

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA  
Instytutu Łączności  
Nr .....

**PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

NR 83

1977

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

## SPIS TREŚCI

—	1. <i>Andrzej Wierzbiński, Andrzej Winnicki, Kornel Wydro</i> — Koncepcja sterowanej, trójwarstwowej sieci telekomunikacyjnej . . . . .	3
Z-3	2. <i>Lucjan Gęborys</i> — Zakłócenia interferencyjne w sieci linii radiowych. Metoda obliczeń . . . . .	21
—	3. <i>Eugeniusz Grudziński, Włodzimierz Wadowski</i> — Pomiar gęstości mocy w polu bliskim . . . . .	71
—	4. <i>Tadeusz M. Babij, Hubert Trzaska</i> — Porównanie czujników do szerokopasmowego pomiaru natężenia pola elektrycznego . . . . .	85
Z-12	5. <i>Zbigniew Rymarowicz</i> — Zakłócenia przemysłowe w dzielnicach mieszkaniowych miasta w zakresie fal średnich radiofonicznych . . . . .	99
Z-12	6. <i>Romułd Białobrzeski, Stanisław Sołta</i> — Modyfikacja testu $\chi^2$ Perarsona w celu umożliwienia wykorzystania analizatora typu HP 3721A . . . . .	115
NW	7. <i>Henryk Smorąg, Andrzej Kilian</i> — Pomiar stałych czasowych detektorów we współczesnych miernikach zakłóceń radioelektrycznych . . . . .	119
Z-4	8. <i>Jerzy Trechciński</i> — Zastosowanie systemu o komutacji cyfrowej w sieciach telefonicznych i przyszłych sieciach zintegrowanych . . . . .	131

## СОДЕРЖАНИЕ

1.	A. <i>Верэбйцкi, А. Виннiцкi, Р. Выдро</i> : Идея сети связи, управляемой в трех коммутационных слоях . . . . .	3
2.	L. <i>Гэборыс</i> — Интерференционные помехи в сети радиорелейных линий. Метод расчета . . . . .	21
3.	E. <i>Грудзiнскi, В. Вадовскi</i> — Измерение плотности потока энергии в зоне индукции . . . . .	71
4.	T. M. <i>Бабий, Х. Трзаска</i> — Сравнение широкополосных измерений напряженности электрического поля . . . . .	85
5.	Z. <i>Рымарович</i> — Промышленные радиопомехи в городских жилых кварталах в диапазоне вещания на средних волнах . . . . .	99
6.	P. <i>Бялобжескi, С. Солта</i> — Модификация теста Пирсона $\chi^2$ проведенная для возможности пользоваться анализатором типа HP 3721 A . . . . .	115
7.	G. <i>Сморонг, А. Килиан</i> — Измерения постоянных времени детекторов, применяемых в современных измерителях радиоэлектрических помех . . . . .	119
8.	G. <i>Трехцинскi</i> — Применение системы с цифровой коммутацией в телефонной сети и в будущей интегрированной сети связи . . . . .	131

## CONTENS

1.	A. <i>Wierzbiński, A. Winnicki, K. Wydro</i> — Concept of a controllable, three switching layers telecommunication network . . . . .	3
2.	L. <i>Gęborys</i> — Interference in radio link networks. Calculation method . . . . .	21
3.	E. <i>Grudziński, W. Wadowski</i> — Near electromagnetic field power density measurement . . . . .	71
4.	T. M. <i>Babij, H. Trzaska</i> — Comparison of probe devices for broad band measurements of the electric field strength . . . . .	85
5.	Z. <i>Rymarowicz</i> — Radio interference in inhabited areas in the range of broadcasting medium waves . . . . .	99
6.	R. <i>Białobrzeski, S. Sołta</i> — Modification of the Pearson's $\chi^2$ test in aim of utilising the analyser of type HP 3721 A . . . . .	115
7.	H. <i>Smorąg, A. Kilian</i> — Measurements of detector timeconstants in modern radio electrical interference meters . . . . .	119
8.	J. <i>Trechciński</i> — Application of telecommunication system with digital switching in telephone and future integrated networks . . . . .	131

## SOMMAIRE

1.	A. <i>Wierzbiński, A. Winnicki, K. Wydro</i> — Conception du reseau de telecommunication commande en trois couches de commutation . . . . .	3
2.	L. <i>Gęborys</i> — Interferences dans le reseau de faisceaux hertziens. Methode de calcul . . . . .	21
3.	E. <i>Grudziński, W. Wadowski</i> — Mesures de densite de puissance dans le proche champ electromagnetique . . . . .	71
4.	T. M. <i>Babij, H. Trzaska</i> — Comparaison des sondes a mesurer l'intensite de champ electrique a large bande . . . . .	85

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA  
Instytutu Łączności  
Nr \_\_\_\_\_

PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

NR 83

WARSZAWA  
WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

**Komitet Redakcyjny**

**Redaktor Naczelny — prof. mgr inż. Lesław Kędzierski**

**Redaktorzy działów:**

doc. mgr inż. *Władysław Cetner*, doc. mgr inż. *Adam Moniuszko*  
doc. dr inż. *Krystyn Plewko* (Z-ca Redaktora Naczelnego)

**Adres Redakcji:**

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

© Copyright by Instytut Łączności, Warszawa 1978

**Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności  
Wydawnictwo nieperiodyczne**

**KONCEPCJA STEROWANEJ, TRÓJWARSTWOWEJ SIECI  
TELEKOMUNIKACYJNEJ\*)**

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 27.VIII.1976

W pracy niniejszej jest prezentowana koncepcja sterowanej warstwowej sieci telekomunikacyjnej, w procesie sterowania której wykorzystuje się informacje o charakterze i dynamice zmienności strumieni zapotrzebowań. Przedstawiono model funkcjonalny systemu sterowania oraz sformułowano podstawowe problemy teoretyczne i techniczne realizacji takiej sieci. Proponowana struktura trójwarstwowa jest zgodna z aktualnymi koncepcjami przyszłościowych sieci telekomunikacyjnych. Umożliwia ona optymalizację wykorzystania różnych technik komutacji łączy oraz stosowanie sterowania scentralizowanego i zdecentralizowanego w obrębie poszczególnych warstw sieci z wzajemną koordynacją działań.

**1. WSTĘP**

Próby opisu sterowanych sieci telekomunikacyjnych w pełniejszej formie pojawiają się w literaturze dopiero w końcu lat sześćdziesiątych [11], [25], [30]. W pracach tych przedstawiono pierwsze propozycje modeli sieci sterowanych, z realizacją sterowania w systemie scentralizowanym i zdecentralizowanym. Opierając się na tych koncepcjach podjęto badania dotyczące wybranych, bardziej szczegółowych problemów związanych z tworzeniem modeli i analizą sieci sterowanej. Wyniki tych badań można znaleźć w późniejszych publikacjach. Badane w nich rozwiązania stanowią na ogół adaptacje podstawowych metod optymalizacyjnych, stosowanych w innych dziedzinach, odnoszone do bardzo prostych przykładów sieci, dlatego ich przydatność dla sieci realnych wydaje się być ograniczona.

Trudności, wynikające ze specyfiki obiektu jakim jest sieć (zwłaszcza duża), powodowały, że wcześniejsze koncepcje metod optymalnego wykorzystania urządzeń sieci zakładały, oprócz daleko idących uproszczeń modelu samej sieci, prowadzenie

\*) Prof. dr hab. Andrzej Wierzbicki Instytut Automatyki PW, mgr inż. Andrzej Winnicki Instytut Matematyki PW, dr inż. Kornel Wydro Instytut Automatyki PW.

obliczeń sposobu jej sterowania w oderwaniu od informacji o rozkładzie natężeń strumieni zapotrzebowań; prowadziło to do miernych wyników. Znaczną poprawę efektów sterowania można uzyskać dopiero w sieci odpowiednio sterowalnej (wyposażonej w odpowiednie urządzenia komutacyjne), przy łącznym uwzględnieniu w procesie wyznaczania decyzji sterujących, danych dotyczących zmienności stanu struktury sieci i ruchu oferowanego. Jednakże w procesie operatywnego sterowania sieci oparcie się na bieżących danych o aktualnym stanie sieci i zgłoszeń nie jest w pełni możliwe. Powstaje zatem w sposób naturalny koncepcja wykorzystania prognoz jako podstawowej informacji o zachowaniu się natężenia ruchu w poszczególnych relacjach, przy pewnym korygowaniu tych prognoz bieżącą informacją.

Fakt możliwości wykorzystania prognoz nie eliminuje trudności, występujących przy rozwiązywaniu zagadnienia optymalnego przestrajania sieci, umożliwiła jednak dopuszczenie dłuższego czasu na wykonywanie niezbędnych dla tej optymalizacji obliczeń.

Zagadnienie budowy sieci sterowanej może być rozważane w trzech wariantach: budowy całkowicie nowej sieci, budowy sieci sterowanej na bazie istniejącej sieci telekomunikacyjnej oraz – rozwoju sieci sterowanej. W niniejszej pracy będziemy w zasadzie ograniczali się do wariantu pierwszego jako najbardziej ogólnego, przedstawiając w skrócie dalszy rozwój idei sieci sterowanej o strukturze warstwowej i związane z tym koncepcje oraz typowe zagadnienia wymagające rozwiązania.

Dla przejrzystości ujęcia w wielu przypadkach będziemy posługiwali się pewnymi uproszczeniami, a zwłaszcza tam, gdzie nie prowadzi to do pominięcia najbardziej istotnych cech omawianego w tym ujęciu modelu sieci sterowanej. Ograniczymy się przy tym do rozważania głównie modelu o jednorodnym charakterze strumieni zgłoszeń, z których każde wymaga trwałego zestawienia łącza na cały czas jego obsługi.

## 2. SIEĆ JAKO OBIEKT STEROWANIA

Z punktu widzenia procesu sterowania sieć telekomunikacyjna ma pewne cechy szczególne. Są to przede wszystkim:

- stochastyczny charakter strumieni zgłoszeń (odgrywający w modelu rolę wymuszeń),
  - duża rozpiętość przestrzenna poszczególnych elementów (gałęzi i węzłów),
  - bardzo duże rozmiary i dyskretny charakter obiektu (duża liczba łączy i węzłów).
- Cechy te są ważne zarówno ze względu na budowę modelu matematycznego opisującego sieć, jak też z uwagi na możliwość realizacji technicznej różnych koncepcji jej sterowania.

Strumienie zgłoszeń oferowanych do sieci, a co za tym idzie i strumienie w relacjach międzywęzłowych mają na ogół charakter niestacjonarny [16], [32], [35]

jednak, jak wynika z dotychczasowych obserwacji, wahania wartości natężeń ruchu, wykazują pewne regularności. Występują tu wyraźne zmiany dobowe, tygodniowe, czy też sezonowe. Przeprowadzane badania pozwalają twierdzić, iż zmiany te w dużym stopniu dadzą się prognozować, co ma ogromne znaczenie zarówno z uwagi na projektowanie jak i na sterowanie sieci.

Rozproszenie przestrzenne obiektu z jednej strony nakłada określone ograniczenia na objętość informacji, jaka do celów sterowania może być przesyłana (ponieważ dodatkowo obciąża sieć), z drugiej zaś wprowadza pewne opóźnienia, wynikające z przesyłania i przetwarzania informacji o stanie urządzeń sieci i zapotrzebowania na obsługę.

Wreszcie duże rozmiary, niezależnie od konieczności wprowadzania wielu założeń upraszczających przy budowie modelu matematycznego, zmuszają do poszukiwania nowych metod i algorytmów obliczeniowych dla rozwiązywania pojawiających się zadań, tym kłopotliwszych, że dotyczących struktur dyskretnych.

Wymienione czynniki zadecydowały o tym, że w większości istniejących sieci, systemy sterowania bądź w ogóle nie występują, bądź mają charakter systemów prostych, opartych na technice ruchu przelewowego.

Dynamiczny rozwój elektronicznej techniki obliczeniowej oraz wprowadzanie do eksploatacji programowanych central elektronicznych stwarzają nowe możliwości realizacji sterowania dzięki nowym możliwościom komutacyjnym i obliczeniowym.

Zadaniem każdego systemu sterowania w systemach masowej obsługi jest dążenie do maksymalnego dopasowania aparatów obsługi, stanowiących wyposażenie sieci, do bieżącego stanu zapotrzebowań, zgodnie z założonymi kryteriami jakości. Aktualny stan rozwiązań technicznych stwarza możliwości wpływania na funkcjonowanie sieci trzema sposobami:

- przez modyfikowanie algorytmów pracy urządzeń komutacyjnych w procesie zestawienia połączeń (np. dynamiczne wyznaczanie kolejności wyboru dróg w sieci z alternatywnym kierowaniem ruchu), z uwzględnieniem zmian intensywności strumieni zapotrzebowań;
- przez przestrajanie struktury sieci łączy, tzn.: przydzielanie wiązek łączy do obsługi ruchu w poszczególnych relacjach zgodnie ze stanem zapotrzebowań, przy występowaniu długotrwałych zmian wartości natężeń strumieni zgłoszeń oraz w przypadkach wystąpienia awarii,
- przez sterowanie strumieni zgłoszeń przyjmowanych do obsługi w wyniku okresowego ograniczania dostępu dla poszczególnych grup użytkowników. W tym zakresie, w przypadku możliwości oczekiwania na obsługę lub w przypadku sieci zintegrowanych obsługujących również ruch obsługiwany nie bezpośrednio (magazynowanie w węzłach) pojawia się dodatkowa możliwość sterowania przez odpowiednią dystrybucję strumieni ruchu z dopuszczalnym oczekiwaniem, magazynowanych przejściowo w węzłach sieci.

Zmiany natężeń strumieni ruchu prowadzą w sieci niekomutowanej do znacznych niedopasowań między pojemnościami wiązek poszczególnych relacji a ruchem oferowanym do obsługi w tych relacjach. W przypadku przeciążeń lokalnych, w czasie gdy w części relacji występuje niedobór łączy w innych nie wszystkie wiązki są wykorzystane. Z dotychczasowych obserwacji ruchu wynika, że:

- Godziny Największego Ruchu (GNR) w poszczególnych relacjach często są względem siebie przesunięte w czasie;
- natężenia ruchu w okresach GNR wykazują określone wahania wzajemne, tzn.: można obserwować przenoszenie się przeciążeń z jednych relacji w drugie [12] i [32].

Wynika stąd, że możliwość wykorzystania łączy określonej relacji do obsługi ruchu innych relacji stwarza szansę podniesienia poziomu obsługi. Wymaga to wyposażenia sieci w określony system komutacji łączy.

Jeżeli przyjąć, że przy zestawianiu połączeń w sieci może być wykorzystane dowolne łącze dowolnej wiązki międzywęzłowej i połączenie między węzłem nadawczym a odbiorczym zestawia się indywidualnie dla każdego zgłoszenia, bez uprzednio ustalonej trasy i tylko na czas jego trwania, to taki system komutacji łączy nazywamy komutacją operacyjną. Teoretycznie istnieje więc w tym przypadku możliwość organizowania drogi połączeniowej według dowolnej kombinacji szeregowego zestawiania łączy (z wyłączeniem pętli). W praktyce jednak liczba dróg dopuszczalnych bywa ograniczana względami eksploatacyjnymi (długie trasy zajmując chwilowo dużą liczbę łączy zbyt mocno obciążają sieć). Tym niemniej ich liczebność (od kilku do kilkunastu zależnie od struktury sieci) zmusza do wyraźnego określenia kolejności ich zajmowania. W przypadku organizowania trasy tranzytowej zadanie optymalnego wyboru kolejnego odcinka jest rozwiązywane w każdym kolejnym węzle tranzytowym. Możliwe jest tu określenie dla każdego węzła sieci zarówno niezmiennego w czasie algorytmu zajmowania kierunków wyjściowych, jak też i algorytmu adaptacyjnie reagującego na zmiany sytuacji w sieci.

W literaturze spotyka się kilka propozycji rozwiązania tego problemu. Metoda oparta na określeniu sztywnego planu kolejności zajmowania odcinków tras jest opisana w pozycji 11. Ustalenie strategii w tym systemie obejmuje wyznaczenie dla każdego węzła tzw. macierzy marszrut oraz wektora pojemności dopuszczalnych. Obliczenia są w tym przypadku wykonywane jednorazowo (ewentualne zmiany algorytmów wywoływane są wystąpieniem awarii, rozbudową sieci, bądź wyraźnymi, długotrwałymi zmianami struktury zapotrzebowań). Jednorazowe, wcześniejsze wykonanie obliczeń eliminuje konieczność stałej wymiany dodatkowej informacji o stanie sieci. Z drugiej jednak strony strategia ta nie wykorzystuje wszystkich możliwości aparatury komutacyjnej, zainstalowanej w węzłach. Uwzględnia to druga grupa metod, opierająca się na dynamicznym wyznaczaniu hierarchii zajmowania łączy w poszczególnych kierunkach, w zależności od bieżącej sytuacji w sieci. Metody te mogą być realizowane w dwojaki sposób:

- w pierwszym przypadku wykorzystuje się ciągłą wymianę informacji między



- węzłami w celu określenia i dynamicznego „kształtowania konfiguracji”<sup>\*)</sup> [3], [11], [24],
- w drugim, modyfikacji kolejności wyboru dróg wyjściowych dokonuje się wyłączenie opierając się na „własnych”, poprzednich doświadczeniach odnośnie danego węzła [16], [24].

