

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

---

PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

NR 94

---

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

## SPIS TREŚCI

N-1	1. Andrzej Karwowski, Paweł Buda — Metoda prognozowania stref ochronnych wokół długo- i średniofalowych nadawczych anten radiofonicznych . . . . .	3
Z-2	2. Józef Staniek — Przyczynek do badań struktury ruchomych sieci radiotelefonicznych	29
—3	3. Edward Golan, Bogusław Grochowina, Leszek Latos — Wykorzystanie linii radiowej o modulacji położenia impulsów (PPM) do transmisji cyfrowej. . . . .	45
Z-204	4. Elżbieta Andrukiewicz — System publicznego klucza jako metoda ochrony informacji w sieciach telekomunikacyjnych . . . . .	55
Z-1	5. Andrzej Woźniak — Wzmacnianie sygnałów wobulowanych w.cz. w szerokim pasmie częstotliwości . . . . .	73

## СОДЕРЖАНИЕ

1.	Андрей Карвовски, Павел Буда — Метод прогнозирования защитных зон вокруг длинно и средневолновых радиовещательных передающих антенн. . . . .	3
2.	Юзэф Станиэк — К вопросу о исследованиях структуры подвижных радиотелефонных сетей . . . . .	29
3.	Эдвард Голян, Богуслав Гроховина, Лешек Лятос — Использование радиорелейной линии с модуляцией положения импульсов (PPM) для цифровой передачи. . .	45
4.	Эльжбета Андрукевич — Система публичного ключа методом защиты информации в сетях дальней связи . . . . .	55
5.	Анджей Возняк — Усиление широкополосных вобулированных в.ч. сигналов. . .	73

## CONTENS

1.	Andrzej Karwowski, Paweł Buda — The method for the safety zone range prediction for medium wave broadcast tower antennas . . . . .	3
2.	Józef Staniek — Contribution to the investigation of mobile radio network's structure	29
3.	Edward Golan, Bogusław Grochowina, Leszek Latos — Utilization of radio links of pulse position modulation (PPM) for a digital transmission. . . . .	45
4.	Elżbieta Andrukiewicz — Public-key cryptosystem as a method of protection of information in telecommunication networks. . . . .	55
5.	Andrzej Woźniak — Amplification of the h.f. wobble signals in the wide frequency band	73

## SOMMAIRE

1.	Andrzej Karwowski, Paweł Buda — Méthode de la détermination des dimensions des zones de sécurité des antennes d'ondes longues et moyennes . . . . .	3
2.	Józef Staniek — La contribution pour les essais de structure des réseaux mobiles radio-téléphoniques . . . . .	29
3.	Edward Golan, Bogusław Grochowina, Leszek Latos — Transmission numérique par faisceau hertzien avec la modulation d'impulsions en position. . . . .	45
4.	Elżbieta Andrukiewicz — Le système de cleft publique comme une méthode de sauvegarde des informations dans le réseau des télécommunications . . . . .	55
5.	Andrzej Woźniak — L'amplification des signaux haute-fréquence vobules dans une large bande . . . . .	73

## INHALTSVERZEICHNIS

1.	Andrzej Karwowski, Paweł Buda — Bestimmungsmethode der Sicherheitsgrenze der LV- und MV- Sendenantennen . . . . .	3
2.	Józef Staniek — Ein Beitrag zur untersuchung der Netzstruktur in beweglichen Landfunkdienst . . . . .	29
3.	Edward Golan, Bogusław Grochowina, Leszek Latos — Ausnutzung der Richtfunklinie mit Pulsphasenmodulation (PPM) zur Übertragung einer Digitalinformation. . .	45
4.	Elżbieta Andrukiewicz — System des öffentlichen Schlüssels als Methode des Informationschutzes in Fernmeldenetzen . . . . .	55
5.	Andrzej Woźniak — Verstärkung der Gewobbelten HF-Signale im breiten Frequenzband . . . . .	73

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

NR 94/1987

WARSZAWA 1987

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

**Komitet Redakcyjny**

**Redaktor Naczelny** — doc. dr inż. *Krystyn Flewko*  
**Z-ca Redaktora Naczelnego** — dr inż. *Stanisław Sońta*

**Redaktorzy działów:**

dr inż. *Alina Karwowska-Lamparska*,  
mgr inż. *Mirosław Żurawski*

**Adres Redakcji:**

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

© Copyright by Instytut Łączności, Warszawa 1987

ISSN 0020-451X

Wydawnictwo nieperiodyczne

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

**Redaktor IŁ** — mgr *Krystyna Juszkiewicz*  
**Redaktor WKŁ** — mgr inż. *Zofia Wodzyńska*

*Andrzej Karwowski,  
Paweł Buda*

621.396.67:614.87

## **METODA PROGNOZOWANIA STREF OCHRONNYCH WOKÓŁ DŁUGO- I ŚREDNIOFALOWYCH NADAWCZYCH ANTEN RADIOFONICZNYCH**

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 1986.04.14

W artykule przedstawiono metodę określania granic stref ochronnych wokół długo- i średniofalowych ośrodków nadawczych. Wyznaczanie rozmiarów stref ochronnych ma pierwszorzędne znaczenie z punktu widzenia ochrony zdrowia ludności przed wpływem szkodliwego promieniowania niejonizującego. Problem został rozwiązany metodami numerycznymi. Rozkład prądu w antenie (układzie anten) wyznaczono metodą momentów, rozwiązując całkowo – różniczkowe równanie typu elektrycznego (typu Pocklingtona). Rozkład pola w strefie bliskiej anten znaleziono na podstawie tzw. formuł Nortona, uwzględniających wpływ skończonej przewodności ziemi. Podano wyniki analizy numerycznej wpływu różnych parametrów na rozmiary stref.

### **1. WPROWADZENIE**

W celu ograniczenia zagrożenia środowiska i ochrony człowieka przed skutkami, jakie może wywołać w jego organizmie długotrwałe przebywanie w polu elektromagnetycznym, w wielu krajach wprowadzono przepisy określające szczegółowe zasady ochrony przed szkodliwym promieniowaniem niejonizującym.

Przepisy obowiązujące w Polsce ustanawiają na obszarze wokół urządzeń wytwarzających pola elektromagnetyczne dwie tzw. strefy ochronne, a mianowicie: strefę ochronną pierwszego stopnia i strefę ochronną drugiego stopnia [1]. Dla poszczególnych stref określa się – zależnie od zakresu częstotliwości – graniczne wartości natężenia pola elektrycznego lub gęstości strumienia energii elektromagnetycznej.

Obok szczegółowych postanowień regulujących m.in. zasady przebywania ludności w poszczególnych strefach i zagospodarowania tych ostatnich, cytowane wyżej przepisy podkreślają znaczenie metod obliczeniowych i badań modelowych jako metod wyznaczania granic stref ochronnych w fazie projektowania urządzeń emitujących energię elektromagnetyczną. Prognoza rozkładu natężenia pola i gęstości strumienia energii ma ważne znaczenie, ponieważ stanowi integralną część wymaganego przepisami wniosku, przedkładanego właściwemu organowi administracji państwowej, o włączenie urządzenia lub obiektu do eksploatacji. Ostatecznie grani-

ce stref ochronnych ustala się na podstawie wyników pomiarów kontrolnych przeprowadzanych w warunkach rzeczywistych.

Jednym z rodzajów źródeł intensywnej emisji energii elektromagnetycznej, stwarzających potencjalnie duże zagrożenie dla środowiska i zdrowia ludności, są radiofoniczne i telewizyjne ośrodki nadawcze. Odnosi się to w szczególności do ośrodków radiofonicznych pracujących w zakresie fal długich i średnich i ma związek z obserwowaną od pewnego czasu tendencją do wykorzystywania w tych zakresach częstotliwości nadajników o bardzo dużej mocy znamionowej. Natężenie pola w pobliżu anten zasilanych dużą mocą może przyjmować wartości zagrażające zdrowiu ludzi – zwłaszcza przy długotrwałej ekspozycji. Istotne znaczenie ma więc znajomość morfologii pola w sąsiedztwie anten, warunkująca skuteczną ochronę przed szkodliwym promieniowaniem.

Celem niniejszego opracowania jest przedstawienie podstawowych przesłanek, założeń, koncepcji i cząstkowych algorytmów wspomaganą komputerem metody prognozowania zasięgu granic stref ochronnych wokół długo- i średniofalowych anten nadawczych. Przy wyborze sposobu podejścia do problemu kierowano się przede wszystkim jego skutecznością i uniwersalnością rozumianą jako możliwość dalszego, systematycznego rozwijania metody w kierunku analizy układów antenowych, a zwłaszcza możliwości uwzględnienia w analizie ewentualnej obecności źródeł wtórnych usytuowanych w sąsiedztwie anteny.

Obok osiągnięcia celu głównego, jakim było opracowanie metody wyznaczania stref ochronnych i towarzyszącego jej oprogramowania użytkowego, praca ma dwa dodatkowe, ważne aspekty, a mianowicie aspekt projektowy i metrologiczny. Wiążą się one, po pierwsze, ze sposobem rozwiązania zagadnienia, który zawiera elementy typowe dla nowoczesnych, wspomaganych maszyną cyfrową, skutecznych metod projektowania anten liniowych i ich układów – zwłaszcza w części poświęconej wyznaczaniu parametrów obwodowych (rozkład prądu, impedancja wejściowa) anten. Z kolei analiza pola bliskiego anten dostarcza przesłanek do ustalenia właściwej metodyki pomiaru silnych pól w bezpośrednim sąsiedztwie źródeł. Temu ostatniemu, ważnemu zagadnieniu jest w całości poświęcony artykuł [2].

### 1.1. Ogólna koncepcja rozwiązania zagadnienia

W zakresie częstotliwości od 0,1 MHz do 10 MHz, obejmującym – według tradycyjnego podziału widma częstotliwości radiowych na zakresy – m.in. fale długie, średnie i pośrednie, granice stref ochronnych ustala się przyjmując za kryterium wartość natężenia pola elektrycznego [1]. Obszar, w którym skuteczna wartość natężenia pola przekracza 20 V/m stanowi strefę ochronną pierwszego stopnia, natomiast obszar, w którym wartość skuteczna natężenia pola zawiera się w granicach od 5 V/m do 20 V/m – strefę ochronną drugiego stopnia. Z analiz teoretycznych, jak i z doświadczeń praktycznych, wiadomo, że pole elektryczne osiąga natężenie rzędu kilku-kilkudziesięciu voltów na metr tylko w stosunkowo niewielkiej (w skali

odległości stosowanej do zagadnień propagacyjnych) odległości od anteny. Z rachunkowego punktu widzenia jest to okoliczność niekorzystna; oznacza ona bowiem konieczność analizy pola bliskiego anten. Jak wiadomo, pole bliskie charakteryzuje się dużą nierównomiernością, określanie zaś jego rozkładu wymaga, w ogólnym przypadku, analizy wszystkich składowych przestrzennych wektorów  $\vec{E}$  i  $\vec{H}$ . Dodatkowo, warunkiem dokładnego określenia morfologii pola bliskiego jest znajomość subtelnej struktury rozkładu prądu wzdłuż anteny lub rozkładu pola w jej aperturze.

Typowym rodzajem anteny nadawczej dla zakresu fal długich i średnich jest niesymetryczny, zasilany u podstawy radiator pionowy. W rozwiązaniach konstrukcyjnych ma on zazwyczaj postać cienkiego masztu stalowego utrzymywanego w pozycji pionowej za pomocą systemu nośnych lin odciążowych. Smukłość konstrukcji jest zwykle na tyle duża, że anteny tego rodzaju zalicza się do grupy tzw. anten liniowych (wg terminologii powszechnie przyjętej w teorii anten).

Pierwotnym parametrem każdej anteny liniowej, determinującym wszystkie jej właściwości, jest rozkład prądu wzdłuż anteny. Z tego powodu zagadnienie wyznaczania rozkładu prądu uważa się za naczelny problem teorii anten liniowych [3, 4]. Zagadnienie to jest zwykle sprowadzane do rozwiązania równania całkowego lub różniczkowo-całkowego dla poszukiwanej funkcji rozkładu prądu. Niestety, ściśle rozwiązanie równań całkowych teorii cienkich anten nie jest dotychczas znane, a jedyną drogą uzyskania przybliżonych, praktycznie użytecznych rozwiązań są metody numeryczne. Od bez mała dwudziestu lat za niemal obowiązującą metodę rozwiązywania zagadnień elektromagnetyzmu stosowanego uważa się metodę momentów. Należy ona do grupy metod bezpośrednich wariacyjnych, a jej idea polega na algebraizacji zagadnienia poprzez sprowadzenie rozwiązywanego równania całkowego do układu liniowych równań algebraicznych ze stałymi współczynnikami. Metodę tę charakteryzuje duża skuteczność, ogólność i dokładność otrzymywanych wyników końcowych. Obszerne omówienie problematyki związanej z zastosowaniem metody momentów do rozwiązywania zagadnień antenowych można znaleźć w monografiach [5, 6, 7].

Punktem wyjścia do analizy pola bliskiego jest przybliżone, konstruowane metodą momentów, rozwiązanie zagadnienia rozkładu prądu wzdłuż anteny. Przy wyznaczaniu rozkładu prądu kluczową rolę odgrywa uproszczenie polegające na założeniu, że antena jest umieszczona nad ziemią idealną (doskonale przewodzącą). Zasadność takiego uproszczenia wynika z następujących przesłanek:

- wpływ skończonej konduktywności ziemi na parametry obwodowe anten pionowych jest stosunkowo niewielki [8, 9, 10].
- w dużej części zakresu fal długich i średnich ziemia o przeciętnych parametrach zastępczych ( $\epsilon = 5 \div 20$ ,  $\sigma = 3 \div 10$  mS/m) [11] ma właściwości zbliżone do przewodnika,
- nadawcze anteny radiofoniczne zwykle są wyposażone w rozbudowaną instalację uziemiającą, skutecznie zwiększającą zastępczą konduktywność ziemi w bezpośrednim sąsiedztwie anteny.

Dodatkowo, przy wyznaczaniu rozkładu prądu i impedancji anteny pominięto wpływ odciągów; te ostatnie zwykle dzieli się bowiem na dostatecznie krótkie odcinki tak, by do niezbędnego minimum ograniczyć ich wpływ na obwodowe i polowe parametry anteny.

O ile rozkład prądu i impedancję anteny można obliczać przy założeniu ziemi idealnej, to pominięcie wpływu skończonej konduktywności ziemi na rozkład pola wokół anteny jest niemożliwe. Zjawiska zachodzące na powierzchni granicznej powietrze-stratna ziemia mają bowiem istotny wpływ na rozkład bliskiego i dalekiego pola anteny, a dokładne określenie tego rozkładu jest jednym z najtrudniejszych problemów teorii anten. Trudności wiążą się przede wszystkim z koniecznością wielokrotnego obliczania tzw. całek Sommerfelda. O skali pojawiających się tutaj trudności rachunkowych może świadczyć fakt, że problematyka obliczania całek Sommerfelda stanowi do dzisiaj przedmiot zainteresowania wielu autorów [12 ÷ 17]. W tej sytuacji, przy rozwiązywaniu zagadnień praktycznych, zwykle odchodzi się od podejścia rygorystycznego na rzecz nadających się do obliczeń praktycznych metod przybliżonych, wykorzystujących klasyczne, uproszczone formuły Nortona lub podobne [3, 12].

Podsumowując podane wyżej uwagi:

- problem obliczania zasięgu granic stref ochronnych jest rozwiązywany w dwóch etapach:
  - 1) rozkład prądu i impedancję wejściową anteny wyznacza się przy założeniu płaskiej, doskonale przewodzącej ziemi; zagadnienie formułuje się analitycznie na gruncie równań różniczkowo-całkowych Pocklingtona, a przybliżone, numeryczne rozwiązanie otrzymanych równań konstruuje się metodą momentów;
  - 2) na podstawie rozkładu prądu wyznaczonego w etapie 1 określa się rozkład pola w otoczeniu anteny; w obliczeniach wykorzystuje się uproszczone formuły Nortona dla pionowego oscylatora elementarnego umieszczonego nad płaską, jednorodną ziemią o skończonej konduktywności.
- zaletą proponowanego podejścia do problemu jest ogólność; metoda umożliwia bowiem analizę anten pojedynczych, układów anten pionowych, a także analizę wpływu źródeł wtórnych umiejscowionych w pobliżu anten.

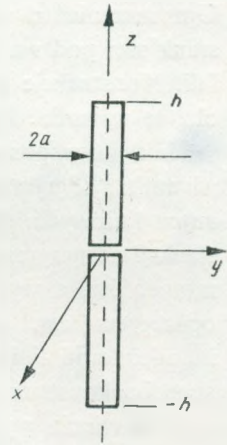
## 2. ANALIZA

### 2.1. Rozkład prądu i impedancja wejściowa anteny liniowej

Rozważmy prostoliniowy, cylindryczny dipol symetryczny, odpowiadający pionowej, zasilanej u podstawy antenie niesymetrycznej, umieszczonej nad płaską, doskonale przewodzącą ziemią (rys. 1).

Różniczkowo-całkowe równanie Pocklingtona dla funkcji  $I(z)$  opisującej rozkład





Rys. 1. Prostoliniowy przewód cylindryczny w układzie współrzędnych

prądu wzdłuż dipola ma postać [4÷7]:

$$\frac{j\eta}{4\pi k} \left( \frac{d^2}{dz^2} + k^2 \right) \int_{-h}^h K(z-z') I(z') dz' = E_z^i(z), \quad (1a)$$

w której

$$K(z-z') = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{e^{-jkR}}{R} d\varphi, \quad (1b)$$

gdzie

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

natomiast  $k$  oznacza liczbę falową wolnej przestrzeni, a  $\eta$  – impedancję właściwą próżni (powietrza). Zmienne  $z$  oraz  $z'$  odnoszą się odpowiednio do punktu obserwacji i punktu źródłowego na poboczniczy dipola, a znaczenie pozostałych oznaczeń wyjaśnia rys. 1.

Występująca po prawej stronie równania (1a) funkcja  $E_z^i(z)$  opisuje rozkład składowej wzdłużnej (równoległej do osi dipola) wektora natężenia zewnętrznego („przyłożonego”) pola elektrycznego na powierzchni bocznej dipola. W zagadnieniu antenowym postać tej funkcji zależy od przyjętego modelu źródła pobudzającego antenę.

Rozwiązanie równania (1a) z dokładnym jądrem  $K(z-z')$ , danym wzorami (1b) i (1c) jest trudne. Z tego powodu jądro to zwykle zastępuje się jego „zredukowanym” odpowiednikiem o postaci:

$$K(z-z') = \frac{e^{-jKR}}{R} \quad (1d)$$

gdzie:

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

Uproszczenie to nie wprowadza dużych błędów dla anten o dostatecznie dużej smukłości pod warunkiem, że promień anteny  $a$  jest znacznie mniejszy od długości fali. Konstrukcje długo- i średniofalowych anten nadawczych zazwyczaj spełniają oba te warunki.

Jak już wspomniano we wstępie, rozwiązanie równania (1a), bądź jego odpowiednika, odgrywa kluczową rolę w analizie obwodowych i polowych parametrów anten liniowych. Opracowany do celów niniejszej pracy, skuteczny algorytm konstrukcji numerycznego rozwiązania równania (1a) wykorzystuje ogólną ideę metody momentów, a wybrany do implementacji komputerowej wariant tej metody jest oparty na tzw. „odcinkami sinusoidalnych” funkcjach wagowych (testujących) i „odcinkami liniowych” funkcjach bazowych. Szczegółowe informacje dotyczące sposobu konstrukcji rozwiązania podano w [7]. Niniejszy artykuł ogranicza się do przedstawienia wyników obliczeń rozkładu prądu dla dwóch reprezentatywnych przykładów anten.

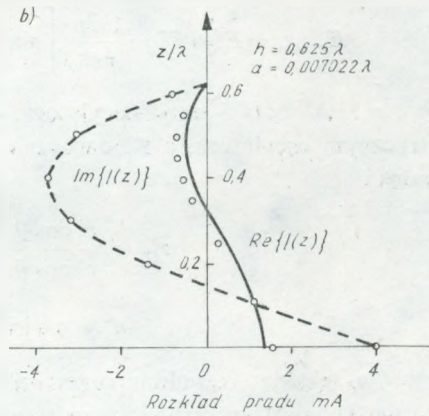
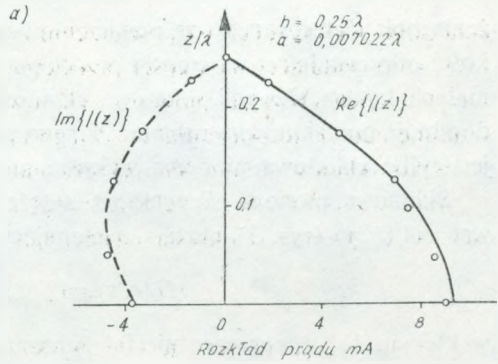
W tablicy 1 zestawiono wyniki obliczeń i pomiarów [18, 19] admitancji wejściowej dipola półfalowego i dipola o długości  $1,25\lambda$ . Z kolei na rys. 2 przedstawiono zmierzone i obliczone, unormowane rozkłady prądu wzdłuż obu anten. Jak widać, zgodność wyników obliczeń z wynikami pomiarów jest bardzo dobra, co świadczy o skuteczności i poprawności przyjętego schematu rozwiązania zagadnienia.

Tablica 1  
Admitancja wejściowa symetrycznego dipola cylindrycznego  
( $h$  – ramię dipola,  $a$  – promień)

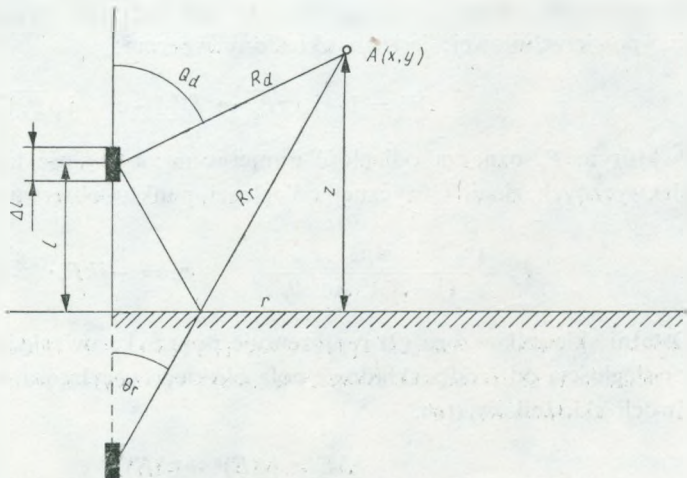
Antena	Obliczenia $Y$ [mS]	Pomiar $Y$ [mS]
$h = 0,25\lambda$ $a = 0,007\ 022\lambda$	$9,0 - j\ 3,45$	$8,9 - j\ 3,46$
$h = 0,625\lambda$ $a = 0,007\ 022\lambda$	$1,38 + j\ 3,96$	$1,5 + j\ 4,0$

## 2.2. Rozkład pola w otoczeniu anteny pionowej

Rozważmy pionowy oscylator elementarny umieszczony w powietrzu nad płaską, jednorodną ziemią o skończonej konduktywności (rys. 3). Właściwości powietrza są scharakteryzowane przez przenikalność elektryczną  $\epsilon_0$ , przenikalność magnetyczną  $\mu_0$  i konduktywność  $\sigma_0 = 0$ , natomiast właściwości elektryczne ziemi przez względną przenikalność elektryczną  $\epsilon$ , przenikalność magnetyczną  $\mu = \mu_0$  i konduktywność  $\sigma \neq 0$ . Przy wyznaczaniu granic stref ochronnych w otoczeniu anten pionowych interesujący jest przede wszystkim obszar odpowiadający stosunkowo niedużym kątom elewacji. O zasięgu stref ochronnych decyduje bowiem wartość natę-



Rys. 2a,b Rozkład prądu wzdłuż symetrycznego dipola cylindrycznego  
 a) dipol półfalowy; b) dipol 1,25λ  
 - - - - - teoria; ○○○○○○ eksperyment [19]



Rys. 3. Oscylator elementarny nad ziemią

żenia pola elektrycznego na powierzchni ziemi lub nad ziemią – w granicach wysokości odpowiadającej wysokości przeciętnej zabudowy. Dla anten pionowych, przy małych kątach elewacji, pionowa składowa wektora natężenia pola elektrycznego dominuje nad składową radialną. Z tego powodu, w dalszych rozważaniach, istotna jest tylko składowa pionowa wektora natężenia pola oscylatora.

Składową pionową  $E_z$  wektora natężenia pola elektrycznego w punkcie obserwacji  $A(x, y)$  (rys. 3) określa następujący wzór:

$$E_z(r, z) = E_{\text{przest}} + E_{\text{pow}} + \Delta E \quad (2)$$

w którym  $E_{\text{przest}}$  reprezentuje falę przestrzenną będącą sumą fali bezpośredniej  $E^d$  i fali odbitej od powierzchni ziemi  $E^r$ :

$$E_{\text{przest}} = E^d + E^r = \frac{k^2 p}{4\pi\epsilon_0} \left[ \sin^2 \theta_d \frac{e^{-jkR_d}}{R_d} + R_v \sin^2 \theta_r \frac{e^{-jkR_r}}{R_r} \right] \quad (3a)$$

gdzie  $p = I \Delta l / j\omega$  ( $I$  – prąd oscylatora,  $\omega$  – częstotliwość kątowna) jest momentem elektrycznym oscylatora, a  $R_v$  oznacza współczynnik odbicia dla fali o polaryzacji pionowej

$$R_v = \frac{\epsilon' \cos \theta_r - \sqrt{\epsilon' - \sin^2 \theta_r}}{\epsilon' \cos \theta_r + \sqrt{\epsilon' - \sin^2 \theta_r}}, \quad (3b)$$

$$\text{a} \quad \epsilon' = \epsilon - j\sigma / (\omega\epsilon_0) \quad (3c)$$

jest tzw. względną, zespoloną przenikalnością elektryczną ziemi.

Drugi składnik wzoru (2) przedstawia tzw. falę powierzchniową.

$$E_{\text{pow}} = \frac{k^2 p}{4\pi\epsilon_0} (1 - R_v) W \frac{e^{-jkR_r}}{R_r} \quad (4a)$$

Występujący w tym wzorze czynnik  $W$  jest nazywany współczynnikiem osłabienia fali powierzchniowej; jest on określony wzorem:

$$W = 1 - j\sqrt{\pi P_e} \cdot e^{-P_e} [1 - \text{erf}(j\sqrt{P_e})] \quad (4b)$$

w którym  $P_e$  oznacza odległość numeryczną; odległość ta zależy od parametrów elektrycznych ziemi i fizycznej odległości punktu obserwacji od źródła pola

$$P_e = \frac{4p_e}{(1 - R_v)^2 \sin^2 \theta_r}, \quad p_e = -jkR_r \cdot \frac{\epsilon' - \sin^2 \theta_r}{2(\epsilon')^2} \quad (4b,c)$$

Ostatni składnik wzoru (2) reprezentuje poprawkę uwzględniającą szybko malejące z odległością od źródła składowe pola bliskiego oscylatora. Poprawka  $\Delta E$  jest sumą dwóch składników, tzn.

$$\Delta E = (\Delta E)^b + (\Delta E)^s \quad (5a)$$

Składnik  $(\Delta E)^b$  jest poprawką do natężenia pola fali przestrzennej:

$$(\Delta E)^b = \frac{k^2 p}{4\pi\epsilon} \left[ \left( \frac{1}{jkR_d} + \frac{1}{(jkR_d)^2} \right) (1 - 3 \cos^2 \theta_d) \frac{e^{-jkR_d}}{R_d} + \left( \frac{1}{jkR_r} + \frac{1}{(jkR_r)^2} \right) (1 - 3 \cos^2 \theta_r) \frac{e^{-jkR_r}}{R_r} \right] \quad (5b)$$

Jak widać, wartość  $(\Delta E)^b$  nie zależy od parametrów ziemi, w związku z czym poprawkę tę należy uwzględnić nie tylko w analizie anten nad ziemią stratną, ale także w przypadku anten nad ziemią idealną lub w wolnej przestrzeni.

Wpływ skończonej konduktywności ziemi na pole bliskie oscylatora ujmuje poprawka  $(\Delta E)^s$  określona wzorem

$$(\Delta E)^s = \frac{k^2 p}{4\pi\epsilon} \left[ \frac{2\sqrt{\epsilon' - \sin^2 \theta_r}}{\epsilon'} \cos \theta_r \frac{e^{-jkR_r}}{jkR_r^2} + (1 - R_w) \cdot W \cdot \left( \cos^2 \theta_r - \frac{\epsilon' - \sin^2 \theta_r}{(\epsilon')^2} \right) \cdot \frac{e^{-jkR_r}}{R_r} \right] \quad (5c)$$

Stosownie do specyfiki rozwiązywanego problemu, niektóre składniki wzoru (2) można pomijać lub upraszczać. Należy jednak podkreślić, że przy wyznaczaniu granic stref ochronnych korzystano z podanych wyżej wzorów w ich pełnej postaci – bez żadnych uproszczeń.

