prostowniczych i indukcyjnościami transformatora, mających niekorzystny wpływ na pracę stopnia mocy. Problemy te częściowo są rozwiązywane przez zastosowanie techniki wielorezonansowej (*multi-resonant*). W przetwor-

nicach wielorezonansowych (MRC) tworzy się obwody wielorezonansowe, zbudowane z pojemności i indukcyjności, zapewniające uzyskanie przełączania elementów aktywnych "w zerze" napięcia, bez niekorzystnego wpływu pojemności złączowych prostownika. Obwód wielorezonansowy umożliwi włączenie do obwodu rezonansowego wszystkich głównych elementów pasożytniczych, włączając w to pojemności wyjściowe tranzystorów mocy, pojemności złączowe diod oraz indukcyjności rozproszenia transformatora. Technika ta umożliwi zatem pracę przetwornic z wysoką częstotliwością i przełączaniem wszystkich elementów półprzewodnikowych "w zerze" napięcia, wymaga to jednak sterowania zmienną częstotliwością, co nie pozostaje bez wpływu na wymiary i wagę przetwornicy, a także złożoność układu sterowania.

Przetwornice rezonansowe są konstruowane z zastosowaniem takich samych układów obwodu mocy, jak przetwornice z PWM. Tranzystory mocy są sterowane impulsami prostokątnymi o zmiennej częstotliwości, bliskiej częstotliwości rezonansowej. Amplituda napięcia i/lub prądu w obwodzie rezonansowym, a zatem również napięcia na wyjściu przetwornicy, zależy w sposób odwrotnie proporcjonalny do częstotliwości sygnału sterującego.

Przetwornice quasi-rezonansowe łączą w sobie zalety przetwornic rezonansowych i przetwornic z PWM. Praca rezonansowa wykorzystywana jest w czasie włączania elementu kluczującego przy napięciu dren-źródło bliskim zeru. W pozostałym okresie pracy przetwornica pracuje jak przetwornica z PWM przy stałej częstotliwości pracy. W przetwornicach o topologii mostka regulacja napięcia wyjściowego jest uzyskiwana przez przesunięcie fazowe sygnałów sterujących poszczególnymi gałęziami mostka. Sygnały sterujące tranzystorami mocy są ciągami impulsów prostokątnych o stałym, bliskim 50% wypełnieniu i stałej częstotliwości. Obwód rezonansowy jest utworzony z indukcyjności, którą może być indukcyjność rozproszenia transformatora mocy lub dodatkowa indukcyjność oraz pojemności wyjściowych tranzystorów mocy MOSFET.



Problemami pojawiającymi się przy stosowaniu tej topologii, poza oscylacjami w obwodzie prostownika diodowego, są: ograniczony zakres obciążeń, przy których zachodzi przełączanie "w zerze" napięcia tranzystorów mocy, a także stosunkowo złożony układ regulacji. Problemy dotyczące ograniczonego zakresu ZVS są rozwiązywane przez zwiększenie indukcyjności rozproszenia transformatora, co ma niekorzystny wpływ na sprawność przetwornicy, zastąpienie indukcyjności rozproszenia transformatora nasycającym się dławikiem jako elementem obwodu rezonansowego lub dodaniem obwodu komutacyjnego, złożonego z małego dławika i dwóch diod. Zwiększona indukcyjność rozproszenia powoduje poprzez interakcję z pojemnościami diod prostowniczych przepięcia i oscylacje pasożytnicze, które mogą być zredukowane przez różnego rodzaju niskostratne, aktywne lub bierne układy odciążające. W świetle ostatnich publikacji [1], najkorzystniejszym wariantem rozwiązywania problemów związanych z tą topologią jest zastosowanie w obwodzie wyjściowym sterowanych PWM wzmacniaczy magnetycznych.