Rozważana jest też możliwość zamiennego stosowania obu tych wariantów zależnie od sytuacji w sieci [4].

Należy podkreślić fakt, że w przypadku metody „kształtowania konfiguracji” istnieje dokładnie opracowana koncepcja systemu wymiany informacji pomocniczej między węzłami sieci.

Komutacja operacyjna zakłada bogate wyposażenie sieci w aparaturę komutacyjną, co prowadzi do wzrostu kosztu sieci. Ponieważ dotychczas nie zostały opracowane metody projektowania sieci w pełni komutowanych, nie ma możliwości przeprowadzenia analizy ekonomicznej budowy systemu opartego na tej koncepcji.

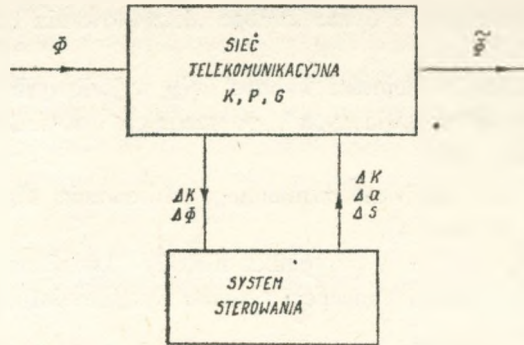
Innym typem komutacji przydatnej do celów sterowania jest komutacja krosowa. Ma ona miejsce, jeśli w sieci istnieją w poszczególnych gałęziach grupy (wiązki) łączy, które mogą być przydzielane do obsługi ruchu różnych relacji (łącznie cała wiązka) na odcinki czasu długie w porównaniu ze średnim czasem obsługi pojedynczego zgłoszenia i przydzielanie to (zmiana konfiguracji) zachodzi stosownie do zmian strumieni zapotrzebowań lub postaci stanów awaryjnych. Wynika stąd, że w odstępach czasu między kolejnymi przestrojeniami sieć funkcjonuje tak jak sieć niekomutowana [5], [6], [7], [8], [9], [13], [19], [28], [31].

Koncepcja przestrojeń na bazie komutacji krosowej jest stosunkowo nowa. Jest to przyczyną, że brak na razie efektywnych algorytmów obliczeniowych rozdziału wiązek łączy między poszczególne relacje. Nie jest też dla tego przypadku jednoznacznie określona realizacja techniczna.

W porównaniu z komutacją operacyjną, komutacja krosowa odznacza się mniejszą elastycznością (nie może reagować na krótkotrwałe przeciążenia), tym niemniej pozwala skutecznie przeciwdziałać ujemnym skutkom zmian strumieni zgłoszeń o małej częstotliwości (przeciążeniom o charakterze długoterminowym i awariom). Wydaje się przy tym, że będzie ona tańsza i prostsza w eksploatacji pod względem urządzeń komutacyjnych.

Występowanie chwilowych szczytów i długotrwałych przeciążeń podczas obsługi strumieni zgłoszeń skłania do równoległego zastosowania w sieci obu systemów komutacji, co leży u podstaw koncepcji sieci wielowarstwowej. Model sterowanej sieci telekomunikacyjnej może więc być schematycznie przedstawiony zgodnie z rys. 1, gdzie  $\varphi$  – reprezentuje wektor strumieni zgłoszeń oferowanych w poszczególnych relacjach,  $\varphi$  – odpowiadający mu wektor strumieni zgłoszeń obsługiwanych. Sieć telekomunikacyjna jako zespół urządzeń obsługi może być charaktery-

<sup>\*)</sup> Termin ten przyjęto w tłumaczeniu na język polski pozycji 11. W niniejszej pracy poza tym miejscem przez konfigurację rozumie się podstawowy kształt sieci (układ gałęzi i węzłów). Natomiast pod pojęciem struktury rozumie się zdolność modyfikacyjną sieci w ramach warstw.



Rys. 1. Sieć telekomunikacyjna jako obiekt sterowania

zowana za pomocą zbioru pewnych wielkości. Typowymi wielkościami, jakie muszą być uwzględniane przy budowie matematycznych modeli sieci są:

- macierz struktury łączy  $K$ , której elementy określają pojemności wiązek łączy w poszczególnych relacjach, z ewentualnym rozbięciem na trasy; należy podkreślić zależności macierzy  $K$  od czasu, gdyż w efekcie różnego typu awarii poszczególne elementy macierzy mogą ulegać zmianie; zmiany mogą być również wywołane okresowymi przestrojeniami,
- macierze niezawodności gałęzi  $G$  oraz węzłów  $W$ ,
- macierz priorytetów relacji  $P$  i inne.

Większość z wielkości opisujących sieć w istotny sposób zależy od czasu. Sterowanie może być realizowane przez zmianę struktury połączeń stałych ( $\Delta K$ ), zmianę algorytmów pracy  $\alpha$  w obrębie komutacji operacyjnej ( $\Delta\alpha$ ) oraz kształtowanie strumieni zgłoszeń przyjmowanych do obsługi ( $\Delta\Phi$ ).

Strumień zgłoszeń zrealizowanych  $\Phi(t)$  jest funkcją wielu parametrów. Dla prezentowanego modelu można go zapisać symbolicznie w postaci

$$\Phi(t) = \Phi[\Phi(t), K(t), \alpha(t), t]$$

Sterowanie sieci powinno zapewnić możliwie dużą zgodność między strumieniem oferowanym a zrealizowanym. W przedstawionym zapisie wielkości  $\bar{\Phi}$  oraz  $\Phi$  są traktowane symbolicznie, w praktyce bowiem oznaczają one określone miary wyróżnionych parametrów strumienia, takich jak intensywność, inne parametry rozkładu, priorytety relacji i użytkowników itp. W wyniku uproszczeń modelowych w formułowanych wskaźnikach jakości, zazwyczaj oznaczają one wartości średnie natężeń ruchu w poszczególnych relacjach. Najczęściej przyjmowane w zadaniach optymalizacyjnych wskaźniki jakości można wyrazić następująco:

1. 
$$\min_{K, \alpha} \sum_r (\bar{\Phi}_r - \Phi_r)^2$$
2. 
$$\max_{K, \alpha} \sum_r \bar{\Phi}_r$$

$$3. \quad \max_{K, \alpha} \left( \min_r \left( w_r \frac{\tilde{\Phi}_r}{\Phi_r} \right) \right)$$

gdzie:  $r$  – indeks relacji,

$w_r$  – współczynnik priorytetu relacji (kreska u góry oznacza uśrednienie wielkości po czasie).

Sens prezentowanych wskaźników jest stosunkowo jasny, warto jednak zwrócić uwagę, że prowadzą one do różniących się między sobą rozwiązań.

### 3. KONCEPCJA PODZIAŁU ŁĄCZY NA WARSTWY

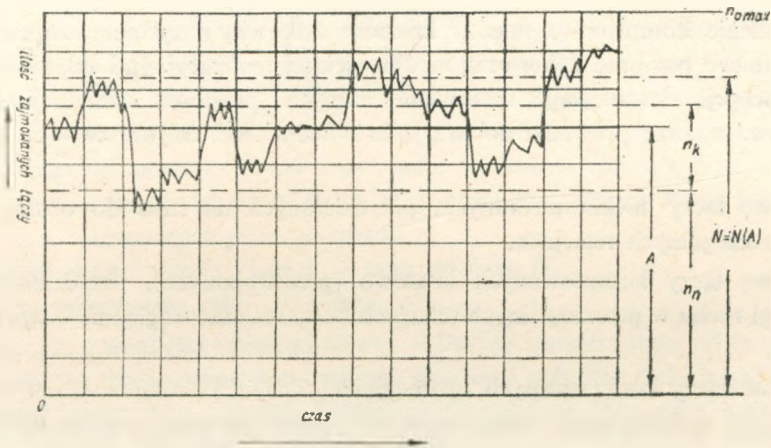
Znalezienie kompromisu między kosztem całkowitym systemu, zapewnieniem odpowiedniego poziomu usług oraz możliwościami realizacyjnymi skłania do przyjęcia koncepcji równoległego stosowania różnych sposobów komutacji. Bardziej szczegółowa analiza prowadzi do przyjęcia modelu sieci trójwarstwowej, zawierającej:

- warstwę łączy niekomutowanych, przydzielonych na stałe do obsługi ruchu w poszczególnych relacjach,
- warstwę łączy komutowanych krosowo (przestrajalnych), przydzielanych do obsługi ruchu w poszczególnych relacjach na określone, względnie długie, okresy czasu,
- warstwę łączy komutowanych operacyjnie.

Specyfika wykorzystania poszczególnych warstw jest dostosowana do ich charakteru i generalnie rzecz biorąc odpowiada sposobowi pracy sieci o jednolitej technice komutacji. Z metodologicznego punktu widzenia model sieci trójwarstwowej jest najogólniejszy i sprowadza się poprzez eliminację poszczególnych warstw do innych modeli.

W chwili obecnej problem projektowania i eksploatacji sieci trójwarstwowej znajduje się w stadium opracowania koncepcyjnego i wymaga rozwiązania wielu zadań szczegółowych. Należy oczekiwać, że system sterowania w takiej sieci będzie względnie rozbudowany i jego realizacja będzie uwarunkowana wprowadzeniem sterowanych central telefonicznych i środków elektronicznego przetwarzania danych. Z drugiej jednak strony, sieć o strukturze trójwarstwowej odznacza się największymi możliwościami adaptacji do zmian, wywołanych przeciążeniami i awariami, a dodatkowe nakłady inwestycyjne powinny być skompensowane w wyniku lepszego wykorzystania urządzeń sieci. W chwili obecnej sprawą o podstawowym znaczeniu jest opracowanie metody określania podziału łączy na warstwy oraz znalezienie efektywnego algorytmu sterowania przestrojeniami łączy warstwy komutowanej krosowo. Próbe wyznaczenia wielkości warstwy łączy przestrajalnych podjął w serii artykułów Chašimov [5], [6], [7], [8], [9], rozważając problem efektywności

przestrojeń w sieciach o stałej strukturze (układzie gałęzi i węzłów) oraz z alternatywnym kierowaniem ruchu. Jednakże ograniczając swe rozważania wyłącznie do sieci trójwęzłowych oraz przyjmując jako wskaźnik efektywności przestrojeń sumaryczny ruch tracony, Chašimov daje uzyskanymi wynikami raczej ilustrację celowości wprowadzenia komutacji krosowej niż konkretne rozwiązania problemu sterowania. Precyzyjne wyznaczenie wielkości poszczególnych warstw jest nadal sprawą otwartą, a podstawowym kryterium jakości rozwiązania musi być oczekiwany zysk ekonomiczny. Niemniej już teraz samo uwzględnienie zachowania się strumieni zgłoszeń w okresach GNR pozwala na przybliżone oszacowanie wielkości i struktury warstwy komutowanej krosowo. Przykładowe zachowanie się strumienia zgłoszeń wybranej relacji w okresie GNR prezentowane jest na rys. 2.



Rys. 2. Zmienność natężenia ruchu telefonicznego w okresie GNR

Na tle wykresu zaznaczone zostały wielkości poszczególnych warstw:  $n_n$  – liczba łączy niekomutowanych,  $n_k$  – liczba łączy komutowanych krosowo,  $n_{0max}$  – maksymalna liczba łączy komutowanych operacyjnie, jaka może być wykorzystywana do obsługi ruchu danej relacji. W ustalonej chwili czasu łączna liczba łączy obsługujących  $r$ -tą relację dana jest wzorem

$$N^r = n_n^r + n_k^r + n_0^r$$

gdzie  $r$  – indeks relacji.

Wartości średnie natężenia ruchu w okresach GNR poszczególnych dni na ogół różnią się, przyjmując wartości losowe z określonego przedziału. W ogólnym ujęciu zmienność ta może być opisana za pomocą zmiennej losowej  $A$ , która w  $i$ -tym dniu przyjmuje wartość  $A_i$ . Wartość średnia za badany okres  $m$  dni wyniesie

$$A = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m A_i$$

Poszczególne wartości  $A_i$  wykazują pewne odchylenia od wartości  $A$ , przy czym w zależności od rozkładu zmiennej  $A$  można z określonym poziomem ufności ustalić rozpiętość jej wahań. Wahania te mają istotne znaczenie praktyczne przy wyznaczaniu wielkości i struktury wiązki przestrajalnej.

Wyniki uzyskiwane przy projektowaniu sieci z alternatywnym kierowaniem ruchu każą przyjmować, że główna część ruchu w sieci trójwarstwowej będzie obsługiwana przez łącza niekomutowane i komutowane krosowo. Prawdopodobnie obejmą one około 80-90% całkowitego ruchu załatwianego. Pozostała część ruchu będzie natychmiast kierowana na łącza komutowane operacyjnie.

#### 4. FUNKCJONOWANIE SIECI O STRUKTURZE TRÓJWARSTWOWEJ

Z uwagi na organizację procesu sterowania wyróżnia się sposób sterowania scentralizowanego i zdecentralizowanego. W systemie scentralizowanym dynamicznego sterowania sieci plan obsługi strumieni oferowanych jest opracowywany w jednym (centralnym) ośrodku sterowania całej sieci. Ośrodek ten powinien mieć zapewnioną stałą łączność z urządzeniami sterującymi pracą poszczególnych węzłów sieci, dla uzyskania od nich informacji o stanie urządzeń gałęzi i węzłów sieci oraz przesyłania do nich wyznaczonych sygnałów sterowania zapewniających właściwe działanie sieci.

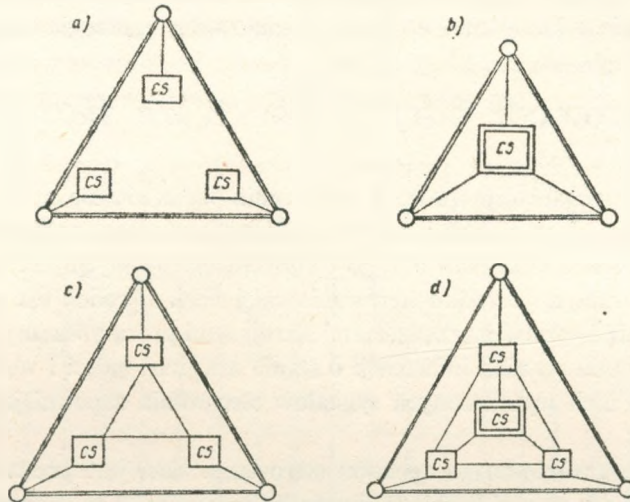
Istotą zdecentralizowanego sposobu sterowania sieci jest przetwarzanie informacji o jej stanie w pewnej liczbie (kilku do kilkudziesięciu) równoważnych centrów sterowania z ewentualną wymianą określonych danych koordynacyjnych między nimi. Zasady funkcjonowania takich systemów przedstawione są w pracach [11] i [24].

W przypadku sieci rzeczywistych rozważa się możliwość łączenia obu metod, tzn. pewne fragmenty sieci są objęte scentralizowanym systemem sterowania, inne pracują w oparciu o metodę sterowania zdecentralizowanego. Przyjęcie takiego rozwiązania wynika zarówno z wielkości sieci (nie dającej się objąć działaniem jednego systemu scentralizowanego) jak też i uwzględnienia specyfiki konfiguracji i struktury sieci. W sieci o rozwiniętej konfiguracji wielobocznej preferuje się sterowanie zdecentralizowane, podczas gdy w sieci gwiazdziej bardziej celowe może okazać się sterowanie scentralizowane. Przykładowo, w obrębie sieci międzyregionalnej może być stosowany system sterowania zdecentralizowanego, podczas gdy w sieciach regionalnych sterowanie byłoby scentralizowane.

Uwzględnienie wielowarstwowej struktury sieci pozwala dodatkowo rozważyć koncepcję równoległego stosowania sposobu sterowania scentralizowanego i zdecentralizowanego. Ścisłej mówiąc, przestrojenie wiązek komutowanych krosowo — w zasadzie — wymagałoby scentralizowanego podejmowania decyzji, podczas gdy sterowanie warstwy łączy komutowanych operacyjnie byłoby realizowane w systemie zdecentralizowanym. Byłby więc to system dwuwarstwowego sterowania.