Obliczanie natężenia pola anteny pionowej rozpoczyna się od podziału analizowanej anteny na kilka lub kilkanaście segmentów-oscylatorów. Moment elektryczny każdego oscylatora oblicza się na podstawie rozkładu prądu wyznaczonego metodą opisaną w punkcie 2.1. Następnie, korzystając ze wzoru (2) oblicza się natężenie pól cząstkowych pochodzących od poszczególnych oscylatorów-segmentów anteny. Suma tych pól jest poszukiwanym polem anteny. Metoda ta jest obciążona niewielkim błędem, o ile obliczamy pola w odległości znacznie większej od długości pojedynczego segmentu. Wynika stąd konieczność dość subtelnej segmentacji anteny.

Warto zwrócić uwagę na spójność proponowanego schematu rozwiązania. Przyjęty wariant metody momentów jest oparty na segmentacji anteny i prowadzi do wyznaczenia wartości prądu na każdym z segmentów. Dyskretny w tym sensie rozkład prądu wzdłuż anteny nie wymaga żadnych dodatkowych zabiegów w celu „dopasowania” go do opisanego wyżej sposobu obliczania pola.

### 3. OBLICZENIA NUMERYCZNE

Omówiony w pkt. 2 algorytm rozwiązania zagadnienia realizuje program zwany STREFY w języku FORTRAN IV napisany na minikomputer SM3. Ze względu na małą pojemność pamięci komputera program ma strukturę łańcuchową, tzn.

składa się z dwóch oddzielnych, kolejno egzekwowanych, bloków-programów cząstkowych.

Pierwszy program łańcucha służy do wyznaczania rozkładu prądu wzdłuż anteny. Danymi wejściowymi są parametry charakteryzujące geometrię anteny (wysokość i promień zastępczego cylindra), moc doprowadzona do anteny i częstotliwość robocza oraz zadawana przez użytkownika liczba segmentów, na które dzielona jest antena (patrz pkt. 2.2). Program pomyślano tak, by umożliwiał on zarówno analizę anten pojedynczych, jak i układów antenowych złożonych z segmentów czynnych i biernych (źródeł wtórnych). Stopień złożoności (liczbę elementów) możliwych do analizy układów ogranicza wymagana dokładność odtworzenia rozkładu prądu w elementach układu, tzn. liczba segmentów, na które dzieli się każdy z elementów. W opisywanej wersji programu sumaryczna liczba segmentów modelujących układ promieniujący nie może być większa od 30.

Wyniki obliczeń rozkładu prądu wzdłuż anteny (anten) są wykorzystywane przez drugi program łańcucha służący do wyznaczenia rozkładu pola wokół anteny na podstawie wzorów podanych w pkt. 2.2.

Podstawowym celem obliczeń numerycznych wykonanych z wykorzystaniem opracowanego oprogramowania była analiza porównawcza wpływu parametrów elektrycznych ziemi, częstotliwości roboczej, rodzaju anteny i mocy jej zasilania na rozkład natężenia pola elektrycznego wokół anteny, a więc i położenie granic stref ochronnych. Obliczenia wykonano dla dwóch rodzajów anten nadawczych reprezentatywnych dla zakresu fal długich i średnich, tzn. radiatora ćwierćfalowego i półfalowego niesymetrycznego, zasilanych u podstawy. Do obliczeń przyjęto przeciętne wartości zastępczych parametrów elektrycznych ziemi dla obszaru Polski, tzn. konduktywność  $1 \div 10$  mS/m i względną przenikalność elektryczną równą  $5 \div 10$  [11]. Większość obliczeń wykonano przy założeniu mocy znamionowej nadajnika zasilającego antenę równą 100 kW. Wartości natężenia pola elektrycznego odpowiadające wartościom mocy zasilania różnym od 100 kW można bez trudu wyznaczyć, korzystając z prostego wzoru:

$$E_p = E_{100} \sqrt{\frac{P [\text{kW}]}{100}} \quad (6)$$

w którym  $E_{100}$  oznacza wartość natężenia pola odpowiadającą mocy 100 kW, a  $E_p$  – wartość odpowiadającą mocy  $P$ .

Niżej przedstawimy przykładowe wyniki obliczeń numerycznych, ilustrujące wpływ różnych czynników decydujących o położeniu granic stref ochronnych.

### 3.1. Parametry elektryczne ziemi

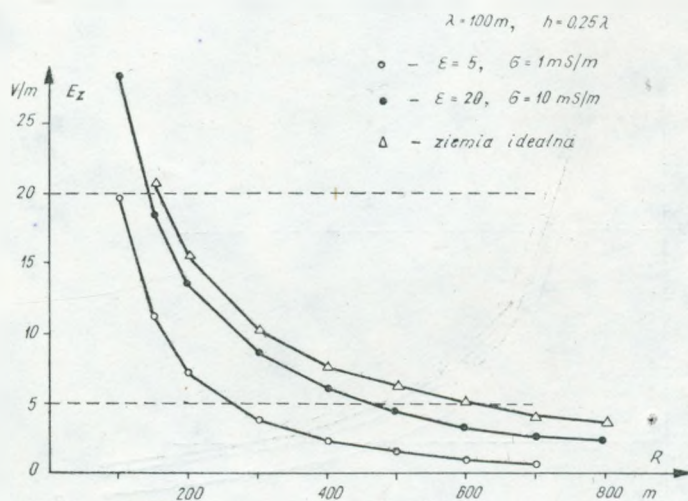
Propagacja fali przyziemnej, mającej – jak wiadomo – dominujące znaczenie w zakresie małych i średnich częstotliwości, zależy w dużym stopniu od właściwości elektrycznych powierzchniowych warstw ziemi. Należy zatem spodziewać się, że

skuteczne parametry elektryczne ziemi mają wpływ również na rozkład pola w sąsiedztwie anten, a więc i na zasięg stref ochronnych.

W celu ilościowej oceny wpływu parametrów ziemi na położenie granic stref ochronnych przeprowadzono analizę porównawczą rozkładu pola elektrycznego (ściślej – pionowej składowej wektora  $E$  na powierzchni ziemi) wokół pionowych, zasilanych u podstawy anten ćwierć- i półfalowej, umieszczonych nad ziemią o istotnie różniących się między sobą parametrach elektrycznych, a mianowicie:

- $\varepsilon = 20$ ,  $\sigma = 10 \text{ mS/m}$  (gleba żyzna, wilgotna)
- $\varepsilon = 5$ ,  $\sigma = 1 \text{ mS/m}$  (gleba uboga, sucha)
- $\sigma = \infty$  (ziemia idealna, doskonale przewodząca)

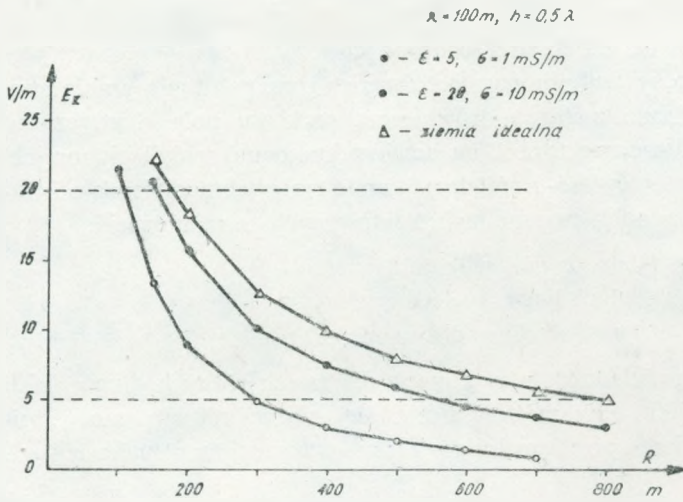
Numeryczne obliczenia rozkładu pola wykonano dla trzech różnych długości fali roboczej, tzn.  $\lambda = 100, 200$  i  $1000$  metrów, przy stałej, równej  $100 \text{ kW}$ , mocy zasilania anteny. Wyniki obliczeń przedstawiono w formie graficznej na rysunkach 4 ÷ 7.



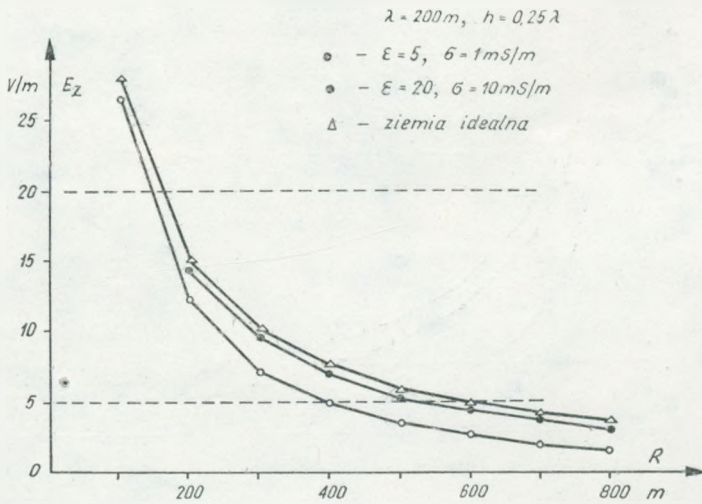
Rys. 4. Rozkład natężenia pola elektrycznego anteny ćwierćfalowej ( $\lambda = 100 \text{ m}$ ,  $P = 100 \text{ kW}$ )

Z analizy przebiegu podanych na rysunkach krzywych rozkładu natężenia pola wynika – jak należało oczekiwać – że parametry elektryczne ziemi mają istotny wpływ na zasięg stref ochronnych. Uwidacznia się to przede wszystkim w górnej części analizowanego zakresu częstotliwości, tzn. w zakresie fal pośrednich  $100 \div 200$  metrów (wg tradycyjnego podziału widma częstotliwości radiowych na zakresy).

Dla anteny półfalowej przy  $f = 3 \text{ MHz}$  ( $\lambda = 100 \text{ m}$ ) zmiana konduktywności ziemi o rząd, od  $1 \text{ mS/m}$  do  $10 \text{ mS/m}$ , powoduje zwiększenie promienia strefy ochronnej pierwszego stopnia ( $E = 20 \text{ V/m}$ ) ze  $100 \text{ m}$  do  $150 \text{ m}$ , promienia zaś strefy drugiego stopnia ( $E = 5 \text{ V/m}$ ) z  $300 \text{ m}$  do około  $550 \text{ m}$ . Przy ustalonej konduktywności ziemi promienie stref ochronnych rosną ze wzrostem długości fali roboczej zbliżając się do wartości odpowiadających przypadkowi umieszczenia anteny nad ziemią



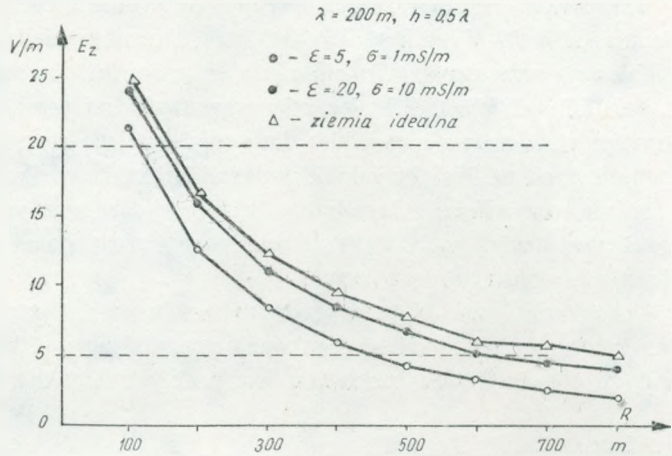
Rys. 5. Rozkład natężenia pola elektrycznego anteny półfalowej ( $\lambda = 100\text{ m}$ ,  $P = 100\text{ kW}$ )



Rys. 6. Rozkład natężenia pola elektrycznego anteny ćwierćfalowej ( $\lambda = 200\text{ m}$ ,  $P = 100\text{ kW}$ )

doskonale przewodzącą. Efekty te wiążą się ze zmianami tłumienia fali powierzchniowej, które maleje wraz ze wzrostem stosunku gęstości prądu przewodzenia do prądu przesunięcia w ziemi ( $\sigma/(\omega\epsilon_0\epsilon)$ ). Dla fali o długości większej od około 1000 m tłumienie fali powierzchniowej jest tak małe, że rozkład pola w sąsiedztwie anten praktycznie nie różni się od rozkładu wyznaczonego przy założeniu ziemi idealnej – niezależnie od wartości zastępczej, faktycznej konduktywności ziemi (oczywiście w zakresie konduktywności dla najczęściej spotykanych w praktyce gruntów). Spostrzeżenie to ma istotne znaczenie dla prognozowania zasięgu granic stref ochronnych; uwalnia bowiem projektanta od konieczności sięgania w obliczeniach do złożonych formuł Nortona. Warto przy tym podkreślić, że przybliżenie



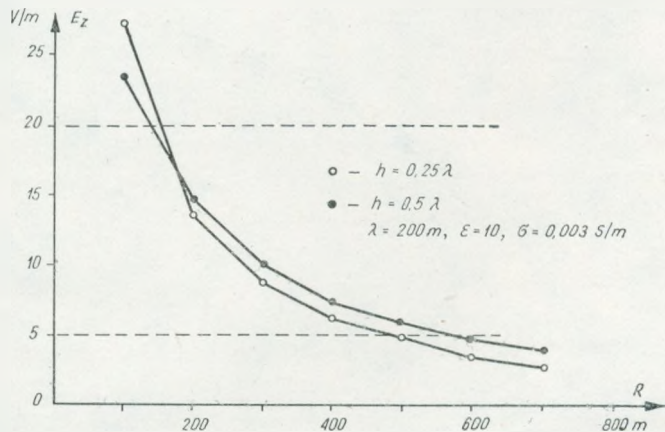


Rys. 7. Rozkład natężenia pola elektrycznego anteny półfalowej ( $\lambda = 200 \text{ m}$ ,  $P = 100 \text{ kW}$ )

ziemi idealnej można z dobrym skutkiem stosować także dla fal krótszych od 1000 metrów, o ile konduktywność ziemi jest dostatecznie duża; kryterium stanowi tutaj wartość wspomnianego wyżej parametru  $\sigma/(\omega_0 \epsilon_0 \epsilon)$ . Jeśli wartość tego parametru jest znacznie większa od jedności, to przybliżenie ziemi doskonale przewodzącej jest w pełni uzasadnione.

### 3.2. Rodzaj anteny

W celu zobrazowania wpływu rodzaju anteny na położenie stref ochronnych na rys. 8 przedstawiono krzywe ilustrujące zmiany wartości skutecznej pionowej składowej wektora natężenia pola elektrycznego na powierzchni ziemi w funkcji odległości od anteny dla anten ćwierćfalowej i półfalowej zasilanych u podstawy. Do obliczeń przyjęto częstotliwość roboczą  $f = 1,5 \text{ MHz}$  ( $\lambda = 200 \text{ m}$ ), parametry ziemi  $\epsilon = 10$  i  $\sigma = 3 \text{ mS/m}$  oraz jednakową dla obu anten moc zasilania  $P = 100 \text{ kW}$ .



Rys. 8. Rozkład natężenia pola elektrycznego anteny ćwierć- i półfalowej ( $\lambda = 200 \text{ m}$ ,  $P = 100 \text{ kW}$ )

Jak widać, w rozważanym przypadku promień strefy ochronnej pierwszego stopnia ( $E = 20 \text{ V/m}$ ) jest nieco większy dla anteny ćwierćfalowej niż dla anteny półfalowej, przy czym sytuacja ulega odwróceniu dla strefy ochronnej drugiego stopnia ( $E = 5 \text{ V/m}$ ). Różnice między wartościami promieni stref dla obu typów anten są stosunkowo niewielkie; dla strefy drugiego stopnia różnica ta wynosi kilkanaście procent. Należy jednak podkreślić fakt, że wielkość obszaru zajętego strefą rośnie, oczywiście, z kwadratem jej promienia, w związku z czym zwiększeniu promienia strefy, np. o 15%, towarzyszy wzrost pola powierzchni ochronnego obszaru o ponad jedną trzecią.

Porównując rozkład pola przedstawiony na rys. 8 z rozkładem wyznaczonym przy założeniu ziemi idealnej (doskonale przewodzącej) [20, s. 123] nietrudno stwierdzić, że charakter obu rozkładów jest praktycznie taki sam.

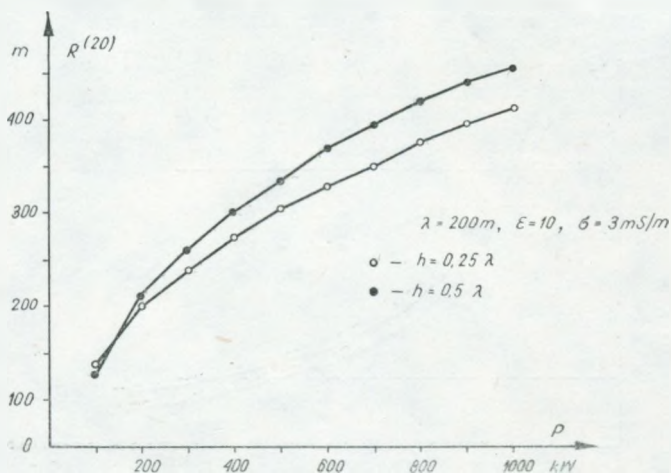
### 3.3. Moc doprowadzona do anteny

Na rysunkach 9 i 10 przedstawiono krzywe ilustrujące zależność promieni stref ochronnych od wartości mocy doprowadzonej do anteny. Obliczenia wykonano dla anten ćwierć- i półfalowej przy założeniu częstotliwości roboczej  $f = 1,5 \text{ MHz}$  ( $\lambda = 200 \text{ m}$ ).

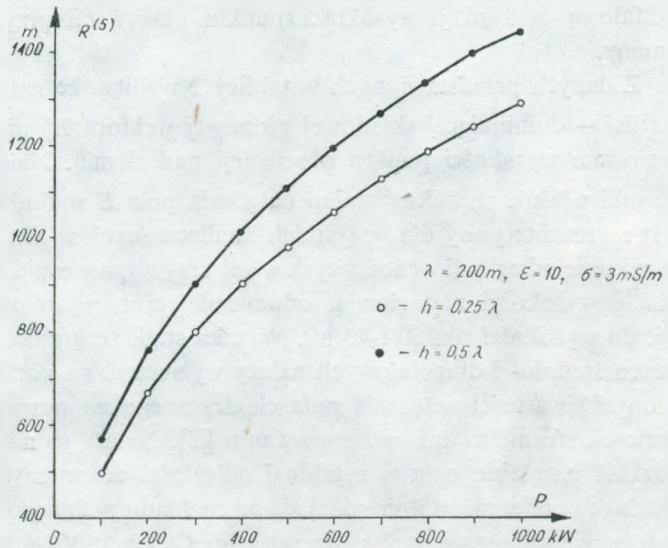
Interpretacja podanych na rysunkach wykresów wydaje się oczywista bez dodatkowego komentarza.

### 3.4. Wysokość punktu obserwacji

W pkt. 3.1 ÷ 3.3 przedstawiono wyniki obliczeń dominującej na powierzchni ziemi składowej pionowej wektora natężenia pola elektrycznego i – konsekwentnie – wyznaczone na tej podstawie zasięgi stref ochronnych. Opracowaną w ten



Rys. 9. Zależność promienia strefy ochronnej pierwszego stopnia od mocy doprowadzonej do anteny



Rys. 10. Zależność promienia strefy ochronnej drugiego stopnia od mocy doprowadzonej do anteny

sposób prognozę dotyczącą wielkości chronionego obszaru można uznać za miarodajną tylko wtedy, gdy w ustalonej odległości od anteny natężenie pola elektrycznego maleje z wysokością punktu obserwacji nad ziemią. Nie ulega wątpliwości, że dzieje się tak w przypadku anten pionowych umieszczonych nad ziemią doskonale przewodzącą. Nie jest jednak jasne, czy pionowy rozkład natężenia pola nad ziemią o skończonej konduktywności zachowuje charakter rozkładu odpowiadającego ziemi idealnej. Rozstrzygnięcie tej kwestii ma między innymi aspekt metrologiczny, na co zwrócono uwagę w opracowaniu [2].

W tabelicy 2 zestawiono przykładowe wyniki obliczeń wartości skutecznej składowej pionowej wektora natężenia pola elektrycznego, wytworzonego przez antenę

Tablica 2

Natężenie pola elektrycznego w funkcji wysokości nad ziemią przy ustalonej ( $r = 300 \text{ m}$ ) odległości od anteny półfalowej ( $\lambda = 200 \text{ m}$ ,  $P = 100 \text{ kW}$ )

$h_s$ [m]	$E_s$ [V/m]	
	$\epsilon = 5, \sigma = 1 \text{ mS/m}$	$\epsilon = 20, \sigma = 10 \text{ mS/m}$
0	8,2	10,9
6	8,0	10,8
12	7,8	10,7
18	7,6	10,5
24	7,4	10,4
30	7,3	10,3

półfalową, w funkcji wysokości punktu obserwacji przy ustalonej odległości od anteny.

Z danych przedstawionych w tabelicy 2 wynika, że natężenie pola elektrycznego (ściślej – dominującej składowej pionowej wektora  $\vec{E}$ ) nieznacznie maleje wraz ze wzrostem wysokości punktu obserwacji nad ziemią. Należy przy tym podkreślić, że taki właśnie charakter zmian natężenia pola  $\vec{E}$  w funkcji wysokości nad ziemią jest reprezentatywny dla wszystkich analizowanych w pkt. 3.1 ÷ 3.3 przypadków – w zakresie odległości wchodzących w grę przy wyznaczaniu stref ochronnych i w przedziale wysokości nad ziemią, odpowiadających wysokości przeciętnej zabudowy (tj. do wysokości ok. 30 ÷ 40 m). Wynika stąd, że granice stref ochronnych wokół anten średnio- i długofalowych należy wyznaczać na podstawie obliczonych (zmierzonych) wartości natężenia pola elektrycznego na powierzchni ziemi. Identyczny wniosek sformułowano w opracowaniu [2]. Należy jednak podkreślić, że pionowy rozkład natężenia pola w ustalonej odległości od anteny, określony na podstawie własnych obliczeń, istotnie różni się od rozkładu podanego w [2]. W tym kontekście warto zwrócić uwagę na fakt, że zalecenie CCIR nr 368-4 z 1982 roku jednoznacznie sugeruje, że dla stosunkowo dobrze przewodzącej ziemi ( $\sigma/(\omega\epsilon_0\epsilon) \gg 1$ ) natężenie pola fali przyziemnej zmienia się nieznacznie z wysokością nad ziemią i stwierdza, że zalecane przez CCIR krzywe propagacji fali przyziemnej można bezpośrednio stosować do wysokości  $H$  określonej wzorem [22]:

$$H = 1,2 \cdot \sqrt{\sigma\lambda^3} \quad (7)$$

w którym  $\sigma$  oznacza konduktywność ziemi w Siemensach na metr, a  $\lambda$  – długość fali roboczej w metrach.

Przykładowo, dla ziemi o parametrach  $\epsilon = 20$ ,  $\sigma = 0,01$  S/m i częstotliwości roboczej  $f = 1,5$  MHz ( $\lambda = 200$  m,  $\sigma/(\omega\epsilon_0\epsilon) = 6$ ) ze wzoru (7) otrzymujemy  $H = 108$  metrów.

#### 4. PRZYKŁADY ZASTOSOWAŃ

Rozważania przedstawione w pkt. 2 miały na celu wyjaśnienie podstawowych przesłanek i koncepcji podejścia do zagadnienia prognozowania zasięgu stref ochronnych. Z kolei analiza porównawcza przedstawiona w pkt. 3 zmierzała przede wszystkim do uchwycenia ogólnych prawidłowości rozkładu pola w sąsiedztwie anten średnio- i długofalowych, a także do wyeksponowania różnych czynników mających istotny wpływ na zasięg stref ochronnych. W niniejszym punkcie zaprezentujemy trzy przykłady zastosowania omówionej wyżej metody (wraz z towarzyszącym jej oprogramowaniem użytkowym) prognozowania zasięgu stref ochronnych. Dwa przykłady odnoszą się do istniejących obiektów, tzn. centrów nadawczych w Gąbinie i Woli Raszowskiej. Przy wyborze tych obiektów kierowano się przede wszy-

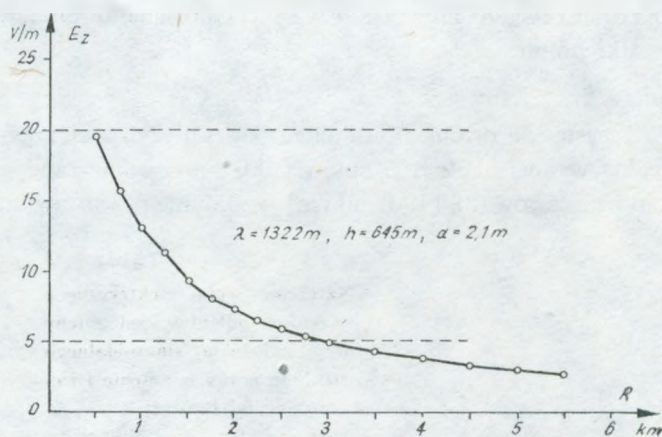
stkim możliwością bezpośredniego porównania wyników własnych obliczeń z wynikami podanymi w opracowaniu [2]. Jako trzeci przykład wybrano nieistniejący, hipotetyczny, średniofalowy obiekt nadawczy wyposażony w dwuelementowy układ antenowy. Przykład ten ma na celu ilustrację skuteczności proponowanej metody prognozowania nie tylko w odniesieniu do anten pojedynczych, lecz także w odniesieniu do układów czynnych i/lub biernych (źródeł wtórnych).

#### 4.1. Centrum nadawcze w Gąbinie

Do obliczeń zasięgu stref ochronnych wokół anteny centrum nadawczego w Gąbinie przyjęto następujące dane wejściowe:

- długość fali roboczej (częstotliwość)  $\lambda = 1322 \text{ m}$ , ( $f = 227 \text{ kHz}$ )
- wysokość anteny  $h = 645 \text{ m}$
- zastępczy promień masztu antenowego  $a = 2,1 \text{ m}$
- moc doprowadzona do anteny  $P = 2 \text{ MW}$
- parametry ziemi  $\epsilon = 5$                        $\sigma = 1 \text{ mS/m}$   
 $\epsilon = 20$                                  $\sigma = 10 \text{ mS/m}$

Obliczona impedancja wejściowa anteny  $Z_{wej} = 470 - j430 \text{ omów}$ .



Rys. 11. Rozkład natężenia pola elektrycznego anteny centrum nadawczego w Gąbinie ( $\lambda = 1322 \text{ m}$ ,  $P = 2 \text{ MW}$ )

Na rysunku 11 przedstawiono rozkład natężenia pola elektrycznego (wartość skuteczną) w funkcji odległości od anteny. Odczytane z rysunku wartości promieni stref ochronnych wynoszą odpowiednio:

- 500 m dla strefy pierwszego stopnia,
- 3000 m dla strefy drugiego stopnia.

Skończona konduktywność ziemi praktycznie nie ma wpływu na zasięg stref ochronnych.

Podane wyżej wartości promieni stref ochronnych wyraźnie różnią się od war-

tości podanych w opracowaniu [2]. W związku z tym pożądana wydaje się weryfikacja obu wyników drogą możliwie prostego, eliminującego do minimum możliwości pomyłki, oszacowania spodziewanej wartości natężeń pola. Weryfikację taką łatwo przeprowadzić przy założeniu doskonale przewodzącej ziemi i ściśle sinusoidalnego rozkładu prądu wzdłuż anteny. W odniesieniu do anteny centrum nadawczego w Gąbinie oba te założenia upraszczające są w pełni dopuszczalne z uwagi na:

- stosunkowo małą częstotliwość roboczą, przy której ziemia o przeciętnych parametrach elektrycznych ma właściwości zbliżone do przewodnika,
- dużą smukłość anteny.