Przetwornice napięcia stałego, stanowiące obwód przetwarzania mocy zespołów prostownikowych pierwotnie taktowanych, są zasilane napięciem, którego źródłem jest kondensator filtru wejściowego. Jeśli układ przetwornicy nie zapewnia poboru prądu sinusoidalnego z sieci zasilającej, jest wymagane stosowanie w obwodzie wejściowym układu korygującego kształt i przesunięcie fazowe pobieranego prądu tak, aby zespół prostownikowy spełniał wymagania stawiane przez normę EN 60555, dotyczące zawartości harmonicznego prądu wejściowego. Układ ten jest stabilizatorem wstępnym, uniezależniającym ponadto napięcie zasilające stopień mocy od wahań wejściowego napięcia zasilającego. W układzie stabilizatora wstępnego mogą być zastosowane topologie impulsowego stabilizatora szeregowego, równoległego oraz przetwornicy dwu- lub jednotaktowej. Z wymienionych wyżej układów tylko układ stabilizatora równoległego i układy obu przetwornic zapewniają dobrą korekcję kształtu oraz przesunięcia

fazowego prądu, a więc współczynnika mocy, natomiast tylko stabilizator równoległy umożliwia zastosowanie tranzystora kluczującego na napięcie 450 V. Niekorzystną cechą tego rozwiązania jest brak ochrony przed zwarciami na wyjściu stabilizatora oraz brak możliwości ograniczania prądu włączenia, ładującego kondensator wyjściowy układu. Stabilizator równoległy umożliwia stabilizację napięcia wyjściowego na poziomie wyższym od najwyższej szczytowej wartości napięcia sieci zasilającej.

Dodatnią cechą układu stabilizatora równoległego jest mniejsza, w porównaniu z innymi konfiguracjami, wielkość dławika, ponieważ gromadzi on tylko część energii wymaganej do naładowania pojemności wyjściowej, pozostała część energii jest dostarczana z sieci zasilającej w czasie demagnesacji dławika.

Stabilizator równoległy może pracować ze stałą lub zmienną częstotliwością, w trybie kontroli prądu dławika. Jako źródło prądowego sygnału odniesienia jest wykorzystywany sygnał, będący iloczynem napięcia wyjściowego stabilizatora i wejściowego sinusoidalnego napięcia zasilającego. Z prądowym sygnałem odniesienia jest porównywany szczytowy lub średni prąd dławika. Tranzystor stabilizatora wyłącza się w chwili osiągnięcia przez szczytowy lub średni prąd dławika poziomu określanego przez wartość prądu odniesienia. Jest to koniec okresu gromadzenia energii w dławiku. Ponowne włączenie tranzystora może następować po oddaniu części lub całości zgromadzonej energii do kondensatora wyjściowego stabilizatora, częstotliwość kluczenia tranzystora zmienia się wówczas w szerokich granicach lub po podaniu impulsu zegarowego - w trybie pracy ze stałą częstotliwością. Podczas pracy ze zmienną częstotliwością jest zachowany ciągły prąd dławika.

Ograniczanie prądu włączania realizuje się przez włączenie w obwód ładowania kondensatora wyjściowego stabilizatora wstępnego:

- rezystancji, zwieranej w stanie ustalonym stykami przekaźnika;
- triaka lub termistora włączonego w szereg z zaciskami wejściowymi sieci zasilającej;

- półprzewodnikowego elementu mocy ( tranzystora MOSFET, tranzystora IGBT) włączonego w szereg z wyjściem prostownika sieciowego emulującego zmienną rezystancję.

Układy ograniczania prądu z aktywnymi elementami półprzewodnikowymi wymagają układów sterowania tymi elementami, mogą one reagować szybciej na krótkie zaniki napięcia zasilającego, redukując powstające w momentach powrotu napięcia zasilającego udary prądowe.

## 2. KONCEPCJA UKŁADU ZESPOŁU PROSTOWNIKOWEGO

Przyjęto założenie, że nowoczesny układ zespołu prostownikowego powinien charakteryzować się:

- małymi gabarytami,
- wysoką sprawnością,
- wysokimi parametrami statycznymi i dynamicznymi,
- dużą niezawodnością,
- małymi kosztami wytwarzania.

Założono również, że opracowanie koncepcji zespołu prostownikowego powinno zaowocować w niedalekiej przyszłości opracowaniem modelu zespołu prostownikowego, a zatem koncepcja ta powinna być realizowalna w istniejących w chwili obecnej warunkach.