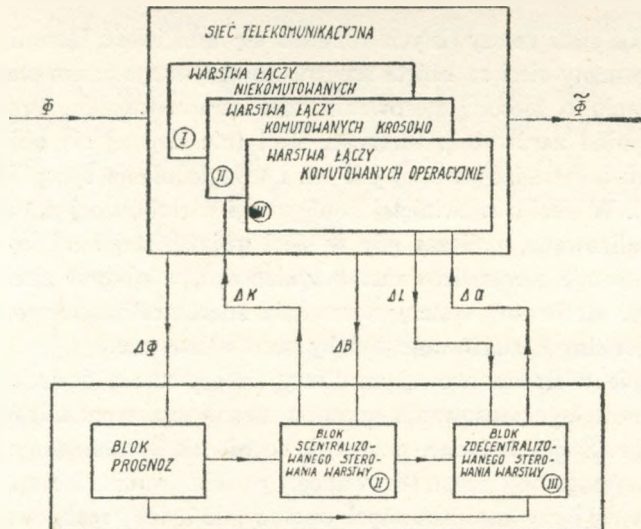
Ilustrację różnych sposobów sterowania sieci przedstawiono na rys. 3. Natomiast na rys. 4 został przedstawiony schemat blokowy systemu sterowania sieci trójwarstwowej.

Zadania wyróżnionych podsystemów są następujące. W bloku prognoz wypracowywane są wartości wielkości charakteryzujących natężenia strumieni ruchu w poszczególnych relacjach z określonym wyprzedzeniem czasowym (np. na najbliższą dobę), w oparciu o uzyskane z sieci wcześniej i bieżąco dane pomiarowe.



Rys. 3. Różne systemy sterowania sieci

a) system zdecentralizowany bez wymiany informacji między węzłami, b) system scentralizowany, c) system zdecentralizowany z wymianą informacji między węzłami, d) system mieszany scentralizowano-zdecentralizowany



Rys. 4. Schemat blokowy systemu sterowania sieci trójwarstwowej

Przetworzona wstępnie informacja o przewidywanych zmianach strumieni zapotrzebowań ( $\Delta\Phi$ ) oraz informacje o ewentualnych zmianach struktury sieci na skutek awarii ( $\Delta B$ ) są wprowadzane do bloku systemu scentralizowanego sterowania łączy warstwy przestrzajalnej.

W zależności od wyników uzyskanych z realizacji odpowiednich programów obliczeniowych jest podejmowana decyzja o ewentualnych przestrojeniach w sieci ( $\Delta K$ ). Realizacja przestrojeń pociąga za sobą pewne zmiany w algorytmie zestawiania połączeń niektórych relacji. Jednak podstawowy wpływ na zmianę algorytmu zestawiania połączeń ( $\Delta\alpha$ ) ma zmiana stanu obciążeń warstwy łączy komutowanych operacyjnie ( $\Delta L$ ). Niezmieniona bowiem pozostaje kolejność zajmowania łączy różnych warstw przy obsłudze ruchu ustalonej relacji, tzn. w pierwszej kolejności zajmowane są łączy warstwy niekomutowanej, następnie warstwy komutowanej krosowo, a na końcu łączy komutowane operacyjnie. Organizowanie połączeń w obrębie dwóch pierwszych warstw nie wymaga przetwarzania na bieżąco żadnej informacji pomocniczej. Jedyne w efekcie przestrojeń zmienia się co pewien czas liczba łączy w obrębie warstwy drugiej określonych relacji. Natomiast wybór tras w obrębie warstwy komutowanej operacyjnie jest dokonywany opierając się na informacjach dotyczących aktualnego (niewiele opóźnionego) stanu zajętości łączy w sieci. Zmiany w kolejności wyboru kierunków są reprezentowane na schemacie wielkością  $\Delta\alpha$ .

Ruch w obrębie warstwy trzeciej ma charakter ruchu przelewowego, charakteryzującego się dużymi wahaniami [36]. Jednakże sumaryczne straty w tej warstwie prawdopodobnie będą stanowiły niewielką część strat w całej sieci i ich zmniejszanie musi odbywać się niewielkim kosztem. Stąd wydaje się, że najlepszą metodą eksploatacji łączy tej warstwy jest system sterowania zdecentralizowanego bez wymiany informacji pomocniczej (oparty na wykorzystywaniu wcześniejszych doświadczeń w zestawieniu połączeń) [16], [24].

Oprócz wyboru optymalnej drogi w obrębie łączy komutowanych operacyjnie, zadania realizowane przez algorytm obsługi zgłoszeń obejmują uwzględnienie wymagań jakościowych, tj. realizację priorytetów czasowych i zapewnienie odpowiedniego poziomu technicznego usług dla poszczególnych grup użytkowników. Szczególnie jest więc dopuszczalne stosowanie okresowych lokalnych blokad (ograniczenia dostępu) dla użytkowników o niższych priorytetach.

## 5. GŁÓWNE ZADANIA PROJEKTOWANIA SIECI STEROWANYCH

Realizacja prezentowanej koncepcji systemu sterowania sieci trójwarstwowej wymaga rozwiązania wielu zadań o charakterze teoretycznym i praktycznym. Najważniejsze z nich to:

- znalezienie metody projektowania sieci warstwowych, uwzględniającej skutki procesu sterowania,

- opracowanie algorytmów obliczeniowych dla wyznaczania decyzji przestrojeń warstwy komutowanej krosowo, uwzględniających wielkość sieci realnych, efekt grupowości wiązek łączy i spełniających ograniczenia dopuszczalnego czasu obliczeń,
- wybór strategii dynamicznego kierowania ruchu w obrębie warstwy komutowanej operacyjnie,
- opracowanie metod i programów symulacyjnych dla weryfikacji proponowanych rozwiązań,
- znalezienie właściwych metod obserwacji stanu zapotrzebowań sieci oraz prognozowania zmienności stanu zapotrzebowań dla celów sterowania (prognozowanie krótkoterminowe) oraz projektowania sieci (prognozowanie długoterminowe),
- opracowanie metody pomiaru parametrów strumieni ruchu,
- określenie technicznych środków realizacji komutacji krosowej.

Wprowadzenie systemu sterowania powinno, w wyniku lepszego wykorzystania łączy, zapewnić uzyskiwanie założonych wskaźników jakości obsługi przy mniejszej sumarycznej liczbie łączy niż w odpowiednich sieciach niesterowanych. Ponieważ w sieciach międzymiastowych koszt łączy stanowi około 70% całkowitych nakładów inwestycyjnych, należy oczekiwać, że budowa sieci sterowanych (mimo dodatkowych nakładów na urządzenia systemu sterowania) będzie bardziej opłacalna. Wymaga to jednak opracowania metody kompleksowego rozwiązywania zadań sterowania i projektowania sieci.

Oszczędności w nakładach inwestycyjnych, które uzyskuje się w wyniku stosowania metody Rappa [29] przy projektowaniu sieci z ruchem przelewowym, są skutkiem uwzględnienia późniejszego efektu sterowania. Sterowanie w sieciach z ruchem przelewowym jest możliwie najprostszym wariantem dynamicznego kierowania ruchu. Stąd w sieciach z rozbudowanym systemem sterowania należy oczekiwać znacznie większego zysku. Istotą procesu optymalizacji w metodzie Rappa jest znalezienie najkorzystniejszego podziału łączy poszczególnych relacji na grupę łączy bezpośrednich (wysokiego wykorzystania) i przelewowych (ostatniego wyboru).

Z prezentowanych w pracy [17] praktycznych przeliczeń wynika, że w sieciach z alternatywnym kierowaniem ruchu:

- jeżeli współczynnik kosztu tranzytowania przekracza 1,2 (co w praktyce najczęściej jest spełnione), a ruch oferowany przekracza 15 Erl., to jest opłacalne tworzenie drogi bezpośredniej,
- jeżeli natężenie ruchu w relacji przekracza 40 Erl., to opłacalność dróg obejściowych jest na ogół dyskusyjna,
- najczęściej ekonomicznie uzasadniony jest przelew tylko na jedną drogę obejściową, o jednym węźle tranzytowym.

Powyższe wnioski są, z punktu widzenia projektowania sieci przyszłościowych ogromnie ważne, gdyż precyzują zakres natężeń ruchu, w obrębie którego ma sens praktyczny projektowanie sieci z alternatywnym kierowaniem ruchu. Jak pokazują



przykłady rozwoju sieci w niektórych państwach zachodnich, pojemność magistrali między większymi węzłami nierzadko osiąga poziom kilku tysięcy łączy, co zmusza do poszukiwania innych metod projektowych.

Propozycja nowej metody projektowania sieci uwzględniająca wpływy warstwowego systemu sterowania jest przedstawiona w opracowaniu [31].

Inne wyniki badań obejmujące opracowanie algorytmu rozdziału łączy komutowanych krosowo, realizującego maksimum wskaźnika 3 z pktu 2, wstępną propozycję uwzględnienia zjawiska grupowości wiązek w programach obliczeniowych, symulacyjne badania różnych strategii dynamicznego kierowania ruchem w obrębie warstwy komutowanej operacyjnie, studia nad problemami modelowania i symulacji sieci oraz problematykę integracji przyszłościowej sieci telekomunikacyjnej są zamieszczone w pracach [28], [31].

## 6. ZAKOŃCZENIE

Badania w zakresie omawianej tematyki są m.in. prowadzone od dwóch lat w Instytucie Automatyki PW i przewiduje się ich kontynuację w latach następnych w ramach Problemu Węzłowego 0.62 – koordynowanego przez Instytut Łączności. Za główne kierunki tych badań uważa się analizę problemów, związanych z metodami projektowania sieci sterowanej, metodami jej sterowania, opracowaniami modeli ruchu oraz metodami modelowania i symulacji procesów zachodzących w sieci telekomunikacyjnej. Zagadnienia te są wzajemnie silnie uzależnione, a więc badania muszą być prowadzone równolegle.

Scharakteryzujemy w skrócie wymienione kierunki badań. Badania metod projektowania sieci sterowania obejmują zadania budowy i rozbudowy sieci sterowanej stosownie do zmiennych zapotrzebowań na obsługę, zadania analizy i wyboru wskaźników jakości działania, koncepcji sterowania i efektywnych metod rozwiązywania wymienionych zadań w przypadku realnych wielkości sieci. Problemy sterowania sieci obejmują głównie badania organizacji sterowania i jego realizacji, tj. opracowanie efektywnych algorytmów sterowania w warunkach zmienności ruchu oferowanego i występowania awarii. Bliższa analiza osiągniętych tu rozwiązań pozwoli na ulepszanie koncepcji sterowania i uzupełnianie warunków na projektowanie sieci. Właściwe założenia projektowe wynikają głównie ze znajomości ruchu oferowanego i wymagań dotyczących jego obsługi. Dlatego nader istotne znaczenie ma opracowanie modeli ruchu, wiążące się z możliwością wyrobienia realistycznego poglądu na rzeczywiste charakterystyki ruchu w różnych jego formach, związanych z podziałem sieci na warstwy i charakterem różnych typów ruchu oraz ruchów łącznych (zintegrowanych). Powstaje więc potrzeba opracowania metod obserwacji ruchu rzeczywistego, jego prognozowania oraz potrzeba organizacji przesyłania uzyskiwanej informacji do centrów sterowania i informacji sterującej do organów wykonawczych.

## WYKAZ LITERATURY

1. *Anufrieva O. A.*: Raspredelenie soedinitelnych linij i soobscenij na gorodskich telefonnych setjach. Sb. Upravlenie setjami svjazi i sintez upravljajuščich ustrojstv. „Nauka” 1969.
2. *Anufrieva O. A., Łazareva M. N.*: Metody optimizacii raspredelenija soedinitelnych linij na GTS. Sb. Avtomaty i upravlenie setjami svjazi. „Nauka” 1970.
3. *Butrimenko A. W., Ginzburg S. Ł.*: Ob odnom sposobie decentralizovannogo dinamičeskogo raspredelenija potokov informacii. Sb. Informacionnye seti i kommutacija. „Nauka” 1968.
4. *Butrimenko A. W., Lazarev W. G., Sergecva O. F.*: Zadači i architektura avtomatizirovannoj sistemy upravlenija setju Svjazi. Sb. Postroenie upravljajuščich ustrojstv i sistem. „Nauka” 1974.
5. *Chašimov Ch. M.*: Voprosy perestroenija na telefonnych setjach. Sb. Sistemy raspredelenija informacii. „Nauka” 1972.
6. *Chašimov Ch. M.*: Opredelenie doli kommutiruemych kanalov dla avtomatizacii krossovoj kommutacii na telefonnych setjach. Sb. Voprosy kibernetiki 1971 vyp. 43.
7. *Chašimov Ch. M.*: Krossovaja kommutacija na telefonnoj seti s žetskoj strukturoj. Sb. Voprosy kibernetiki 1972 vyp. 50.
8. *Chašimov Ch. M.*: Krossovaja kommutacija na telefonnoj seti s obchodnym putem. Sb. Voprosy kibernetiki 1972 vyp. 50.
9. *Chašimov Ch. M.*: K adaptacii struktury telefonnoj seti pri izmenenii mgnovennyh znacenij potoka vyzovov. Sb. Voprosy kibernetiki 1973 vyp. 56.
10. *Davydov T. B., Roginskij W. N.*: Problemy postroenija setej svjazi. Sb. Informacionnye seti i kommutacija. „Nauka” 1968.
11. *Djacenko V. F., Łazarev V. G., Savvin G. G.*: Sterowanie sieci telekomunikacyjnych. W-wa WKiŁ 1970.
12. *Elldin A.*: Dimensioning for the dynamic properties of telephone traffic. Ericsson Technics 1967 nr 3.
13. *Frydrych Z.*: Analiza niezawodności przestrajalnej sieci telefonicznej w celu określenia optymalnego podziału łączy na przestrajalne i nieprzestrajalne. Gdańsk: Instytut Łączności 1974, praca nr 01.A.03.07 (maszynopis).
14. *Gimpelson L. A.*: Network management: design and control of communications. Electrical Commun. ITT 1974 vol. 49 nr 1.
15. *Gnedenko B. V.* i in. „Wstęp do teorii masowej obsługi.” Warszawa: PWN 1971.
16. *Isjanov V. M., Lazarev V. G., Parašenkov N.*: Decentralizovannyj sposob dinamičeskogo raspredelenija informacii na avtomatičeski kommutiruemych setjach svjazi. Sb. Avtomaty i seti svjazi. „Nauka” 1971.
17. *Kassenberg K.*: Metoda określenia liczby łączy w wiązkach o wysokim wykorzystaniu w automatycznym ruchu telefonicznym Prace IŁ 1968 nr 3 (51).
18. *Klimontowicz A., Marciniak K.*: Wybrane zagadnienia dotyczące problemów ruchu w telekomunikacyjnej sieci państwa Etap C. Rozwój ruchu telekomunikacyjnego na tle demograficznego i gospodarczego rozwoju kraju oraz zasady dynamicznego kierowania ruchem. W-wa Instytut Łączności 1967, praca nr 01.C.01.03 (maszynopis).
19. *Kovaleva V. D., Charkevič A. D.*: Nekotoryje soobraženija o trechslajnom postroenii seti svjazi. Sb. Sistemy raspredelenija informacii. „Nauka” 1972.
20. *Kovaleva V. D., Melnik — Gajkozova E. I.*: O postroenii avtomatycznych sistem krossovej kommutacii. Sb. Sistemy raspredelenija informacii. „Nauka” 1972.
21. *Kuhn S., Klimontowicz A.*: Zagadnienia ruchu telefonicznego. Warszawa: WKŁ 1971.
22. *Kuhn S.*: Zagadnienia ruchowe w telefonii automatycznej. Warszawa: PWN 1957
23. *Lazarev V. G.*: Voprosy upravlenija raspredelenija informacii na setjach svjazi. Sb. Diskretnyje avtomaty i sei svjazi. „Nauka” 1970.

24. Lazarev V. G., Savvin G. G.: Seti svjazi, upravlenie i kommutacija. Svjaz 1973.
25. Lazareva M. N., Naumčuk O. F., Savvin G. G.: Opredelenie optimalnogo plana raspredelenija potokov na ECWM. Sb. Sintez diskretnych avtomatov i upravljajuscich ustrojstv. „Nauka” 1968.
26. Materiały Krajowej Konferencji Naukowo-Technicznej n.t. „Sieci Teleinformatyczne”. Gdańsk 1975.
27. Materiały VI ITC, Monachium 1970.
28. Modele sieci telekomunikacyjnych — badania teoretyczne. Etap B. W-wa Instytut Automatyki PW 1975. Praca zbiorowa.
29. Rapp G.: Planning of function networks in a multi-exchange area. Ericsson Techn. nr 1 1964.
30. Savvin G. G.: Raspredelenie potokov v setjach svjazi. Sb. Informacionnye sei i kommutacija. „Nauka” 1968.
31. Sterowanie telekomunikacyjnych sieci pierwotnych z uwzględnieniem sieci wtórnych. W-wa: Instytut Automatyki PW 1975. Praca zbiorowa (maszynopis).
32. Šneps M. A.: Čislennye metody teorii teletraffika. Svjaz 1974.
33. Unton F.: Model pojemności sieci telekomunikacyjnej. Praca dyplomowa. W-wa SPPT PW 1974.
34. Wallström B.: Congestion in telephone systems with overflow facilities. Ericsson Techn. 1966 vol. 22.
35. Weber J. H.: Some traffic characteristics of communications networks with automatic alternate routing. Bell Syst. tech. J. 1962 nr 2.
36. Wilkinson R.: Theories for tele traffic engineering in USA. Bell Syst. tech. J. 1956 nr 35

A. Вержбицки

A. Виницки

M. Выдро

## ИДЕЯ СЕТИ СВЯЗИ, УПРАВЛЯЕМОЙ В ТРЕХ КОММУТАЦИОННЫХ СЛОЯХ

### Резюме

В статье представлена идея применения управления в разных коммутационных слоях сети связи. В процессе управления используются информации относительно характера и динамики потока требований. Представлено модель действия системы управления и сформулировано основные теоретические и технические проблемы осуществления такой сети.