Skuteczną wartość natężenia pola elektrycznego wytworzonego przy powierzchni ziemi przez niesymetryczną, zasilaną u podstawy antenę z sinusoidalnym rozkładem prądu określa wzór [21]:

$$E = E_z = -j \frac{\eta I_0}{2\pi} \left[ \frac{e^{-jkR}}{R} - \frac{e^{-jkr}}{r} \cos kh \right] \quad (8)$$

w którym  $\eta$  oznacza impedancję właściwą próżni (powietrza),  $I_0$  – skuteczną wartość prądu w strzałce,  $h$  – wysokość anteny,  $r$  – odległość punktu obserwacji od podstawy anteny,  $R$  – odległość punktu obserwacji od wierzchołka anteny ( $R^2 = h^2 + r^2$ ).

Wartość skuteczną prądu w strzałce (brzúscu) rozkładu jest związana z mocą  $P$  doprowadzoną do anteny i rezystancją promieniowania  $R_{pr}$  anteny odniesioną do strzałki prądu

$$I_0 = \sqrt{P/R_{pr}} \quad (9)$$

Rezystancja promieniowania zasilanej u podstawy anteny półfalowej nad ziemią idealną wynosi około 100 omów [21]. Fragmentaryczne wyniki obliczeń natężenia pola wg wzorów (8), (9) dla anteny w Gąbinie przedstawiono w tablicy 3. Jak widać,

Tablica 3

Natężenie pola elektrycznego  
w funkcji odległości od anteny  
przy założeniu sinusoidalnego  
rozkładu prądu w antenie i zie-  
mi idealnej  
( $h = 645$  m,  $\lambda = 1322$  m,  
 $P = 2$  MW)

$r$ [m]	$E_z$ [V/m]
500	19,5
1000	13,9
2000	8,0
3000	5,5
4000	4,3

proste oszacowanie spodziewanej wartości natężenia pola prowadzi do wyników w pełni zgodnych z otrzymanymi metodą „dokładną” (patrz rys. 11). Warto przy tym zwrócić uwagę na fakt, że charakter przestrzennego rozkładu pola w sąsiedztwie anteny jest, biorąc rzecz praktycznie, taki sam jak dla anteny umieszczonej nad ziemią idealną. W związku z tym natężenie pola elektrycznego w ustalonej – odpowiadającej promieniowi stref ochronnych – odległości od anteny praktycznie nie zmienia się z wysokością punktu obserwacji nad ziemią (co najmniej do wysokości 50 metrów). Wyniki przedstawione w opracowaniu [2] sugerują zasadniczo odmienny, nie znajdujący potwierdzenia w teorii, charakter rozkładu pola elektrycznego w płaszczyźnie pionowej.

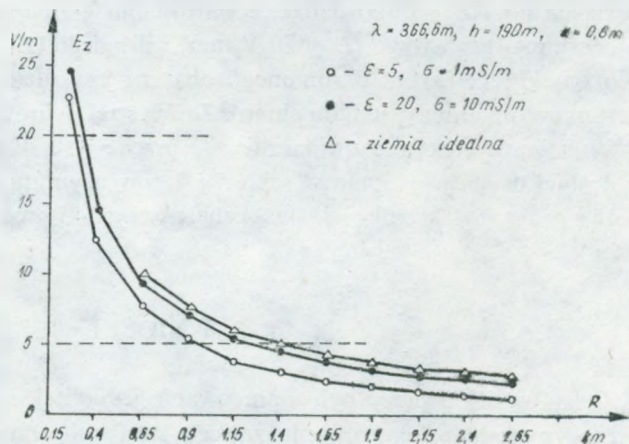
#### 4.2. Centrum nadawcze w Woli Raszowskiej

Do obliczeń przyjęto następujące, istotne dla rozwiązywanego zagadnienia, wartości parametrów charakteryzujących obiekt w Woli Raszowskiej:

- długość fali roboczej (częstotliwość)  $\lambda = 366 \text{ m}$  ( $f = 819 \text{ kHz}$ )
- wysokość anteny  $h = 190 \text{ m}$
- zastępczy promień masztu antenowego  $a = 0,8 \text{ m}$
- moc doprowadzona do anteny  $P = 300 \text{ kW}$
- parametry elektryczne ziemi  $\epsilon = 5, \quad \sigma = 1 \text{ mS/m}$   
 $\epsilon = 20, \quad \sigma = 10 \text{ mS/m}$

Obliczona impedancja wejściowa anteny  $Z_{wej} = 230 - j390 \text{ omów}$ .

Na rys. 12 przedstawiono zależność skutecznej wartości natężenia pola elektrycznego przy powierzchni ziemi w funkcji odległości od anteny. Określenie zasięgu granic stref ochronnych na podstawie podanych wykresów nie nastęrcza żadnych kłopotów, sam zaś przebieg krzywych rozkładu natężenia pola nie wymaga komentarza. Wypada jedynie podkreślić, że określony na podstawie wyników własnych obliczeń charakter rozkładu pola w płaszczyźnie pionowej różni się od sugerowanego



Rys. 12. Rozkład natężenia pola elektrycznego wokół anteny w Woli Raszowskiej  
( $h = 190 \text{ m}, \lambda = 366 \text{ m}, P = 300 \text{ kW}$ )

w opracowaniu [2]. Podobnie jak miało to miejsce w odniesieniu do obiektu w Gąbinie – zmiany natężenia pola elektrycznego w funkcji wysokości nad ziemią są (do wysokości 30 ÷ 40 metrów) nieznaczne.

#### 4.3. Hipotetyczny obiekt nadawczy z anteną o kształtowanej charakterystyce promieniowania

W celu ilustracji możliwości zastosowania proponowanej metody prognozowania zasięgu stref ochronnych do układów antenowych przeprowadzono analizę rozkładu pola elektrycznego wokół hipotetycznego, średniofalowego ośrodka nadawczego, wyposażonego w dwuelementowy układ antenowy o poziomej charakterystyce promieniowania w kształcie zbliżonym do kardioidy. Obliczenia wykonano dla następujących danych wejściowych:

- |   |  |
|---|--|
| – długość fali roboczej – (częstotliwość) | $\lambda = 200 \text{ m}$ ( $f = 1,5 \text{ MHz}$ )  |
| – wysokość anten                          | $h_1 = h_2 = 50 \text{ m}$   |
| – zastępcze promienie anten               | $a_1 = a_2 = 1 \text{ m}$  |
| – odległość między antenami               | $l = \lambda/40 = 50 \text{ m}$  |
| – napięcia pobudzające anteny             | $U_1 = 1,9 + j1,5 \text{ kV}$<br>$U_2 = -j0,8 \text{ kV}$                                  |
| – parametry elektryczne ziemi             | $\varepsilon = 5, \sigma = 1 \text{ mS/m}$<br>$\varepsilon = 20, \sigma = 10 \text{ mS/m}$ |

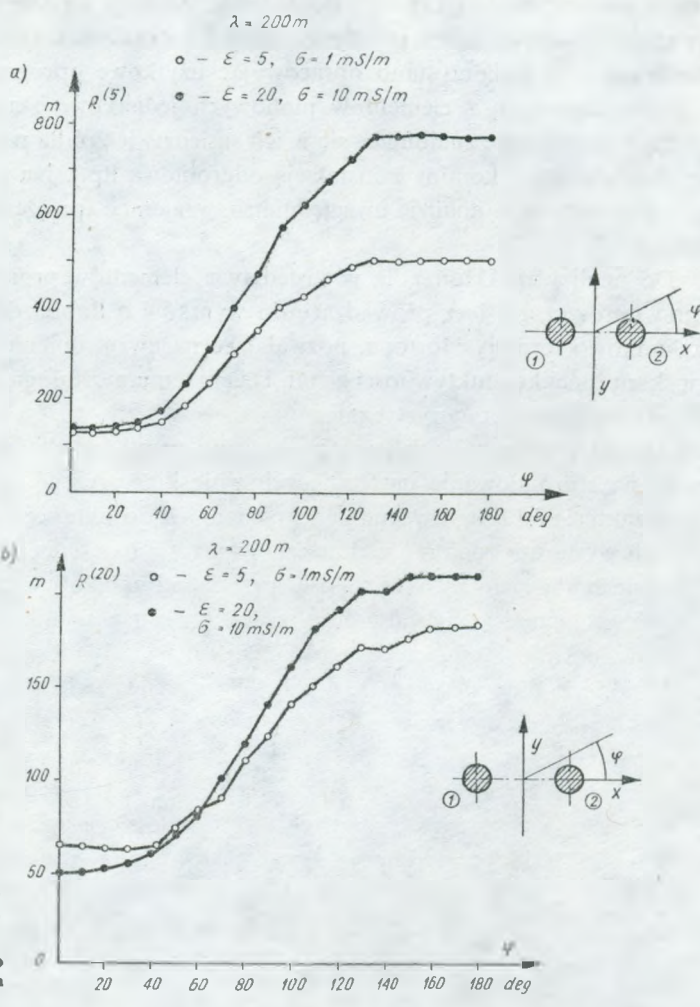
Obliczone impedancje wejściowe obu anten w układzie (tzn. przy uwzględnieniu wzajemnych sprzężeń między antenami) wynoszą odpowiednio  $Z_1 = 60 + j43$ ,  $Z_2 = 23 + j1$  i są zbliżone do wartości wyznaczonych przy założeniu ściśle sinusoidalnego rozkładu prądu wzdłuż obu anten. Stosunek zespolonych amplitud prądów na zaciskach anten  $I_2/I_1 = 1,07 \exp(j85^\circ)$ , a sumaryczna moc promieniowana przez obie anteny  $P = 100 \text{ kW}$ .

Na rys. 13 przedstawiono wykreślone we współrzędnych  $R$  (odległość od środka układu anten) i  $\varphi$  (kąt azymutalny mierzony od osi układu) krzywe stałej wartości natężenia pola  $E$  – odpowiadające wartościom granicznym odpowiednio, dla strefy ochronnej pierwszego ( $E = 20 \text{ V/mm}$ ) i drugiego ( $E = 5 \text{ V/m}$ ) stopnia. Jak należało oczekiwać, kształt chronionego obszaru jest zdeterminowany właściwościami kierunkowymi anteny (układu anten). Zasięg stref ochronnych zależy od konduktywności ziemi, a efekt ten uwidacznia się przede wszystkim w odniesieniu do strefy ochronnej drugiego stopnia w sektorze kątów azymutu odpowiadających – biorąc rzecz z grubsza – szerokości wiązki charakterystyki promieniowania anteny (układu anten).

## 5. WNIOSKI

Celem podjętej pracy było opracowanie jednolitej, możliwie uniwersalnej i skutecznej, metody prognozowania zasięgu stref ochronnych wokół anten obiektów





Rys. 13a,b Zależność promieni stref ochronnych pierwszego i drugiego stopnia od kąta azymutalnego  $\varphi$  (antena o kształtowanej charakterystyce promieniowania)

a) strefa ochronna drugiego stopnia; b) strefa ochronna pierwszego stopnia

nadawczych pracujących w zakresie fal długich, średnich i pośrednich (wg tradycyjnego podziału widma częstotliwości radiowych na zakresy), tzn. w zakresie małych i średnich częstotliwości (LF i MF) (wg podziału dekadowego). Wydaje się, że metoda omówiona w niniejszym opracowaniu spełnia postawione wymagania, a zamierzony cel został tym samym osiągnięty. W proponowanym sposobie podejścia do zagadnienia na uwagę zasługują, zdaniem autorów, dwa elementy:

- zastosowanie metody momentów do wyznaczania obwodowych parametrów anten,
- prawie rygorystyczna analiza rozkładu pola w sąsiedztwie anten.

Metoda momentów jest obecnie uważana za niemal obowiązującą w rozwiązywaniu zagadnień promieniowania anten liniowych, a o jej powodzeniu decydują

przede wszystkim elastyczność i dokładność. Metoda umożliwia jednolite podejście do analizy zarówno anten pojedynczych, jak i układów anten czynnych i biernych. Okoliczność tę wykorzystano opracowując użytkowe oprogramowanie do analizy układów złożonych z elementów pionowych jednakowo skutecznie modelujących anteny i ewentualnie znajdujące się w ich sąsiedztwie źródła wtórne (maszty, metalowe słupy, wysokie kominy z instalacją odgromową itp.). Na podkreślenie zasługuje przy tym fakt, że w analizie uwzględnia się wzajemne sprzężenie między elementami układu.

Do analizy rozkładu pola w sąsiedztwie elementów promieniujących wykorzystano uproszczone, lecz prowadzące do wyników o dobrej dokładności, efektywne rachunkowo formuły Nortona, pozwalające na uwzględnienie w obliczeniach wpływu skończonej konduktywności ziemi. Dzięki temu morfologię pola w pobliżu źródła określa się prawie rygorystycznie.

Analiza przedstawionych w opracowaniu wyników obliczeń numerycznych pozwala na sformułowanie następujących wniosków szczegółowych:

1. W zakresie fal długich, średnich i pośrednich do określenia zasięgu stref ochronnych wystarcza znajomość skutecznej wartości natężenia pola elektrycznego przy powierzchni ziemi; do wysokości przeciętnej zabudowy (30–40 metrów) natężenie pola maleje nieznacznie wraz ze wzrostem wysokości punktu obserwacji nad ziemią (oczywiście, przy ustalonej odległości od anteny).
2. W zakresie długofalowym rozkład pola w sąsiedztwie anten praktycznie nie zależy od konduktywności ziemi (w zakresie wartości spotykanych w praktyce), w związku z czym granice stref ochronnych można wyznaczać przy założeniu ziemi idealnej (doskonale przewodzącej), co kapitalnie upraszcza obliczenia.
3. Wpływ parametrów elektrycznych ziemi na zasięg stref ochronnych uwidacznia się w zakresie fal średnich i – jeszcze wyraźniej – w zakresie fal pośrednich. Przy ustalonej mocy doprowadzonej do anteny wielkość obszaru ochronnego rośnie wraz ze wzrostem konduktywności ziemi. Przy dominacji prądu przewodzenia nad prądem przesunięcia (w ziemi), tzn. przy spełnionym warunku  $60\lambda\sigma \gg \epsilon$  ( $\epsilon$  oznacza względną, zastępczą przenikalność ziemi), zadowalającą dokładność prognozy osiąga się przy założeniu ziemi idealnej.
4. Dla pojedynczych anten rozkład pola w ich sąsiedztwie, a więc i granice stref ochronnych, można z dobrą dokładnością wyznaczać przy założeniu sinusoidalnego rozkładu prądu wzdłuż anten. Ma to istotne znaczenie dla praktyki obliczeniowej, ponieważ pole (bliskie i dalekie) anten z sinusoidalnym rozkładem prądu, umieszczonych nad ziemią idealną, jest opisane prostymi, zamkniętymi wzorami.
5. Z zestawienia uwag podanych w punktach 1–4 wynika, że trafną prognozę zasięgu stref ochronnych można w wielu przypadkach sporządzić na podstawie wyników nieskomplikowanych obliczeń odręcznych. Ogólnie, prognoza wymaga jednak stosowania zaawansowanych metod obliczeniowych wspomaganych maszyną cyfrową.
6. Zasięgi stref ochronnych oszacowane metodą omówioną w niniejszej pracy są,

ogólnie biorąc, mniejsze niż podane w opracowaniu [2]. Duże rozbieżności obserwuje się zwłaszcza w zakresie fal długich, a przyczyna niezgodności obu prognoz nie jest jasna.

7. Ze wzrostem mocy doprowadzonej do anteny zasięgi stref ochronnych oczywiście rosną. Nie zaobserwowano jednak, by wzrostowi mocy do  $1 \div 2$  MW i związanemu z tym „odsuwaniu się” granic stref ochronnych towarzyszyła (w odległościach od anteny odpowiadających aktualnemu położeniu granic) istotna zmiana charakteru rozkładu pola elektrycznego w płaszczyźnie pionowej (patrz punkt 1). Wynikałoby stąd, że w interesującym zakresie częstotliwości nie występuje, praktycznie biorąc, efekt „granicznej wartości mocy nadajnika” [2], po przekroczeniu której zachodzi potrzeba pomiaru natężenia pola elektrycznego w funkcji wysokości nad ziemią.
8. Określenie zasięgu stref ochronnych wokół obiektów wyposażonych w układ anten wiąże się z koniecznością stosowania metod obliczeniowych umożliwiających ujęcie efektu wzajemnych sprzężeń między elementami układu. Odnosi się to także do sytuacji, gdy w sąsiedztwie anteny znajdują się obiekty mogące stanowić źródło intensywne promieniowania wtórnego. Różnorodność możliwych konfiguracji układów antenowych i/lub wzajemnego usytuowania anten i źródeł wtórnych praktycznie wyklucza możliwość sformułowania ogólnych wniosków dotyczących zasięgu stref ochronnych. Każdy konkretny przypadek wymaga tutaj indywidualnej, starannej analizy.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Rozporządzenie Rady Ministrów z dnia 5 listopada 1980 r. w sprawie szczegółowych zasad ochrony przed elektromagnetycznym promieniowaniem niejonizującym szkodliwym dla ludzi i środowiska. Dziennik Ustaw, nr 25, poz. 101.
2. Tyrawa P.: Metodyka pomiaru silnych pól elektromagnetycznych dla celów ochrony środowiska. Sprawozdanie nr Z-15/3.15-19/84, Instytut Łączności, O/Wrocław Zakład Anten, 1984.
3. King R. W.: The theory of linear antennas. Harvard University Press, 1956.
4. Balanis C.: Antenna theory: Analysis and design. Harper and Row, New York 1982.
5. Mittra R. (ed.): Computer techniques for electromagnetics. Pergamon Press, Oxford 1973.
6. Mittra R. (ed.): Numerical and asymptotic techniques in electromagnetics. Springer Verlag, Berlin 1975.
7. Karwowski A.: Analiza struktur promieniujących złożonych z cienkich przewodów. Prace Naukowe IPEiE Politechniki Wrocławskiej, 21, Monografie, nr 8, Wrocław 1984.
8. Miller E. K., Poggio A. J., Burke G. J., Selden E. S.: Analysis of wire antennas in the presence of a conducting half-space. Part I: The vertical antenna in free space. Canadian Journal of Physics, vol. 50, No 9, 1972, pp. 879-888.
9. Chang D. C., Wait J. R.: Theory of a vertical tubular antenna located above a conducting half-space. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-18, 1970, pp. 182-188.
10. Lavrov G. A., Knjazew A. S.: Prizemnyje i podzemnyje anteny. Sovetskoje Radio, Moskwa 1965.

11. *Jasiński S., Turczyn A.*: Mapa skutecznej przewodności elektrycznej gruntu terytorium PRL. Prace Instytutu Łączności, t. 20, nr 3, 1973.
12. *Kuester E. F., Chang D. C.*: Evaluation of Sommerfeld integrals associated with dipole sources above the earth. University of Colorado, Scientific Report 43, 1979.
13. *Kuo W. C., Mei K. K.*: Numerical approximations of the Sommerfeld integrals for fast convergence. Radio Science, vol. 13, 1978, pp. 407–415.
14. *Rahmat-Samii Y., Mittra R., Parhami P.*: Evaluation of Sommerfeld integrals for lossy half-space problems. Electromagnetics, 1, 1981, pp. 1–28.
15. *Burke G. J., Miller E. K., Brittingham J. N., Lager D. L., Lytle R. J., Okada J. T.*: Computer modeling of antennas near the ground, *ibid.*, pp. 29–49.
16. *Karwowski A.*: Low-frequency approach to the problem of a vertical wire antenna above an imperfect ground, IEE Proceedings, vol. 132, Pt. H, No 2, 1985, pp. 123–126.
17. *Karwowski A., Szymańska J.*: Vector potential of a vertical current element over a lossy ground. IEE Proceedings, vol. 132, Pt. H, No 5, 1985, pp. 326–328.
18. *Surutka J. V., Velickovic D. M.*: Variational approach to V-dipole antenna analysis. The Radio and Electronic Engineer, vol. 44, No 7, 1974, pp. 367–372.
19. *Silvester P., Chan K. K.*: Bubnov-Galerkin solution to wire antenna problems. IEE Proceedings, vol. 119, No 8, 1972, pp. 1095–1099.
20. *Rotkiewicz W.* (red.): Kompatybilność elektromagnetyczna w radiotechnice. WKŁ, Warszawa 1978.
21. *Schelkunoff S.*: Antennas- Theory and practice. John Wiley and Son, London 1952.
22. CCIR: Recommendations and Reports of the CCIR. XV-th Plenary Assembly, vol. 5, Rec. 386–4, Geneva 1982.

*Анджей Каровски  
Павел Буда*

## МЕТОД ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ЗАЩИТНЫХ ЗОН ВОКРУГ ДЛИННО И СРЕДНЕВОЛНОВЫХ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПЕРЕДАЮЩИХ АНТЕНН

### Резюме

В статье рассмотрено метод определения защитных зон вокруг длинно- и средневолновых передающих радиоцентров. Определение радиуса этих зон имеет первостепенное значение с точки зрения защиты здоровья населения от вредного влияния неионизирующего излучения. Решение вопроса было найдено цифровыми методами. Распределение токов в антенне (системе антенн) было определено методом моментов решая интегрально-дифференциальное уравнение электрического типа (Посклингтона). Распределение поля в ближней зоне антенн определено по формулам Нортонa, учитывающим влияние определенности проводимости почвы. Приводятся результаты цифрового анализа влияния разных параметров на площади зон защиты.

*Andrzej Karwowski  
Pawel Buda*

## THE METHOD OF THE SAFETY ZONE RANGE PREDICTION FOR MEDIUM WAVE BROADCAST TOWER ANTENNAS

### Summary

The paper deals with a problem of determining the safety zone (with respect to human exposure to radio frequency fields) in the vicinity of MW broadcast tower antenna. The problem is solved numerically by employing the method of moments, based on thin wire approximation to electric-field type integral equation for antenna current, with the effect of ground-air interface included approximately by Norton's formulas. The results of computations for a wide range of parameters of practical interest are given.

*Andrzej Karwowski  
Pawel Buda*

## MÉTHODE DE LA DÉTERMINATION DES DIMENSIONS DES ZONES DE SÉCURITÉ DES ANTENNES D' ONDES LONGUES ET MOYENNES

### Résumé

Dans l'article est présentée une conception de la détermination des zones de sécurité au voisinage des stations radio-émettrices. Ce problème est résolu numériquement. La répartition du courant le long d'une antenne est calculée en utilisant méthode de moment. La méthode de calcul des champs électromagnétiques utilise les formules de Norton, tenant en compte l'influence de la conductivité de sol. Les résultats de calculations pour différents paramètres sont présentés.

*Andrzej Karwowski  
Pawel Buda*

## BESTIMUNGSMETHODE DER SICHERHEITSGRENZE DER LV- UND MV- SENDENANTENNEN

### Zusammenfassung

In dem Artikel wurde die Konzeption der Bestimmungsmethode der Sicherheitsgrenze der Rundfunkstationen beschrieben. Das Problem wurde numerisch aufgelöst. Die Stromverteilung längs des Antennensystem wurde nach der Pocklington-Gleichung bestimmt (diese Gleichung wurde nach der Moment-Methode gelöst). Die Verteilung der elektrischen Feldstärke wurde nach der Norton-Formel, unter Berücksichtigung der Auswirkung der elektrischen Erdeleitfähigkeit, berechnet. Es wurden auch Berechnungsergebnisse für verschiedene Einflussfaktoren dargestellt.

## PRZYCZYNEK DO BADAŃ STRUKTURY RUCHOMYCH SIECI RADIOTELEFONICZNYCH

Rękopis dostarczono 1985.04.03

W artykule omówiono podstawy techniczne ocen struktury ruchomych sieci radiotelefonicznych oraz program obliczeniowy opracowany w celu przeprowadzania analiz stanów sieci. Do określenia stanu kanałów radiowych wykorzystano stosowane ogólnie dane i miary z pewnym szerszym uwzględnieniem wpływu parametrów urządzeń. Zwrócono również uwagę na problemy związane z ustalaniem warunków eksploatacji grup kanałowych stosowanych w sieci.

### 1. WPROWADZENIE

W ostatnich latach można było zaobserwować w krajach rozwiniętych znaczne przyspieszenie procesu automatyzacji połączeń w ruchomych sieciach radiotelefonicznych. Przyczyniło się do tego zastosowanie w urządzeniach systemów mikroprocesorowych oraz do ich oprogramowania – znajomość danych o strukturze sieciowej.

Badania określonej (istniejącej lub planowanej) struktury sieciowej prowadzą do ustalenia wartości dwóch ważnych dla niej parametrów technicznych, a mianowicie tzw.:

- a) wspólnokanałowej odległości koordynacyjnej,
- b) wewnątrzobszarowej odległości zakłóceniewej.

Pierwszy parametr określa minimalną odległość pomiędzy stacjami pracującymi w tym samym kanale radiowym, drugi natomiast jest ilorzem kwadratu oczekiwanej wartości zasięgu użytecznego stacji bazowej do wartości tego zasięgu. Oba parametry są funkcją między innymi: tłumienności orograficznej i dyfrakcyjnej w obszarze podstawowym, rozkładu poziomu sygnałów radiowych, modelu realizacji połączeń radiotelefonicznych i ich intensywności, rozkładu długości kanału radiowego, parametrów technicznych urządzeń radiokomunikacyjnych, zwłaszcza selektywności wielosygnałowej i zależą od wskaźników jakości sieci, do których należy między innymi dopuszczalne prawdopodobieństwo zakłóceń kanałów i prawdopodobieństwo ich zajętości.

Warto podkreślić, że badania struktury sieci radiotelefonicznej powinny w efekcie prowadzić do określenia możliwości technicznych powiększenia liczby abonentów sieci. Informacja o „zapasie” strukturalnej pojemności sieci jest jednak zależna

zarówno od przyjętych danych obliczeniowych, jak i od zastosowanych miar, za pomocą których ocenia się wartości wymienionych wyżej parametrów. Zagadnienie ocen wiąże się ponadto z wnioskowaniem o celowości lub konieczności zmian struktury sieciowej. Przedstawiono tutaj uściślone miary zakłóceń i zajętości kanałów radiowych, przy tym ich uściślenie polega na uwzględnieniu losowej długości kanału radiowego i na obliczeniach losowej koncentracji ruchomych generatorów ruchu radiotelefonicznego.

## 2. WPLYW UKSZTAŁTOWANIA TERENU NA STRUKTURĘ SIECI

### 2.1. Natężenie pola w terenie otwartym

Przedstawiony model rozkładu pola elektromagnetycznego opracowano na podstawie probabilistycznego modelu rozkładu pola Egli'ego [5], danych FCC [4], danych CCIR [2] i wykorzystywanych krzywych propagacji [3, 7].

Struktura danych i parametrów, występujących w opisie modelu prowadzi do następujących składowych wzoru określającego poziom natężenia pola:

- a) funkcji opisującej model rozkładu pola przy założeniu ziemi płaskiej i wysokości skutecznej  $h_1 = 10$  m anteny nadawczej oraz wysokości zawieszenia anteny odbiorczej nad terenem lokalnym  $h_2 = 2$  m;
- b) funkcji korygującej model rozkładu pola dla ziemi płaskiej i opisującej (łącznie z poprzednią funkcją) rozkład pola przy założeniu terenu pofałdowanego dla  $\Delta h = 20$  m oraz dla pasm częstotliwości zawartych w przedziale od  $f = 30$  MHz do  $f = 470$  MHz oraz dla odległości od nadajnika – w przedziale wartości od  $d = 1$  km do  $d = d_r$ , gdzie  $d_r$  – horyzont radiowy;
- c) funkcji zysku wysokościowego anteny nadawczej w odniesieniu do wartości  $h_1 = 10$  m;
- d) funkcji zysku wysokościowego anteny odbiorczej  $h_2$  w odniesieniu do wartości  $h_2 = 2$  m;
- e) mediany rozkładu natężenia pola przy wysokości skutecznej anteny nadawczej  $h_1 = 300$  m w funkcji częstotliwości od 30 do 470 MHz w zasięgu pozahoryzontowym – do odległości  $d = 400$  km;
- f) funkcji korygującej tłumienie interferencyjne, przy pofałdowaniu terenu  $\Delta h \neq 20$  m.