Układ zespołu prostownikowego powinien zapewniać uzyskanie mocy wyjściowej powyżej 600 W, przy znamionowym napięciu 48 V.

Spełnienie warunku małych wymiarów zespołu prostownikowego wiąże się ze zwiększoną częstotliwością przetwarzania. Wydaje się, że - przy zastosowaniu jako kluczy tranzystorów MOSFET - optymalną częstotliwością pracy transformatora mocy będzie 100 kHz. Wpływa to również na możliwości wykorzystania dostępnych niskostatnych rdzeni ferrytowych, umożliwiających przenoszenie mocy z tą częstotliwością.

Z analizy układów przetwornic napięcia stałego, stanowiących układ przetwarzania mocy w zespołach prostownikowych, najatrakcyjniejszy wydaje się układ przetwornicy mostkowej z tranzystorami mocy MOSFET, wyłączanymi w "zerze" napięcia dren-źródło, sterowanej przesuwnikiem fazy. Korzystnymi cechami tego rozwiązania są:

- dobre wykorzystanie elementów półprzewodnikowych, tj. tranzystorów mocy i diod, z powodu małych strat przewodzenia w tych elementach;
- małe straty związane z przełączaniem.

Dodatkowymi, dodatnimi cechami tego układu są: niskie zakłócenia radioelektryczne, pełna integracja elementów pasywnych (tj. pojemności złączowych, indukcyjności rozproszenia oraz diod tranzystorów MOSFET) w proces przetwarzania mocy, a także niewielka energia gromadzona w dodatkowych elementach pasywnych, kształtujących przebiegi napięć i prądów.

Schemat blokowy zespołu prostownikowego przedstawiono na rys. 1. Napięcie wejściowe podaje się na wejście filtra przeciw zakłóceniom radioelektrycznym F1, a następnie jest ono prostowane dwupołkowo przez mostek diodowy. Pomiędzy mostkiem diodowym i filtrem przeciw zakłóceniom radioelektrycznym włącza się rezystor  $R_0$ , ograniczający prąd ładowania kondensatora wyjściowego C1 układu stabilizatora wstępnego. Rezystor ten w stanach ustalonych jest zwierany stykami przełącznika. Przełącznik wzbudza się sygnałem z układu kontroli obwodów wejściowych. Układ ten kontroluje poziom napięcia wejściowego, poziom napięcia wyjściowego zasilacza pomocniczego oraz poziom napięcia wyjściowego stabilizatora wstępnego. Generuje on w odpowiedniej sekwencji sygnały włączania do pracy poszczególnych układów zespołu prostownikowego i wyłączania ich z pracy w przypadku przekroczenia założonych tolerancji napięć.



Jeśli napięcie sieci zasilającej pozostaje w granicach tolerancji oraz ustaliły się napięcia wyjściowe zasilacza pomocniczego, zwarcia ulega rezystor ograniczający, jest kasowany również sygnał blokady pracy stabilizatora wstępnego. Niezbędna różnica czasu wymagana do zachowania kolejności włączenia stabilizatora po zwarcia rezystora ograniczającego jest ustalona czasem wolnego startu stabilizatora. Stopień mocy włącza się po ustaleniu się napięcia wyjściowego stabilizatora wstępnego. Sygnał blokady podawany z układu sterowania i kontroli blokuje pracę stabilizatora wstępnego i stopnia mocy.

Wyprostowane napięcie wyjściowe jest stabilizowane na poziomie 380 V przez stabilizator wstępny, skonstruowany w układzie impulsowego stabilizatora równoległego. Stabilizator ten zapewnia jednocześnie korekcję kształtu prądu pobieranego z sieci przez zespół prostownikowy tak, aby był on sinusoidalny i w fazie z napięciem wejściowym. Stabilizator pracuje synchronicznie ze stopniem mocy. Praca synchroniczna prowadzi do zmniejszenia energii gromadzonej w pojemności wyjściowej stabilizatora, ponieważ część energii przetwarzanej w stopniu mocy jest pobierana bezpośrednio z sieci. Ma to istotny wpływ na żywotność kondensatora C1.