Предлагаемая трехслойная структура является сходной с нынешними представлениями относительно будущих сетей связи.

Это позволяет осуществлять оптимализацию использования разных коммутационных техник связи и применения централизованного или децентрализованного управления внутри отдельных слоев сети при взаимном согласовании действий.

*A. Wierzbicki*

*A. Winnicki*

*K. Wydro*

## CONCEPT OF A CONTROLABLE, THREE SWITCHING LAYERS TELECOMMUNICATION NETWORK

### Summary

The paper presents a concept of a telecommunication network controlled in different switching layers. In the control process the information on character and the variability of the demand flow is utilized.

A functional model of the control system as well as the fundamental theoretical and technical problems have also been presented.

The proposed three layer structure concords with the present concepts concerning the future telecommunication networks. It enables the optimization of utilizing different switching technics and applying of centralized or decentralized control within the particular switching layers with mutual coordination of actions.

*A. Wierzbicki*

*A. Winnicki*

*K. Wydro*

## CONCEPTION DU RÉSEAU DE TÉLÉCOMMUNICATION COMMANDE EN TROIS COUCHES DE COMMUTATION

### Résumé

On présente une conception du réseau de télécommunication commandé en quelques couches de commutation.

Dans ce procédé de commande on utilise les informations concernant le caractère et la dynamique des changements des flux de demandes.

On a présenté le modèle fonctionnel du système de commande et on a formulé les problèmes fondamentaux théoriques et techniques concernant la réalisation d'un tel réseau.

On a proposé la structure du réseau à trois couches, conformément aux idées actuelles sur les futures réseaux de télécommunication, qui permet d'optimiser la réalisation de la commutation des voies en techniques diverses dans les couches particulières et de les commander d'une façon centralisée ou non avec coordination des actions reciproque.

A. Wierzbicki

A. Winnicki

K. Wydro

## KONZEPTION DES GESTEUERTEN DREISCHICHTIGEN FERNMELDENETZES

### Zusammenfassung

In der Arbeit wird die Konzeption eines gesteuerten dreischichtigen Fernmeldenetzes dargestellt, in dessen Steuerprozess Informationen über Charakter und Dynamik der Veränderlichkeit der Bedarfsströme ausgenutzt werden. Es wurde das Funktionsmodell des Steuersystems dargestellt und theoretische und technische Grundprobleme der Realisation solch eines Netzes formuliert.

Die vorgeschlagene dreischichtige Struktur entspricht den aktuellen Zukunftskonzeptionen der Fernmeldenetze. Sie ermöglicht die Optimalisation der Ausnutzung der verschiedenen Vermittlungstechniken und die Verwendung der Zentral- und nicht Zentralsteuerung im Bereich der einzelnen Netzschichte mit der gegenseitiger Wirkungskoordination.

LUCJAN GĘBORYS

621.396.43  
621.391.82

## ZAKŁÓCENIA INTERFERENCYJNE W SIECI LINII RADIOWYCH METODA OBLICZEŃ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego w dniu 15.VI.1976 r.

W artykule omówiono problematykę zakłóceń interferencyjnych wspólnokanałowych w naziemnej sieci linii radiowych pomiędzy liniami pracującymi w tych samych kanałach (analogowych, cyfrowych lub mieszanych) oraz opracowano metodę obliczeniową, pozwalającą analitycznie wyznaczać zakłócenia, występujące w złożonej sieci linii radiowych.

Metoda taka umożliwia przeprowadzanie oceny zakłóceń w torze, zarówno w przypadku zaników sygnału, jak i przy braku zaniku; pozwala ona również obliczać stopień zakłóceń zarówno przy normalnym położeniu radiowych kanałów, jak i przy kanałach z przesunięciem, dla zakłóceń wywoływanych przez źródła pojedyncze bądź też przez wiele takich źródeł.

Obliczenia są wykonywane przy użyciu maszyny cyfrowej typu ODRA 1300.

### 1. WSTĘP

Przedmiotem rozważań w niniejszej publikacji jest problematyka zakłóceń interferencyjnych wspólnokanałowych w sieci linii radiowych horyzontowych naziemnych, w której stosowane są systemy linii radiowych analogowych, lub systemy linii radiowych cyfrowych, jak również sieci, w której występują obydwa wymienione rodzaje systemów.

Zakłócenia interferencyjne w sieci linii radiowych występują wskutek tego, że sygnały transmitowane są drogą radiową i pomimo stosowania anten o dużej kierunkowości następuje przenikanie energii z danego toru radiowego do innych torów radiowych. W przypadku gdy promieniowanie niepożądane odbierane przez antenę odbiorczą toru badanego jest dostatecznie duże oraz widmo sygnału i widmo zakłócenia pokrywają się lub przynajmniej częściowo zachodzą na siebie, następuje zmniejszenie jakości transmisji w torze badanym (wzrost szumów w systemach analogowych, powstawanie błędów w systemach cyfrowych). W ten sposób zjawisko zakłóceń interferencyjnych może być czynnikiem determinującym poziom rozwoju sieci linii radiowych na danym obszarze.

W kraju brak było dotychczas metody umożliwiającej obliczanie zakłóceń interferencyjnych w sieci linii radiowych. Przy projektowaniu poszczególnych linii radiowych bądź węzłów, w celu uniknięcia zakłóceń interferencyjnych projektanci sieci starali się postępować zgodnie z pewnymi ogólnymi wytycznymi. Nie byli jednak w stanie, nawet przy niewielkim stopniu rozwoju sieci linii radiowych, dać pełnej oceny skutków wykonywanego projektu. W efekcie prawidłowość danego projektu z punktu widzenia zakłóceń interferencyjnych można było ocenić dopiero po jego zrealizowaniu, a i to jedynie w wyniku długotrwałych pomiarów, wykonywanych w całej sieci (co praktycznie jest bardzo trudne do zrealizowania).

Biorąc pod uwagę planowany dynamiczny rozwój sieci linii radiowych w kraju należy stwierdzić, że zaistniała pilna potrzeba opracowania odpowiedniej metody obliczeń, w której uwzględnione byłyby w sposób możliwie kompleksowy wszystkie zjawiska i czynniki występujące w sieci o wyższym niż dotychczas stopniu rozwoju gdyż tylko takie podejście do zagadnienia stwarzało podstawy opracowania metody użytecznej praktycznie, aktualnie i w przyszłości.

W niniejszej pracy przedstawiono w sposób możliwie pełny, oryginalną metodę obliczeń, a ściślej część teoretyczną tej metody, umożliwiającą analityczne wyznaczanie (przy pomocy ETO) zakłóceń interferencyjnych wspólnokanałowych w złożonej sieci linii radiowych.

Przedstawiona metoda charakteryzuje się następującymi cechami:

1. Umożliwia ona wykonywanie obliczeń zarówno dla sieci linii radiowych, w której zastosowano systemy analogowe lub systemy cyfrowe, jak również dla sieci, w której zastosowano zarówno systemy analogowe jak i cyfrowe.
2. Wpływ zakłóceń interferencyjnych jest określany na podstawie wielkości umożliwiających jego ocenę zarówno w warunkach nie występowania zaniku w torze badanym, jak również i w warunkach występowania zaniku w tym torze.

W celu dokonania możliwie pełnej oceny wpływu zakłóceń interferencyjnych na pracę linii badanej wyposażonej w system analogowy przyjęto dwuparametrową miarę oceny tego wpływu to jest:

1. Wartość mocy zakłóceń w kanale telefonicznym,
2. Odstęp sygnału użytecznego na wejściu odbiornika, w warunkach normalnych, od progu odbioru w obecności zakłóceń. (W dotychczasowych metodach obliczeń przyjmowano dla systemów analogowych do oceny wpływu zakłóceń miarę jednoparametrową wartość mocy zakłóceń w kanale telefonicznym).

Dla linii badanej wyposażonej w system cyfrowy przyjęto jednoparametrową miarę oceny wpływu zakłóceń, wymienioną wyżej w poz. 2.

3. Metoda umożliwia obliczanie zakłóceń, występujących przy stosowaniu w sieci normalnego rozkładu kanałów radiowych, jak i przesuniętego.
4. Metoda umożliwia wyznaczanie wpływu zakłóceń, powodowanych zarówno przez pojedyncze źródła zakłócające, jak i przez wiele źródeł zakłócających.

Opracowana metoda, publikowana w niniejszym artykule, ma wypełnić istniejącą lukę w zakresie wyżej podanych obliczeń zakłóceń interferencyjnych. Metoda tą

jest użyteczna praktycznie, z uwagi na fakt dostosowania jej na potrzeby projektantów, tj. do posiadanych przez nich danych. Użyteczność praktyczna omówionej metody wynika również z faktu, że jako podstawę do rozważań przyjęto dwa rodzaje systemów linii radiowych, a mianowicie:

- systemy analogowe z modulacją częstotliwości, wykorzystywane do transmisji sygnałów, wytwarzanych przez krotnice telefoniczne częstotliwościowe; do oznaczenia tych systemów przyjęto skrót FDM/FM;
- systemy cyfrowe z 2, lub 4-poziomą modulacją fazy i detekcją koherentną różnicową, wykorzystywane do transmisji sygnałów wytwarzanych przez krotnice typu PCM; do oznaczenia tych systemów przyjęto skrót PCM/PSK 2 (4).

Systemy te są najbardziej reprezentatywne dla techniki linii radiowych. Systemy analogowe typu FDM/FM już obecnie stanowią przeważającą część systemów stosowanych w sieciach krajowych do transmisji sygnałów analogowych (w sieci PRL stanowią one prawie 100%), a systemy cyfrowe typu PCM/PSK 2 (4) uważane są za najbardziej odpowiednie do transmisji sygnałów cyfrowych; wg założeń przewiduje się ich stosowanie w najbliższej przyszłości w sieci PRL.

Opracowanie omówionej metody obliczeń, w taki sposób, aby była ona użyteczna w praktyce, wymagało rozwiązania wielu zagadnień szczegółowych. Jednym z podstawowych zagadnień rozwiązanych w trakcie opracowywania metody było określenie wpływu sygnałów zakłócających analogowych typu FDM/FM i cyfrowych typu PCM/PSK 2 (4) na pracę 2 rodzajów odbiorników:

- odbiornika systemu analogowego FDM/FM,
- odbiornika systemu cyfrowego PCM/PSK 2 (4).

Opierając się na analizie widmowej w metodzie obliczeń wyprowadzono odpowiednie zależności, określające wpływ pojedynczego sygnału zakłócającego o znanej charakterystyce widmowej na wielkość mocy zakłóceń w kanale telefonicznym systemu analogowego typu FDM/FM. Na potrzeby projektowania wprowadzono pojęcie tzw. współczynnika protekcji modulacji, określającego dla danego systemu zakłócającego i systemu użytecznego oraz dla ich różnicy częstotliwości nośnych wielkość zakłóceń wyrażoną w dB.

Na podstawie przeprowadzonej analizy stwierdzono, że w przypadku odbiorników systemów cyfrowych, decydującą rolę odgrywa moc sygnału zakłócającego na wejściu odbiornika oraz że wpływ zakłóceń interferencyjnych można określić miarą jednoparametrową (co potwierdziło wcześniej przyjęte założenie).

Stwierdzono również, że możliwe jest obliczanie zakłóceń pochodzących od wielu źródeł zakłócających i określono odpowiedni sposób postępowania.

Innym z rozwiązanych zagadnień było opracowanie metody obliczeń wielkości mocy sygnału zakłócającego, występującego na wejściu odbiornika systemu badanego. W tym celu w metodzie wprowadzono pojęcie czwórnika przenikowego toru radiowego, jak również podano sposób obliczeń tłumienności tego czwórnika.

Opierając się na omawianej w niniejszej publikacji metodzie obliczeń zakłóceń interferencyjnych w sieci linii radiowych, opracowano dwa programy obliczeniowe,



umożliwiający praktyczną realizację obliczeń na maszynach cyfrowych serii ODRA 1300.

Program pierwszy nosi nazwę OZIR i przeznaczony jest do obliczeń sieci zawierających do 80 stacji i 80 prześłów. W sieci tej mogą być stosowane dowolne rodzaje systemów analogowych, cyfrowych lub analogowych i cyfrowych. Wykorzystanie tego programu obliczeń pozwala na wyznaczenie wpływu zakłóceń zarówno od pojedynczych źródeł zakłócających, jak i wpływu zakłóceń sumarycznych.

Program drugi nosi nazwę ZIRA i przeznaczony jest do obliczeń dużych sieci, zawierających do 500 stacji i 400 prześłów, w których mogą być stosowane tylko systemy analogowe.

Wykonane obliczenia pozwalają tylko na określenie wpływu zakłóceń od pojedynczych źródeł zakłócających.

W wyniku zastosowania wymienionych programów projektanci otrzymują niezbędne informacje określające:

- linię radiową zakłócającą i jej charakterystyczne dane (nazwa stacji nadawczej, nazwa stacji odbiorczej, plan rozmieszczenia kanałów, polaryzacja, nazwa systemu, częstotliwość fali nośnej),
- wpływ linii radiowej zakłócającej na parametry jakościowe linii badanej,
- wpływ sumaryczny wszystkich linii zakłócających wchodzących w skład danej sieci linii radiowych na parametry jakościowe linii badanej (tylko w przypadku zastosowania programu OZIR).

Ponadto otrzymują oni informacje o parametrach jakościowych badanej linii radiowej w warunkach braku zakłóceń.

Programy OZIR i ZIRA wykorzystane zostały do obliczeń modeli sieci linii radiowych w PRL: modelu sieci dla stanu planowanego na koniec 1975 roku oraz modelu sieci dla stanu prognozowanego na 1990 rok.

## **2. ANALIZA WPLYWU SYGNAŁÓW ZAKŁÓCAJĄCYCH WYSTĘPUJĄCYCH NA WEJŚCIU ODBIORNIKA LINII RADIOWEJ SYSTEMU ANALOGOWEGO FDM/FM NA TRANSMISJĘ SYGNAŁU**

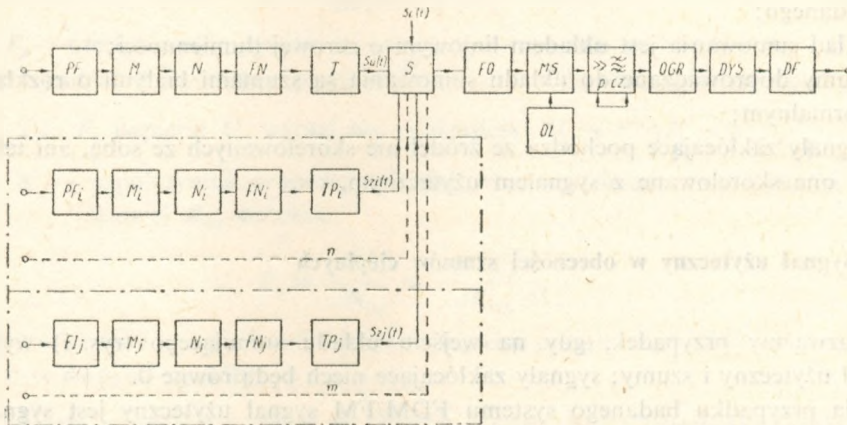
### **2.1. Model badanego systemu transmisyjnego**

W celu możliwie dokładnego wyjaśnienia opisywanej metody obliczeń w rozdziale niniejszym przeprowadzono próbę sformalizowanego określenia wpływu sygnałów zakłócających, występujących na wejściu odbiornika linii radiowej systemu analogowego FDM/FM na jakość transmitowanego sygnału.

Na podstawie dokonanej analizy można stwierdzić, że wpływ ten uzależniony jest od stosunku mocy sygnału użytecznego do mocy sygnału zakłócającego, występujących na wejściu odbiornika oraz od pewnego współczynnika, który nazwano w pracy współczynnikiem protekcji modulacji. Opierając się na rozważaniach

teoretycznych podano także metodę wyznaczania wartości tego współczynnika. Określono również w sposób analityczny wpływ sygnałów zakłócających na próg odbioru odbiornika.