Zgodnie z przedstawionymi wyżej elementami zależności empirycznej określającej natężenie pola, mediany jego wartości dla zasięgu przedhoryzontowego (przy  $\Delta h = 20$  m, wysokości skutecznej  $h_1 = 10$  m oraz  $h_2 = 2$  m) można obliczyć wg wzoru

$$F_{50} = g_1(P, f, d_3) \cdot g_2(f, d_1) \cdot g_3(f, d_2, d_4) \quad (1)$$

Pierwszy składnik reprezentuje tu model rozkładu natężenia pola dla ziemi płaskiej, natomiast pozostałe składniki przedstawiają korektę tego modelu dla tere-

nu pofałdowanego i przedziałów odległości  $d \in \langle 1, 30 \rangle \Rightarrow d_3 = d, d > 30 \Rightarrow d_3 = 30, d \in \langle 1, 7 \rangle \Rightarrow d_1 = d, d > 7 \Rightarrow d_1 = 7, d \in \langle 1, 7 \rangle \Rightarrow d_2 = 7, d \in \langle 7, 30 \rangle \Rightarrow d_2 = d, d > 30 \Rightarrow d_2 = 30, d \in \langle 1, 30 \rangle \Rightarrow d_4 = 30, d \in \langle 30, 90 \rangle \Rightarrow d_4 = d, d > 90 \Rightarrow d_4 = 90$ , gdzie  $d$  oraz  $d_1 \div d_4$  oznacza w km odległość miejsca odbioru fali od nadajnika,  $P$  – moc promieniowania w W,  $f$  – częstotliwość w MHz,  $F_{50}$  – medianę wartości natężenia pola w  $\mu\text{V/m}$ .

Poszczególne składniki wzoru na  $F_{50}$  mają postać:

$$g_1 = 11,55 \cdot \sqrt{P} \cdot f \cdot d_3^{-2} \quad (2)$$

$$g_2 = 82,23 \cdot 28,41^{-(\log f)^{0,44}} \cdot 1,94^{-(\log d_1)^{2,03}} \quad (3)$$

$$g_3 = 14,2 \cdot 3,34^{(0,287)^f \cdot d_3^{0,287}} \cdot 24,69 \cdot 1,574^{(0,996)^f \cdot (\log d_4)^{3,1}} \cdot 4,57^{-d_2^{0,287}} \cdot 8,21^{-(0,995)^f} \cdot 4,58^{-(0,996)^f} \cdot 2,62^{-(\log d_4)^{3,1}} \quad (4)$$

Zróznicowanie obliczanych median wartości natężenia pola w zasięgu przedhoryzontowym wynika dla różnych wysokości skutecznych  $h_1$  z funkcji zysku wysokościowego anteny nadawczej. W zasięgu pozahoryzontowym rolę zysku wysokościowego przejmują odległość zastępcza. Jest ona każdorazowo odnoszona (dla różnych wysokości anteny nadawczej) do obliczeń mediany natężenia pola przy wysokości  $h_1 = 300$  m, z wykorzystaniem aproksymacji przebiegu krzywej mediany natężenia pola przy tej wysokości i danym zasięgu.

Zysk wysokościowy anteny nadawczej w stosunku do natężenia pola, otrzymanego przy wartości odniesienia  $h_1 = 10$  m, można obliczyć z załączonego niżej wzoru na  $G_{h_1}$ , przy ograniczeniach wysokości skutecznej  $h_1$  oraz odległości  $d$  od nadajnika do następujących przedziałów wartości:

$$h_1 \leq 50 \Rightarrow h_{12} = 300, h_1 > 50 \Rightarrow h_{12} = h_1, h_1 \leq 50 \Rightarrow h_{11} = h_1,$$

$$h_1 > 50 \Rightarrow h_{11} = 300, d \in \langle 1, 30 \rangle \Rightarrow d_3 = d, d > 30 \Rightarrow d_3 = 30,$$

przy czym  $d$  oraz  $d_3$  wyrażają się w km,  $h_1, h_{11}$  i  $h_{12}$  oznaczają wysokość skuteczną w metrach

$$G_{h_1} = 25,46^{(\log h_{12} - 1) \cdot 0,2321^{d_3^{-0,6340}}} \cdot (184,4)^{-1} \cdot 3,03^{(\log h_{11})^{1,71}} \cdot [39,4 \cdot 2,1812^{-(\log h_{11})^{1,706}}]^{0,87391^{d_3}} \quad (5)$$

Do określenia mediany natężenia pola w zasięgu pozahoryzontowym (przy wysokości skutecznej anteny nadawczej  $h_1 = 300$  m) opracowano współczynnik  $B_h$ , który łącznie z wyrażeniem opisującym podstawowy model rozkładu natężenia pola pozwala na aproksymację funkcji obliczanych median odpowiednich wartości. Współczynnik  $B_h$  równa się:

$$B_h = \text{INV log} \{ 121,7 + (0,997)^f \cdot [34,04 \cdot (\log d_5)^{0,068} - 35,63] - 116,3 \cdot (\log d_5)^{0,068} \}, \quad (6)$$

gdzie  $\text{INV log}$  jest odwrotną funkcją logarytmu dziesiętnego, zaś ograniczenia war-



tości odległości od nadajnika odnoszą się do przedziałów:  $d \in \langle 1, 90 \rangle \Rightarrow d_5 = 90$ ,  $d \in \langle 90, 400 \rangle \Rightarrow d_5 = d$ , gdzie  $d$  oraz  $d_5$  w kilometrach.

Zmiany wysokości skutecznej anteny nadawczej w zasięgu pozahoryzontowym wpływają na mediany odpowiednich wartości poprzez wyrażenie, określające odległość zastępczą  $d_z$ , przy czym:

$$d_z = d \cdot \text{INV log} \{ (0,0915 \cdot f^{0,139} - 0,2137) \cdot (h_1^{0,3123} - 5,937) \cdot \\ \cdot \text{INV log} [ (-2,18 \cdot 10^{-7} + 1,94 \cdot 10^{-7} \cdot \exp(-0,002196 \cdot f)) \cdot (d_6^{3,016} + \\ - 133231,3) ] \} - 1248,9 \cdot (\text{INV log} \{ (0,091 \cdot f^{0,139} - 0,214) \cdot (h_1^{0,312} + \\ - 5,937) \cdot \text{INV log} [ (-2,18 \cdot 10^{-7} + 1,94 \cdot 10^{-7} \cdot \exp(-0,002196 \cdot f)) \cdot \\ \cdot (d_6^{3,016} - 133231,3) ] \} \cdot d)^{-1,084} + 288,7 - 155,2 \cdot h_1^{0,102}, \quad (7)$$

przy dotrzymaniu warunków  $d \leq 50 \Rightarrow d_6 = 50$ ,  $d > 50 \Rightarrow d_6 = d$  oraz jeżeli  $d$  oznacza horyzont radiowy, to odległość zastępczą  $d_z$  można podstawić do wzoru na współczynnik  $B_h$ , przy uwzględnieniu, że:

$$d_z \leq d_r \Rightarrow d = d \wedge h_1 = h_1 = 300,$$

w podstawieniach do wzorów na  $G_h$ ,  $B_h$  oraz skorygowany model dla terenu pofałdowanego  $\Delta h = 20$  m. Pod  $d_r = \sqrt{17}(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$  występują w kryterium wartości  $h_2 = 2$  m i  $h_1 = 300$  m.

Wynikowe równanie zysku wysokościowego anteny odbiorczej  $G_{h_2}$  względem wartości odniesienia  $h_2 = 2$  m można przedstawić za pomocą zależności

$$G_{h_2} = 10,755 \cdot h_2^{0,388} + 18,478 \cdot e^{-\frac{59,861}{d}} - 13,857 \cdot h_2^{0,388} \cdot e^{-\frac{59,861}{d}} - 14,34, \quad (8)$$

odpowiednie zmienne wyrażone są w dB, m i km.

Odchylenie standardowe  $\sigma_L$  rozkładu natężenia pola w zależności od miejsca wynosi

$$\sigma_L = 3,969 \sqrt{\frac{f \cdot \Delta h}{10\,000}} - 0,2083 \cdot \frac{f \cdot \Delta h}{10\,000} + 6 \quad \text{dB, m} \quad (9)$$

zaś odchylenie standardowe w funkcji czasu  $\sigma_T$  równa się

$$\sigma_T = 5,185 \cdot (\log d)^2 - 9,788 \cdot \log d \quad \text{[dB, km]}. \quad (10)$$

Wiadomo przy tym, że rozkład wartości logarytmicznych natężenia pola w terenie otwartym odpowiada rozkładowi normalnemu.

## 2.2. Rozkład natężenia pola w terenie miejskim

Ważnym parametrem rozkładu natężenia pola w terenie miejskim jest głębokość wnicania budynków w obszar pierwszej strefy Fresnela. W konsekwencji tego pow-

stają cienie elektromagnetyczne, które kształtują zasięg użyteczny nadajników również w zależności od gęstości zabudowy.

Odpowiedni współczynnik  $a$  Kirchhoffa-Fresnela, będący argumentem zmiennej losowej tłumienności dyfrakcyjnej w terenie miejskim, można obliczyć ze wzoru [1]:

$$a_i = (h_{p_i} - h_2) (\lambda \cdot w_i)^{-0.5} \cdot \sqrt{2} \quad (11)$$

w którym:  $h_{p_i}$  odpowiada wysokości  $i$ -tej przeszkody w metrach,  $h_2$  jest wysokością zawieszenia anteny odbiorczej,  $w_i$  – szerokością ulicy,  $\lambda$  zaś – długością fali radiowej. Do tej postaci wzoru prowadzi założenie, iż w przypadku ulicy prostopadłej do promienia łączącego antenę stacjonarną z anteną ruchomą wartość losowa sinusa kąta przebiegu ulicy względem wymienionego promienia jest wielkością stałą. Natomiast wpływ zróżnicowanego przebiegu ulic względem tego promienia można przenieść do wykładnika potęgowego odległości miejsca odbioru od miejsca nadawania fali. Chodzi więc o zmianę tzw. prawa czwartej potęgi odległości od nadajnika. Powyższe założenia pozwalają na wyeliminowanie długości kanału radiowego z uwikłanej postaci wzoru na medianę wartości tłumienności dyfrakcyjnej.

Znajomość współczynnika  $a$  pozwala na obliczenie przybliżonej wartości współczynnika  $\xi_i$  tłumienia pola elektromagnetycznego wskutek dyfrakcji fali. Na dokładność tej wartości mają wpływ nie tylko podane wyżej założenia upraszczające, lecz również metody pomiaru wysokości przeszkód dyfrakcyjnych. Wartość współczynnika  $\xi_i$  wynika ze wzoru Fresnela:

$$\xi_i = \left| \frac{1+j}{2} \int_{a_i}^{\infty} \exp \left[ -j \frac{\pi a^2}{2} \right] da \right|. \quad (12)$$

Oblicza się ją, przy określonej liczbie wyrazów, z wyrażenia:

$$\xi_i = \left| 0,5 \left\{ - \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \cdot \pi^{2k} \cdot a_i^{4k+1}}{2^{2k} \cdot (2k)! \cdot (4k+1)} - \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \cdot \pi^{2k+1} \cdot a_i^{4k+3}}{2^{2k+1} \cdot (2k+1)! \cdot (4k+3)} + \right. \right. \\ \left. \left. - j \left( \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \cdot \pi^{2k} \cdot a_i^{4k+1}}{2^{2k} \cdot (2k)! \cdot (4k+1)} - \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \cdot \pi^{2k+1} \cdot a_i^{4k+3}}{2^{2k+1} \cdot (2k+1)! \cdot (4k+3)} \right) \right\} \right|. \quad (13)$$

Do obliczeń tłumienności dyfrakcyjnej, w przypadku średniej i wysokiej zabudowy miejskiej, można z pewnym uproszczeniem, zastosować wzór:

$$\xi_i = \frac{2,74 \sqrt{w_i}}{(h_{p_i} - h_2) \cdot \sqrt{f}} \quad (14)$$

Wiadomo ponadto z pomiarów, że zaniki sygnału radiowego na krótkich kilkudziesięciometrowych odcinkach trasy w terenie miejskim odpowiadają zmianom opisanym za pomocą funkcji gęstości rozkładu Rayleigha. Fluktuacje obwiedni sygnału względem średniej wartości lokalnej sygnału, korespondującej z tłumieniem  $\xi_i$ ,

nakładają się na zmiany poziomu natężenia pola w skali całego obszaru. Zmiany natężenia pola w skali całego obszaru zachodzą w terenie miejskim z gęstością, opisaną za pomocą rozkładu normalnego wartości logarytmicznej natężenia pola i są wynikiem oddziaływania tzw. cieni elektromagnetycznych.

Jeżeli  $x_0$  jest średnią wartością lokalną natężenia pola  $x$ , natomiast  $\bar{x}_0$  jest wartością oczekiwaną  $E\{x_0\}$  w skali obszaru, czyli  $x_0 = E\{x\}$  i  $\bar{x}_0 = E\{x_0\}$  w dB, to wtedy funkcja gęstości  $f_1\left(\frac{x}{x_0}\right)$  równa się:

$$f_1\left(\frac{x}{x_0}\right) = \frac{\pi \cdot x}{2x_0^2} \cdot \exp\left[-\frac{\pi x^2}{4x_0^2}\right] \quad (15)$$

Natomiast zmiany średniej wartości lokalnej wyrażonej w dB,  $x_0$ , w odniesieniu do średniej wartości całego obszaru (również w dB)  $\bar{x}_0$  opisuje funkcja gęstości  $f_2$ :

$$f_2(x_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \cdot \exp\left[-\frac{(x_0 - \bar{x}_0)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (16)$$

Funkcja  $f_1$  nie jest zależna od liniowej względnie logarytmicznej postaci zmiennej  $\frac{x}{x_0}$ , dlatego spłot funkcji  $f_1$  i  $f_2$  można wyrazić za pomocą funkcji gęstości  $f_3$  o argumentach wyrażonych w dB,

$$f_3(x) = \frac{0,63}{\sigma} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x}{(1,26)^{x_0}} \cdot \exp\left[-\frac{0,785 \cdot x^2}{(1,26)^{x_0}}\right] \cdot \exp\left[-\frac{(x_0 - \bar{x}_0)^2}{2\sigma^2}\right] dx_0 \quad (17)$$

Odchylenie standardowe  $\sigma$  określa zakres zmian pola w wyniku oddziaływania cieni elektromagnetycznych.

Na poziom sygnału radiowego w terenie miejskim będzie miał również wpływ rozkład zmiennej losowej długości  $L$  kanału radiowego, czyli odległości ruchomego odbiornika od nadajnika stacjonarnego. Z danych [4] o pomiarach tej zmiennej wynika, że jej rozkład można określić za pomocą rozkładu normalnego.

### 2.3. Porównanie poziomu dwu sygnałów radiowych

Wiadomo, iż na podstawie funkcji w (17) można ustalić prawdopodobieństwo przekraczania przez dany sygnał radiowy  $x_1$  określonej wartości natężenia pola, powiedzmy wartości natężenia pola chronionego.

Jeżeli poziomowi  $x_1$  sygnału odpowiada sygnał użyteczny, występujący w odległości od stacji bazowej równej lub większej od  $l_u$  ( $l_u$  – badany zasięg użyteczny), to wtedy z punktu widzenia jakości pracy sieci należy chronić poziom  $x_1$  sygnału przed zakłóceniami w odległości równej lub mniejszej niż  $l_u$ , przy czym  $l_u$  jest w optymalnym przypadku zawarte w przedziale  $d \geq l_u > 0$  ( $d$  – pożądany zasięg stacji bazowej).

Analogicznie, poziomowi  $x_2$  sygnału można przypisać poziom sygnału zakłócającego występującego również w miejscu stacji bazowej, z odległości mniejszej lub równej od zasięgu zakłóceniewego  $l_z$ . W przedstawionej sytuacji ruchoma sieć radiotelefoniczna będzie miała tym większy obszar z chronionym przed zakłóceniami polem elektromagnetycznym, im bardziej wartość  $l_z$  będzie się mogła zbliżyć do wartości zerowej, przy równoczesnym maksymalnym zbliżeniu wartości  $l_u$  do pożądanego zasięgu  $d$  stacji bazowej.

W dalszych rozważaniach zostaną zwięźle przedstawione związki pomiędzy chronionym zasięgiem użytecznym  $l_u$  (czyli zasięgiem, przy którym pole użyteczne ma wystarczającą przewagę nad polem zakłócającym) a zasięgiem zakłóceniewym  $l_z$  na terenie obszaru podstawowego w odniesieniu do sygnałów, generowanych w jego granicach. Osiągalną wartość parametru  $l_u$  można traktować jako miarę jakości sieci dla danego, dopuszczalnego prawdopodobieństwa zakłóceń, ponieważ jest zależna zarówno od parametrów technicznych sprzętu (np. selektywność, odporność na zakłócenia), jak i od parametrów ruchowych (obciążenie kanałów radiowych, straty w połączeniach).

Na podstawie funkcji gęstości długości kanału radiowego można wnioskować, iż określonej odległości  $l_u \leq x_1 \cdot \sigma_L + l$  ( $x_1 \cdot \sigma_L$  - z uwagi na rozkład normalny oznacza wymagany procent pokrycia obszaru polem chronionym) odpowiada określona wartość parametru  $l_z$ , dla której funkcja gęstości różnicy logarytmów wartości  $x_1$  i  $x_2$  wykazuje maksimum. Na podstawie tej funkcji gęstości można również stwierdzić, iż określonej odległości  $l_u$ , powyżej której zakłada się wystąpienie zakłóceń sygnału użytecznego, odpowiada wartość  $l_z$ . Poniżej tej wartości sygnał zakłócający powoduje zakłócenia większe niż zakładane prawdopodobieństwo zakłóceń. Wartość  $l_z$  można obliczyć ze wzoru [8]

$$l_z = \frac{(\bar{l})^2}{l_u},$$

gdzie:  $l$  jest wartością oczekiwaną długości kanału radiowego.

Jeżeli sygnał użyteczny  $x_1$  jest chroniony przed sygnałem zakłócającym  $x_2$  z odstępem ochronnym  $A$ , to wtedy  $x_1 = x_2 + A$  (wszystkie zmienne w dB). Na podstawie wzoru (17) można prawdopodobieństwo zakłóceń przy jednym sygnale zakłócającym obliczyć z dystrybuanty:

$$P(x_1 \leq x_2 + A) = \frac{1}{\sqrt{\pi(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp\left(-\frac{z^2}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}\right)}{1 + 1,26 \left(\frac{x_1 - x_2 - A - z \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}}}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}\right)} dz$$

(18)

Aproksymowana wartość prawdopodobieństwa zakłóceń według wzoru Simp-

sona równa się:

$$P(x_1 \leq x_2 + A) = [\pi(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)]^{-0.5} \cdot \frac{k}{3} (f_0 + 4f_1 + 2f_2 + \dots + f_n), \quad (19)$$

gdzie:  $f_0, f_1, f_2, \dots, f_n$  są wartościami funkcji  $f(z)$  w punktach  $z_0, z_1, z_2, \dots, z_n$ ,  $k = \frac{z_n - z_0}{n}$ , a  $z_0$  i  $z_n$  przybliżonymi wartościami granic całkowania, przy założeniu, że  $z_n > z_0$ .

### 3. MODEL POŁĄCZEŃ RADIOTELEFONICZNYCH

Prawdopodobieństwo zakłóceń, obliczone ze wzoru (19), dotyczy zjawiska ciągłych interferencji. W rzeczywistości sygnał zakłócający pojawia się tylko w trakcie ruchu radiotelefonicznego, w zależności od napływających zgłoszeń abonentów. W sieciach rozwiniętych liczba tych abonentów znacznie przekracza liczbę kanałów radiowych, przeznaczonych do załatwiania generowanego ruchu. Do określenia realizacji połączeń radiotelefonicznych przyjęto więc tutaj model erlangowski.

Zgodnie z tym założeniem, funkcję gęstości trwania połączeń przy założonych stratach ruchowych można określić za pomocą funkcji gęstości rozkładu gamma:

$$f(t) = \frac{\lambda^n}{\Gamma(n)} \cdot t^{n-1} \cdot e^{-\lambda t},$$

która przy  $n$  całkowitych i w nieznacznie zmienionej postaci:

$$f_T(t) = \frac{(\lambda t)^{n-1}}{\lambda^{-1}(n-1)!} \cdot e^{-\lambda t}$$

znana jest jako funkcja gęstości rozkładu Erlanga. Odpowiednie przekształcenia dystrybuanty zmiennej  $T$ , czyli (w rozważanym tutaj zagadnieniu) czasu emisji sygnałów radiowych, dokonane przez Erlanga:

$$F(t) = \int_0^t f_T(t) dt = 1 - e^{-\lambda t} \cdot \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(\lambda t)^k}{k!} \quad (20)$$

umożliwiają również w sieci radiotelefonicznej obliczenie prawdopodobieństwa strat dla danej grupy kanałów radiowych, pracujących w systemie z automatycznym wybieraniem wolnego kanału oraz prawdopodobieństwa zajętości kanału użytecznego lub zakłócającego. Przy  $n$  niezależnych, równoczesnych zgłoszeniach abonentów sieci ruchomej funkcja dystrybucji  $F(t)$  określa prawdopodobieństwo  $P(T \leq t) = F(t)$ , z jakim zmienna  $T$  przyjmie wartość mniejszą lub równą  $t$ , niezbędną do załatwienia  $k$  z  $n$  wymienionych zgłoszeń, gdzie  $k$  równa się liczbie kanałów radiowych.

Zgodnie z wymienionymi przekształceniami, prawdopodobieństwo zajętości  $P_z$  jednego kanału radiowego z grupy  $k$  kanałów wynika z zależności:

$$P_z = \sum_i \lambda_i \cdot E_i\{T\} \cdot k^{-1} \cdot \sum_{j=0}^{k-1} \frac{(\sum_i \lambda_i \cdot E_i\{T\})^j}{j!} \cdot \left( \sum_{j=0}^k \frac{(\sum_i \lambda_i \cdot E_i\{T\})^j}{j!} \right)^{-1} \quad (21)$$

gdzie:  $i$  oznacza liczbę grup abonenckich obszaru podstawowego,  $\lambda$  – intensywność zgłoszeń,  $k$  – liczbę kanałów radiowych,  $E\{T\}$  – wartość oczekiwaną czasu połączenia. Obliczone prawdopodobieństwo dotyczy stanu kanałów w odniesieniu do ruchu generowanego w godzinie największego ruchu (GNR).

Prawdopodobieństwo  $P_v$  zajętości grupy  $k$  kanałów, równe stratom ruchowym, przyjętym w sieci radiotelefonicznej przy danej liczbie jej abonentów, określa wzór:

$$P_v = \frac{(\sum_i \lambda_i \cdot E_i\{T\})^k}{k!} \cdot \left( \sum_{j=0}^k \frac{(\sum_i \lambda_i \cdot E_i\{T\})^j}{j!} \right)^{-1} \quad (22)$$

z oznaczeniami identycznymi jak powyżej. Zajętość pojedynczego kanału, jak również straty przy  $k = 1$ , wynikają z tożsamości  $P_v \equiv P_z$ .

Do powyższych wzorów zależność uzupełniająca stanowi równanie, na podstawie którego można obliczyć średnie natężenie  $A_z$  strumienia zgłoszeń załatwionych:

$$A_z = A_g(1 - P_v), \quad (23)$$

gdzie:  $A_g$  oznacza radiotelefoniczny ruch generowany.

Do zmiennych losowych, kształtujących natężenie ruchu w kanałach radiowych, należy również łączna liczba ruchomych generatorów ruchu, występujących w danym obszarze podstawowym. Liczba ta jest zmienną losową z uwagi na abonentów pozaobszarowych, korzystających z połączeń radiotelefonicznych po przybyciu na dany obszar. Również część ruchu generowanego pochodzi z ruchu międzyobszarowego.

Wartość oczekiwana  $E_j\{M\}$  ruchomych generatorów ruchu na danym  $j$ -tym obszarze podstawowym jest sumą następujących składników:

$$E_j\{M\} = m_{OP_j} + E_j\{M_{ip_j}\} - E_j\{M_{io}\} \quad (24)$$

gdzie:  $M_i$  – zmienna losowa liczby generatorów pozaobszarowych,  $M_{ip_j}$  – zmienna losowa liczby generatorów przyjezdnych w GNR do  $j$ -tego obszaru ze wszystkich pozostałych,  $M_{io_j}$  – zmienna liczby generatorów, opuszczających  $j$ -ty obszar w GNR do dowolnego innego; wielkość zdeterminowana  $m_{OP_j}$  oznacza liczbę aktualnie zarejestrowanych abonentów  $j$ -tego obszaru podstawowego.

Wpływ na wartość oczekiwaną zmiennych losowych  $E_j\{M_{ip_j}\}$  oraz  $E_j\{M_{io}\}$  mają następujące czynniki:

- losowa tendencja abonentów do opuszczenia danego  $j$ -tego obszaru,
- losowy wybór obszaru docelowego.

Liczba abonentów pozaobszarowych, którzy przybyli już do określonego  $j$ -tego obszaru jest już tylko funkcją czynnika  $a$ ). Oznacza to uzyskanie dodatkowej informacji przy obliczaniu wartości oczekiwanej  $E_j\{M_{ip}\}$ , co zostało wykorzystane w metodzie macierzowej obliczeń wartości  $E_j\{M_{ip}\}$ , przedstawionej szczegółowo w [8].

Do obliczenia składowej  $E_j\{M\}$ , to znaczy wartości  $E_j\{M_{ip}\}$  należy najpierw ustalić rozkłady zmiennych losowych  $M_{io_j}$  oraz  $M_{ip_{v+1-j,j}}$ , gdzie  $v$  oznacza liczbę obszarów podstawowych. Zakłada się przy tym, że te obszary są elementami sieci strukturalnie spójnej. Na podstawie pomiarów mamy więc rozkłady zmiennej losowej  $M_{io_j}$ , czyli  $\{m_{io_k}; p(m_{io_k})\}_j$  oraz zmiennej losowej  $M_{ip_{v+1-j,j}}$  czyli  $\{m_{ip_k}; p(m_{ip_k})\}_{v+1-j,j}$ , określające częstość opuszczania przez poszczególne generatory ruchu radiotelefonicznego ich własnych  $j$ -tych obszarów i częstość opuszczania przez te generatory ich własnego  $v+1-j$  obszaru do obszaru  $j$ .

Po wykonaniu tych pomiarów można otrzymać z obliczeń, iż wartość oczekiwana zmiennej losowej  $M_{io_j}$  równa się:

$$E\{M_{io_j}\} = \left[ \sum_k m_{io_k} \cdot p(m_{io_k}) \right]_j$$

i analogicznie dla  $M_{ip_{v+1-j,j}}$ :

$$E\{M_{ip_{v+1-j,j}}\} = \left[ \sum_k m_{ip_k} \cdot p(m_{ip_k}) \right]_{v+1-j,j}.$$

Znajomość wartości  $E\{m_{io_j}\}$  oraz  $E\{M_{ip_{v+1-j,j}}\}$  pozwala na obliczenie nieznannej wartości oczekiwanej  $E\{M_{ip_j}\}$  losowej koncentracji generatorów ruchu radiotelefonicznego w  $j$ -tym obszarze ze wzoru:

$$E\{M_{ip_j}\} = [E\{M_{ip_{v+1-j,j}}\} - c_{v+1-j,j} + r_j \cdot a_{v+1-j,j}] \cdot (v-1), \quad (25)$$

w którym czynniki  $c_{v+1-j,j}$ ,  $a_{v+1-j,j}$  oraz  $r_j$  oblicza się dla  $v = 12$  zgodnie z zależnościami podanymi w [8].

#### 4. ZAKŁÓCENIA WIELOSYGNAŁOWE

Wynikowe natężenie pola pochodzące od radiowych sygnałów zakłócających, zarówno wspólnokanałowych jak i – w ogólnym przypadku – intermodulujących, powstaje w wyniku superpozycji fal. Pewne uproszczenie [8] wyrażeń opisujących wynikowe natężenie pola prowadzi do zależności, z której można wyeliminować w postaci oddzielnego czynnika  $b$ -tą potęgę odległości miejsca odbioru fal od miejsca ich nadawania i w ten sposób uwzględnić cechy probabilistyczne zmiennej losowej długości kanału radiowego. Uproszczenie dotyczy współczynników przy amplitudach poszczególnych sygnałów.

Charakterystyki selektywności wielosygnałowej  $A_{int}$  odbiorników radiotelefonicznych wykazują zależność tej selektywności  $A_{int}$  od poziomu sygnału użytecznego. Wartość graniczna  $A_{int\ gr}$  dla chronionego natężenia pola użytecznego odpowiada pewnej wartości zasięgu granicznego nadajnika. W zależności więc od przebiegu krzywych  $A_{int}$  należy uzależnić przebieg funkcji  $A_{int}$  od zasięgu użytecznego. Otrzymany wzór na  $A_{int}(c)$ , przy odpowiednio dobranym współczynniku  $c$  ma postać:

$$\ln A_{int}(c) = \frac{A_{int\ gr} [\text{dB}]}{8,686} + c \cdot \ln l_u^b - c \cdot \ln l_{gr}^b \quad (26)$$

gdzie:  $c$  – współczynnik nachylenia krzywej  $A_{int}$ , ustalony na podstawie krzywych zmierzonych dla danego sprzętu,  $l_u^b$  –  $b$ -ta potęga zasięgu użytecznego  $l_u$ ,  $l_{gr}$  – zasięg graniczny nadajnika bazowego.