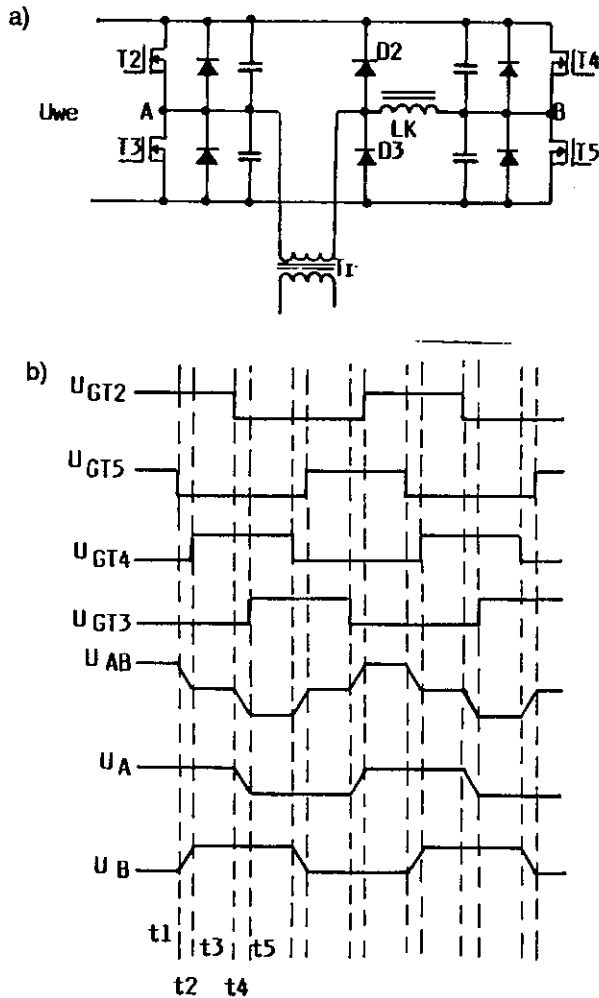
Układ sterowania stabilizatora wstępnego zawiera układ regulatora pracującego w trybie kontroli wartości średniej prądu, sterujący tranzystorem T1 z częstotliwością 100 kHz oraz generator, będący źródłem impulsów zegarowych dla regulatora stabilizatora wstępnego i układu sterowania stopniem mocy. Sygnał prądowy jest pobierany z rezystora R1. Stabilizator pracuje z ciągłym prądem dławika L1. Ma to korzystny wpływ na zmniejszenie generacji zakłóceń, a zatem na wymiar filtra przeciw zakłóceniom radioelektrycznym. Pozwala również zmniejszyć pojemność kondensatora wejściowego stabilizatora, wprowadzającą tym samym mniejsze zniekształcenie przebiegu prądu wejściowego. Stabilizacja napięcia na poziomie 380 V umożliwi zastosowanie kondensatorów elektrolitycznych na napięcie 400 V.

Napięcie wyjściowe stabilizatora wstępnego jest przetwarzane przez stopień mocy. Stanowi także źródło napięcia wejściowego impulsowego zasilacza pomocniczego, dostarczającego napięć zasilających układy sterowania i kontroli zespołu prostownikowego. Zasilacz ten jest tym samym obciążeniem wstępnym stabilizatora. Zasilacz pomocniczy powinien pracować w zakresie napięć wejściowych od 240 V do 400 V.

Jak wspomniano wyżej, stopniem mocy jest przetwornica w układzie pełnego mostka z tranzystorami MOSFET T2, T3, T4 i T5, transformatorem mocy Tr oraz włączonym szeregowo z uzwojeniem pierwotnym transformatora dławikiem komutacyjnym LK. W przetwornicy obwód rezonansowy, zapewniający włączanie tranzystorów mocy "w zerze" napięcia dren-źródło, jest utworzony przez indukcyjność dławika LK, indukcyjność rozproszenia transformatora mocy i pojemności wyjściowe tranzystorów mocy. Tranzystory mostka są sterowane impulsami prostokątnymi o wypełnieniu bliskim 50% i przesuniętymi w fazie o 180°. Regulacji napięcia wyjściowego dokonuje się przez przesunięcie fazowe pomiędzy impulsami sterującymi tranzystorami poszczególnych gałęzi mostka. Energia z obwodu pierwotnego jest przesyłana na wyjście przetwornicy w okresach jednoczesnego przewodzenia tranzystorów znajdujących się na przekątnej mostka.