Do rozważań przyjęto model systemu transmisyjnego przedstawionego na rys. 1. W skład tego systemu wchodzi: system zakłócany — system linii radiowej analogowej typu FDM/FM oraz systemy zakłócające:  $n$  systemów analogowych typu FDM/FM oraz  $m$  systemów cyfrowych typu PCM/PSK.



Rys. 1. Schemat systemu transmisyjnego: system zakłócany — system analogowy FDM/FM  
systemy zakłócające — systemy analogowe FDM/FM, systemy cyfrowe PCM/PSK

Oznaczenia: *PF* — układ preemfazy, *M* — modulator, *N* — nadajnik, *FN* — filtr nadawczy, *FI* — układ kształtowania impulsów, *T* — tłumienność toru użytecznego, *TP* — tłumienność przeników, *S* — układ sumujący, *FO* — filtr odbiorczy, *MS* — mieszacz, *OL* — oscylator lokalny, p.cz. — układ pośredniej częstotliwości (wzmacniacz, filtr, automatyczna regulacja wzmocnienia), *OGR* — ogranicznik, *DYS* — dyskryminator, *DF* — układ deemfazy

Każdy z wymienionych systemów składa się:

- system zakłócany: z części nadawczej (układ preemfazy, modulator, nadajniki, filtr nadawczy), tłumika reprezentującego tłumienność toru pomiędzy filtrem nadawczym i odbiorczym, układu sumującego i części odbiorczej (filtr odbiorczy, mieszacz, oscylator lokalny, wzmacniacz p.cz., ogranicznik, dyskryminator i układ deemfazy);
- systemy zakłócające analogowe FDM/FM: z części nadawczych (układy preemfazy, modulatory, nadajniki, filtry nadawcze) i tłumików reprezentujących tłumienności przeników z torów zakłócających do toru badanego;
- systemy zakłócające cyfrowe PCM/PSK: z części nadawczych (układy kształtowania impulsów, modulatory, nadajniki, filtry nadawcze) oraz z tłumików reprezentujących tłumienności przeników.

System badany i systemy zakłócające łączą się ze sobą poprzez układ sumujący umieszczony przed filtrem odbiorczym. Do układu sumującego doprowadzane są również szумы będące wynikiem transmisji sygnału w torze badanym.

Układ badany składa się z następujących elementów: układu sumującego, filtru odbiorczego, mieszacza, oscylatora lokalnego, wzmacniacza p.cz., ogranicznika dyskryminatora i układu deemfazy.

Dla uproszczenia analizy przyjęto następujące założenia odnośnie tego modelu:

1. tłumienności toru badanego oraz tłumienności przeników są stałe w funkcji częstotliwości — dla ograniczonego, wykorzystywanego w badaniach zakresu częstotliwości;
2. tłumienność przeniku jest co najmniej o 20 dB większa od tłumienności toru badanego;
3. układ sumowania jest układem liniowym o zerowej tłumienności;
4. szумы doprowadzane do układu sumowania są szumami białymi o rozkładzie normalnym;
5. sygnały zakłócające pochodzą ze źródeł nie skorelowanych ze sobą, ani też nie są one skorelowane z sygnałem użytecznym.

## 2.2. Sygnał użyteczny w obecności szumów cieplnych

Rozważmy przypadek, gdy na wejściu układu sumującego (rys. 1) wystąpi sygnał użyteczny i szумы; sygnały zakłócające niech będą równe 0.

Dla przypadku badanego systemu FDM/FM sygnał użyteczny jest sygnałem o modulacji kątowej. Sygnał ten można przedstawić za pomocą wzoru:

$$S_u(t) = A \cos [2\pi f_0 t + \alpha_u(t) + \psi_u] \quad (2-1)$$

gdzie:  $A$  — amplituda przebiegu nośnego,  
 $f_0$  — częstotliwość nominalna przebiegu nośnego,  
 $\alpha_u(t)$  — faza chwilowa przebiegu nośnego będąca funkcją sygnału modulującego,  
 $\psi_u$  — faza początkowa przebiegu nośnego.

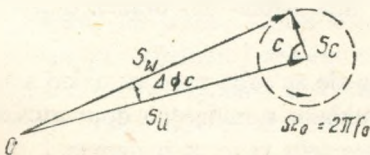
Szумы białe, występujące w wąskim pasmie, małym w stosunku do częstotliwości środkowej, można przedstawić za pomocą wzoru (5.6):

$$S_c(t) = C(t) \cos [2\pi f_0 t + V(t)] \quad (2-2)$$

gdzie:  $C(t)$  — amplituda chwilowa przebiegu nośnego szumów,  
 $V(t)$  — faza chwilowa przebiegu nośnego szumów.

Sygnał wypadkowy (rys. 2)

$$S_w(t) = S_u(t) + S_c(t) \quad (2-3)$$



Rys. 2. Wykres wektorowy fali nośnej sygnału w obecności szumów

W przypadku, gdy amplituda szumów jest znacznie mniejsza od amplitudy sygnału użytecznego, możemy obliczyć wartość maksymalną dewiacji fazy –  $\Delta\Phi_c$ , spowodowaną szumami według uproszczonego wzoru (5.4):

$$\Delta\Phi_c = \frac{C}{A}$$

Dewiacji fazy –  $\Delta\Phi_c$  odpowiada dewiacja częstotliwości –  $\Delta F_c$ , wyrażająca się wzorem:

$$\Delta F_c = F_s \cdot \Delta\Phi_c \quad (2-4)$$

gdzie  $F_s$  – częstotliwość sygnału modulującego w pasmie podstawowym.

Dyskryminator spowoduje przekształcenie zmian częstotliwości na zmiany napięcia. Dla  $F_c$  napięcie  $U_c$  wyrazi się zależnością:  $U_c = K' \Delta F_c = K' F_s \frac{C}{A}$  :

gdzie:  $K'$  – współczynnik proporcjonalności. Moc wydzielona na rezystancji wyjściowej  $R_{wy}$  wyniesie:

$$P_c = \frac{U_c^2}{2R_{wy}} = \frac{K'^2 F_s^2 C^2}{2R_{wy} A^2} \quad (2-5)$$

Moc szumów na wejściu odbiornika w wąskim pasmie częstotliwości  $\delta f$  można wyrazić w dwojaki sposób:

– w oparciu o wzór 2-2, jako:  $P_{co} = \frac{C^2}{2R_{we}}$  gdzie  $R_{we}$  – rezystancja wejściowa odbiornika,

– w oparciu o teorię przedstawioną np. w pracy [5.4], jako:  $P_{co} = FKT\delta f$ ;  
gdzie:  $F$  – współczynnik szumów odbiornika,  $K$  – stała Boltzmana,  
 $T$  – temperatura absolutna odbiornika.

Moc sygnału użytecznego (fali nośnej) na wejściu odbiornika wyraża się wzorem:

$$P_{so} = \frac{A^2}{2R_{we}}$$

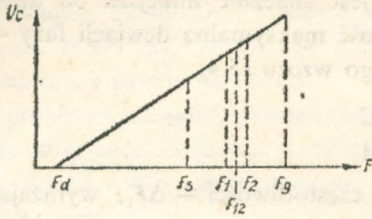
Wprowadzając w oparciu o powyższe zależności odpowiednie przekształcenia do wzoru (2-6), otrzymamy:

$$P_c = \frac{K'^2}{R_{wy}} F_s^2 \frac{FKT\delta f}{2P_{so}} \quad (2-6)$$

Ze względu na to, że szумы są równomiernie rozłożone wokół częstotliwości pośredniej, moc szumów na wyjściu dyskryminatora jest 2 razy większa od mocy wynikającej z wzoru (2-6). Stąd:

$$P_c = \frac{K'^2}{R_{wy}} F_s^2 \frac{FKT\delta f}{P_{so}} \quad (2-7)$$

Ponieważ napięcie szumów na wyjściu odbiornika o modulacji częstotliwości jest wprost proporcjonalne do częstotliwości – występuje tzw. trójkątny rozkład



Rys. 3. Rozkład szumów na wyjściu odbiornika typu FDM/FM

szumów (rys. 3). Dla kanału telefonicznego położonego w pasmie podstawowym pomiędzy częstotliwościami  $F_1$  i  $F_2$  o częstotliwości środkowej  $F_{12}$  takiej, że:

$$F_{12} = \frac{F_1 + F_2}{2}$$

moc szumów ciepłych wyrazi się wzorem (5.4):

$$P_c = \frac{K'^2}{R_{wy}} \frac{FKT}{P_{so}} F_{12}^2 \int_{F_1}^{F_2} dF = \frac{K'^2}{R_{wy}} \frac{FKT}{P_{so}} F_{12}^2 (F_2 - F_1) \quad (2-8)$$

Sygnalowi użytecznemu o amplitudzie  $A$  (rys. 2) odpowiada dewiacja częstotliwości o wartości  $F$ . Stąd moc sygnału użytecznego w kanale telefonicznym będzie równa:

$$P_s = \frac{K'^2 \Delta F^2}{2R_{wy}} \quad (2-9)$$

Przyjmując zamiast dewiacji maksymalnej  $\Delta F$  dewiację skuteczną  $\Delta F_o$  ( $\Delta F = \sqrt{2} \Delta F_o$ ), otrzymamy następujący wzór na stosunek mocy sygnału użytecznego do mocy szumów:

$$\frac{P_s}{P_c}(F_{12}) = \left( \frac{\Delta F_o}{F_{12}} \right)^2 \cdot \frac{P_{so}}{FKT(F_2 - F_1)} \quad (2-10)$$

Uwzględniając współczynniki zysku układu preemfazy – deemfazy –  $Z_d(F_{12})$  oraz zysku psfometrycznego –  $Z_p$  otrzymamy (6.3):

$$\frac{P_s}{P_c}(F_{12}) = \left( \frac{\Delta F_o}{F_{12}} \right)^2 \cdot \frac{P_{so}}{FKT(F_2 - F_1)} \cdot Z_d(F_{12}) \cdot Z_p \quad (2-11)$$

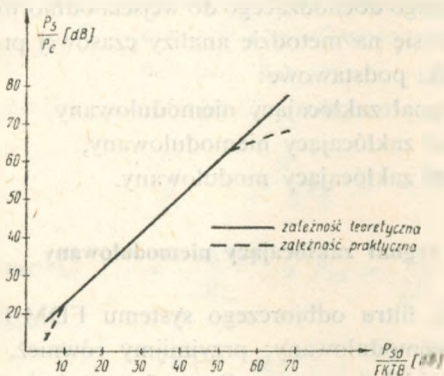
Mnożąc licznik i mianownik wzoru (2-11) przez  $B$  – szerokość pasma odbiornika oraz oznaczając:  $F_2 - F_1 = b$  – szerokość pasma kanału telefonicznego, otrzymamy zależność stosunku mocy sygnału użytecznego do mocy szumów w kanale telefonicznym do stosunku mocy sygnału użytecznego do mocy szumów na wejściu odbiornika:

$$\frac{P_s}{P_c}(F_{12}) = \frac{P_{so}}{FKTB} \cdot \frac{B}{b} \cdot \left( \frac{\Delta F_o}{F_{12}} \right)^2 \cdot Z_d(F_{12}) \cdot Z_p \quad (2-12)$$

Stosunek  $\frac{P_s}{P_c}(F_{12})$  zależy od położenia danego kanału telefonicznego w pasmie podstawowym i jest tym mniejszy im dany kanał jest położony wyżej na skali częstotliwości. Zastosowanie układu preemfazy – deemfazy zmniejsza tę zależność, tym

niemniej największe szумы występują w kanale położonym najwyżej w pasmie podstawowym.

Dla danego kanału telefonicznego i określonych parametrów systemu, stosunek mocy sygnału użytecznego do mocy szumów jest zależny tylko od wartości mocy sygnału użytecznego na wejściu odbiornika, przy czym zależność ta ma charakter liniowy. Ilustrację tego stwierdzenia stanowi rys. 4, na którym pokazano dla systemu 1800-krotnego zależność stosunku mocy sygnału do mocy szumów w kanale telefonicznym od stosunku mocy sygnału do mocy szumów na wejściu odbiornika (moc szumów  $P_c = FKTB = \text{const}$ ).



Rys. 4. Zależność stosunku mocy sygnału do mocy szumów w kanale telefonicznym od stosunku mocy sygnału do mocy szumów na wejściu odbiornika — system 1800-krotny FDM/FM

Wzór (2-12) jest praktycznie użyteczny od określonej minimalnej mocy wejściowej (na rys. 4:  $P_{s0} FKTB = 10$  dB), poniżej której występuje tzw. próg odbioru do określonej maksymalnej mocy wejściowej (na rys. 4:  $P_{s0} FKTB = 50$  dB), powyżej której decydującą rolę zaczynają odgrywać szумы intermodulacyjne, ograniczając w efekcie zysk wynikający ze zmniejszenia szumów cieplnych.

Charakterystyczną cechą transmisji za pomocą linii radiowych jest występowanie zmian mocy odbieranej —  $P_{s0}$ , spowodowane tzw. zjawiskiem zaniku<sup>\*)</sup>. Wielkość zmian jest funkcją wielu parametrów: częstotliwości nośnej, odległości pomiędzy stacjami, rodzaju terenu, klimatu. Stąd stosunek mocy sygnału do mocy szumów zmienia się w czasie. W przypadku gdy skutek zaniku poziom sygnału odbieranego jest niższy od progu odbioru — nastąpi przerwa w łączności. Przy projektowaniu linii radiowych, ze zrozumiałych względów, dąży się do zminimalizowania przerw powodowanych zanikami.

Miarą charakteryzującą podatność systemu linii radiowej na wystąpienie przerw jest tzw. zapas ( $\epsilon$ ). Zapas jest to stosunek mocy sygnału odbieranego w warunkach normalnych —  $P_{s0}$  (propagacja w wolnej przestrzeni) do mocy sygnału odbieranego, odpowiadającej progowi odbioru —  $P_{pr}$ :

$$\epsilon = \frac{P_{s0}}{P_{pr}} \quad (2-13)$$

<sup>\*)</sup> Zanik — osłabienie lub zupełne stłumienie fali radiowej w punkcie odbioru.

Znajomość zapasu pozwala na określenie procentu czasu, w którym łączność jest przerywana [6.3].

Dla systemów FDM/FM przyjmuje się, że  $P_{pr} = 10 \text{ FKTB}$ .

### 2.3. Sygnał użyteczny w obecności pojedynczego sygnału zakłócającego

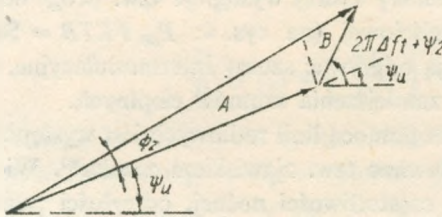
#### 2.3.1. Analiza czasowa wpływu sygnału zakłócającego

Dla zbadania wpływu sygnału zakłócającego dochodzącego do wejścia odbiornika linii radiowej systemu FDM/FM opierając się na metodzie analizy czasowej przebiegów, zostaną rozpatrzone trzy przypadki podstawowe:

- sygnał użyteczny niemodulowany – sygnał zakłócający niemodulowany,
- sygnał użyteczny modulowany – sygnał zakłócający niemodulowany,
- sygnał użyteczny modulowany – sygnał zakłócający modulowany.

#### Sygnał użyteczny niemodulowany – sygnał zakłócający niemodulowany

Rozważmy przypadek, gdy na wyjściu filtra odbiorczego systemu FDM/FM znajdzie się sygnał zakłócający  $S_z(t)$  – niemodulowany; przyjmijmy również, że sygnał użyteczny  $S_u(t)$  jest niemodulowany. W tym przypadku wykres wektorowy będzie miał postać przedstawioną na rys. 5.



Rys. 5. Wykres wektorowy sygnałów użytecznego i zakłócającego

Przyjmując:

$$S_u(t) = A \cos [2\pi f_0 t + \psi_u] \quad (2-14)$$

$$S_z(t) = B \cos [2\pi f_z t + \psi_z] \quad (2-15)$$

$$B \ll A$$

otrzymamy zgodnie z rys. 5:

$$\Phi_z(t) = \frac{B}{A} \sin [2\pi (f_z - f_0) t + \psi_z - \psi_u] \quad (2-16)$$

Dewiacji fazy  $\Phi_z(t)$  odpowiada następująca dewiacja częstotliwości  $\Delta F_z(t)$ :

$$\Delta F_z(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi_z(t)}{dt} \quad (2-17)$$

stąd:

$$\Delta F_z(t) = \frac{B}{A} (f_z - f_0) \cos [2\pi (f_z - f_0) t + \psi_z - \psi_u] \quad (2-18)$$

Stosunek mocy sygnału zakłócającego do mocy sygnału użytecznego w kanale telefonicznym w przypadku modulacji częstotliwości wyrazi się wzorem:

$$\frac{P_z}{P_s} = \left( \frac{\Delta F_z}{\Delta F_0} \right)^2 \quad (2-19)$$

gdzie:  $\Delta F_z$  – dewiacja częstotliwości powodowana sygnałem zakłócającym,  
 $\Delta F_0$  – dewiacja częstotliwości powodowana sygnałem użytecznym o poziomie pomiarowym.