Zakłócenia wielosygnałowe mogą być liczone z różnym stopniem szczegółowości. Dwa najczęściej spotykane warianty analizy struktury przeszkód dyfrakcyjnych obejmują:

- obliczenia tłumienności dyfrakcyjnej w skali całego miasta,
- zróznicowanie argumentów funkcji obliczanych z uwzględnieniem profilu terenu miejskiego.

W przypadku ustalenia jednolitej, uśrednionej szerokości ulicy dla danego terenu miejskiego oraz przyjęcia założenia, że dany teren charakteryzuje się tylko jednym wspólnym współczynnikiem tłumienności orograficznej i jednym wspólnym współczynnikiem tłumienności dyfrakcyjnej – funkcja gęstości rozkładu różnicy prawdopodobieństwa wynikowego poziomu  $n$  sygnałów zakłócających do sygnału użytecznego, z uwzględnieniem współczynnika  $A_{int}$  oraz wpływu cieni elektromagnetycznych, przyjmuje następującą [8] postać:

$$f_{S_r}(s_r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} (n+1) \cdot \sigma_S} \cdot \exp \left\{ -0,5 \left[ \frac{-\ln A_{int}(c) + \ln \sqrt{n} - 2b (\ln \bar{l} - \ln l_u)}{\sqrt{n+1} \cdot \sigma_S} \right]^2 \right\} \quad (27)$$

gdzie odchylenia standardowe  $\sigma_S$  równa się:

$$\sigma_S = \left[ b^2 \cdot \frac{\sigma_L^2}{\bar{l}^2} + (\ln \sigma_\theta)^2 + \sigma_z^2 \right]^{0,5}$$

Poszczególne wyrazy oznaczają tu:  $\sigma_z$  – odchylenie tłumienia dyfrakcyjnego w dB,  $\sigma_\theta$  – odchylenie tłumienia orograficznego,  $\sigma_L$  – odchylenie rozkładu długości kanału radiowego,  $\bar{l}$  – wartość oczekiwana długości kanału.

Prawdopodobieństwo przekraczania przez zakłócające sygnały  $S_z$  poziomu  $S_u$  sygnału użytecznego, generowanego z losowo występującej odległości mniejszej lub równej  $l_u$ , od stacji bazowej, określa równanie

$$P(S_z \geq S_u) = 0,5 + \int_0^{s_r} f_{S_r}(s_r) d(s_r) \quad (28)$$

przy podstawieniu funkcji unormowanej  $f_{S_r}$  z zależności (27).



Obliczenie łącznego natężenia ruchu radiotelefonicznego z uwzględnieniem składowej ruchu międzyobszarowego pozwala na określenie za pomocą wzoru (21) zajętości grupy  $k$  kanałów na danym obszarze podstawowym oraz pozwala na ustalenie za pomocą wzoru (22), czy obliczony ruch nie przekracza założonych strat.

Na podstawie wzorów (28) i (22), przy  $k$  kanałach w sieci obszaru podstawowego, przy danych parametrach ruchowych, występujących losowo długościach kanałów radiowych i danej strukturze terenu miejskiego — można obliczyć prawdopodobieństwo  $P_{int}$  wystąpienia wielosygnałowych zakłóceń jako:

$$P_{int} = \frac{\left[ 2 \cdot \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{\left[ \frac{-\ln A_{int}(c) + \ln \sqrt{k-1} - 2b (\ln \bar{l} - \ln l_u)}{\sqrt{k} \cdot \sigma_s} \right]^{2n+1}}{n! 2^n (2n+1)} + \sqrt{2\pi} \right] \cdot \left( \sum_i \lambda_i \cdot E_i\{T\}^k \right)}{\sqrt{2\pi} \cdot 2k! \sum_{j=0}^k \frac{\left( \sum_i \lambda_i \cdot E_i\{T\} \right)^j}{j!}} \quad (29)$$

## 5. TRANSFORMACJE OBSZARÓW INTERFERENCJI

Poniżej przedstawiono założenia, kryteria odniesienia oraz strukturę programu badań zakłóceń kanałowych w skali całego podstawowego obszaru ruchomej sieci radiotelefonicznej. Celem tych badań jest ustalenie zmian zasięgu granicznego stacji bazowej oraz obszarów, na których interferencje nie przekroczyły dopuszczalnego poziomu zakłóceń.

Do obliczeń sieciowych parametrów strukturalnych należy zgromadzić następujące dane:

- współczynniki pofałdowania terenu  $\Delta h$ ,
- odchylenie standardowe  $\sigma_{\theta}$  tłumienności orograficznej,
- współczynniki tłumienności dyfrakcyjnej  $\xi_i$ ,
- wartość wykładnika  $b$  długości kanału radiowego,
- średni poziom terenu,
- liczbę abonentów ruchomej sieci radiotelefonicznej  $m$ ,
- liczbę zgłoszeń przypadającą na jednego ruchomego abonenta  $E\{N\}$  w GNR,
- średni czas trwania połączenia jednego abonenta,
- oczekiwane wartości długości kanału radiowego,
- odchylenie standardowe długości kanału.

Parametry wymagane, które uwzględnia się w obliczeniach, są to:

- minimalny stosunek sygnał/szum w kanale w zasięgu granicznym,
- pole chronione przy granicznym zasięgu stacji bazowej,
- dopuszczalny współczynnik zakłóceń  $P_{int} \leq P_{int \text{ maks.}}$

- dopuszczalną zajętość kanałów  $P_v \leq P_{v \text{ maks.}}$ .
- oraz następujące dane sieciowe i parametry urządzeń:
- zakres wielkiej częstotliwości,
  - liczbę węzłów  $\mu$  siatki kanałowej,
  - odstęp międzykanałowy,
  - selektywność wielosygnałowa  $A_{int}(c)$  odbiorników.

Dla wymienionych parametrów i danych, gdzie łączna liczba kanałów radiowych  $k$  dla obszaru podstawowego oraz pozostałych obszarów sąsiednich jest stała, zostało określone kryterium odniesienia  $C$ , równoznaczne sumie ruchu załatwionego w  $v$  obszarach podstawowych, przy początkowej równości  $v = \mu$ :

$$C = \sum_{i=1}^v k_i \frac{A_{z_i}}{k} = \sum k_i A_{g_i} \frac{1 - P_{v_i}}{k} \quad (30)$$

gdzie:  $A_z$  – ruch załatwiony,  $k_i$  – liczba kanałów w danym  $i$ -tym obszarze,  $A_{g_i}$  – ruch generowany w  $i$ -tym obszarze,  $P_{v_i}$  – zajętość kanałów, przy ustalonych wartościach  $P_{int_i}$ ,  $P_{v_i}$  oraz określonym stosunku sygnału do szumu.

Z  $k$  kanałów przypada na analizowany obszar  $k_i$  kanałów radiowych, przy  $k_i < k$ . Ponieważ  $k$  jest stałe, więc jest celowe określenie takich poszczególnych wartości  $k_i$ , aby dla wymaganych wskaźników jakościowych sieci  $P_{int_i}$ ,  $P_v$  oraz  $\frac{S}{N}$  (stosunek sygnał/szum) wartość kryterium  $C$  wzrosła maksymalnie. Odpowiadać to będzie maksymalizacji wartości ruchu załatwionego.

Badania struktury sieciowej obejmują następujące działania:

1. Obliczenie zapotrzebowania na kanały radiowe na podstawie danych zmierzonych lub założonych.
2. Zbadanie warunków realizacji kanałów na danym obszarze podstawowym (zmierzone lub obliczone wartości tłumienności orograficznej i dyfrakcyjnej oraz zasięgi graniczne).
3. Określenie stanu kanału, tzn. czy poziom zakłóceń nie przekracza dopuszczalnych wartości oraz czy procent strat ruchowych nie jest większy od dopuszczalnego.
4. Przyporządkowanie podanym kryteriom zmian struktury sieci obszaru podstawowego, zwłaszcza zmian liczby kanałów i zmian zasięgów granicznych.

Cykl obliczeń przeprowadzony dla określonego wzrostu gęstości radiotelefonicznej (przy zmiennej niezależnej czasu) prowadzi do określenia zmian następujących wskaźników strukturalnych sieci obszaru podstawowego:

- gęstości radiotelefonicznej,
- liczby abonentów,
- liczby kanałów,
- ciągu wartości zasięgów granicznych,
- współrzędnych potencjalnych lokalizacji stacji bazowych.

Zakres badania struktury sieci można syntetycznie przedstawić przy użyciu maszyny cyfrowej za pomocą zmian izografów zakłóceń, jako funkcji wszystkich para-

metrów struktury. Przy grupach kanałowych załatwiających dany ruch i obejmujących nawet kanały intermodulujące można na monitorze komputera przedstawić w zasięgu stacji bazowej obszary interferencji, ograniczone izografami o określonym procencie zakłóceń. W miarę zmian gęstości radiotelefonicznej i parametrów ruchowych w funkcji czasu obszary te przekształcają się na coraz to mniejsze.

Program obliczeń transformacji obszarów interferencji (TOBI), za pomocą którego można realizować wymienione badania, zawiera następujące bloki:

- a) blok główny – steruje obliczeniami i określa kanały,
- b) podprogram MAKRO – oblicza dystrybucję,
- c) podprogram DET – obliczenia wyznaczników,
- d) podprogram WPR – określa procent zakłóceń,
- e) funkcje: SUM, SUMKW, XSR, SIL, PV, PR – funkcje pomocnicze,
- f) podprogram WYKR – synteza wyników i wykres izografów.

Program jest napisany w języku Fortran IV. Czas liczenia jednego obszaru podstawowego na komputerze R-32 wynosi 4 minuty.

## 6. WNIOSKI

Głównym celem przedstawionych w skrócie badań struktury sieci są obliczenia aktualnego i perspektywicznego stanu kanałów oraz ustalenie wartości zmian parametrów sieci na obszarze podstawowym dla zwiększenia jej przepustowości.

Realizacja tego celu zależy w dużej mierze od możliwości zgromadzenia danych niezbędnych przy obliczeniach. Źródłami takich danych są pomiary (ruchu, parametrów struktur ośrodków propagacji fal), zdjęcia lotnicze (dane o wysokościach przeszkód dyfrakcyjnych w zabudowie miast), mapy cyfrowe z danymi orograficznymi.

Oprócz kompleksowych banków danych o strukturze sieci wydaje się również celowe tworzenie zróżnicowanych obszarowo nośników informacji z przeznaczeniem przeprowadzania analiz przy użyciu mikrokomputerów.

## WYKAZ LITERATURY

1. *Allsebrock K.*: Mobile radio propagation in British cities at frequencies in the v.h.f. and u.h.f. bands. Proc. IEE, No 2, 1977.
2. CCIR: Sprawozdanie nr 567. Kyoto 1978.
3. CCIR: Zalecenie nr 370. Kyoto 1978
4. FCC: Report of the advisory committee for the land mobile radio service. 1967.
5. *Egli J. J.*: Radio propagation above 40 Mc over irregular terrain. Proceedings of the IRE, No 10, 1957

6. French R. C.: The effect of fading and shadowing on channel reuse in mobile radio. IEEE Transactions on vehic. tech., No 3, 1979.
7. Lisicki W.: Projekt krzywych propagacji dla radiokomunikacji lądowej. IŁ, Warszawa 1981.
8. Staniek J.: Metoda badań struktury sieci lądowej radiokomunikacji ruchomej. IŁ, Warszawa 1979.

*Юзеф Станиэк*

## К ВОПРОСУ О ИССЛЕДОВАНИЯХ СТРУКТУРЫ ПОДВИЖНЫХ РАДИОТЕЛЕФОННЫХ СЕТЕЙ

### Резюме

В статье оговорены технические основы оценки структуры подвижных радиотелефонных сетей и расчетная программа, разработанная с целью проведения анализа состояний сети. Для определения состояния радиоканалов использованы применяемые общие данные и единицы измерений с некоторым более широким учетом влияния параметров обслуживания. Обращено также внимание на проблемы, связанные с определением условий эксплуатации канальных групп, применяемых в сети.

*Józef Staniek*

## CONTRIBUTION TO THE INVESTIGATION OF MOBILE RADIO NETWORK'S STRUCTURE

### Summary

This paper presents the technical principles of the evaluation of the structure in mobile radio together with a program for network status calculation. We use for determination of radio channels status the conventional data and measures, but we consider a wider influence of the mobile telephone parameters. We also show some problems due to determining the conditions of channel use in the networks.

*Józef Staniek*

## LA CONTRIBUTION POUR LES ESSAIS DE STRUCTURE DES RÉSEAUX MOBILES RADIOTÉLÉPHONIQUES

### Résumé

Dans cet article on écrivait les prinpnes techniques des évaluations de structures des réseaux mobiles radiotéléphoniques et le programme du calcul qui a été fait pour mettre en oeuvre des

analyses d'états du réseaux. Pour évaluer l'état des canaux radioélectriques on utilisait les données générales et les mesures avec une certaine plus large influence des paramètres de dispositifs. On fait attention aussi sur les problèmes liés avec les conditions d'exploitations des groupes de canaux, utilisables dans les réseaux.

*Józef Staniek*

## EIN BEITRAG ZUR UNTERSUCHUNG DER NETZSTRUKTUR IN BEWEGLICHEN LANDFUNKDIENST

### Zusammenfassung

Im Artikel wurden die technischen Grundlagen der Strukturbeurteilung von Netzen im beweglichen Landfunkdienst zugleich mit einem Rechenprogramm zur Analyse des Netzzustandes besprochen. Zur Bestimmung des Funkkanalzustandes wurden hier die üblichen Angaben und Masse benutzt, der Einfluss der Funkanlagenparameter wurde jedoch etwas breiter, als bisher, betrachtet. Man hat auch gewisse Probleme berücksichtigt, die mit der Beurteilung der Kanalgruppenausbeutung im Funknetz zusammenhängen.

Edward Golan  
Bogusław Grochowina  
Leszek Latos

## WYKORZYSTANIE LINII RADIOWEJ O MODULACJI POŁOŻENIA IMPULSÓW (PPM) DO TRANSMISJI CYFROWEJ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 1986.03.05

W artykule opisano możliwości wykorzystania analogowej linii radiowej pracującej z modulacją położenia impulsów PPM do przesyłania informacji cyfrowej. Zaproponowane rozwiązanie modulacji wielowartościowej pozwala na uzyskanie szybkości transmisji informacji cyfrowej do 576 kbit/s przy współczynniku wykorzystania pasma częstotliwości rzędu 0,1.

### 1. WPROWADZENIE

Tendencje rozwojowe w telekomunikacji wskazują na konieczność przejścia w niedalekiej przyszłości do transmisji cyfrowej, mającej wiele zalet w stosunku do systemów analogowych [4]. Zanim to nastąpi, pojawi się konieczność przystosowania istniejących urządzeń analogowych (radiostacji, linii radiowych itp.) do potrzeb transmisji cyfrowej. Istnieją już przykłady tego typu rozwiązań, np. modem 256/128 kbit/s do 6-kanalowej linii radiowej o modulacji częstotliwości FM.

Odrębnego omówienia wymaga impulsowa linia radiowa o modulacji położenia impulsów PPM. Impulsowy charakter pracy linii radiowej ułatwia wykorzystanie tego typu sprzętu do dyskretnej techniki cyfrowej, wymaga to jednak szerokiego pasma częstotliwości przenoszonych przez tor radiowy [1], [3]. Szerokość pasma zależy od czasu trwania impulsu i powinna wynosić:

$$B \text{ [MHz]} = \frac{1+2}{\tau_i \text{ [\mu s]}}$$

gdzie:  $\tau_i$  – czas trwania impulsu.

W rozważanej wielokanałowej linii radiowej czas trwania impulsów wynosi  $0,2 \div 0,5 \mu\text{s}$ , a wynikająca z tego szerokość pasma częstotliwości  $2 \div 10 \text{ MHz}$ .

Linia radiowa pracuje z częstotliwością powtarzania 192 kHz. Oznacza to, że podając na modulator strumień informacji cyfrowej o szybkości 192 kbit/s można by go przesłać przez linię radiową po dopasowaniu parametrów impulsów do para-

metrów wymaganych na wejściu modulatora nadajnika linii radiowej. Wykorzystanie pasma częstotliwości kanału transmisyjnego charakteryzuje współczynnik wykorzystania pasma  $A$ , określony jako stosunek częstotliwości powtarzania do szerokości pasma częstotliwości:

$$A = \frac{R_B [\text{bit/s}]}{B [\text{Hz}]} = \frac{192 \cdot 10^3}{2 \cdot 10 \cdot 10^6} = 0,0192 - 0,096$$

Wynik ten jest wysoce niezadowolający. Dla nowoczesnych rozwiązań (tzn. z zastosowaniem nowych metod modulacji) współczynnik ten wynosi od 0,5 do 2. Spotyka się również rozwiązania, dla których współczynnik wykorzystania pasma wynosi 4 i więcej [2].

## 2. WYMAGANA SZYBKOŚĆ TRANSMISJI CYFROWEJ

W systemach cyfrowych z modulacją PCM przyjmuje się, że szybkości transmisji tworzą ciąg matematyczny wielokrotności wartości 144 kbit/s, np. ... 144 kbit/s, 288 kbit/s, 576 kbit/s, 1152 kbit/s... itd. Wspomniany na wstępie modem 256/128 kbit/s, zastosowany do linii radiowej o małej liczbie kanałów zapewni realizację traktów cyfrowych o szybkościach transmisji 144 kbit/s i 288 kbit/s. Modernizacja omawianej wielokanałowej linii radiowej będzie więc opłacalna, jeżeli w jej wyniku użyta się szybkość transmisji co najmniej 576 kbit/s. Szybkość transmisji tego rzędu jest do przyjęcia w relacjach między węzłami bazowymi zintegrowanych systemów jącności.

## 3. RODZAJE MODULACJI W CYFROWYCH LINIACH RADIOWYCH

W nowoczesnych rozwiązaniach cyfrowych linii radiowych preferuje się jako modulację najbardziej odpowiednią wielowartościowe kluczkowanie fazy lub jednocześnie kluczkowanie amplitudy i fazy. Prostota rozwiązań układowych powoduje, że spotyka się również 2-wartościowe kluczkowanie amplitudy oraz 2- i 4-wartościowe kluczkowanie częstotliwości [4]. Zastosowanie modulacji wielowartościowych umożliwia dobre wykorzystanie dostępnego pasma częstotliwości, ale powoduje zmniejszenie odporności na zakłócenia. W literaturze dość szeroko są omawiane sposoby polegające na odpowiednim przekodowaniu informacji lub zastosowaniu odpowiednich technik, umożliwiających uzyskanie dużego współczynnika wykorzystania pasma i dużej odporności na zakłócenia [2].

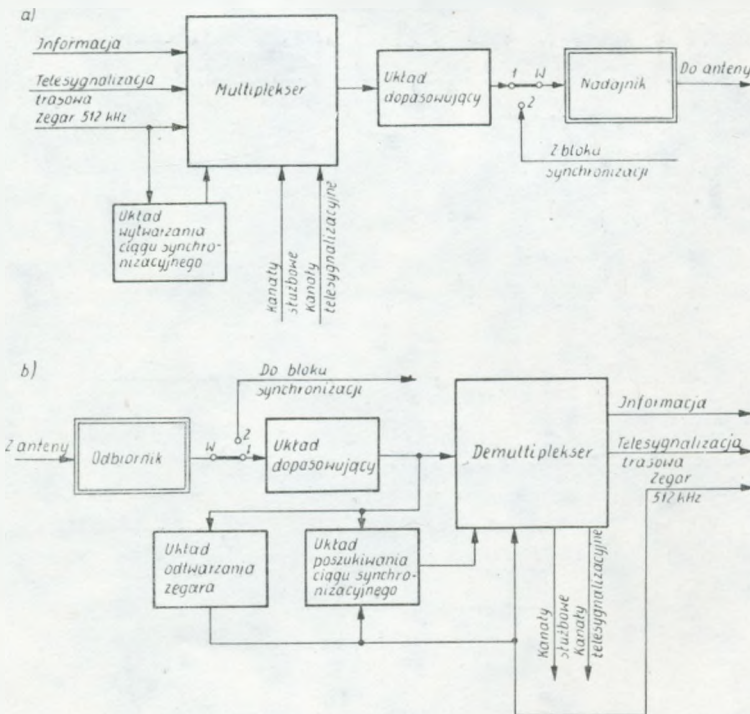
W omawianej linii radiowej, z uwagi na impulsowy charakter pracy nadajnika (konieczność zachowania odpowiedniego współczynnika wypełnienia – względy energetyczne lampy b.w.cz.), nie można zastosować kluczkowania fazy lub częstotliwości. Możliwe jest natomiast zastosowanie wielowartościowej (4 lub 8) modulacji położenia impulsu. Zachowuje ona bowiem impulsowy charakter pracy nadajnika.

#### 4. WARIANTY MODERNIZACJI LINII RADIOWEJ O MODULACJI PPM

Biorąc pod uwagę przedstawione powyżej rozważania, problem cyfryzacji impulsowej linii radiowej bez pogarszania własności transmisyjnych sprowadzić można do opracowania jednego z trzech następujących wariantów:

- 1) zmiana parametrów impulsów bardzo wielkiej częstotliwości (b.w.cz.) linii, a mianowicie zmniejszenie okresu powtarzania  $t_p$  i zmniejszenie czasu trwania  $t_i$  z zachowaniem dotychczasowego współczynnika wypełnienia;
- 2) zastosowanie wielowartościowej modulacji położenia impulsu bez zmiany parametrów impulsów b.w.cz. linii radiowej;
- 3) łączne zastosowanie wariantów 1 i 2.

Rozwiązanie 1 (rys. 1), nazwane dalej transmisją bezpośrednią, polega na podawaniu na nadajnik impulsów otrzymanych z łącza cyfrowego, po dodaniu impulsów kanałów służbowych i telesygnalizacyjnych, przeramkowaniu oraz odpowiednim dopasowaniu ich parametrów. Zwiększenie szybkości transmisji (zmniejszenie czasu powtarzania  $t_p$ ) musi wiązać się ze zmniejszeniem czasu trwania impulsów  $t_i$  w celu zachowania mocy średniej na poziomie dopuszczalnym dla lampy b.w.cz.

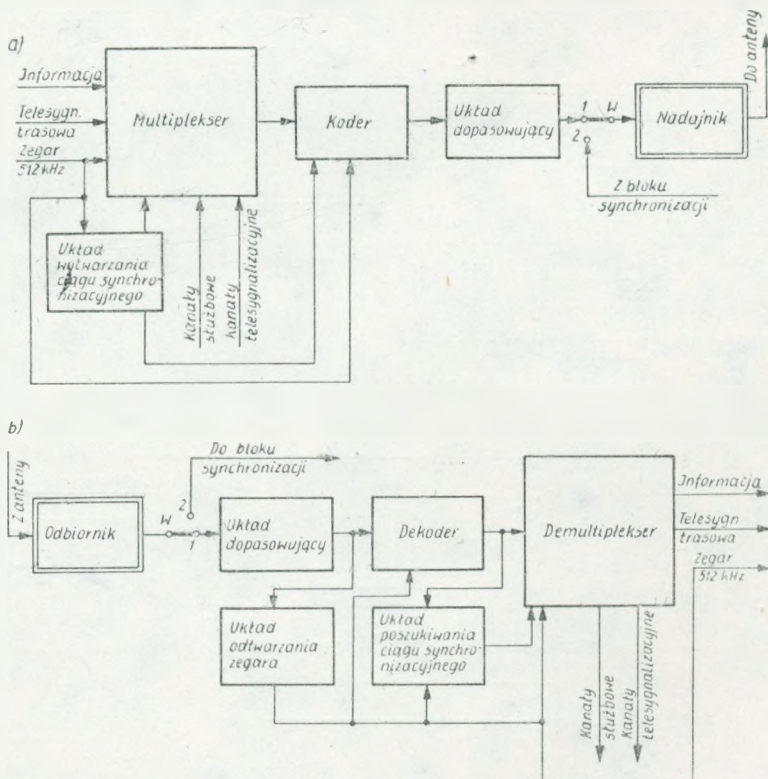


Rys. 1. Schemat blokowy linii radiowej przystosowanej do transmisji bezpośredniej  
a) tor nadawczy; b) tor odbiorczy



Rozwiązanie 2 (rys. 2), nazwane dalej transmisją szeregowo-równoległą, polega na zastosowaniu wielowartościowej modulacji położenia impulsów. Do strumienia informacyjnego z łącza cyfrowego, podobnie jak dla rozwiązania 1, zostają dodane w układzie zwielokrotniającym, tzw. ciągi impulsów kanałów służbowych i telesygnalizacyjnych oraz ciąg impulsów synchronizacyjnych. Otrzymany w ten sposób ciąg wypadkowy podlega podziałowi na grupy  $n$ -bitowe. Każda z grup  $n$ -bitowych zostaje zamieniona w koderze na impulsy o dewiacji odpowiadającej kombinacji bitów w grupie. Otrzymane w ten sposób impulsy są podawane na nadajnik po dostosowaniu ich poziomów do poziomu wymaganego na wejściu nadajnika. Czas trwania impulsów i częstotliwość powtarzania impulsów pozostaje bez zmian – tak jak dla linii radiowej niezmodernizowanej.

Rozwiązanie 3 jest kompromisem rozwiązań 1 i 2. Polega na zwiększeniu częstotliwości powtarzania impulsów b.w.c.z. w mniejszym stopniu niż w rozwiązaniu 1 oraz wprowadzeniu wielowartościowej modulacji położenia impulsów o mniejszej wartościowości niż w rozwiązaniu 2.



Rys. 2. Schemat blokowy linii radiowej przystosowanej do transmisji szeregowo-równoległej  
a) tor nadawczy; b) tor odbiorczy

Na rysunkach 1 i 2 zaznaczono podwójną linią bloki funkcjonalne istniejące w linii radiowej przed modernizacją. Ustawienie przełącznika *W* w pozycji 2 zapewnia wykorzystanie linii radiowej w dotychczasowych układach pracy (przed modernizacją). We wszystkich wariantach modernizacji proponuje się pozostawienie układu antenowego i doprowadzenia do anteny w postaci niezmienionej.

## 5. TRANSMISJA BEZPOŚREDNIA

Zastosowanie w impulsowej linii radiowej bezpośredniej transmisji cyfrowej z szybkością 576 kbit/s silnie zmienia parametry sygnału przesyłanego w torze radiowym. Na rys. 3 została przedstawiona ogólna zasada zamiany parametrów strumienia informacyjnego na parametry impulsów b.w.cz. przy transmisji bezpośredniej. Zakładając stałość współczynnika wypełnienia, tor radiowy złożony z nadajnika, odbiornika, zwrotnic antenowych, fiderów i anten musi przenieść impulsy o czasie 0,17  $\mu$ s i okresie powtarzania 1,736  $\mu$ s. Dotychczas parametry te wynoszą odpowiednio 0,5  $\mu$ s i 5,2  $\mu$ s. Z analizy toru radiowego wynika, że wymaganiom tym nie sprostają bloki nadajnika i odbiornika.



Rys. 3. Zasada zamiany parametrów impulsów w przypadku transmisji bezpośredniej  
a) ciąg impulsów informacyjnych; b) impulsy b.w.cz.

Wraz ze zmniejszeniem okresu powtarzania pogarsza się praca modulatora sterującego pracą lampy b.w.cz. Napięcie wyjściowe modulatora maleje od momentu, gdy okres powtarzania przyjmuje wartości mniejsze od 4  $\mu$ s. Zmniejszenie się napięcia wyjściowego z modulatora powoduje zmniejszenie mocy wyjściowej nadajnika. Dla wynikającego z szybkości transmisji 576 kbit/s okresu powtarzania równego 1,736  $\mu$ s moc nadajnika wynosi około 30% mocy nadajnika pracującego z częstotliwością powtarzania impulsów b.w.cz. równej 192 kHz. Efektem spadku mocy wyjściowej nadajnika jest zmniejszenie zasięgu łączności, czyli pogorszenie właściwości eksploatacyjnych. Przy zachowaniu dotychczasowych właściwości eksploatacyjnych nadajnik umożliwia transmisję cyfrową z szybkością nie większą niż około 250 kbit/s

Innym elementem toru radiowego decydującym o maksymalnej szybkości transmisji cyfrowej jest odbiornik. W warunkach rzeczywistych odbiornik pracuje popraw-

nie przy okresie powtarzania wejściowych impulsów b.w.cz. nie mniejszym niż  $2 \mu\text{s}$ . Odpowiada to transmisji cyfrowej z szybkością 500 kbit/s.