Zasada działania przetwornicy oraz mechanizm tzw. "miękkiego włączania" zostaną wyjaśnione za pomocą uproszczonych przebiegów sterowania poszczególnymi tranzystorami przetwornicy, napięć w punktach środkowych gałęzi mostka oraz napięcia na transformatorze mocy (rys. 2). Na schemacie zamieszczonym obok odpowiednich wykresów pokazano obwód stopnia mocy. Nie oznaczone diody są diodami dren-źródło tranzystorów MOSFET, a diody D2 i D3 - diodami odciążającymi, zaś kondensatory przedstawiają pojemności wyjściowe tranzystorów.

W stanie wyjściowym (okres  $t_1$ ) przewodzą tranzystory T2 oraz T5, a energia z obwodu pierwotnego jest przekazywana na wyjście.



Rys. 2. Stopień mocy przetwornicy

a) schemat stopnia mocy; b) przebiegi napięcia stopnia mocy

$U_{GT2}$  -  $U_{GT5}$  - przebiegi sterujące tranzystorami stopnia mocy;  
pozostałe oznaczenia w tekście



W chwili  $t_2$  zostaje wyłączony tranzystor T5, co przerywa przekazywanie energii do obwodu wtórnego. Napięcie w punkcie B zaczyna wzrastać do wartości  $U_{we} + U_{D_4}$ , napięcie na transformatorze spada do zera i zaczyna przewodzić dioda tranzystora T4.

W chwili  $t_3$  zostaje włączony tranzystor T4. Odbywa się to bez strat, ponieważ napięcie dren-źródło tranzystora jest bliskie zera. Rozładowywana jest pojemność wyjściowa tranzystora T4. W tej chwili są włączone tranzystory T2 i T4.

W chwili  $t_4$  zostaje wyłączony tranzystor T2. Napięcie w punkcie A zaczyna spadać do zera, zaczyna przewodzić dioda tranzystora T3, energia nadal nie jest przekazywana na wyjście przetwornicy.

W chwili  $t_5$  zostaje włączony tranzystor T3, również bez strat, ponieważ napięcie dren-źródło tego tranzystora jest bliskie zera. Przewodzą tranzystory T3 i T4, a zatem kierunek prądu w uzwojeniu pierwotnym transformatora oraz w dławiku komutacyjnym zmienia kierunek i energia przepływa z obwodu pierwotnego do wtórnego. Przeladowywanie pojemności wyjściowych tranzystorów mocy jest wspomagane przez dławik komutacyjny, podtrzymujący przepływ prądu w obwodzie pierwotnym. Sytuacja ta powtarza się dla drugiej gałęzi mostka. Indukcyjność dławika komutacyjnego powinna być wystarczająco duża, aby zapewniał on "miękkie" włączanie tranzystorów mocy również w przypadkach, gdy okres przepływu energii przez obwód pierwotny jest bardzo krótki. Ma to miejsce podczas pracy zespołu prostownikowego przy bardzo małym obciążeniu oraz w stanie zwarcia.

Napięcie uzwojenia wtórnego przetwornicy jest prostowane przez prostownik diodowy i filtrowane przez filtr indukcyjno-pojemnościowy. Na wyjściu zespołu prostownikowego znajduje się filtr F2 przeciw zakłóceniom radioelektrycznym.