Podstawiając wzór (2-18) do wzoru (2-19) otrzymamy:

$$\frac{P_z}{P_s} = \frac{B^2}{A^2 \cdot \Delta F_0^2} (f_z - f_0)^2 \cos^2 [2\pi (f_z - f_0) t + \psi_z - \psi_u] \quad (2-20)$$

Ponieważ  $P_{s0} = \frac{A^2}{2R_{we}}$ , a  $P_{z0} = \frac{B^2}{2R_{we}}$  wzór (2-19) można przedstawić następująco:

$$\frac{P_z}{P_s} = \frac{P_{z0}}{P_{s0}} \left( \frac{f_z - f_0}{\Delta F_0} \right)^2 \cos^2 [2\pi (f_z - f_0) t + \psi_z - \psi_u] \quad (2-21)$$

Dla ustalonego momentu czasowego otrzymamy następujące zależności:

– dla kanału pasma podstawowego o częstotliwości  $(f_z - f_0)$

$$\frac{P_z}{P_s} = \frac{P_{z0}}{P_{s0}} \left( \frac{f_z - f_0}{\Delta F_0} \right)^2 \quad (2-22)$$

– dla innych kanałów

$$\frac{P_z}{P_s} = 0$$

– dla przypadku zakłóceń wspólnokanałowych:  $f_z = f_0$

$$\frac{P_z}{P_s} = 0 \text{ — w całym pasmie podstawowym.}$$

Z powyższej analizy wynika, że gdy sygnały użyteczny i zakłócający są niemodulowane można wyróżnić dwa przypadki:

- częstotliwości nośne sygnałów różne – występuje sygnał zakłócający w pasmie podstawowym w kanale o częstotliwości  $(f_z - f_0)$  o amplitudzie proporcjonalnej do  $(f_z - f_0)$ ,
- częstotliwości sygnałów takie same – nie występują zakłócenia.



### Sygnal użyteczny modulowany – sygnał zakłócający niemodulowany

Przyjmując:

$$S_u(t) = A \cos [2\pi f_0 t + \alpha_u(t) + \psi_u] \quad (\text{analogicznie jak (2-1)})$$

$$S_z(t) = B \cos [2\pi f_z t + \psi_z] \quad (\text{analogicznie jak (2-15)})$$

otrzymamy następującą niepożądaną dewiację fazy:

$$\Phi_z(t) = \frac{B}{A} \sin [2\pi (f_z - f_0) t - \alpha_u(t) + \psi_z - \psi_u] \quad (2-23)$$

Wykonując analogiczne przekształcenia jak w poprzednim przypadku, otrzymamy następujące zależności na  $\frac{P_z}{P_s}$ :

$$\frac{P_z}{P_s} = \frac{P_{z0}}{P_{s0}} \frac{1}{\Delta F_0^2} \left\{ (f_z - f_0)^2 + 2(f_z - f_0) \frac{\alpha'_u(t)}{2\pi} + \left[ \frac{\alpha'_u(t)}{2\pi} \right]^2 \right\} \times \\ \times \cos^2 [2\pi (f_z - f_0) t + \psi_z - \psi_u - \alpha_u(t)] \quad (2-24)$$

Dla ustalonego momentu czasowego otrzymamy:

– dla kanału pasma podstawowego o częstotliwości  $f = f_z - f_0$

$$\frac{P_z}{P_s} = \frac{P_{z0}}{P_{s0}} \frac{1}{\Delta F_0^2} (f_z - f_0)^2 \quad (2-25)$$

– dla kanału pasma podstawowego o częstotliwości  $f \neq f_z - f_0$  gdy  $f_z \neq f_0$

$$\frac{P_z}{P_s} = \frac{P_{z0}}{P_{s0}} \frac{1}{\Delta F_0^2} \left[ 2(f_z - f_0) \cdot \frac{\alpha'_u(t)}{2\pi} \right] \quad (2-26)$$

gdy  $f_z = f_0$  (przypadek zakłóceń wspólnokanałowych)

$$\frac{P_z}{P_s} = \frac{P_{z0}}{P_{s0}} \frac{1}{\Delta F_0^2} \left[ \frac{\alpha'_u(t)}{2\pi} \right]^2 \quad (2-27)$$

Z otrzymanych wzorów wynika, że gdy sygnał użyteczny jest modulowany, a sygnał zakłócający niemodulowany:

- największe zakłócenia występują analogicznie, jak dla przypadku dwóch sygnałów niemodulowanych w kanale pasma podstawowego o częstotliwości  $(f_z - f_0)$ ,
- w innych kanałach zakłócenia są proporcjonalne do różnicy częstotliwości  $(f_z - f_0)$  i pochodnej sygnału modulującego,
- w przypadku zakłóceń wspólnokanałowych zakłócenia są proporcjonalne do pochodnej sygnału modulującego.

### Sygnal użyteczny modulowany – sygnał zakłócający modulowany

Przyjmijmy, że sygnały użyteczny i zakłócający będą zapisane wzorami:

$$S_u(t) = A \cos [2\pi f_0 t + \alpha_u(t) + \psi_u] \quad (\text{analogicznie jak (2-1)})$$

$$S_z(t) = B \cos [2\pi f_z t + \alpha_z(t) + \psi_z] \quad (2-28)$$

Niepożądana dewiacja fazy wyniesie:

$$\begin{aligned}
 \Phi_z(t) &= \frac{B}{A} \sin [2\pi (f_z - f_0) t + \alpha_z(t) - \alpha_u(t) + \psi_z - \psi_u] = \\
 &= \frac{B}{A} \left\{ \sin [2\pi (f_z - f_0) t + \psi_z - \psi_u] \cdot \cos [\alpha_z(t) - \alpha_u(t)] + \right. \\
 &\quad \left. + \cos [2\pi (f_z - f_0) t + \psi_z - \psi_u] \cdot \sin [\alpha_z(t) - \alpha_u(t)] \right\} = \\
 &= \frac{B}{A} \left\{ \sin [2\pi (f_z - f_0) t + \psi_z - \psi_u] \cos [\alpha_z(t)] \cdot \cos [\alpha_u(t)] + \right. \\
 &\quad + \sin [2\pi (f_z - f_0) t + \psi_z - \psi_u] \cdot \sin [\alpha_z(t)] \cdot \sin [\alpha_u(t)] + \\
 &\quad + \cos [2\pi (f_z - f_0) t + \psi_z - \psi_u] \cdot \sin [\alpha_z(t)] \cdot \cos [\alpha_u(t)] - \\
 &\quad \left. - \cos [2\pi (f_z - f_0) t + \psi_z - \psi_u] \cdot \cos [\alpha_z(t)] \cdot \sin [\alpha_u(t)] \right\} \quad (2-29)
 \end{aligned}$$

Stosunek mocy zakłóceń do mocy sygnału użytecznego wyrazi się wzorem:

$$\begin{aligned}
 \frac{P_z}{P_s} &= \frac{P_{z0}}{P_{s0}} \cdot \frac{1}{\Delta F_0^2} \left\{ (f_z - f_0) \cdot \cos [2\pi (f_z - f_0) t + \psi_z - \psi_u - \alpha_u(t) + \alpha_z(t)] - \right. \\
 &\quad - \frac{1}{2\pi} \alpha'_u \cos [2\pi (f_z - f_0) t - \psi_z + \psi_u - \alpha_u(t) - \alpha_z(t)] + \\
 &\quad \left. + \frac{1}{2\pi} \alpha'_z \cos [2\pi (f_z - f_0) t + \psi_z - \psi_u + \alpha_u(t) + \alpha_z(t)] \right\} \quad (2-30)
 \end{aligned}$$

Dla przypadku zakłóceń wspólnokanałowych otrzymamy:

$$\begin{aligned}
 \frac{P_z}{P_s} &= \frac{P_{z0}}{P_{s0}} \frac{1}{\Delta F_0^2} \frac{1}{2\pi} \left\{ \alpha'_z \cos [\psi_z - \psi_u + \alpha_u(t) + \alpha_z(t)] - \alpha'_u \cos [-\psi_z + \psi_u - \alpha_u(t) + \right. \\
 &\quad \left. - \alpha_z(t)] \right\}^2 \quad (2-31)
 \end{aligned}$$

Oznaczając:  $\psi_z - \psi_u = \Delta\psi$  i rozwijając wzór (2-31) otrzymamy:

$$\begin{aligned}
 \frac{P_z}{P_s} &= \frac{P_{z0}}{P_{s0}} \frac{1}{\Delta F_0^2} \frac{1}{(2\pi)^2} \left\{ \alpha'_z \cos^2 [\Delta\psi + \alpha_u(t) + \alpha_z(t)] - 2\alpha'_z \alpha'_u \times \right. \\
 &\quad \times \cos [\Delta\psi + \alpha_u(t) + \alpha_z(t)] \cdot \cos [-\Delta\psi - \alpha_u(t) - \alpha_z(t)] + \\
 &\quad \left. + \alpha_u'^2 \cos^2 [-\Delta\psi - \alpha_u(t) - \alpha_z(t)] \right\} \quad (2-32)
 \end{aligned}$$

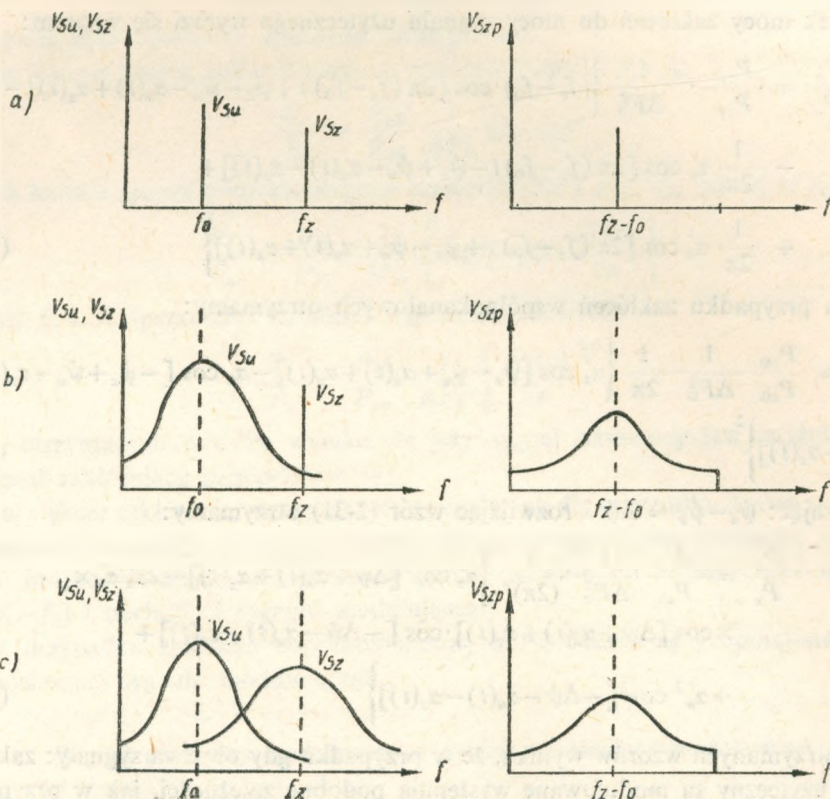
Z otrzymanych wzorów wynika, że w przypadku gdy obydwa sygnały: zakłócający i użyteczny są modulowane występują podobne zależności, jak w przypadku poprzednim (sygnał użyteczny modulowany, sygnał zakłócający niemodulowany):  
 – największe zakłócenia występują w kanale pasma podstawowego o częstotliwości  $(f_z - f_0)$ ,

- w innych kanałach zakłócenia są proporcjonalne do różnicy częstotliwości ( $f_z - f_0$ ) i pochodnych sygnałów modulujących użytecznego i zakłócającego,
- w przypadku zakłóceń wspólnokanałowych zakłócenia są złożoną funkcją pochodnych sygnałów użytecznego i zakłócającego.

Przedstawiona analiza wpływu sygnału zakłócającego przy wykorzystaniu metody analizy czasowej wykazała, że wielkość zakłóceń w kanale telefonicznym systemu FDM/FM jest zależna od:

- stosunku mocy sygnału użytecznego do mocy sygnału zakłócającego na wejściu odbiornika,
- różnicy częstotliwości nośnych tych sygnałów oraz
- rodzaju sygnału modulującego.

Z podanych wyżej zależności analitycznych praktycznie do obliczeń mocy zakłóceń mogą być wykorzystane tylko zależności wyprowadzone dla przypadku sygnałów niemodulowanych. Zależności wyprowadzone dla sygnałów modulowanych, ze



Rys. 6. Widma sygnałów użytecznego  $V_{su}$  i zakłócającego  $V_{sz}$  na wejściu odbiornika systemu FDM/FM oraz widmo sygnału zakłócającego w pasmie podstawowym  $V_{szp}$ :

a) sygnał użyteczny niemodulowany — sygnał zakłócający niemodulowany, b) sygnał użyteczny modulowany — sygnał zakłócający niemodulowany, c) sygnał użyteczny modulowany — sygnał zakłócający modulowany

względem na skomplikowaną postać analityczną sygnału FDM nie są przydatne do obliczeń inżynierskich\*).

W dalszej części pracy opierając się na metodzie analizy widmowej, wprowadzone zostały zależności, umożliwiające wykonywanie obliczeń dla dowolnych sygnałów.

Metoda analizy widmowej umożliwia również dobrą ilustrację wyników otrzymanych w niniejszym rozdziale. Na rysunku 6 przedstawiono widma energetyczne sygnałów użytecznego i zakłócającego na wejściu odbiornika systemu FDM/FM oraz widmo sygnału zakłócającego w pasmie podstawowym.

W przypadku gdy sygnały użyteczny i zakłócający są niemodulowane, widmo każdego z tych sygnałów można przedstawić w postaci pojedynczej składowej o amplitudzie, określonej na osi  $y$  i częstotliwości na osi  $x$  układu współrzędnych (rys. 6a). W pasmie podstawowym wystąpi jedna składowa zakłócająca o częstotliwości  $(f_z - f_0)$ . W przypadku sygnału modulowanego typu FDM/FM występuje wiele składowych, wobec czego dla ilustracji widmo tego sygnału może być przedstawione jako widmo ciągłe (rys. 6b). Największe zakłócenia występują dla częstotliwości  $(f_z - f_0)$  pasma podstawowego, dla innych częstotliwości zakłócenia są mniejsze, przy czym maleją one ze zwiększaniem się odstępu od częstotliwości  $(f_z - f_0)$ . Wpływ sygnału zakłócającego niemodulowanego (rys. 6b) i modulowanego (rys. 6c) jest podobny.

### 2.3.2. Analiza widmowa wpływu sygnału zakłócającego

Sygnały o modulacji fazy: użyteczny i zakłócający, występujące na wejściu odbiornika typu FDM/FM, można modelować ergodycznymi procesami stochastycznymi\*\*). Widmo energetyczne (dwustronne) –  $W(f)$  zwane widmem gęstości mocy ergodycznego procesu stochastycznego można określić stosując przekształcenie *Fouriera*

$$W(f) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) \cos \omega\tau d\tau \quad (2-33)$$

gdzie:  $R(\tau)$  – funkcja autokorelacji procesu stochastycznego

\*). Według Medhursta [1.2 str. 113] sygnał FDM może być przedstawiony za pomocą wzoru (bez uwzględnienia preemfazy):

$$\frac{\sqrt{2\omega_A}}{\sqrt{p_m - p_o}} \sum_{p=p_o}^{p=p_m} \cos(p\tau + \Phi_p)$$

gdzie:  $\omega_A$  – dewiacja częstotliwości,

$p_m, p_o$  – maksymalna i minimalna pulsacja sygnału podstawowego,

$\Phi_p$  – faza początkowa odpowiadająca częstotliwości  $p$ .

\*\*). Ergodyczny proces stochastyczny – podklasa stacjonarnych procesów stochastycznych, dla których wielkości określone na zbiorze realizacji procesu stochastycznego są równe odpowiednim wielkościom średnim określonym na podstawie jednej realizacji w dziedzinie czasu [5.7 str. 143].