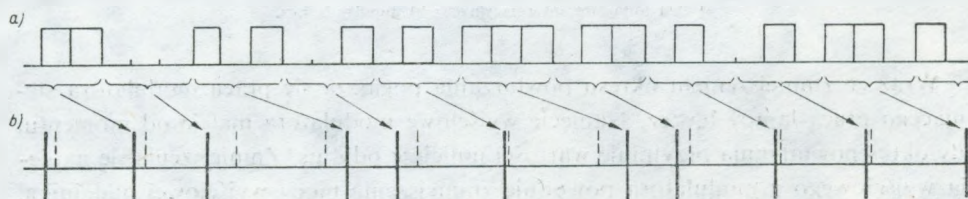
Z porównania właściwości transmisyjnych nadajnika i odbiornika wynika, że w przypadku bezpośredniej transmisji cyfrowej można przesłać przez impulsową linię radiową strumień cyfrowy o szybkości 500 kbit/s. W typowych warunkach propagacyjnych zasięg łączności dla transmisji cyfrowej z szybkością 500 kbit/s dochodzi do około 30 km. Moc wyjściowa nadajnika wynosi 30% mocy nadajnika pracującego z częstotliwością powtarzania impulsów b.w.cz. równą 192 kHz.

Zachowując dotychczasowe właściwości eksploatacyjne (zasięg łączności 50 km) poprzez linię radiową można przesłać strumień cyfrowy z szybkością 250 kbit/s.

## 6. TRANSMISJA SZEREGOWO-RÓWNOLEGLA

Jak wynika z poprzednich rozważań, ze względów układowych i energetycznych nie można zwiększyć częstotliwości powtarzania impulsów b.w.cz. do wartości 576 kHz. Nie jest więc możliwa bezpośrednia transmisja cyfrowa z szybkością 576 kbit/s. Jeżeli jednak strumień informacyjny wraz z kanałami służbowymi i telesygnalizacyjnymi zostanie zamieniony na grupy 3-bitowe i każdej kombinacji bitów w grupie zostanie przyporządkowana określona dewiacja, to szybkość transmisji wzrośnie do wartości 576 kbit/s przy zachowaniu częstotliwości powtarzania impulsów b.w.cz. wynoszącej 192 kHz.

Na rysunku 4 została przedstawiona ogólna zasada zamiany parametrów strumienia informacyjnego na parametry impulsów wyjściowych z nadajnika dla transmisji szeregowo-równoległej.



Rys. 4. Zasada zamiany parametrów impulsów w przypadku transmisji szeregowo-równoległej  
a) ciąg impulsów informacyjnych; b) impulsy b.w.cz.

Każda grupa zawiera 3 bity, zatem ogólna liczba wszystkich możliwych kombinacji bitów w grupie jest równa  $2^3$ . W celu ustalenia charakterystycznych wartości dewiacji zbadano zakres zmian dewiacji impulsu wyjściowego linii radiowej i określono liniowy zakres zmian dewiacji wynoszący  $\pm 1,6 \mu\text{s}$ . Zakres ten podzielono na 8 przedziałów po  $0,45 \mu\text{s}$ , w wyniku czego otrzymano 8 dyskretnych wartości dewiacji impulsu b.w.cz.

W tabelicy 1 podano przykładowe przyporządkowanie dyskretnych wartości dewiacji impulsu b.w.cz. kombinacjom bitów w grupie. Przyporządkowanie to jest dokonywane w układzie przystawki, gdzie następuje wytworzenie impulsu o dewiacji odpowiadającej kombinacji bitów w grupie. Wytworzony impuls jest podawany na wejście nadajnika. W tabelicy 2 przedstawiono regułę decyzyjną wykorzystywaną po stronie odbiorczej.

Tabelica 1

Przykładowe przyporządkowanie dyskretnych wartości dewiacji impulsu b.w.cz. kombinacjom bitów w grupie

Kombinacja bitów w grupie	Dewiacja impulsu
—	$\mu\text{s}$
0 0 0	-1,6
0 0 1	-1,15
0 1 1	-0,7
0 1 0	-0,25
1 1 0	0,25
1 0 0	0,7
1 0 1	1,15
1 1 1	1,6

Tabelica 2

Reguła decyzyjna odbiornika

Wielkość przedziału rozeznania	Odczytana kombinacja bitów
$\mu\text{s}$	—
$(-\infty; -1,425\rangle$	0 0 0
$(-1,425; -0,925\rangle$	0 0 1
$(-0,925; -0,475\rangle$	0 1 1
$(-0,475; 0\rangle$	0 1 0
$(0; 0,475\rangle$	1 1 0
$(0,475; 0,925\rangle$	1 0 0
$(0,925; 1,425\rangle$	1 0 1
$(1,425; +\infty)$	1 1 1

Badania praktyczne możliwości transmisji strumienia informacyjnego z szybkością 576 kbit/s poprzez impulsową linię radiową z wykorzystaniem transmisji szeregowo-równoległej dały pozytywne wyniki.

## 7. PODSUMOWANIE

Badania praktyczne potwierdziły możliwość przystosowania analogowej impulsowej linii radiowej do transmisji cyfrowej z szybkością 576 kbit/s według wariantu 2 (rys. 2). Współczynnik wykorzystania pasma dla tej szybkości transmisji wynosi około 0,1. Wielkość ta jest porównywalna ze współczynnikami w istniejących rozwiązaniach. Zmodernizowana linia radiowa wyposażona byłaby w przystawkę adaptacyjną, a przełączanie rodzaju pracy: transmisja cyfrowa – transmisja analogowa odbywałaby się za pomocą przełącznika dwusekcyjnego *W*. Część nadawcza przystawki składałaby się z układu zwielokrotniającego (tzw. multipleksera), kodera, układu wytwarzającego ciąg impulsów synchronizacji i układu dopasowującego. Część odbiorcza przystawki składałaby się z układu dopasowującego, układu od-

tworzenia sygnału zegarowego, układu poszukiwania ciągu impulsów synchronizacji, dekodera i demultipleksera.

Szybkość transmisji 576 kbit/s można również osiągnąć drogą połączenia transmisji bezpośredniej i szeregowo-równoległej. Stosując 4-wartościową modulację położenia impulsu, częstotliwość powtarzania impulsów b.w.cz. wzrosłaby do wartości 288 kHz (dopuszczając spadek mocy nadajnika o 10%). Wielkość przedziału rozeznania pozostałaby bez zmian (ok. 0,4  $\mu$ s), natomiast zmalałaby najmniejsza odległość pomiędzy sąsiednimi impulsami b.w.cz. przy skrajnych przeciwnych dewiacjach.

Ze względów energetycznych korzystniejszy jest wariant z modulacją 8-wartościową, natomiast z uwagi na prostotę układu kodera i dekodera oraz na właściwości synchronizacyjne korzystniejszy jest wariant z modulacją 4-wartościową.

Zaproponowane warianty modernizacji wielokanałowej linii radiowej pozwalają na zwiększenie o ok. 50% liczby kanałów łączności.

Zwiększenie szybkości transmisji do wartości 1152 kbit/s za pomocą modulacji 8-wartościowej jest już niemożliwe, ponieważ częstotliwość powtarzania impulsów b.w.cz. wzrosłaby wtedy do 384 kHz. Moc wyjściowa nadajnika zmniejszyłaby się o połowę, co znacznie pogorszyłoby właściwości eksploatacyjne.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Knoch L., Ekiert T.: *Modulacja i detekcja*. WKŁ, Warszawa 1979.
2. Rasiukiewicz M., Leśniewski A.: *Podstawy systemów horyzontowych linii radiowych*. WKŁ, Warszawa 1983.
3. Roden Martin S.: *Systemy telekomunikacyjne analogowe i cyfrowe*. WNT, Warszawa 1983.
4. *Teletransmisyjne systemy cyfrowe*. Praca zbiorowa pod kierunkiem prof. W. Majewskiego. WKŁ, Warszawa 1976.

Эдвард Голян  
Богуслав Гроховина  
Лешек Лятос

#### ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РАДИОРЕЛЕЙНОЙ ЛИНИИ С МОДУЛЯЦИЕЙ ПОЛОЖЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ (РРМ) ДЛЯ ЦИФРОВОЙ ПЕРЕДАЧИ

#### Резюме

В статье описывается возможность использования аналоговой радиорелейной линии с модуляцией положения импульсов для передачи цифровой информации. Предложенное применение модуляции многопозиционной позволяет получить скорости передачи цифровой информации до 576 кбит/с с коэффициентом использования полосы частот порядка 0,1.

*Edward Golan*  
*Bogusław Grochowina*  
*Leszek Latos*

UTILIZATION OF RADIO LINKS OF PULSE  
POSITION MODULATION (PPM) FOR A DIGITAL  
TRANSMISSION

Summary

In the paper a possibility of making use of an analogue radio link, operating in the pulse position modulation, for the digital information transmission was described. The proposed solution of the multilevel modulation allows to obtain the information transmission rate up to 576 kbit/s with the utilization factor of the frequency band of the order of 0,1.

*Edward Golan*  
*Bogusław Grochowina*  
*Leszek Latos*

TRANSMISSION NUMÉRIQUE PAR FAISCEAU HERTZIEN  
AVEC LA MODULATION D'IMPULSIONS EN POSITION

Résumé

L'article présente la possibilité de mis en application de faisceau hertzien analogique avec la modulation d'impulsions en position pour la transmission des informations numériques. La modulation multivalente proposée permet de réaliser les transmissions numériques jusqu'à 576 kbit/s avec le facteur de bande de l'ordre de 0,1.

*Edward Golan*  
*Bogusław Grochowina*  
*Leszek Latos*

AUSNUTZUNG DER RICHTFUNKLINIE MIT PULSPHASEN-MODULATION (PPM)  
ZUR ÜBERTRAGUNG EINER DIGITALINFORMATION

Zusammenfassung

Es wurde die Ausnutzungsmöglichkeit einer analog Richtfunklinie mit Pulsphasenmodulation zur Übertragung einer Digitalinformation beschrieben. Die proponierte Mehrpegelmodulation ermöglicht die Übertragung der Digitalinformation mit geschwindigkeit bis 576 kbit/s und Bandausnutzungsfaktor zirka 0,1.

## SYSTEM PUBLICZNEGO KLUCZA JAKO METODA OCHRONY INFORMACJI W SIECIACH TELEKOMUNIKACYJNYCH

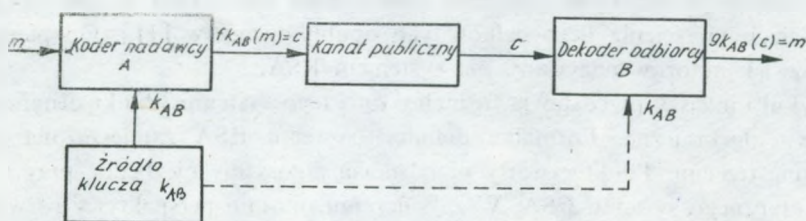
Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 1985.04.29

W pracy przedstawiono nową metodę bezpiecznej wymiany informacji w sieciach telekomunikacyjnych – system publicznego klucza RSA. Artykuł zawiera matematyczne podstawy, formalne definicje oraz algorytmy systemu RSA.

### 1. WPROWADZENIE

Wraz z rozwojem sieci komputerowych w ostatnich latach podniosło się zainteresowanie metodami gwarantującymi bezpieczeństwo komunikowania się. Jeszcze raz przekonano się, że jedyną skuteczną metodą, która chroni przesyłane i przechowywane dane jest ich kodowanie.

Konwencjonalny system bezpiecznej wymiany informacji przedstawia rysunek 1. System ten jest szczególnie przydatny, jeśli istnieje możliwość pewnego i efektywnego przesłania klucza.



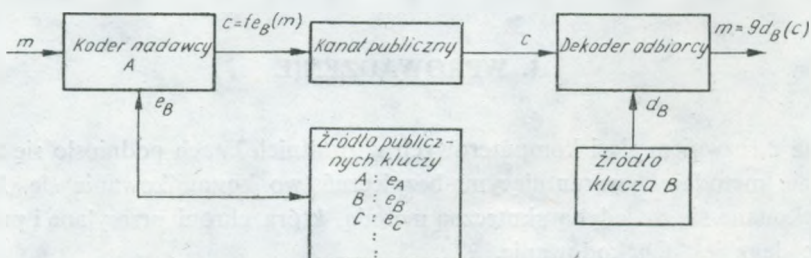
Rys. 1. Przepływ informacji w systemie konwencjonalnej kryptografii

Problemy bezpieczeństwa w dużych sieciach telekomunikacyjnych są jakościowo inne niż w modelu przepływu informacji między pojedynczą parą nadawca-odbiorca. Tutaj nierealne jest założenie, że jedna z  $n(n-1)/2$  par klientów, wymieniając informacje, zechce czekać na transmisję klucza pewnym kanałem, jeśli sieć liczy np.  $n = 10^3$  użytkowników. W publicznym systemie nie można nadto rozdzielić kanałów informacyjnych na pewne i niepewne (logicznie jest przyjąć, że wszystkie są niepewne).

Powstała więc idea publicznego klucza [6]. Określono tam warunki, jakie musi spełniać taki system:

1. Dany jest zbiór kluczy  $K$ , zbiór wiadomości  $M$ , zbiór kodów  $C$ ; przekształcenie  $e_k$  jest przekształceniem kodującym,  $d_k$  – dekodującym;
2.  $(\forall k \in K) (\exists k' \in K)$  takie, że przekształcenie  $e_k$  jest przekształceniem odwrotnym do  $d_{k'}$ ;
3.  $(\forall k, k' \in K) \& (\forall m \in M)$  przekształcenia  $e_k$  i  $d_{k'}$  są łatwe do wykonania;
4. dla prawie każdego  $k \in K$  istnieje prosty algorytm obliczania  $k'$ ; uzyskanie wiadomości  $m$  z postaci przekształcenia  $e_k(m)$  przekracza możliwości komputera (dlatego  $k$  może być publiczne).

Każdy użytkownik ma zatem parę kluczy, z których jeden jest publicznie znany, drugi stanowi jego prywatną tajemnicę. Wszystkie wiadomości przeznaczone dla niego są kodowane jego kluczem publicznym – tylko on może je zdekodować.



Rys. 2. Przepływ informacji w systemie publicznego klucza

Rysunek 2 przedstawia ideę systemu publicznego klucza.

Pierwszym prawdziwym systemem publicznego klucza jest system oparty na własnościach pierścienia liczb całkowitych opublikowany w [11]. Od pierwszych liter nazwisk autorów nazywany jest systemem RSA.

Artykuł niniejszy przedstawia formalny opis tego systemu. Punkt drugi zawiera podstawy algebraiczne. Formalna definicja systemu RSA zamieszczona została w punkcie trzecim. Punkt czwarty przedstawia algorytmy niezbędne przy tworzeniu praktycznego systemu RSA. W zakończeniu opisano perspektywy rozwoju systemu i jego zastosowań w sieciach telekomunikacyjnych.

## 2. MATEMATYCZNE PODSTAWY SYSTEMU RSA

Matematyczna koncepcja systemu RSA opiera się na własnościach pewnej klasy pierścieni całkowitych. Pomysł niniejszego opisu zaczerpnięto z pracy [4].

Dla podkreślenia różnicy między operacjami mnożenia arytmetycznego, redukcji modulo liczba całkowita oraz składania przekształceń, których zapis w większości



publikacji wygląda identycznie (tzn. autorzy zapisują argumenty operacji w ciągu, bez jakiegokolwiek znaku oddzielającego), a także dla skrócenia dowodu matematycznego wprowadzam oznaczenia:  $*$  – zwykłe mnożenie;  $(\text{mod } m)$  – operacja redukcji modulo  $m$ ;  $\square$  – koniec dowodu;  $\boxtimes$  – pominięcie dowodu.

DEFINICJA 1. Jeśli  $m$  jest liczbą całkowitą,  $m \neq 0$  oraz  $m$  dzieli różnicę liczb całkowitych  $a - b$ , znaczy to, że  $a$  jest równoważne  $b$  modulo  $m$  ( $a$  pozostaje w relacji przystawania do  $b$  modulo  $m$ ). Relacja oznaczona jest następująco:

$$a \equiv b \pmod{m}$$

TWIERDZENIE 1. Relacja przystawania modulo  $m$  jest kongruencją.

Dowód:

a) udowodnię, że jest ona relacją równoważności, ponieważ ma własności:

1. zwrotności:  $a \equiv a \pmod{m}$

2. symetryczności:

$a \equiv b \pmod{m}$  jest równoważne zapisowi  $a - b = d * m$  dla  $d \in C$ ;  $m$  dzieli różnicę  $(b - a)$ , gdyż:

$$b - a = (-d) * m$$

a zatem:

$$b \equiv a \pmod{m}$$

3. przechodności:

przyjmuję:

$$a - b = d * m$$

$$b - c = k * m \quad d, k \in C$$

skąd:

$$a - c = (d - k) * m \quad d - k \in C$$

zatem:

$$a \equiv c \pmod{m}$$

b) aby udowodnić, że relacja równoważności jest lewostronną kongruencją skorzystam z lematu pomocniczego.

LEMAT 1. Jeśli  $a \equiv b \pmod{m}$ , wtedy dla dowolnej liczby całkowitej  $x$ :

$$x * a \equiv x * b \pmod{m}$$

Dowód:

z założenia mamy:

$$a - b = k * m \quad k \in C$$

mnożąc obie strony równania przez  $x$  otrzymuję:

$$x * a - x * b = x * k * m$$

zatem:

$$x * a \equiv x * b \pmod{m}$$

$\square$

Kongruencja, będąca relacją przystawania modulo  $m$ , wyznacza zatem zbiór klas reszt, w którym dana klasa reszt, oznaczona symbolem  $(x)_m$  zawiera wszystkie liczby całkowite, które po podzieleniu przez  $m$  dają resztę  $x$ .

**TWIERDZENIE 2.** Każda liczba całkowita należy do jednej i tylko jednej klasy reszt.

Dowód:

zakładam, że

$$x \in (a)_m \text{ i } x \in (b)_m$$

a zatem:

$$x - a = k * m \text{ i } x - b = l * m \quad k, l \in C$$

co powoduje zaprzeczenie założenia ( $a \neq b$ ) □

**TWIERDZENIE 3.** Dwie liczby należą do jednej klasy reszt wtedy i tylko wtedy, gdy są przystające.

Dowód:

$\Rightarrow$  zakładam, że

$$x \in (a)_m \text{ oraz } y \in (a)_m$$

czyli:

$$x - a = k * m \text{ oraz } y - a = l * m \quad k, l \in C$$

odejmując stronami oba równania otrzymuję:

$$x - y = (k - l) * m$$

zatem:

$$x \equiv y \pmod{m}$$

$\Leftarrow$  zakładam, że

$$x \equiv y \pmod{m} \text{ oraz } x \in (a)_m$$

czyli:

$$x - a = k * m \text{ oraz } x - y = l * m \quad k, l \in C$$

podstawiając za  $x$  w pierwszym równaniu wyrażenie  $x = l * m + y$  otrzymuję:

$$y - a = (l - k) * m$$

zatem:

$$y \equiv a \pmod{m}$$

$$y \in (a)_m$$

□

Dany jest więc zbiór  $J_m$  klas reszt utworzonych przez kongruencję modulo  $m$ . W ten sposób zbiór liczb całkowitych ograniczony został jednoznacznie do zbioru

skończonego  $J_m$ . Algebraiczne operacje w zbiorze  $J_m$  wprowadzamy w sposób następujący:

$$(a)_m + (b)_m = (a+b)_m$$

$$(a)_m * (b)_m = (a*b)_m$$

Operacje te są dobrze określone, gdyż dla każdej liczby całkowitej  $x$ :

$$\begin{aligned} x \in (a)_m + (b)_m &\Leftrightarrow x = a + k_1 * m + b + k_2 * m \Leftrightarrow x - (a+b) = \\ &= (k_1 + k_2) * m \Leftrightarrow x \in (a+b)_m \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} x \in (a)_m * (b)_m &\Leftrightarrow x = (a + b * m) * (b + l * m) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow x &= a * b + a * l * m + b * k * m + k * l * m^2 \Leftrightarrow x = \\ &= a * b + (a * l + b * k + k * l * m) * m \\ &\Leftrightarrow x \in (a * b)_m \end{aligned}$$

**TWIERDZENIE 4.** Zbiór klas reszt  $J_m$  z działaniami dodawania i mnożenia spełnia wszystkie aksjomaty pierścienia całkowitego z wyjątkiem prawa skracania.

**Dowód:**

Prawo rozdzielności mnożenia względem dodawania i dodawania względem mnożenia wynika z zastosowania działań dodawania i mnożenia określonych wyżej.

Elementem neutralnym dodawania jest klasa reszt  $(0)_m$ , mnożenia – klasa  $(1)_m$ .

Prawo skracania określają lematy 1 i 2:

**LEMAT 2,<sup>1)</sup>**

$$(a)_m * (x)_m = (a)_m * (y)_m \text{ wtedy:}$$

$$(x)_{m/(a,m)} = (y)_{m/(a,m)}$$

**Dowód:**

z założenia można zapisać:

$$a * x - a * y = k * m \quad k \in C$$

dzieląc stronami powyższą równość przez liczbę  $(a, m)$ , otrzymuję:

$$(a/(a, m)) * (x - y) = (m/(a, m)) * k$$

ale liczby  $m/(a, m)$  i  $a/(a, m)$  są względnie pierwsze, czyli liczba  $m/(a, m)$  jest dzielnikiem liczby  $x - y$ , a zatem:

$$x - y = (m/(a, m)) * d \quad d \in C$$

czyli:

$$(x)_{m/(a,m)} = (y)_{m/(a,m)} \quad \square$$

Określam zatem zbiór  $J_z$  będący zredukowanym zbiorem klas reszt o następującej własności:

$$J_z = \{(a)_m : (a, m) = 1\}$$

<sup>1)</sup> Symbol  $(a, m)$  oznacza największy wspólny dzielnik liczb całkowitych  $a$  i  $m$ .

**TWIERDZENIE 5.** Zredukowany zbiór klas reszt jest zamknięty ze względu na operacje dodawania i mnożenia oraz spełnia wszystkie aksjomaty pierścienia całkowitego.

Dowód tego twierdzenia wynika bezpośrednio z twierdzeń udowodnionych powyżej.

Przejdę teraz do określenia operacji algebraicznych stojących u podstaw przekształceń kodujących i dekodujących w systemie RSA.

**DEFINICJA 2.** Liczbą Eulera  $\varphi(m)$  nazywam ilość liczb całkowitych dodatnich względnie pierwszych z  $m$ .

**WNIOSEK 1.**

- a) jeśli  $m$  jest liczbą pierwszą, wtedy  $\varphi(m) = m - 1$   
 b) jeśli  $m, n$  są liczbami pierwszymi, wtedy:

$$\varphi(m * n) = \varphi(m) * \varphi(n) = (m - 1) * (n - 1)$$

Korzystając z podanych wyżej definicji, można sformułować następujące twierdzenie:

**TWIERDZENIE 6.** (generalne twierdzenie Eulera). Dany jest zredukowany zbiór klas reszt modulo  $m - J_z$ . Element  $(a)_m$  należy do tego zbioru.

Wtedy:

$$(a)_m^{\varphi(m)} = (1)_m$$

Dowód:

Określam zbiór  $J_z$ :

$$J_z = \{(r_1)_m, (r_2)_m, \dots, (r_{\varphi(m)})_m\}$$

z twierdzenia 5 wynika, że zbiór  $J_a$ :

$$J = \{(a * r_1)_m, (a * r_2)_m, \dots, (a * r_{\varphi(m)})_m\}$$

jest identyczny ze zbiorem  $J_z$ , zatem dla każdej klasy  $(r_i)_m$  istnieje klasa reszt  $(a * r_j)_m$  taka, że:

$$(a * r_j)_m = (r_i)_m$$

mnożąc wszystkie elementy zbiorów  $J_z$  i  $J_a$ , uzyskuję:

$$\prod_{j=1}^{\varphi(m)} (a * r_j)_m = \prod_{i=1}^{\varphi(m)} (r_i)_m$$

korzystając z definicji operacji mnożenia, otrzymuję:

$$(a)_m^{\varphi(m)} * \prod_{j=1}^{\varphi(m)} (r_j)_m = \prod_{i=1}^{\varphi(m)} (r_i)_m$$

korzystając dalej z twierdzenia 5, stosuję prawo skracania przez czynnik  $\prod_{j=1}^{\varphi(m)} (r_j)_m$

uzyskuje:

$$(a)_m^{\varphi(m)} = (1)_m \quad \square$$

Aby zakończyć rozważania nad modelem algebraicznym systemu publicznego klucza, sformułuję jeszcze jeden przydatny wniosek. Określam zbiór  $J_{\varphi(m)}$  jako zredukowany zbiór klas reszt modulo  $\varphi(m)$ . Z twierdzenia 5 wynika, że zbiór ten wraz z operacjami dodawania i mnożenia tworzy pierścień całkowity. A zatem:

WNIOSEK 2. Zbiór  $J_{\varphi(m)}$  wraz z operacją mnożenia tworzy grupę abelową.

WNIOSEK 3. Dla każdego elementu  $(a)_{\varphi(m)}$  zbioru  $J_{\varphi(m)}$  istnieje element  $(b)_{\varphi(m)}$  należący do tego zbioru taki, że:

$$(a)_{\varphi(m)} * (b)_{\varphi(m)} = (1)_{\varphi(m)}$$

Praktyczną realizacją powyższych rozważań jest system publicznego klucza RSA,

### 3. DEFINICJA SYSTEMU RSA

Określmy zredukowany zbiór  $J_n$  klas reszt modulo  $n$ . Wszystkie wnioski punktu pierwszego rozciągają się na zbiór  $J_n$ , w którym klasę reszt  $(a)_n$  zastąpię jej jedynym reprezentantem spełniającym zależność  $0 \leq a < n$ . Określam zbiór  $J_n$  jako zbiór wiadomości  $M$  i zbiór kodów  $C$  (rozdzielenie zbiorów  $M$  i  $C$  jest czysto semantyczne – przyjmuję, że wiadomość  $m$  niesie sensowną informację, której po zakodowaniu jest pozbawiona. Algebraicznie są to zbiory identyczne).

Zbiorem kluczy jest zredukowany zbiór  $J_{\varphi(n)}$ , który wraz z operacją mnożenia tworzy grupę przemienną  $G(J_{\varphi(n)})$  (wniosek 2).

DEFINICJA 3. Określam przekształcenia różnowartościowe  $f_K, g_K$ :

$$f_K: M \rightarrow C \quad g_K: C \rightarrow M$$

a)  $(\forall m \in M) (\exists e \in K): f_e(m) = m_e \pmod{n} = c$

jest operacją kodującą

b)  $(\forall c \in C) (\exists d \in K): g_d(c) = c^d \pmod{n} = m$

jest operacją dekodującą

przy czym:

a)  $n = p * q$ , gdzie  $p, q$  są liczbami pierwszymi,

b) liczba całkowita  $d \in J_{\varphi(m)}$  jest elementem odwrotnym do liczby całkowitej  $e$  w grupie  $G(J_{\varphi(m)})$ .

TWIERDZENIE 7. Złożenie przekształceń  $f_e$  i  $g_d$  daje przekształcenie tożsamościowe na zbiorze  $M$ .

Dowód:

$$(\forall m \in M) (\exists e \in K) \text{ oraz dla } c = f_e(m) (\exists d \in K)$$

prawdziwy jest ciąg równości (twierdzenia 5 i 6):

$$\begin{aligned} g_d(c) &= g_d(f_e(m)) = g_d(m^e \pmod n) = \\ &= (m^e \pmod n)^d \pmod n = \\ &= m^{e \cdot d} \pmod n = (m^{k \cdot \varphi(n) + 1} \pmod n) = \\ &= ((m^{\varphi(n)})^k * m) \pmod n = 1^k m \pmod n = m \end{aligned}$$

□

System RSA skonstruowany jest następująco:

- 1) użytkownik wybiera dwie przypadkowe liczby pierwsze  $p$  i  $q$ ;
- 2) oblicza  $n = p * q$  i  $\varphi(n) = (p-1) * (q-1)$ ;
- 3) wybiera przypadkową liczbę  $e$  względnie pierwszą z  $\varphi(n)$ ;
- 4) oblicza  $d = e^{-1} \pmod{\varphi(n)}$ ;
- 5) ujawnia liczby  $e$  i  $n$ ; zachowuje liczbę  $d$ ; za pomocą kluczy  $e$  i  $d$  prowadzi korespondencję z dowolnym użytkownikiem sieci.