Układ sterowania stopniem mocy zawiera układy sterowania tranzystorami mocy oraz modulator, zapewniający przez transformator prądowy  $T_p$  kontrolę prądu w obwodzie pierwotnym. Sygnał wyma-

gany do realizacji przesunięcia fazowego, proporcjonalny do napięcia i prądu wyjściowego, jest przesyłany z układu regulacyjno-kontrolnego. Praca stopnia mocy odbywa się synchronicznie z pracą stabilizatora wstępnego, sterowaną sygnałem zegara znajdującego się w układzie sterowania stabilizatora wstępnego. Tranzystory pracują z częstotliwością 50 kHz, a częstotliwość pracy transformatora wynosi 100 kHz.

Układ regulacyjno-kontrolny powinien zapewniać:

- wyłączenie z pracy zespołu prostownikowego w przypadku przekroczenia dopuszczalnego napięcia wyjściowego; funkcja ta w połączeniu z kontrolą minimalnego prądu wyjściowego, poniżej  $0,05 I_n$ , umożliwi selektywne wyłączenie zespołu prostownikowego wymuszającego zbyt wysokie napięcie przy pracy równoległej kilku zespołów prostownikowych; wysyłany powinien być wówczas sygnał alarmu; stan ten powinien być sygnalizowany świeceniem się czerwonej diody;
- zdalne wyłączenie zespołu prostownikowego sygnałem zewnętrznym;
- wyłączenie z pracy zespołu prostownikowego na skutek przekroczenia dopuszczalnej temperatury radiatorów elementów półprzewodnikowych; wysyłany powinien być wówczas sygnał alarmu i stan ten powinien być sygnalizowany świeceniem się czerwonej diody;
- równomierny rozptyw prądów wyjściowych pracujących równolegle zespołów prostownikowych; realizacja tej funkcji może odbywać się poprzez porównanie wartości średniej prądu obciążenia równej wartości prądu obciążenia wszystkich zespołów prostownikowych podzielonej przez ich liczbę z wartością prądu dostarczanego przez dany zespół prostownikowy, oraz taką korekcję jego napięcia wyjściowego, by prąd wyjściowy zespołu prostownikowego był równy wartości średniej prądu obciążenia; ustalanie wartości średniej prądu

obciążenia odbywa się w tym przypadku poprzez jedнопrzewodową magistralę równomiernego rozptywu prądu, od której zespół prostownikowy powinien być odłączany w przypadkach wystąpienia sygnału alarmu;

- zdalne sterowanie sygnałem analogowym lub cyfrowym, poprzez zmianę napięcia odniesienia regulatora napięcia wyjściowego zespołu prostownikowego; ten sposób sterowania zapewnia realizację dodatkowych funkcji spełnianych przez siłownię telekomunikacyjną, w skład której wchodzi zespoły prostownikowe, a mianowicie ładowanie napięciem podwyższonym baterii akumulatorów współpracujących z siłownią, a także zmianę napięcia pracy buforowej w funkcji zmian temperatury otoczenia baterii; sygnał sterujący jest podawany przez kontroler siłowni;
- wysyłanie sygnału blokady do układu kontroli obwodów wejściowych oraz sygnału alarmu na zewnątrz;
- ręczne ustawianie napięcia wyjściowego w ustalonych granicach oraz zmniejszanie poziomu ograniczenia prądu wyjściowego.

Układ regulacji powinien zapewniać realizację charakterystyki zewnętrznej zespołu prostownikowego typu IPU, tzn. stabilizowanego prądu wyjściowego, stałej mocy wyjściowej i stabilizowanego napięcia wyjściowego.

Pomiar napięcia i prądu wyjściowego zespołu prostownikowego odbywa się poprzez gniazda pomiarowe.

Zespół prostownikowy powinien sygnalizować, poza wspomnianymi wyżej stanami, włączenie do pracy, przekroczenie poziomu dopuszczalnego napięcia wyjściowego oraz przejście na charakterystykę ograniczenia prądowego.