Występująca we wzorze (2-33) funkcja autokorelacji dla ergodycznego procesu stochastycznego może być wyznaczona ze wzoru

$$R(\tau) = E(XY) = \lim_{T_0} \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} Y(t) Y(t-\tau) dt \quad (2-34)$$

Dla rozważanego przypadku, gdy na wejściu odbiornika systemu FDM/FM znajdują się sygnały: użyteczny i zakłócający o modulacji kątowej, funkcja autokorelacji niepożądanego dewiacji fazy  $\Phi_z(t)$  (patrz wzór (2-29)) wyrazi się w sposób następujący:

$$\begin{aligned} R_{\Phi_z}(\tau) &= E\{\Phi_z(\tau) \cdot \Phi_z(t+\tau)\} = E\left\{\frac{B}{A} \sin[2\pi(f_z - f_0)t + \alpha_z(t) - \alpha_u(t) + \psi_z - \psi_u] \times \right. \\ &\quad \left. \times \frac{B}{A} \sin[2\pi(f_z - f_0)(t+\tau) + \alpha_z(t+\tau) - \alpha_u(t+\tau) + \psi_z - \psi_u]\right\} = \\ &= \frac{B^2}{A^2} E(\sin\{[2\pi f_z t + \alpha_z(t) + \psi_z] - [2\pi f_0 t + \alpha_u(t) + \psi_u]\} \times \\ &\quad \times \sin\{[2\pi f_z(t+\tau) + \alpha_z(t+\tau) + \psi_z] - [2\pi f_0(t+\tau) + \alpha_u(t+\tau) + \psi_u]\}) = \\ &= \frac{1}{A^4} [R_{S_u}(\tau) R_{S_z}(\tau) - R_{S_u \hat{S}_u}(\tau) \cdot R_{\hat{S}_z S_z}(\tau) - R_{\hat{S}_u S_u}(\tau) R_{S_z \hat{S}_z}(\tau) + R_{\hat{S}_u}(\tau) R_{S_z}(\tau)] \end{aligned} \quad (2-35)$$

Znaczenie poszczególnych oznaczeń we wzorze (2-35) jest następujące:

$R_{S_u}, R_{S_z}$  – funkcje autokorelacji sygnałów użytecznego i zakłócającego,

$R_{\hat{S}_u}, R_{\hat{S}_z}$  – funkcje autokorelacji transformat *Hilberta*<sup>\*)</sup> sygnałów użytecznego i zakłócającego

$R_{S_u}, \hat{S}_u(\tau), R_{S_z}, \hat{S}_z(\tau)$  – funkcje korelacji skróśnej sygnałów użytecznego i zakłócającego. Korzystając z własności, że gdy  $x(t)$  jest procesem stacjonarnym o widmie gęstości mocy  $W_x(f)$  i funkcji autokorelacji  $R_x(\tau)$ , spełnione są następujące zależności [wg 5.6, str. 35]:

$$R_x(\tau) = R_x^*(\tau) \quad W_x(f) = W_x^*(f)$$

$$R_{xx^*}(\tau) = \hat{R}_x^*(\tau)$$

wzór (2-35) przyjmie postać:

$$R_{\Phi_z}(\tau) = \frac{2}{A^4} [R_{S_u}(\tau) \cdot R_{S_z}(\tau) - \hat{R}_{S_u}(\tau) \cdot \hat{R}_{S_z}(\tau)] \quad (2-36)$$

<sup>\*)</sup> Transformata *Hilberta* [wg 5.6, str. 31]

$$\hat{X}(t) \equiv H[X(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{X(\tau)}{t-\tau} d\tau$$

Widmo energetyczne wyrazi się wzorem<sup>\*)</sup> :

$$W_{\Phi_2}(f) = \frac{2}{A^4} \{ [W_{S_1}(f) * W_{S_2}(f)] - [W_{S_1^*}(f) * W_{S_2^*}(f)] \} \quad (2-37)$$

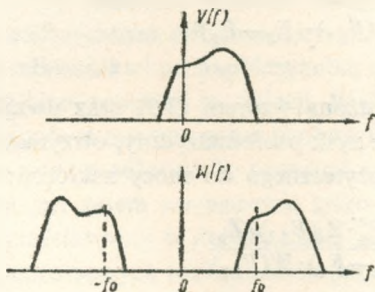
Oznaczając (rys. 7):

$$W_{S_1}(f) = V_{S_1}(f-f_0) + V_{S_1}(-f-f_0) \quad (2-38)$$

$$W_{S_2}(f) = V_{S_2}(f-f_2) + V_{S_2}(-f-f_2) \quad (2-39)$$

otrzymamy:

$$W_{\Phi_2}(f) = \frac{4}{A^4} V_{S_1}(f-f_0) * V_{S_2}(-f-f_2) + \frac{4}{A^4} V_{S_1}(-f-f_0) * V_{S_2}(f-f_2) \quad (2-40)$$



Rys. 7. Gęstości widmowe sygnałów  $W(f)$  i  $V(f)$

Oznaczając:  $f_2 - f_0 = \Delta f$  oraz przyjmując  $f_0 = 0$  wzór (2-40) przyjmie postać<sup>\*\*)</sup>:

$$W_{\Phi_2}(f) = \frac{4}{A^4} V_{S_1}(f) * V_{S_2}(-f-f) + \frac{4}{A^4} V_{S_1}(-f) * V_{S_2}(f-f) \quad (2-41)$$

Dla wyznaczenia wartości mocy zakłóceń w kanale telefonicznym przyjmuje się założenie, że odbiornik i demodulator nie wprowadzają żadnych zniekształceń. Założenie to dla rozważanego przypadku sygnałów zakłócających o amplitudzie znacznie mniejszej od amplitudy sygnału użytecznego jest we współczesnych odbiornikach systemów linii radiowych FDM/FM praktycznie spełniane przy

$$\frac{P_1}{P_2} \geq 20 \text{ dB.}$$

Wyznaczone wyżej (wzór 2-41) widmo energetyczne odpowiada dewiacji fazy  $\Phi_2(t)$ . Widmo energetyczne dewiacji częstotliwości określimy ze wzoru:

$$W_{\Delta F_2}(f) = f^2 \cdot W_{\Phi_2}(f) \quad (2-42)$$

<sup>\*)</sup> Iloczynowi dwóch funkcji autokorelacji sygnałów niezależnych od siebie odpowiada splot widm energetycznych tych sygnałów.

<sup>\*\*)</sup> Postać wzoru (2-41) jest zbliżona do wzoru podanego w publikacji [3.1., str. 219]. Sposób wyprowadzenia wzoru zarówno w wymienionej publikacji, jak i w niniejszej pracy jest podobny, przy czym w publikacji zamieszczono tylko niektóre fragmenty wyprowadzenia.

Moc zakłóceń w kanale telefonicznym położonym w pasmie sygnału wielokrotnego telefonii nośnej, oznaczonym symbolem  $f$ , jest wprost proporcjonalna do dewiacji częstotliwości powodowanej sygnałem zakłócającym. Przez analogię do wzoru (2-5) moc tę można wyrazić wzorem:

$$P_z = \frac{K'^2}{2R_{wy}} \cdot W_{\Delta f_z}(f) \quad (2-43)$$

Z uwagi na to, że pasmo sygnału telefonicznego jest znacznie mniejsze od pasma sygnału podstawowego (np. dla systemu 960-kanalowego stosunek pasm jest rzędu 1000) można przyjąć, że moc zakłóceń jest rozłożona równomiernie w pasmie danego kanału telefonicznego. Można wobec tego stosować identyczne zależności jak dla przypadku szumów cieplnych. Przez analogię do wzoru (2-8) otrzymamy:

$$P_z = \frac{K'^2}{R_{wy}} \cdot W_{\Delta f_z}(F_{12}) \cdot (F_2 - F_1) \quad (2-44)$$

Przyjmując moc sygnału użytecznego wyrażoną wzorem (2-9) oraz uwzględniając zysk układu preemfazy i deemfazy, a także zysk psfometryczny, otrzymamy następujący wzór na stosunek mocy sygnału użytecznego do mocy zakłóceń:

$$\frac{P_s}{P_z}(F_{12}) = \frac{\Delta F_0^2 \cdot Z_d(F_{12}) \cdot Z_p}{(F_2 - F_1) \cdot W(F_{12})} \quad (2-45)$$

Wzór (2-45) można przedstawić w innej postaci, bardziej dogodnej pod względem analitycznym. W tym celu zostanie rozpatrzony bliżej wzór (2-41). We wzorze tym składowe  $V_{S_u}(f)$  i  $V_{S_z}(f)$  reprezentują jednostronne widma mocy. Dla sygnałów o modulacji fazy można je przedstawić za pomocą następujących wzorów:

$$V_{S_u}(f) = \frac{1}{2} P_{s0} \cdot \tilde{V}_{S_u}(f); \quad P_{s0} = \frac{A^2}{2} \quad (2-46)$$

$$V_{S_z}(f) = \frac{1}{2} P_{z0} \cdot \tilde{V}_{S_z}(f); \quad P_{z0} = \frac{B^2}{2} \quad (2-47)$$

Podstawiając wzory (2-46) i (2-47) do wzoru (2-41) otrzymamy:

$$W_{\Phi_s}(f) = \frac{P_{z0}}{4P_{s0}} [\tilde{V}_{S_u}(f) * \tilde{V}_{S_z}(-f - \Delta f) + \tilde{V}_{S_u}(-f) * \tilde{V}_{S_z}(f - \Delta f)] \quad (2-48)$$

$$\begin{aligned} \frac{P_s}{P_z}(F_{12}) &= \frac{P_{z0}}{4P_{s0}} \cdot \left( \frac{\Delta F_0}{F_{12}} \right)^2 \frac{1}{F_2 - F_1} \cdot Z_d(F_{12}) \times \\ &\times Z_p \frac{1}{\tilde{V}_{S_u}(F_{12}) * \tilde{V}_{S_z}(-F_{12} - \Delta f) + \tilde{V}_{S_u}(-F_{12}) * \tilde{V}_{S_z}(F_{12} - \Delta f)} \end{aligned} \quad (2-49)$$

Oznaczając:

$$\eta(F_{12}) = \frac{1}{4} \left( \frac{\Delta F_0}{F_{12}} \right)^2 \frac{1}{F_2 - F_1} \cdot Z_d(F_{12}) \times$$

$$\times Z_p \frac{1}{\tilde{V}_{S_s}(F_{12}) * \tilde{V}_{S_z}(-F_{12} - \Delta f) + \tilde{V}_{S_s}(-F_{12}) * \tilde{V}_{S_z}(F_{12} - \Delta f)} \quad (2-50)$$

otrzymamy

$$\frac{P_s}{P_z} = \frac{P_{s0}}{P_{z0}} \cdot \eta(F_{12}) \quad (2-51)$$

lub inaczej

$$\frac{P_s}{P_z}(F_{12}) [\text{dB}] = \frac{P_{s0}}{P_{z0}} [\text{dB}] + \eta(F_{12}) [\text{dB}] \quad (2-52)$$

Wzór (2-52) uzależnia stosunek mocy sygnału użytecznego do mocy zakłóceń w kanale telefonicznym od stosunku mocy sygnału użytecznego do mocy zakłóceń na wejściu odbiornika i od współczynnika  $\eta(F_{12})$ , który został nazwany przez autora współczynnikiem protekcji modulacji. Wzór ten ze względu na swoją prostotę może być praktycznie stosowany przez projektantów sieci linii radiowych, oczywiście pod warunkiem, że współczynnik protekcji modulacji  $\eta(F_{12})$  jest znany. Zadaniem projektanta jest zatem wyznaczenie tylko  $P_{s0}$  i  $P_{sz}$ . Sposób wyznaczenia  $P_{s0}$  i  $P_{sz}$  zostanie przedstawiony w dalszej części niniejszej publikacji.

W dotychczasowych rozważaniach przyjęte było założenie, że sygnały: użyteczny i zakłócający występują na wyjściu filtru odbiorczego i że są znane widma energetyczne tych sygnałów. W praktyce jednak są znane tylko widma energetyczne sygnałów na wyjściu nadajników, a zatem widma energetyczne sygnałów na wyjściu filtru odbiorczego trzeba wyznaczyć. Zgodnie ze schematem blokowym przedstawionym na rys. 1, widma energetyczne sygnałów na wyjściu filtru odbiorczego są zależne:

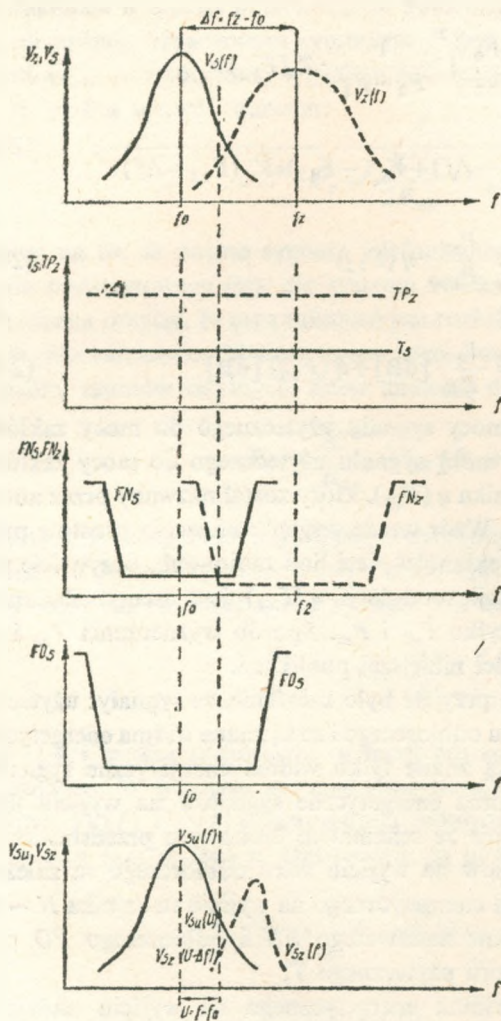
- dla systemu zakłócanego od widma energetycznego na wyjściu nadajnika  $N$  – od charakterystyki przenoszenia filtrów nadawczego  $FN$  i odbiorczego  $FO$  oraz od charakterystyki tłumienności toru użytecznego  $T$ ,
- dla systemu zakłócającego od widma energetycznego na wyjściu nadajnika  $N_i, N_j$  – od charakterystyki filtru nadawczego  $FN_i, FN_j$  i odbiorczego  $FO$  oraz od charakterystyki tłumienności przeniku  $TP_i, TP_j$ .

Wpływ charakterystyk filtrów zilustrowano na rys. 8. Wynika z nich, że widma energetyczne sygnałów na wyjściu filtru odbiorczego toru użytecznego są w istotny sposób zależne od charakterystyk filtrów i odstępów pomiędzy częstotliwościami nośnymi sygnałów użytecznego i zakłócającego.

### 2.3.3. Współczynniki protekcji modulacji systemów FDM/FM

Jak już zaznaczono w p. 1 zakłócenia interferencyjne w sieci linii radiowych występują tylko wówczas, gdy widmo sygnału i widmo zakłócenia zachodzą na siebie. W przypadku stosowania rozmieszczenia pasm kanałów radiowych według jednego





Rys. 8. Wpływ charakterystyk filtrów na widmo energetyczne sygnałów

planu częstotliwości, np. planu *A* i ich wykorzystywania zgodnie z zaleceniami CCIR (co praktycznie jest zazwyczaj spełniane) można w zasadzie przyjąć, że nie występują zakłócenia interferencyjne pomiędzy sąsiednimi kanałami radiowymi, a badania zakłóceń można ograniczyć wyłącznie do zakłóceń pomiędzy kanałami o tej samej częstotliwości nośnej. Natomiast, gdy w badanej sieci stosowane są różne plany częstotliwości, np. plan *A* w jednej linii radiowej, a plan *B* w innej, wówczas następuje częściowe zachodzenie widm na siebie (odstęp częstotliwości nośnych jest dwukrotnie mniejszy niż przy stosowaniu jednego planu częstotliwości), a w związku z tym powstają zakłócenia interferencyjne. Stąd do obliczeń zakłóceń interferencyjnych w sieci linii radiowych potrzebna jest znajomość wartości współczynników pretekcji modulacji  $\eta(F_{12})$  dla dwóch przypadków:

1. Gdy częstotliwości nośne sygnałów zakłócającego i użytecznego są takie same ( $\Delta F = 0$ ).
2. Gdy częstotliwości nośne sygnałów zakłócającego i użytecznego różnią się o wielkość równą połowie odstepu międzykanałowego.

Wartości współczynników protekcji modulacji mogą być wyznaczone bądź metodą analityczną w oparciu o wzór (2-50), bądź też metodą pomiarową.

Metoda analityczna wymaga znajomości widm energetycznych sygnałów użytecznego i zakłócającego\*) oraz zastosowania do obliczeń elektronicznej techniki obliczeniowej (analiza w oparciu o szybkie przekształcenie Fouriera). Wyniki tego typu obliczeń dla kilku wybranych systemów FDM/FM i PCM/PSK przedstawiono w pracach [3.1, 3.2, 3.3], a ich analizę w pracy [6.4].

W metodzie pomiarowej, na wejście demodulatora systemu badanego doprowadza się sygnały z dwóch modulatorów torów użytecznego i zakłócającego, a następnie zmieniając częstotliwość nośną modulatora zakłócającego bada się wielkość zakłóceń w wybranych kanałach telefonicznych. Układ pomiarowy oraz wyniki przedstawiono w pracy [6.4].