Łatwo spostrzec, że najkrótszą drogą złamania systemu jest próba poznania liczb  $p$  i  $q$ . Bezpośrednia faktoryzacja wymaga ilości operacji proporcjonalnej do  $\phi(n^{1/2})$ . Najszybszy znany algorytm redukuje ich rozmiar do  $\phi(\exp((\ln(n)) * \ln(\ln(n)))^{1/2})$ .

Tablica 1 obrazuje zależność między rozmiarem liczby  $n$  a ilością operacji potrzebną do odkrycia jej składników  $p$  i  $q$  [11].

Tablica 1  
Złożoność obliczeniowa iloczynu  
 $n = p * q$

$n$	Liczba operacji
$10^{50}$	$1,4 \times 10^{10}$
$10^{100}$	$2,3 \times 10^{15}$
$10^{200}$	$1,2 \times 10^{23}$
$10^{500}$	$4,2 \times 10^{39}$

Warto zastanowić się, jakie ilościowe ograniczenia wprowadza zastrzeżenie, że elementami zbiorów  $J_n, J_{\varphi(n)}$  mogą być liczby względnie pierwsze odpowiednio z  $n$  i z  $\varphi(n)$ . Można łatwo spostrzec, że krytyczna jest sytuacja w zbiorze  $J_{\varphi(n)}$ . Ponieważ dokładna analiza jest bardzo skomplikowana, przyjmę założenie upraszczające, że zbiór  $J_{\varphi(n)}$  składa się wyłącznie z liczb pierwszych. Dystrybucję liczb pierwszych analizowano dokładnie w pracy [5]. Z zamieszczonych tam tabel wynika, że współczynnik gęstości liczb pierwszych wynosi w przybliżeniu  $10^{-1}$ , zatem dla dużych wartości  $n$  można zaniedbać efekt zubożenia zbioru kluczy.

Z pobieżnej analizy wynika zatem, że system RSA wymaga liczb bardzo dużych. Rozważane są liczby długości kilkuset bitów. Zatem algorytmy realizujące procedury publicznego klucza muszą być bardzo złożone. Przy obecnym stanie rozwoju technologii układów scalonych nie da się uzyskać takich szybkości transmisji danych, jak dla innych systemów kryptograficznych, np. DES [7].

#### 4. REALIZACJA SYSTEMU RSA

Ogromny wysiłek włożono jednak w opracowanie najszybszych i najefektywniejszych algorytmów. Ta część artykułu prezentuje niektóre idee w tej dziedzinie. Wszystkie realizacje zamieszczone tutaj są wykonane przez autorkę. Przedstawione zostaną metody obliczania wszystkich elementów systemu RSA wymienionych w punkcie drugim.

Dla jasności opisu algorytm znalezienia odpowiednich liczb pierwszych omówię w pkt. 4.3.

Zakładam zatem, że są obliczone liczby pierwsze  $p$  i  $q$ , ich iloczyn  $n = p * q$ , liczba Eulera  $\varphi(n)$  oraz wybrano przypadkową liczbę  $e$ , która w systemie RSA będzie kluczem publicznym.

##### 4.1. Algorytm znajdowania liczby $d$ jako multiplikatywnej inwersji liczby $e$ w grupie $G(J_{\varphi(n)})$ .

Jest to modyfikacja [2] znanego algorytmu Euklidesa znajdowania największego wspólnego dzielnika dwóch liczb metodą obliczania ciągu:

$$X = \{x_0, x_1, \dots, x_k\}, \text{ gdzie } x_0 = \varphi(n), x_1 = e,$$

$$x_{i+1} = x_{i-1} \pmod{x_i}, \text{ co oznacza, że: } x_{i+1} + l_i * x_i = x_{i-1}, \quad l_i \in \mathbb{C}$$

Ciąg  $X$  obliczany jest, dopóki  $x_k \neq 0$  i wtedy  $(x_0, x_1) = x_{k-1}$ .

Z rekurencyjnej metody otrzymywania zbioru  $X$  wynika, że istnieją liczby  $a_i, b_i$  takie, że:

$$x_i = a_i * x_0 + b_i * x_1 \quad i = 0, 1, \dots, k$$

Jeśli więc  $x_{k-1} = 1((x_0, x_1) = 1)$ , wtedy liczba  $b_{k-1}$  jest szukaną inwersją liczby  $e$  w rozważanej grupie multiplikatywnej  $G(J_{\varphi(n)})$ . Szereg prostych przekształceń daje wartość liczby  $b_i$ :

$$b_i = l_i * b_{i-1} + b_{i-2}$$

A oto procedura znajdowania liczby  $b_{k-1}$ . Przyjmuję, że wszystkie liczby dane są w postaci binarnej. Tam, gdzie mogłyby powstać wątpliwości, zasada ta będzie podkreślona.

```

procedure INVERSE ( $e, \varphi, d$ ):
  begin
1.       $x(0) \leftarrow \varphi$ ;
2.       $x(1) \leftarrow e$ ;
3.       $b(0) \leftarrow 0$ ;
4.       $b(1) \leftarrow 1$ ;
5.       $i \leftarrow 2$ ;
6. LOOP: REMAINDER ( $x(i-1), x(i-2), x(i), l(i)$ );
7.       $b(i) \leftarrow \text{MULTI}(l(i), b(i-1), b(i-2))$ ;
8.      if  $x \neq 1$  then
          begin
9.           $i \leftarrow i+1$ ;
10.         goto LOOP;
          end
11.     else  $d \leftarrow b(i)$ ;
          comment  $i \leftrightarrow (i_k, \dots, i_0)_2$ 
12.     if  $i_0 = 0$  then  $d \leftarrow \varphi - d$ ;
          end

```

```

procedure REMAINDER ( $x_1, x_2, x, l$ ):
  begin
1.       $l \leftarrow 0$ ;
2.       $x \leftarrow x_2$ ;
3.      while  $x > x_1$  do
          begin
4.           $x \leftarrow x - x_1$ ;
5.           $l \leftarrow l+1$ ;
          end
      end

```

```

procedure MULTI ( $a, b, b_1$ ):

```

```

  begin

```

comment liczby  $n$ -bitowe  $a, b$  zostały podzielone na  $m$  bloków po  $v$  bitów każdy:

$$a = \sum_{i=1}^m a_i * 2^{(i-1)*v} \quad b = \sum_{i=1}^m b_i * 2^{(i-1)*v}$$



ich iloczyn:

$$a*b = \sum_{i=1}^{2^m-1} \left( \sum_{j=0}^i a_j * b_{i-j} \right) * 2^{(i-1)*v}$$

mnożenie dwóch liczb  $v$ -bitowych jest stabilizowane:

$$a_j * b_{i-j} \leftrightarrow \text{TABLE}(a_j, b_{i-j})$$

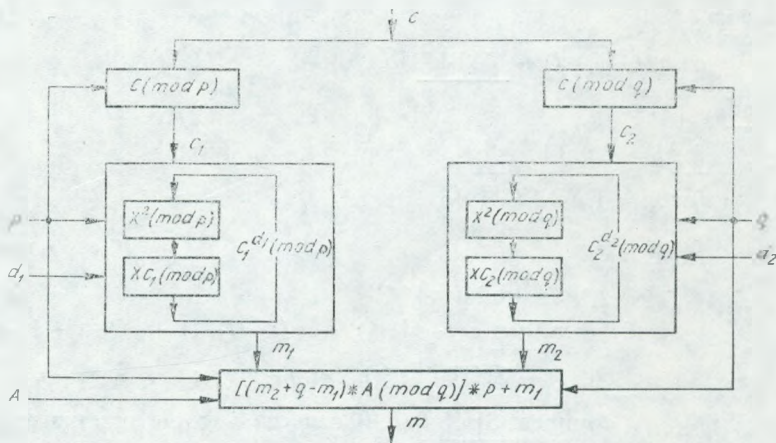
1.  $m \leftarrow n/v;$
2.  $r \leftarrow m-1;$
3.  $t \leftarrow m^2;$
4. for  $i = 1$  until  $m$  do
5. for  $j = 1$  until  $m$  do  
begin
6.  $c(m(i-1)+j) \leftarrow \text{TABLE}(a_i, b_j);$   
end
7. for  $l = 2$  until  $m$  do
8. for  $k = 1$  until  $l-1$  do  
begin
9.  $c(l) \leftarrow c(l) + c(l+k*r);$
10. if  $l \neq m$  then  $c(t-(l-1)) \leftarrow c(t-(l-1)) + c(t-(l-1)-k*r)$   
else  $c(t) \leftarrow \text{SHIFT}(c(t), 2*(m-1)*v);$   
comment SHIFT ( $a, i$ ) oznacza  $i$ -krotne przesunięcie  
w lewo  $a$   
end
11. for  $l = 2$  until  $m-1$  do  
begin
12.  $c(1) \leftarrow c(1) + \text{SHIFT}(c(l), (l-1)*v);$
13.  $c(t) \leftarrow c(t) + \text{SHIFT}(c(t(l-1)), (2m-1-l)*v);$   
end
14.  $c(1) \leftarrow c(1) + \text{SHIFT}(c(m), (m-1)*v);$
15.  $b \leftarrow c(1) + c(t);$
16.  $b \leftarrow b + b_1;$
17. return  $b$   
end

Tradycyjny algorytm „przesuń i dodaj” mnożenia dwóch liczb  $n$  bitowych potrzebuje  $\phi(n^2)$  operacji. Metoda przedstawiona wyżej wymaga  $\phi(n * \log n * \log \log n)$  operacji [1].

#### 4.2. Algorytm dekodujący RSA

Dysponując danymi systemu RSA ( $d, e, n$ ), można przystąpić do sformułowania algorytmu dekodowania. Algorytm ten realizuje  $k = \log d$  równoczesnych mnożeń i redukcji modulo. Aby zmniejszyć rozmiar obliczeń, powstał pomysł podziału algorytmu na dwa równoległe procesy. W końcowej części następuje kombinacja wyników otrzymanych w obu procesach [10].

Działanie algorytmu obrazuje rysunek 3.



Rys. 3. Algorytm dekodujący RSA

Twierdzenie 8 potwierdza poprawność algorytmu:

**TWIERDZENIE 8.** Algorytm przedstawiony na rysunku 3 poprawnie oblicza wartość wyrażenia  $m = c^d \pmod{n}$ .

Dowód:

zgodnie z oznaczeniami przyjętymi na rysunku, mamy:

$$\begin{aligned} n &= p * q \\ c_1 &= c \pmod{p} \quad c_2 = c \pmod{q} \\ d_1 &= d \pmod{(p-1)} \quad d_2 = d \pmod{(q-1)} \\ A * p &\equiv 1 \pmod{q} \end{aligned}$$

z własności pierścienia całkowitego (twierdzenie 5) wynika także:

$$m_1 = m \pmod{p} \quad m_2 = m \pmod{q};$$

można zapisać równania powyższe jako:

$$m_1 + t * p = m \quad m_2 + r * q = m \quad r, t \in C$$

a zatem prawdziwy jest ciąg równości:

$$\begin{aligned} & ((m_2 + q - m_1) * A \pmod{q}) * p + m_1 = \\ & = (((-r * q + m + q + t * p - m) * A \pmod{q}) * p + m_1 = \\ & = ((-r + 1) * q * A + t * p * A) \pmod{q} * p + m_1 = \\ & = ((-r + 1) * q * A \pmod{q} + t * p * A \pmod{q}) * p + m_1 = \\ & = t * p + m_1 = m \end{aligned} \quad \square$$

Poniżej zostały zamieszczone procedury realizujące algorytm przedstawiony na rysunku 3:

procedure MODULAR EXPONENTATION ( $c, d, p$ ):

comment procedura realizuje funkcję  $P = c^d \pmod{p}$ ;  $0 < d < p$ ;

$0 < p < 2^k$

begin

1.  $Q \leftarrow 2^{k-p}$ ;  
comment  $d \leftrightarrow (d_{k-1}, \dots, d_1, d_0)_2$
2.  $P \leftarrow 1$ ;
3. for  $i = k-1$  step  $-1$  until  $0$  do  
begin
  4. if  $P_{k-1} = 1$  then  $P \leftarrow$  REDUCTION ( $P$ ):
  5.  $P \leftarrow$  MULTIMOD ( $P, P, p$ );
  6. if  $e = 1$  then  $P \leftarrow$  MULTIMOD ( $P, m, p$ );  
if  $P_{k-1} = 1$  then  $P \leftarrow$  REDUCTION ( $P$ );

end

end

procedure REDUCTION ( $P$ ):

comment procedura oblicza wartość wyrażenia  $P \leftarrow P \pmod{p}$

begin

1.  $R \leftarrow P + Q$ ;
2. if  $R_k = 1$  then  $P \leftarrow (R_{k-1}, \dots, R_0)$ ;
3. return  $P$

end

Procedura MULMOD ( $x, y, P$ ) oblicza wartość wyrażenia  $P = x * y \pmod{p}$  w sposób identyczny jak procedura MULTI. W tym miejscu należałoby ją przepisać, uzupełniając jedynie w szczegółach:

- 1) następuje zmiana znaczenia trzeciego parametru;
- 2) procedura SHIFT zawiera sprawdzenie warunku powodującego realizację procedury REDUCTION;
- 3) sprawdzenie warunku redukcji modulo  $p$  jest włączone po instrukcji 13, 14, 15, 16 procedury MULTI.

Złożoność procedury MODULAR EXPONENTATION – przy pominięciu, dla uproszczenia, problemu redukcji, która wnosi stały współczynnik – można określić, mnożąc ilość operacji potrzebnych do wykonania mnożenia dwóch liczb całkowitych (procedura MULTI) przez czynnik  $\log k$ .

### 4.3. Problem znajdowania dużych liczb pierwszych

Jest to, jak wiadomo, jeden z większych problemów numerycznych. Przegląd najlepszych algorytmów można znaleźć w [5]; prezentuję jeden z najszybszych [9] znanych algorytmów znajdowania liczb pierwszych oparty na twierdzeniu Fermata:

**TWIERDZENIE 9.** Jeśli  $s$  jest liczbą pierwszą, wtedy, dla dowolnej liczby  $a$  względnie pierwszej z  $s$ :

$$a^{s-1} = 1 \pmod{s} \quad \square$$

Prawdziwość tezy wynika bezpośrednio z twierdzenia 6.

Niestety, twierdzenie odwrotne nie jest prawdziwe; można natomiast udowodnić twierdzenie [5], że istnieje nieskończenie wiele liczb złożonych, zwanych liczbami Carmichaela, które spełniają twierdzenie Fermata. To skłania do przyjęcia probabilistycznej zasady znajdowania liczby pierwszej:

Sprawdzić należy twierdzenie Fermata dla zbioru liczb  $\{a_1, \dots, a_k\}$ . Jeśli dla wszystkich liczb  $a_i$  zachodzi twierdzenie Fermata, wtedy z prawdopodobieństwem:

$$P = 1 - (p)^k$$

gdzie  $p$  – oznacza prawdopodobieństwo, że liczba  $a_i$  jest liczbą Carmichaela, można przyjąć, że  $s$  jest liczbą pierwszą. Już dla małych wartości  $k$  prawdopodobieństwo to staje się bardzo duże, ponieważ ilość liczb Carmichaela w porównaniu z ilością liczb pierwszych jest znikoma (np. dla  $a = 2$  i  $s \approx 10^{10}$  ilość liczb Carmichaela jest 30571 razy mniejsza niż liczb pierwszych). Więcej szczegółów na ten temat zawiera praca [5].

Algorytm znajdowania liczb pierwszych realizuje procedura MODULAR EXPONENTATION, omówiona w pkt. 4.2.

Prezentowany w tym punkcie zestaw algorytmów daje możliwość obliczenia wszystkich parametrów systemu oraz wykonanie operacji kodowania i dekodowania wiadomości. Intencją autorki było maksymalne ujednoczenie postaci algorytmów, co może przyczynić się do minimalizacji oprogramowania systemu RSA.

## 5. ZAKOŃCZENIE

Przedstawiony w poprzednich punktach system RSA umożliwia budowę sieci telekomunikacyjnej, w której ochrona danych jest powszechna. W przeciwieństwie do konwencjonalnej kryptografii nie istnieje tutaj problem dystrybucji klucza. Ponadto, system publicznego klucza można wykorzystać do tworzenia procedur uwierzytelniających. W pracy [11] autorzy sugerowali bezpośrednie użycie przekształcenia dekodującego jako cyfrowej sygnatury – sposobu autentyzacji właściciela wiadomości. W pracy [3] dowiedziono, że nie da się, niestety, zbudować bezpiecznego systemu autentyzacji użytkowników opartego wyłącznie na systemie publicznego klucza. Problem ten wykracza jednak poza ramy artykułu. Więcej szczegółów na ten temat można znaleźć w [3].

System kodowania danych RSA jest natomiast jedynym, w tej chwili, systemem kryptograficznym, którego pewność nie podlega dyskusji. Zaleta ta musi być okupiona znacznym rozmiarem elementów tworzących system: wszystkie przedstawione algorytmy pracują na liczbach kilkusetbitowych. Jednakże, istnieją już realizacje sprzętowe, które osiągają szybkość transmisji 50 000 bit/s.

Algorytmy przedstawione w tej pracy prezentują złożoność zbliżoną do złożoności algorytmów zamieszczonych w [8] i [10].

## WYKAZ LITERATURY

1. *Aho A., V. Hopcroft J., E., Ullman J., D.*: Projektowanie i analiza algorytmów komputerowych. PWN, Warszawa 1983.
2. *Andrukiewicz E.*: Matematyczne i numeryczne aspekty kodowania i dekodowania sygnałów. Praca magisterska, Politechnika Warszawska 1983.
3. *Andrukiewicz E.*: Ochrona informacji w asynchronicznych sieciach telekomunikacyjnych. Rozprawy Elektrotechniczne (w druku).
4. *Birkhoff G., MacLane S.*: Przegląd algebry współczesnej. PWN, Warszawa 1963.
5. *Couvreur C., Quisquater J., J.*: An Introduction to Fast Generation of Large Prime Numbers. *Phillips J. Res.*, 37 (1982), s. 231–260.
6. *Diffie W., Hellman M., E.*: New Directions in Cryptography. *IEEE Trans. on the Inf. Theory*, IT-22 (Nov. 76), s. 644–654.
7. *Hindin H., J.*: Encryption Chips Sort Themselves Out. *Elektronics*, June 5, 1980.
8. *Miyaguchi S.*: Fast Encryption Algorithm for the RSA Cryptographic System. *Proc. Computer Networks*, 25th IEEE Computer Inf. Conf. Washington, USA, Sept. 20–23, 1982, s. 672–678.
9. *Pomerance C.*: The Search for Prime Numbers. *Scientific American*, Dec. 1982.

10. *Quisquater J., J., Couvreur C.*: Fast Decipherment Algorithm for RSA Public-Key Cryptography. *Electr. Lett.*, 21/82, s. 905–907.
11. *Rivest R., Shamir A., Adleman L.*: A Method for Obtaining Digital Signatures and Public-Key Cryptosystem. *Comm. ACM*, Feb. 1978, s. 120–126.

*Elżbieta Andrukiewicz*

СИСТЕМА ПУБЛИЧНОГО КЛЮЧА МЕТОДОМ ЗАЩИТЫ  
ИНФОРМАЦИИ В СЕТЯХ ДАЛЬНОЙ СВЯЗИ

Резюме

Описан метод безопасной передачи информации в сетях дальней связи — криптографическая система публичного ключа RSA. Введены математические основы, формальные определения и алгоритмы для системы RSA.

*Elżbieta Andrukiewicz*

PUBLIC-KEY CRYPTOSYSTEM AS A METHOD OF PROTECTION  
OF INFORMATION IN TELECOMMUNICATION NETWORKS

Summary

In the paper, a new method of secure communication in telecommunication networks — public — key cryptosystem RSA is presented. The article contains mathematical principles, formal definitions and algorithms of system RSA.

*Elżbieta Andrukiewicz*

LE SYSTÈME DE CLEFT PUBLIQUE COMME UNE MÉTHODE  
DE SANVEGARDE DES INFORMATIONS DANS LE RÉSEAU  
DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

Résumé

Dans l'ouvrage on a présenté une nouvelle méthode d'échange secure des informations dans les réseaux des télécommunications — le système du cleft publique RSA. L'article contient les principes mathématiques definitions formelles et les algorithmes du système RSA.

*Elżbieta Andrukiewicz*

SYSTEM DES ÖFFENTLICHEN SCHLÜSSELS ALS METHODE  
DES INFORMATIONSSCHUTZES IN FERNMELDENETZEN

Zusammenfassung

In der Arbeit wurde eine neue Methode des geschützten Informationsaustausches in Fernmehdenetzen – System des öffentlichen Schlüssels RSA dargestellt. Die Arbeit enthält mathematische Grundsätze, formale Definitionen und Algorithmen des RSA-Systems.

## WZMACNIANIE SYGNAŁÓW WOBULOWANYCH W.CZ. W SZEROKIM PASMIE CZĘSTOTLIWOŚCI

Artykuł dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dn. 1985.09.16

W artykule przedstawiono sposób wzmacniania sygnałów wobulowanych w.cz. w szerokim pasmie częstotliwości za pomocą wzmacniacza selektywnego przestrajanego synchronicznie z sygnałem wobulowanym. Wzmacniacz selektywny, dostrajany automatycznie do chwilowej częstotliwości sygnału wobulowanego, staje się w ten sposób wzmacniaczem „quasi-szerokopasmowym”. Omówiono zasadę pracy wzmacniacza, podano jego rozwiązanie elektryczne oraz uzyskane parametry techniczne. Przeprowadzono również porównanie powyższych parametrów z parametrami szerokopasmowego wzmacniacza sygnałów wobulowanych opracowanego przez firmę Rohde-Schwarz.

### 1. WPROWADZENIE

W urządzeniach pomiarowych przeznaczonych do badań charakterystyk częstotliwościowych układów elektronicznych stosuje się, prawie powszechnie, metodę wobuloskopową. Jest to szczególnie istotne, gdy dotyczy sygnałów w.cz. zmieniających się w szerokim pasmie częstotliwości, jak to ma miejsce np. w technice telewizyjnej.

Typowym przykładem takiego urządzenia może być miernik charakterystyk wstęg bocznych modulacji nadajników telewizyjnych, przeznaczony do pomiaru we wszystkich kanałach telewizyjnych, gdzie występuje potrzeba wzmacniania sygnałów w pasmie częstotliwości rzędu  $100 \div 120$  MHz.

Wymagania stawiane takim wzmacniaczom dotyczą głównie:

- dużego wzmocnienia w pasmie przenoszonym,
- płaskiego przebiegu charakterystyki amplitudowej w tym pasmie częstotliwości,
- maksymalnego nachylenia zboczy charakterystyk przenoszenia.

W IŁ w latach 1975–1979 zostały opracowane modele użytkowe analizatora charakterystyk urządzeń telewizyjnych z wobulatorem, służące do pomiaru i analizy charakterystyk wstęg bocznych modulacji nadajników telewizyjnych oraz czwórników wizyjnych metodą analizy widmowej oraz metodą szerokopasmową.

Przy opracowywaniu tego urządzenia natrafiono na trudności przy wzmacnianiu sygnałów wobulowanych w.cz. w szerokim pasmie częstotliwości, przede wszystkim



z powodu małego wzmocnienia i małego nachylenia zboczy charakterystyki przeniesienia, co przy wymaganej dużej czułości urządzenia nie zapewniało wystarczająco małego poziomu szumów oraz zakłóceń zewnętrznych. Przystąpiono zatem do opracowania wzmacniacza opartego na innej zasadzie pracy, który umożliwiłby uzyskanie zadowalających parametrów.

## 2. STAN DOTYCHCZASOWY WZMACNIANIA SYGNAŁÓW WOBULOWANYCH W SZEROKIM PASMIE CZĘSTOTLIWOŚCI

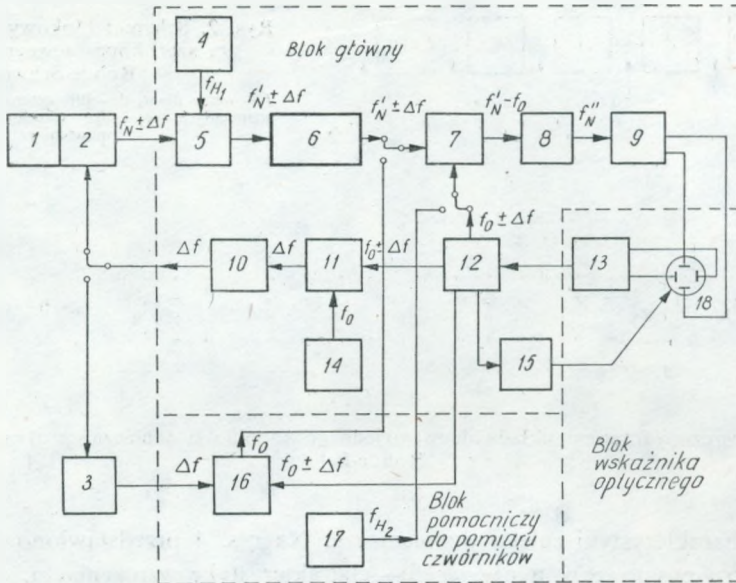
Analizując trudności wzmacniania wobulowanych sygnałów w.cz. w szerokim pasmie częstotliwości stwierdzono, że główną ich przyczyną jest stosowanie statycznych filtrów szerokopasmowych, których rezystancja w pasmie przenoszonych sygnałów, jak wiadomo, jest odwrotnie proporcjonalna do szerokości pasma tych sygnałów, a zatem jest mała. Ten wniosek był wytyczną do opracowania układu wzmacniającego, opartego na wykorzystaniu pojedynczego obwodu rezonansowego o dużej dobroci, zmieniającego swoją częstotliwość rezonansową w okresie wobulacji zgodnie z częstotliwością wejściowego sygnału wobulowanego.

Jako kryterium porównawcze przyjęto typowe rozwiązanie wzmacniacza szerokopasmowego środkowoprzepustowego, opracowane przez firmę Rohde-Schwarz w analizatorze wstęp bocznych modulacji nadajników telewizyjnych typu SWOF pracującym na zasadzie analizy widmowej.

W celu wyjaśnienia zasady pracy tego analizatora i wyznaczenia w nim miejsca omawianego wzmacniacza na rys. 1 podano jego ogólny układ blokowy.

Ogólna zasada pracy tego analizatora polega na stosowaniu synchronicznej przemiany częstotliwości. W pomiarach nadajników do modulacji stosuje się sygnał wobulowany m.cz. ( $\Delta f$ ). Sygnał ten powstaje ze zmieszania sygnału wobulowanego w.cz. podstawowej heterodyny urządzenia ( $f_0 \pm \Delta f$ ) z sygnałem generatora o stałej częstotliwości ( $f_0$ ).

Sygnał zmodulowany w.cz. ( $f_N \pm \Delta f$  — gdzie  $f_N$  jest częstotliwością nośną nadajnika wizyjnego) zostaje po wprowadzeniu do urządzenia poddany zwykłej przemianie częstotliwości, która zmniejsza częstotliwość nośną do wartości  $f'_N \pm \Delta f$ , gdzie  $f'_N$  jest wartością pierwszej częstotliwości pośredniej, równą różnicy częstotliwości pierwszej heterodyny analizatora  $f_{H1}$  i częstotliwości nośnej nadajnika wizyjnego ( $f'_N \pm \Delta f = f_{H1} - [f_N \pm \Delta f]$ ). W dalszym ciągu w mieszaczu  $M2$  następuje synchroniczna przemiana z sygnałem wobulowanym podstawowej heterodyny ( $f_0 \pm \Delta f$ ). Jako produkt tej przemiany otrzymuje się sygnał o stałej już częstotliwości  $f'_N - f_0$ , niosący informację o przebiegu charakterystyki modulacji sygnałem  $\Delta f$ . Następnie stosuje się już wielokrotną typową przemianę na stałych częstotliwościach, aż do uzyskania sygnału o najmniejszej częstotliwości  $f''_N$  we wzmacniaczu o dużej selektywności, wymaganej przy analizie widmowej.