Równolegle z opracowywaniem koncepcji zespołu prostownikowego prowadzono badania wstępnie opracowanego modelu laboratoryjnego obwodu głównego zespołu prostownikowego. Przed przyjęciem ostatecznej koncepcji przedstawionej powyżej, obwód główny skonstruowano w układzie pełnego mostka z tranzystorami MOSFET,

sterowanymi scalonym regulatorem typu SG 3825. Stopień mocy był zasilany ze stabilizatora wstępnego pracującego ze zmienną częstotliwością i regulatorem pracującym w trybie kontroli szczytowego prądu dławika. Napięcie wyjściowe stabilizatora wstępnego zostało ustawione na 380 V. Tranzystory obwodu głównego były sterowane sygnałami o zmiennej szerokości impulsu z częstotliwością 50 kHz, transformator pracował z częstotliwością 100 kHz. Przeprowadzono wstępne badania, których wynik okazał się niezadowolający. Nie udało się uzyskać dla założonej mocy wyjściowej ok. 600 W, sprawności wyższej od 84%. Wyniki te potwierdzają wniosek, że dla zespołów prostownikowych pracujących z częstotliwościami rzędu setek kHz właściwą metodą ograniczenia strat związanych z przełączaniem tranzystorów mocy jest zastosowanie techniki przełączania "w zerze" (ZVS). Znalazło to wyraz w opracowaniu ostatecznej koncepcji układu zespołu prostownikowego.

### 3. WNIOSEK KOŃCOWY

Opracowana koncepcja zespołu prostownikowego stanowi fazę wstępną do wykonania modelu zespołu prostownikowego. Celowe byłoby zatem kontynuowanie prac zmierzających do opracowania oraz wykonania zespołu prostownikowego o prądzie wyjściowym 10 A i mocy wyjściowej ok. 600 W oraz częstotliwości pracy około 100 kHz.

### WYKAZ LITERATURY

1. Brkovič M., Pietkiewicz A., Čuk S.: Novel soft-switching full-bridge converter with magnetic amplifiers. Proceedings of Intelec, No. 5-7, 1995, p. 155-162.
2. Machin N., Vescovi T.: Very high efficiency techniques and their selective application to the design of a 70 A rectifier. Proceedings of Intelec, 1993.

3. Pietkiewicz A., Tollik D.: Operation of high power soft-switched phase-shifted full-bridge DC-DC converter under extreme conditions. Proceedings of Intelec, 1994.
4. Redl R., Balogh L., Edwards W.: Switch transitions in the soft-switching full bridge PWM phase-shift DC/DC converter: analysis and improvements. Proceedings of Intelec, 1993.
5. Suntio T., Keranen T., Tulkki J.: Novel ways to improve rectifier performance from power systems reliability viewpoint. Proceedings of Intelec, 1993.

Павел Клись

**ПРОЕКТ БЛОКА ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ  
С ПРЕОБРАЗОВАННОЙ ЧАСТОТОЙ 100 кГц**

**Резюме**

Настоящая статья представляет анализ существующих проектов состава выпрямителей, первоначально тактированных, с высокой частотой преобразования. Здесь была также указана идея состава выпрямителей с частотой преобразования 100 кГц.

Paweł Kliś

**THE CONCEPTION OF THE RECTIFIER  
WITH THE CONVERSION FREQUENCY 100 kHz**

**S u m m a r y**

In the paper, the existing realizations of the switched mode rectifier with a high switching frequency, were analysed thoroughly. The conception of the rectifier with the switching frequency 100 kHz was presented.

Paweł Kliś

**CONCEPTION DE REDRESSEUR A DECOUPAGE  
A FREQUENCE DE CONVERSION 100 kHz**

**R é s u m é**

L'article examine les solutions existentes des redresseurs à découpage, à haute fréquence de découpage. On y présente la conception de redresseur à fréquence de découpage 100 kHz.

Paweł Kliś

**KONZEPTION DES GLEICHRICHTERSATZ  
MIT UMSETZUNGSFREQUENZ VON 100 kHz**

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

Bestehende Lösungen der primär getakteten Gleichrichtersätze mit hoher Umsetzungsfrequenz sind untersucht worden. Konzeption des Gleichrichtersatzes mit Umsetzungsfrequenz von 100 kHz ist dargestellt worden.