Rys. 1. Układ blokowy analizatora wstęp bocznych modulacji nadajników tv firmy Rohde-Schwarz  
 1 – nadajnik wizyjny, 2 – modulator, 3 – czwórnik wizyjny, 4 – heterodyna 1, 5 – mieszacz 1, 6 – wzmacniacz szerokopasmowy, 7 – mieszacz 2, 8 – zespół przemian częstotliwości  $f_1$  i  $f_4$ , 9 – wzmacniacz końcowy, 10 – wzmacniacz pomiarowego sygnału wobulowanego, 11 – mieszacz 5, 12 – generator wobulowany w.cz., 13 – układ podstawy czasu, 14 – heterodyna 5, 15 – generator znaczników częstotliwości, 16 – mieszacz 6, 17 – heterodyna 2, 18 – lampa oscyloskopowa

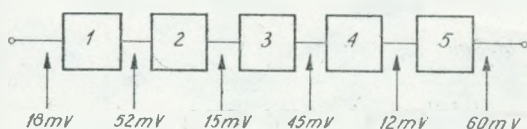
W przypadku badania czwórników wizyjnych wykorzystuje się dla otrzymania charakterystyki częstotliwościowej sygnał wobulowany m.cz. ( $\Delta f$ ), a następnie podaje się go synchronicznej przemianie z sygnałem wobulowanym podstawowej heterodyny ( $f_0 \pm \Delta f$ ), otrzymując, podobnie jak w przypadku nadajników, sygnał o stałej częstotliwości ( $f_0$ ), niosący informację o przebiegu tej charakterystyki. Dalsze wzmocnienie otrzymanych sygnałów odbywa się we wspólnym układzie wielokrotnej przemiany.

Wszystkie niezbędne sygnały do przemian synchronicznych i zwykłych są wytwarzane w urządzeniu.

Urządzenie to umożliwia analizę charakterystyk częstotliwościowych nadajników telewizyjnych i czwórników wizyjnych zarówno metodą widmową, jak i szerokopasmową.

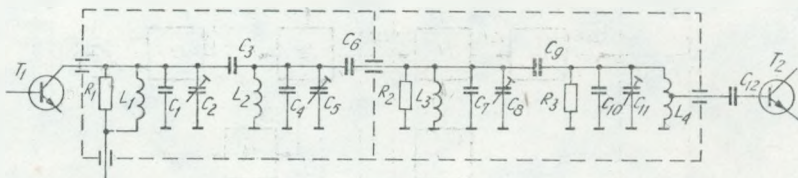
Interesujący nas wzmacniacz szerokopasmowy ( $f'_N \pm \Delta f$ ) stanowi układ 6 w bloku głównym urządzenia, bezpośrednio po pierwszej przemianie sygnału nadajnika. Jego układ blokowy podano na rys. 2, natomiast uproszczony układ ideowy jednego stopnia z filtrem pasmowym – na rys. 3.

Układ składa się z dwóch jednakowych stopni wzmacniających z szerokopasmowymi filtrami złożonymi oraz z przestrajanego, silnie tłumionego obwodu rezonansowego na wejściu pierwszego stopnia dla skorygowania nachylenia przebiegu po-



Rys. 2. Schemat blokowy wzmacniacza szerokopasmowego firmy Rohde-Schwarz

1 – wzmacniacz, 2 – filtr czterosekcyjny, 3 – wzmacniacz, 4 – filtr czterosekcyjny, 5 – wzmacniacz



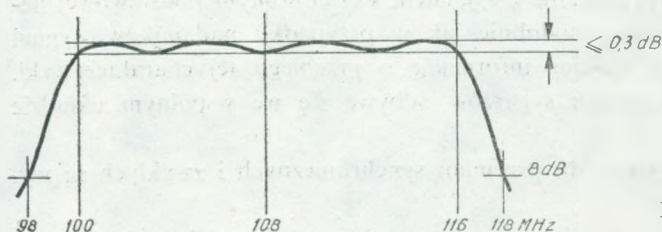
Rys. 3. Uproszczony fragment układu ideowego jednego stopnia wzmacniacza szerokopasmowego firmy Rohde-Schwarz

ziomego charakterystyki całego wzmacniacza. Na rys. 4 przedstawiono charakterystykę filtra pasmowego, a na rys. 5 – charakterystykę wzmacniacza.

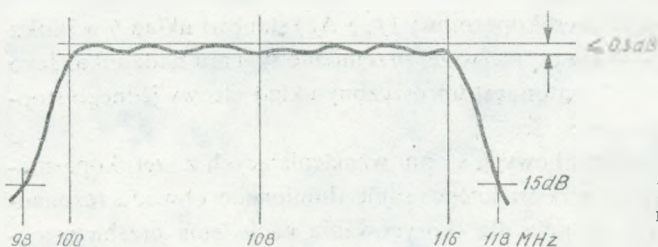
Podstawowe parametry techniczne tego wzmacniacza są następujące:

- przenoszone pasmo częstotliwości:  $100 \div 116$  MHz przy wahaniu nierówności wzmocnienia jego płaskiego przebiegu  $\leq 0,3$  dB;
- wzmocnienie: ok.  $3$  V/V;
- nachylenie zboczy charakterystyki wzmocnienia:  $15$  dB/2 MHz.

Poważną wadą takiego układu jest jego wrażliwość na zakłócenia zewnętrzne i stosunkowo duże szумы, złożona budowa oraz trudne i pracochłonne strojenie.



Rys. 4. Charakterystyka filtra przedstawionego na rys. 3

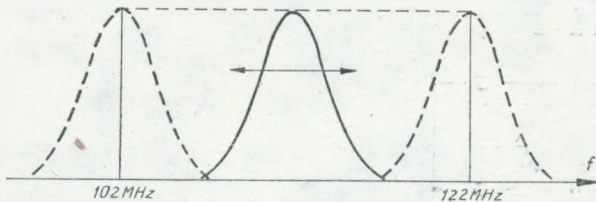


Rys. 5. Wypadkowa charakterystyka przenoszenia całego wzmacniacza

### 3. WZMACNIACZ WOBULOWANY QUASI-SZEROKOPASMOWY

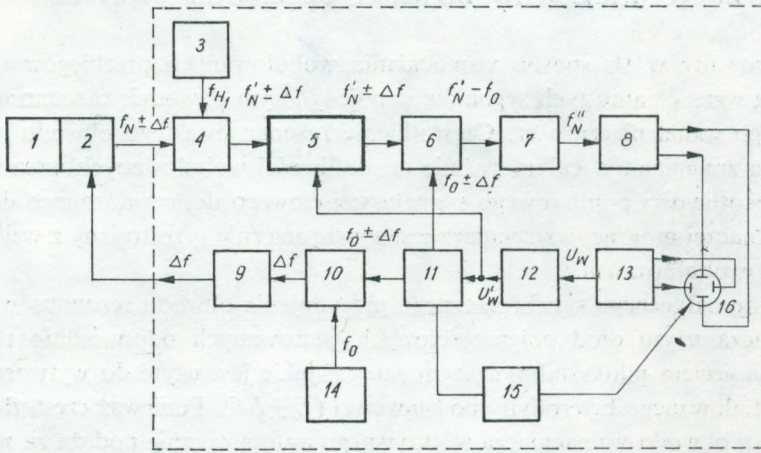
Opracowany w IŁ sposób wzmacniania wobulowanych przebiegów w.cz. [4] polega na wzmacnianiu tych sygnałów w pojedynczym obwodzie rezonansowym selektywnego wzmacniacza w.cz. Częstotliwość rezonansowa tego obwodu jest automatycznie zmieniana w całym pasmie częstotliwości wobulowanych wraz ze zmianami częstotliwości pomiarowego sygnału wejściowego doprowadzonego do wzmacniacza. Inaczej mówiąc, wzmacniacz jest synchronicznie przestrajany z wejściowym sygnałem wobulowanym.

Do automatycznego synchronicznego przestrajania obwodu rezonansowego tego wzmacniacza użyto diod pojemnościowych, sterowanych odpowiednio ukształtowanym napięciem pilokształtnym, tym samym jakie jest użyte do wytworzenia sygnału wobulowanego heterodyny podstawowej ( $f_0 \pm \Delta f$ ). Ponieważ częstotliwość rezonansowa obwodu wzmacniacza selektywnego automatycznie podąża za zmianami częstotliwości sygnału przychodzącego na wejście wzmacniacza, sygnały odpowiadające kolejnym, chwilowym wartościom częstotliwości wejściowego sygnału wobulowanego wzmacniane są selektywnie, jakby w jednoobwodowym wzmacniaczu dostrojonym do częstotliwości rezonansowej. Dzięki temu w warunkach dynamicznych wzmacniacz taki jest „quasi-szerokopasmowy”, zachowując wszystkie zalety jednoobwodowego wzmacniacza rezonansowego, a jednocześnie nie ma wad statycznego, wieloobwodowego wzmacniacza szerokopasmowego w.cz. Dotyczy to głównie zmniejszenia szumów tego wzmacniacza w porównaniu ze wzmacniaczem szerokopasmowym. Przebieg charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej takiego wzmacniacza podano na rys. 6.



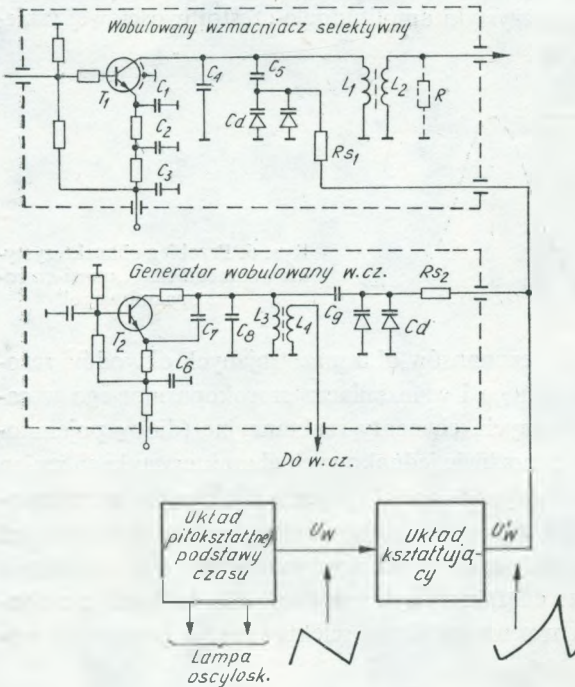
Rys. 6. Przebieg charakterystyki wzmacniacza „quasi-szerokopasmowego”

Dla zapewnienia współbieżności rezonansów obu przestrajanych obwodów rezonansowych, tj. generatora wobulowanego i wzmacniacza szerokopasmowego w całym pasmie częstotliwości wobulowanych, elementy reaktancyjne (diody pojemnościowe) tych obwodów dobiera się o możliwie jednakowych charakterystykach zmian pojemności w funkcji sygnału sterującego. Pozostałe pojemności obwodów rezonansowych, które muszą pokryć różne zakresy częstotliwości, powinny być również starannie dobrane. Na rys. 7 przedstawiono miejsce tego wzmacniacza w urządzeniu opracowanym w IŁ – analizatorze charakterystyk urządzeń telewizyjnych z wobulatorem, a na rys. 8 – układy ideowe wzmacniacza selektywnego i generatora wobulowanego.



Rys. 7. Fragment układu blokowego urządzenia opracowanego w IŁ, z zaznaczonym miejscem przestrajanego wzmacniacza selektywnego

1 – nadajnik wizyjny, 2 – modulator, 3 – heterodyna, 4 – mieszacz 1, 5 – przestrajany wzmacniacz selektywny, 6 – mieszacz 2, 7 – układy wielokrotnej przemiany częstotliwości, 8 – wzmacniacz końcowy, 9 – wzmacniacz pomiarowego sygnału wobulowanego, 10 – mieszacz 3, 11 – generator wobulowany w.c.z., 12 – układ kształtujący, 13 – układ podstawy czasu, 14 – heterodyna 3, 15 – generator znaczników częstotliwości, 16 – lampa oscyloskopowa



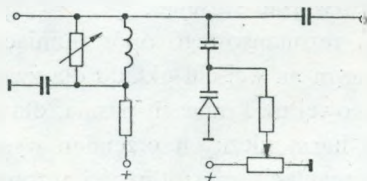
Rys. 8. Układ ideowy przestrajanych synchronicznie wzmacniacza selektywnego i generatora wobulowanego

Przebieg okresowo zmienny  $U_w$  (napięcie piłokształtne) z układu podstawy czasu, przyłożony do diod pojemnościowych obwodu rezonansowego generatora w.cz., powoduje wobulację częstotliwości tego generatora ( $f_0 \pm \Delta f$ ). Ze względu na nieliniową zależność pojemności diody pojemnościowej od napięcia sterującego, napięcie piłokształtne zostaje odpowiednio odkształcone w układzie kształtującym ( $U'_w$ ), dzięki czemu zostaje zachowana liniowa zależność częstotliwości generatora w funkcji czasu.

Pomiarowy sygnał wobulowany ( $\Delta f$ ), po zmodulowaniu fali nośnej nadajnika ( $f_N \pm \Delta f$ ) oraz po pierwszej przemianie częstotliwości w urządzeniu ( $f'_N \pm \Delta f = f_{H1} - [f_N \pm \Delta f]$ ), zostaje doprowadzony do wejścia przestrajanego wzmacniacza selektywnego w.cz. Jednocześnie przebieg wobulujący  $U'_w$  zostaje doprowadzony do obwodu rezonansowego tego wzmacniacza.

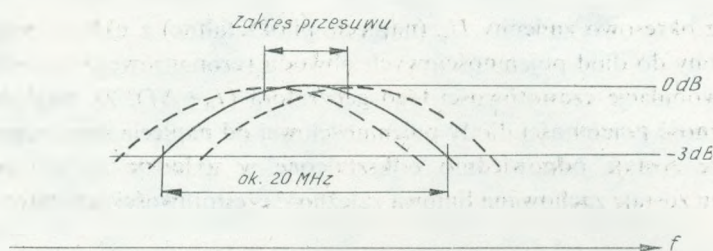
W kolektorze tranzystora  $T_1$  wzmacniacza znajduje się pojedynczy obwód rezonansowy z diodami pojemnościowymi  $Cd$ , takimi samymi jak w obwodzie rezonansowym generatora wobulowanego. Do diod tych poprzez rezystancję separującą  $R_s$  przyłożony jest sygnał wobulujący  $U'_w$ . W wyniku następuje automatyczne przestrajanie częstotliwości rezonansowej tego obwodu wzmacniacza, synchronicznie do zmiany częstotliwości generatora wobulowanego w.cz., tak aby sygnały odpowiadające chwilowym, kolejnym wartościom częstotliwości, wzmacniane były przy rezonansie obwodu.

Zmiana wartości dobroci obwodu  $Q$  w funkcji częstotliwości powoduje, że przebieg charakterystyki, kreślonej przez przesuwający się wierzchołek krzywej rezonansowej, może mieć charakter opadający lub rosnący, a nawet wypukły czy też wklęsły. W celu skompensowania tego efektu do obwodu wejściowego wzmacniacza jest włączony układ korekcyjny, podany na rys. 9. Jest to obwód rezonansowy równoległy, którego rezonans (rys. 10) i tłumienie są regulowane dla uzyskania poziomego przebiegu wypadkowej charakterystyki wzmacniacza (rys. 11).

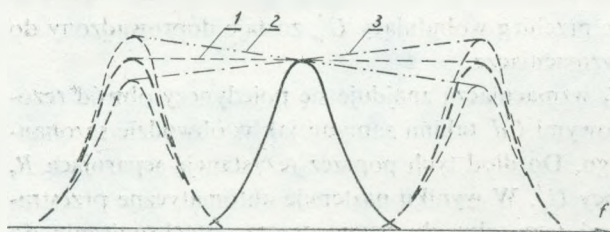


Rys. 9. Układ korekcyjny

Pomimo zminimalizowanego, przez dobór diod i elementów obwodów rezonansowych, wpływu rozrzutu wartości elementów występuje błąd współbieżności między częstotliwością generatora wobulowanego i częstotliwością rezonansową obwodu wzmacniacza selektywnego, wywołany różnymi zakresami częstotliwości wobulowanych. Powoduje on mniejsze lub większe zafalowanie na części poziomej charakterystyki wypadkowej urządzenia (rys. 12 – krzywa 1).

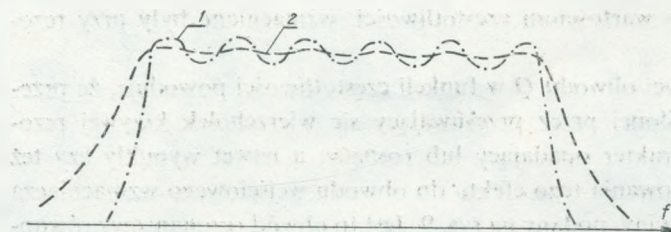


Rys. 10. Charakterystyka układu korekcyjnego



Rys. 11. Przebieg charakterystyki przenoszenia wzmacniacza „quasi-szerokopasmowego” z uwzględnieniem wpływu obwodu korekcyjnego

1 - płaska, 2 - opadająca, 3 - rosnąca



Rys. 12. Przebieg charakterystyki przenoszenia urządzenia z uwzględnieniem wpływu błędu współbieżności

1 - bez oporu tłumiącego, 2 - z oporem tłumiącym

Zależnie od wartości wymaganego wzmocnienia w pasmie przenoszonym, szumów oraz stromości zbroczy przy dopuszczalnej amplitudzie zafalowania (rys. 12 – krzywa 2) układ można rozwiązać stosując:

- równolegle do obwodu rezonansowego opór tłumiący, ewentualnie z prostym filtrem dolnoprzepustowym na wejściu układu dla zwiększenia stromości zbrocza charakterystyki wypadkowej na krańcach pasma, dla uniemożliwienia przenikania zakłóceń wyższych harmonicznych przemian występujących w urządzeniu;
- układ z automatyczną regulacją częstotliwości rezonansu obwodu.

W pierwszym przypadku uzyskuje się mniejsze wzmocnienie i mniej strome zbrocze, ale i mniejsze zafalowania, natomiast rozwiązanie drugie zbliżałoby się do optymalnego, ale wykonanie jego jest bardziej skomplikowane.

W opracowywanym wzmacniaczu zastosowano ze względu na prostotę rozwiązanie pierwsze, tzn. wzmacniacz z oporem tłumiącym i prostym filtrem dolnoprzepustowym na wejściu, uzyskując:

- wzmocnienie ok. 12 V/V;
- wypadkowe pasmo przenoszone  $102 \div 122$  MHz;

- pasmo przenoszone przez filtr  $f_0 = 122$  MHz;
- wypadkową stromość zboczy charakterystyki wzmacnienia 15 dB/10 MHz;
- zafalowanie poziomej części charakterystyki  $\leq 0,3$  dB;
- opór tłumiący obwód – 400  $\Omega$ .

W przypadku optymalnym można uzyskać znacznie większe wzmacnienie przy stromości zboczy charakterystyki ok. 15 dB/2 MHz i zafalowaniu poziomej części charakterystyki  $\leq 0,3$  dB przy dobroci obwodu  $Q > 100$ . Szumy praktycznie nie uległyby zmianie.

W stosunku do wzmacniacza odniesienia w układzie opracowanym otrzymano:

- ok. 2,5 razy większe wzmacnienie,
- ok. 2-krotnie mniejsze szumy (napięciowo),
- ok. 5-krotnie mniejszą stromość zboczy, wystarczającą jednak dla prawidłowej pracy urządzenia,
- prostotę uruchomienia wzmacniacza.

#### 4. ZAKOŃCZENIE

Porównując między sobą wzmacniacz przyjęty jako wzorzec odniesienia oraz wzmacniacz opracowany w IŁ, można stwierdzić, że kosztem pogorszenia niektórych parametrów, mających jednak mniej istotny wpływ na pracę całego urządzenia, którego fragmentem jest powyższy wzmacniacz, uzyskano określone korzyści techniczne i ekonomiczne.

Przekształcenie jednoobwodowego wzmacniacza selektywnego we wzmacniacz „quasi-szerokopasmowy”, przy zachowaniu korzystnych parametrów wzmacniacza selektywnego, jak większy współczynnik wzmacnienia, niski poziom szumów, ze względu na stosunkowo wąskie pasmo przenoszonych częstotliwości i mniejszą podatność na wpływ zakłóceń zewnętrznych oraz uniknięciu wad wzmacniacza szerokopasmowego z rozbudowanymi filtrami LC (duże szumy i wrażliwość na zakłócenia wyższych harmonicznnych częstotliwości występujących w urządzeniu związane z szerokim pasmem przenoszenia wzmacniacza), miało istotny wpływ na jakość pracy urządzenia. Brak rozbudowanych, wieloobwodowych filtrów, pracochłonnych i kłopotliwych w strojeniu, pozwolił na uproszczenie konstrukcji oraz na łatwiejsze i szybsze uruchomienie urządzenia.



## WYKAZ LITERATURY

1. Analizator charakterystyk urządzeń telewizyjnych Mod. AW 3. Zakład Telewizji IŁ, Warszawa 1978.
2. Beschreibung Seitenbandmesssatz zum Videoskop III – BN 424105 – Rohde Schwarz, München.
3. Beschreibung Videoskop III – SWOF BN 424104 – Rohde-Schwarz, München.
4. *Bzowski T., Woźniak A.*: Sposób wzmacniania wobulowanych w szerokim pasmie sygnałów wielkiej częstotliwości. Patent nr 126594.

*Андрей Возняк*

## УСИЛЕНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ВОБУЛИРОВАННЫХ В.Ч. СИГНАЛОВ

## Резюме

Представлено способ усиления wobulированных в.ч. сигналов в широкой полосе частот при использовании селективного усилителя перестраиваемого синхронно с wobulированным сигналом.

Селективный усилитель настраиваемый автоматически на мгновенную частоту wobulированного сигнала можно рассматривать как широкополосный усилитель. Рассмотрено принцип действия такого усилителя и его электрическое решение. Полученные параметры сравниваются с параметрами усилителя wobulированных сигналов, разработанного фирмой Роде-Шварц (ФРГ).

*Andrzej Woźniak*

## AMPLIFICATION OF THE H.F. WOBBLE SIGNALS IN THE WIDE FREQUENCY BAND

## Summary

A method of amplification of the h.f. wobble signals in the wide frequency band by means of the selective amplifier tuned synchronously to the wobble signal was in the paper presented. The selective amplifier, automatically tuned to the instantaneous frequency of the wobble signal, thus becomes a „quasi wide band” amplifier. The principle of operation of the amplifier was described, its electrical solution and obtained technical parameters were presented. The comparison of the above technical parameters with the parameters of the wide band amplifier, worked out by the firm Rohde-Schwarz, was also carried out.

*Andrzej Woźniak*

L'AMPLIFICATION DES SIGNAUX HAUTE-FRÉQUENCE  
VOBULES DANS UNE LARGE BANDE

Résumé

L'article présente une méthode d'amplification des signaux HF vobulés dans une large bande, à l'aide d'un amplificateur sélectif, accordé de façon synchronne avec le signal vobulé.

L'amplificateur sélectif est automatiquement accordé à la fréquence momentanée du signal vobulé, se présentant comme un amplificateur à large bande. Le principe de fonctionnement d'amplificateur a été décrit, son schéma électrique et ses paramètres techniques. On aussi comparé ses paramètres avec ceux de l'amplificateur à large bande de signaux vobulés, construit chez Rohde-Schwarz.

*Andrzej Woźniak*

VERSTÄRKUNG DER GEWOBBELTEN HF-SIGNALE  
IM BREITEN FREQUENZBAND

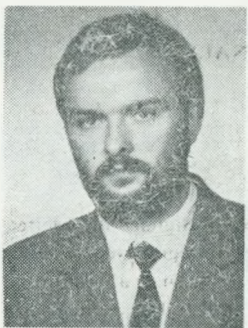
Zusammenfassung

In dem Artikel wurde die Verstärkungsmethode der gewobbelten HF-Signale im breiten Frequenzband mittels eines selektiven synchronisch mit dem gewobbelten Signal verstimmt Verstärker dargestellt. Der selektive automatisch zur Momentanfrequenz des Signals abgestimmte Verstärker wird dadurch „quasibreitbändiger“ Verstärker. Es wurde das Arbeitsprinzip des Verstärkers besprochen und seine elektrische Lösung und technische Parameter angegeben. Es wurde auch die Vergleichung dieser Parameter mit Parametern des breitbändigen durch Firma Rohde-Schwarz bearbeiteten Verstärkers der gewobbelten Signale durchgeführt.

## AUTORZY



Mgr inż. Elżbieta Andrukiewicz urodziła się w 1959 roku w Warszawie. W latach 1978–1983 studiowała na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej i uzyskała tytuł magistra inżyniera telekomunikacji. Od 1983 roku pracuje w Instytucie Łączności w Zakładzie Teletransmisji, gdzie zajmuje się cyfrowymi systemami teletransmisyjnymi.



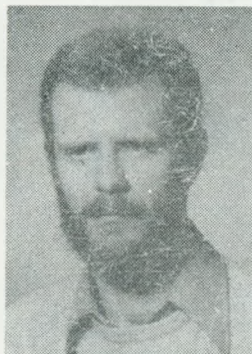
Mgr inż. Paweł Buda urodził się w 1956 r. Studia na Wydziale Elektroniki Politechniki Wrocławskiej ukończył w 1981 r. Od 1984 r. jest zatrudniony w Oddziale Wrocławskim Instytutu Łączności na stanowisku konstruktora w Samodzielnej Pracowni Narzędzi Elektromagnetycznych.



Mgr inż. Edward Golan urodził się w 1950 roku w Sapach. W 1975 roku ukończył WAT i uzyskał tytuł mgr inż. w zakresie elektrotechniki. Od 1979 roku pracuje w Wojskowym Instytucie Łączności. Zajmował się szeregiem zagadnień z dziedziny radiotechniki. Opublikował z tego zakresu artykuły zamieszczone w Biuletynie SEP-WIŁ. W ostatnim okresie pracuje nad adaptacją urządzeń analogowych do transmisji cyfrowej.



Mgr inż. Bogusław Grochowina urodził się w 1954 roku w Łodzi. Studia w WAT ukończył w roku 1979. Od roku 1983 pracuje w Wojskowym Instytucie Łączności i zajmuje się problemami przystosowania analogowych linii radiowych do transmisji cyfrowej.



Doc. dr hab. Andrzej Karwowski urodził się 8 lutego 1946 roku w Ostrowie Wielkopolskim. Studia na Wydziale Elektroniki Politechniki Wrocławskiej (specjalność radiotechnika) ukończył w 1969 roku i jako stypendysta naukowy podjął pracę w Zakładzie Anten i Radiotechniki Nadawczej w Instytucie Telekomunikacji i Akustyki macierzystej uczelni. Pracował kolejno na stanowiskach asystenta-stażysty, asystenta, starszego asystenta i adiunkta, łącząc pracę dydaktyczną i naukową. Bezpośrednio po uzyskaniu stopnia doktora nauk technicznych w 1976 roku przeszedł do pracy w Instytucie Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii Politechniki Wrocławskiej. W grudniu 1984 uzyskał – decyzją Rady Wydziału Elektroniki Politechniki Wrocławskiej – stopień doktora habilitowanego nauk technicznych w zakresie teorii i techniki anten. W lutym 1985 roku przeszedł do pracy w Instytucie Łączności O/Wrocław. W listopadzie 1985 r. został mianowany docentem. W zakres zainteresowań naukowych dr Karwowskiego wchodzi przede wszystkim numeryczne metody rozwiązywania zagadnień elektromagnetyzmu stosowanego, teoria anten liniowych oraz problemy kompatybilności i narażeń elektromagnetycznych.



Mgr inż. Leszek Latos urodził się w 1957 roku w Niegowonicach. W 1982 roku ukończył WAT i uzyskał tytuł mgr inż. w zakresie elektroniki. W tym samym roku rozpoczął pracę w Wojskowym Instytucie Łączności. Zajmuje się szeregiem zagadnień z dziedziny elektroniki i radiotechniki. W ostatnim okresie pracuje nad przystosowaniem analogowych urządzeń linii radiowych do transmisji cyfrowej.



Dr inż. Józef Staniek urodził się w Ligotce Kameralnej na Zaolziu w 1929 r. Od 1954 r. był pracownikiem Zakładów Tesla, następnie Instytutu Telekomunikacji oraz Instytutu Łączności w Pradze (CSRS). Od 1968 r. pracuje w Instytucie Łączności w Warszawie, gdzie zajmuje się problematyką sieci lądowej radiokomunikacji ruchomej.



Inż. Andrzej Woźniak urodził się w 1933 r. w Prużanie. W Instytucie Łączności pracuje od 1973 r., początkowo w Zakładzie Telewizji, a obecnie w Zakładzie Radiokomunikacji, Radiofonii i Telewizji, gdzie ostatnio zajmuje się systemem wideoteksowym.

Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1987  
Wydanie 1. Nakład 530+60+20 nadb. Ark. wyd. 5. Ark. druk. 5,5. Oddano do składu we  
wrześniu 1986. Podpisano do druku w marcu 1987. Papier druk. sat. V kl. 70 g, 70×100 cm.  
Zam. P/95/86.K/9809

Poznańskie Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka — 71416/86