2

1

0

1

## AUTORZY



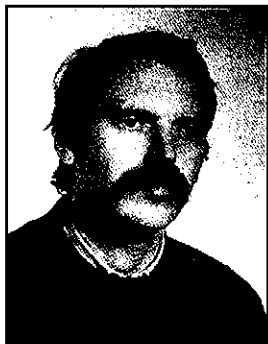
Dr Janusz Bieńkowski urodził się w 1939 r. w Józefowie. Po ukończeniu studiów na Wydziale Matematyczno-Fizycznym Uniwersytetu Warszawskiego pracował w latach 1963-1976 w Instytucie Energetyki, gdzie badał metody numeryczne w energetyce. W 1975 r. na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej uzyskał stopień doktora nauk technicznych w zakresie ww. metod. Od 1977 r. (z przerwą od 1980 r. do 1991 r.) do chwili obecnej pracuje na stanowisku adiunkta w Zakładzie Sieci Telekomunikacyjnych Instytutu Łączności, zajmując się komputerową optymalizacją sieci teletransmisyjnych.



Mgr inż. Marek Kałuski urodził się w 1947 r. w Miastku. Studia na Wydziale Elektroniki Politechniki Wrocławskiej ukończył w 1970 r. W tym samym roku rozpoczął pracę w Oddziale Wrocławskim Instytutu Łączności. Aktualnie pracuje w Zakładzie Kompatybilności Elektromagnetycznej na stanowisku kierownika Pracowni Anten i Pól Elektromagnetycznych. Zajmuje się zagadnieniami numerycznego modelowania anten, metro-



logii antenowej oraz problemami ochrony środowiska przed promieniowaniem elektromagnetycznym.



Inż. Paweł Kliś urodził się w 1952 r. w Warszawie. W 1976 r. ukończył Wydział Elektryczny Wyższej Szkoły Inżynierskiej w Opolu. Po ukończeniu studiów podjął pracę w Zakładzie Energetyki Łączności Instytutu Łączności. Zajmuje się opracowywaniem urządzeń zasilających dla telekomunikacji. Jest autorem i współautorem kilku patentów.



Dr inż. Mirosław Pietranik urodził się 30 maja 1936 r. w Grzybowie. Ukończył studia na Wydziale Łączności Politechniki Wrocławskiej w 1961 r. Stopień doktora nauk technicznych uzyskał w 1974 r. w Instytucie Łączności w Warszawie. Przez cały okres swojej aktywności zawodowej zajmuje się zagadnieniami kompatybilności elektromagnetycznej. W chwili obecnej jest kierownikiem Pracowni Badania Zakłóceń i Odporności na Zakłócenia w Zakładzie Kompatybilności Elektromagnetycznej w Oddziale Wrocławskim Instytutu Łączności.



Mgr inż. Piotr Tyrawa urodził się w 1940 r. w Nakle. W 1966 r. ukończył studia na Wydziale Elektroniki Politechniki Wrocławskiej (specjalność radiotechnika). W tym samym roku rozpoczął pracę w Oddziale Wrocławskim Instytutu Łączności. Aktualnie pracuje w Zakładzie Kompatybilności Elektromagnetycznej w Pracowni Anten i Pól Elektromagnetycznych na stanowisku starszego specjalisty badawczo-technicznego. Zajmuje się głównie zagadnieniami projektowania anten i urządzeń antenowych, techniką pomiarową anten, w tym badaniami homologacyjnymi, a także kompatybilnością elektromagnetyczną anten. Jest rzeczoznawcą SEP w dziale elektroniki.



Dr inż. Ryszard Żarko urodził się 5 października 1930 r. w Brześciu n/Bugiem. Ukończył studia magisterskie na Politechnice Wrocławskiej w 1956 r. Stopień doktora nauk technicznych uzyskał w 1964 r. na Wydziale Łączności Politechniki Wrocławskiej. Przez cały okres swojej pracy jest związany z Politechniką Wrocławską, pracując najpierw w Katedrze Techniki Odbiorczej (kierowanej przez prof. W. Rotkiewicza), a następnie - aż do chwili obecnej - w Instytu-

cie Telekomunikacji i Akustyki. Zajmuje się problemami odporności na zakłócenia w odbiorze radiowym i telewizyjnym.

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

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

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