Porównanie wartości zakłóceń otrzymanych analitycznie i doświadczalnie wykazuje dostatecznie dużą zbieżność.

Zależność współczynników protekcji modulacji odbiornika (WPM) systemu FDM/FM 960 od częstotliwości pasma podstawowego – dla różnych systemów zakłócających i dwóch przypadków  $\Delta F$  przedstawiono na rys. 9. Porównując wartości WPM dla przypadku  $\Delta F = 0$  i  $\Delta F = 14,5$  MHz można stwierdzić, że niezależnie od rodzaju systemu zakłócającego, WPM dla przypadku  $\Delta F = 14,5$  MHz jest o kilkadziesiąt decybeli większy niż w przypadku  $\Delta F = 0$ . Oznacza to, że jeżeli zamiast sygnału zakłócającego o tej samej częstotliwości nośnej, co sygnał użyteczny będziemy mieli sygnał zakłócający o częstotliwości nośnej różnej o 14,5 MHz, zakłócenia zmniejszą się o kilkadziesiąt decybeli. W przypadku  $\Delta F = 0$  najmniejsze wartości WPM występują dla kanałów położonych w środkowej części pasma podstawowego, a w przypadku  $\Delta F = 14,5$  MHz – w kanałach położonych w górnej części pasma podstawowego.

Wpływ poszczególnych systemów zakłócających jest różny w zależności od położenia kanału telefonicznego w pasmie podstawowym. Z uwagi na to, że obliczenia jakościowe dla systemów linii radiowych FDM/FM wykonuje się dla kanału położonego w górnej części pasma podstawowego obecnie zostaną rozpatrzone

\*) Widmo energetyczne sygnałów typu FDM/FM można wyrazić wzorem [6.4]:

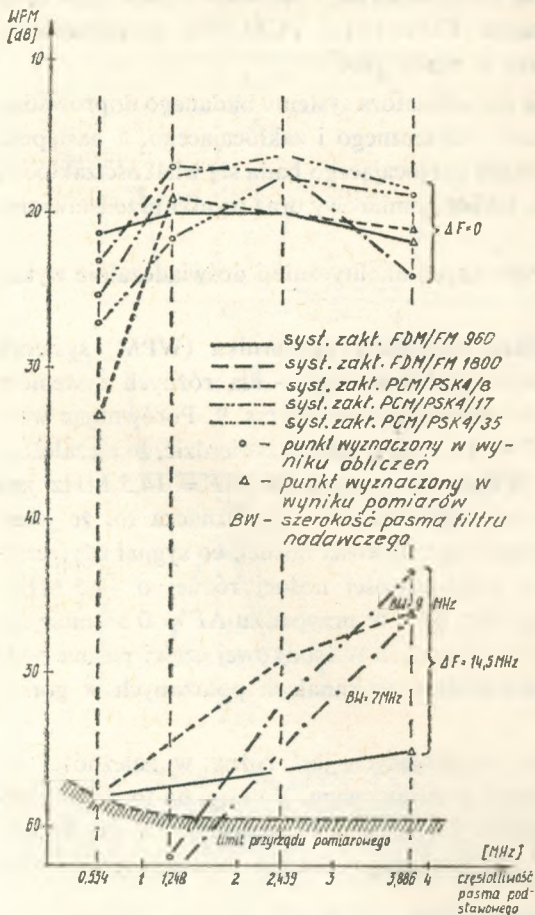
$$V(f) = \frac{1}{2} P_o e^{-P_o} \left\{ \delta(f) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k!} [S_{\phi}(f)]_*^k [\delta_{\phi}(f)] \right\}$$

natomiast widmo energetyczne sygnału z 4-poziomową modulacją fazy [6.4]

$$V(f) = \frac{1}{2} P_o \frac{1}{Tr/2} \left( \frac{\sin \pi f (Tr/2)}{\pi f (Tr/2)} \right)$$

zakłócenia w tym kanale (3886 kHz). Dla  $\Delta F = 0$  WPM przyjmuje następujące wartości:

- system zakłócający FDM/FM 960: 21,5 [dB]
- system zakłócający FDM/FM 1800: 20,8 [dB]
- system zakłócający PCM/PSK 4/8 Mbit/s: 23,2 [dB]
- system zakłócający PCM/PSK 4/17 Mbit/s: 19,0 [dB]
- system zakłócający PCM/PSK 4/35 Mbit/s: 18,8 [dB]



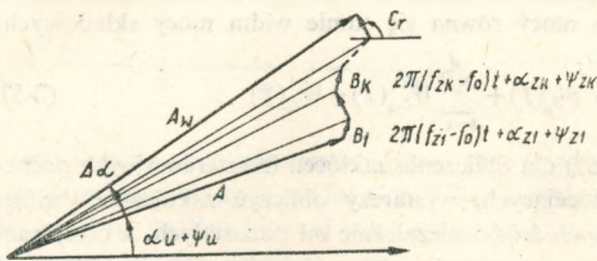
Rys. 9. Zależność współczynnika protekcji modulacji systemu FDM/FM 960 od częstotliwości pasma podstawowego – dla różnych systemów zakłócających

Przyjmując jako punkt odniesienia system zakłócający FDM/FM 960 – identyczny jak system badany, różnica WPM dla rozważanych systemów zakłócających wynosi +1,7 (PCM/PSK 4/8) – 2,7 (PCM/PSK 4/35). Różnica ta jest na tyle mała, że można mówić o porównywalnym wpływie sygnałów zakłócających analogowych i cyfrowych na wielkość zakłóceń w systemie FDM/FM.

Dla  $\Delta F = 14,5$  MHz wielkość zakłóceń jest funkcją szerokości pasma sygnału zakłócającego i szerokości pasma filtru nadawczego. Obserwuje się zazwyczaj, że zakłócenia te są większe (ze względu na szersze pasmo sygnału) w przypadku systemów zakłócających cyfrowych w porównaniu do systemów zakłócających analogowych. Potwierdza to rys. 9, na którym WPM dla systemu zakłócającego FDM/FM 960 wynosi 55 dB, a dla systemu PCM/PSK 4/8 – 45 [dB]. Nie ma to jednak większego wpływu na odporność sieci na zakłócenia.

#### 2.4. Sygnał użyteczny w obecności wielu sygnałów zakłócających

W sieci linii radiowych do wejścia danego odbiornika dochodzi jednocześnie wiele sygnałów zakłócających. Na schemacie blokowym badanego systemu transmisyjnego (rys. 1) zobrazowano to w ten sposób, że do układu sumującego doprowadza się  $n$  sygnałów zakłócających, pochodzących od systemów FDM/FM i  $m$  sygnałów



Rys. 10. Wykres wektorowy sygnałów: użytecznego i zakłócających na wyjściu układu sumującego

od systemów PCM/PSK. Zakładając, że amplitudy sygnałów zakłócających są znacznie mniejsze od amplitudy sygnału użytecznego, otrzymamy następujący wykres wektorowy sygnałów na wyjściu układu sumującego (rys. 10).

Przyjmując:

$$S_u(t) = A \cos [2\pi f_0 t + \alpha_u(t) + \psi_u] \quad (\text{analogicznie jak (2-1)})$$

$$S_{zk}(t) = B_k \cos [2\pi f_{zk} t + \alpha_{zk}(t) + \psi_{zk}] \quad k\text{-ty sygnał zakłócający}$$

$$S_c(t) = C \cos [2\pi f_0 t + V(t)] \quad (\text{analogicznie jak (2-2)})$$

sygnał wypadkowy można zapisać w postaci wzoru:

$$S_w(t) = S_u(t) + \sum_{i=1}^n S_{zi}(t) + \sum_{j=1}^m S_{zj}(t) + S_c(t) \quad (2-53)$$

lub bardziej ogólnie:

$$S_w(t) = S_u(t) + \sum_{k=1}^p S_{zk}(t) + S_c(t) \quad (2-54)$$

W punkcie 2.3.1 wykazano, że wskutek wprowadzenia sygnału zakłócającego  $S_z(t)$  wystąpi niepożądana dewiacja fazy, zgodnie ze wzorem (2-16), o wartości:

$$\Phi_z(t) = \frac{B}{A} \sin [2\pi (f_z - f_0) t + \psi_z - \psi_u]$$

Wypadkowa niepożądana dewiacja fazy  $\Phi_w(t)$  równa się sumie dewiacji fazy od pojedynczych sygnałów zakłócających:

$$\Phi_w(t) = \sum_{k=1}^p \Phi_{zk}(t) + \Phi_c(t) \quad (2-55)$$

Całkowita dewiacja fazy od sygnałów: użytecznego i sygnałów zakłócających jest równa:

$$\Phi(t) = \Phi_u(t) + \sum_{k=1}^p \Phi_{zk}(t) + \Phi_c(t) \quad (2-56)$$

Występujące we wzorze (2-56) składowe nie są skorelowane ze sobą. Stąd można przyjąć, że wypadkowe widmo mocy równa się sumie widm mocy składowych:

$$W_\Phi(f) = W_{S_u}(f) + \sum_{k=1}^p W_{S_{zk}}(f) + W_{S_c}(f) \quad (2-57)$$

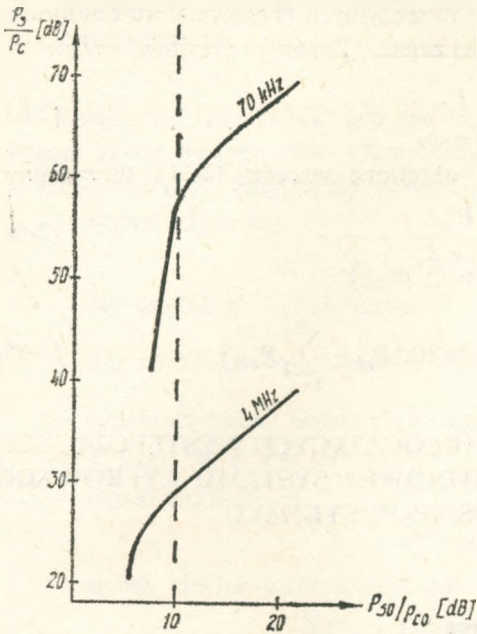
Na podstawie zależności (2-57) dla obliczenia zakłóceń interferencyjnych pochodzących od kilku źródeł zakłócających, wystarczy obliczyć zakłócenia, będące wynikiem działania każdego z tych źródeł niezależnie od pozostałych, a otrzymane wyniki zsumować. Ten sposób postępowania jest szczególnie dogodny dla przypadku obliczeń zakłóceń interferencyjnych w sieci linii radiowych, ponieważ pozwala na wyznaczenie źródeł, od których zakłócenia przekraczają wartość dopuszczalną i na podjęcie odpowiedniego działania, w wyniku którego zakłócenia te ulegną zmniejszeniu.

Moc globalna zakłóceń, pochodzących ze wszystkich źródeł zakłócających, zgodnie ze wzorem (2-57) wyrazi się następująco:

$$P_{zG} = \sum_{k=1}^p P_{zk} \quad (2-58)$$

## 2.5. Wpływ zakłóceń interferencyjnych na próg odbioru systemu

Jak już wspomniano w punkcie 2.2, liniowa zależność stosunku mocy sygnału użytecznego do mocy szumów w kanale telefonicznym od stosunku mocy sygnału użytecznego do mocy szumów na wejściu odbiornika jest spełniana do określonej mocy minimalnej, przy której występuje tzw. próg odbioru. Zależność tę dla dwóch częstotliwości pasma podstawowego (70 kHz i 4 MHz) zilustrowano na rys. 11.



Rys. 11. Próg działania odbiornika systemu FDM/FM przy braku zakłóceń

Moc minimalna odpowiada mocy, przy której jeszcze pracuje prawidłowo ogranicznik amplitudy w odbiorniku. W teorii systemów o modulacji częstotliwości przyjmuje się, że dla właściwej pracy ogranicznika moc sygnału powinna być 10 razy większa od mocy szumów:

$$P_{s0 \min} \geq 10P_{c0} \quad (2-59)$$

Odpowiadające wymienionemu warunkowi napięcie sygnału użytecznego wyraża się wzorem:

$$U_{s0 \min} \geq \sqrt{10} U_{s0} \quad (2-60)$$

W przypadku wystąpienia zakłóceń interferencyjnych, dla spełnienia warunku pracy ogranicznika (jak wyżej), moc  $P_{s0 \min}$  powinna ulec zwiększeniu według wzoru:

$$P_{s0 \min} \geq 10 \left( P_{c0} + \sum_{k=1}^p P_{z0k} \right) \quad (2-61)$$

natomiast

$$U_{s0 \min} = \sum_{k=1}^p U_{z0k} \geq \sqrt{10} U_{c0} \quad (2-62)$$

W niniejszych rozważaniach przyjęto, że wielkość  $P_{s0 \min}$  zależy od mocy sygnałów zakłócających na wejściu odbiornika, natomiast nie zależy od rodzaju sygnału, ani od przepustowości systemu zakłócającego (co jest słuszne przy spełnieniu warunku właściwej pracy ogranicznika).

Zmiana na skutek wpływu zakłóceń interferencyjnych progu odbioru odbiornika typu FDM/FM spowoduje zmianę wielkości zapasu. Zapas ( $\varepsilon$ ) przyjmie postać:

$$\varepsilon = \frac{P_{s0}}{P_{s0 \min}} \quad (2-63)$$

Wstawiając do wzoru (2-63)  $P_{s0 \min}$ , określone wzorem (2-61), otrzymamy:

$$\varepsilon = \frac{P_{s0}}{10(P_{c0} + \sum_{k=1}^p P_{z0k})} \quad (2-64)$$

$$\varepsilon \text{ [dB]} = P_{s0} \text{ [dBm]} - 10 \lg 10 \left( P_{c0} + \sum_{k=1}^p P_{z0k} \right) \quad (2-65)$$

### 3. ANALIZA WPŁYWU SYGNAŁÓW ZAKŁÓCAJĄCYCH WYSTĘPUJĄCYCH NA WEJŚCIU ODBIORNIKA LINII RADIOWEJ SYSTEMU CYFROWEGO PCM/PSK NA TRANSMISJĘ SYGNAŁU

#### 3.1. Model badanego systemu transmisyjnego

W niniejszym rozdziale zostanie określony wpływ sygnałów zakłócających występujących na wejściu odbiornika linii radiowej systemu cyfrowego PCM/PSK, na transmisję sygnału.

Przeprowadzona analiza wykazała, że zakłócenia interferencyjne nie wpływają na jakość sygnału w normalnych warunkach odbioru, natomiast wpływają one na próg odbioru odbiornika. Zostanie także podany sposób wyznaczania wpływu pojedynczego sygnału zakłócającego i wielu sygnałów zakłócających na wielkość minimalnej mocy sygnału na wejściu odbiornika, przy której występuje próg odbioru.

Do rozważań przyjęto model systemu transmisyjnego przedstawiony na rys. 1 w punkcie 2.1 z tą tylko różnicą, że zamiast systemu zakłócającego FDM/FM podstawiono system PCM/PSK. System zakłócany składa się z części nadawczej (układ kształtowania impulsów, modulator, nadajnik, filtr nadawczy), tłumika reprezentującego tłumienność toru pomiędzy filtrem nadawczym i odbiorczym, układu sumującego i części odbiorczej (filtr odbiorczy, demodulator koherentny, filtr dolnoprzepustowy, układ decyzyjny). Systemy zakłócające są takie same, jak w przypadku modelu omówionego w punkcie 2.1.

System użyteczny i systemy zakłócające łączą się ze sobą poprzez układ sumujący znajdujący się przed filtrem odbiorczym. Do układu tego doprowadzane są również szumy będące wynikiem transmisji sygnału w torze badanym.

W celu uproszczenia analizy zakłada się, że rozważany model transmisyjny spełnia takie same założenia, jak model przedstawiony w punkcie 2.1, a system użyteczny jest systemem o 2- lub 4-poziomowej modulacji fazy (PSK 2 lub PSK 4).

### 3.2. Sygnał użyteczny w obecności szumów ciepłych i pojedynczego sygnału zakłócającego

Rozpatrzmy przypadek, gdy na wejściu układu sumującego (rys. 1) wystąpi: sygnał użyteczny typu PSK, szumy ciepłe typu gausowskiego i sygnał zakłócający o modulacji fazy. Przyjmijmy następujący zapis analityczny sygnałów:

– sygnał użyteczny

$$S_u(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \theta) \quad (3-1)$$

– dla modulacji 2-poziomowej  $\theta$  przyjmuje wartości  $0, \pi$ ;

– dla modulacji 4-poziomowej  $\theta$  przyjmuje wartości  $0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3}{2}\pi$ ;

– sygnał użyteczny składa się z ciągu impulsów o modulacji fazy, o czasie trwania  $T$ , stąd:  $Nt \leq t \leq (N+1)T$ ;

– sygnał zakłócający

$$S_z(t) = B \cos(2\pi f_z t + \theta_z(t)) \quad (3-2)$$

– szumy ciepłe (analogicznie jak (2-2))

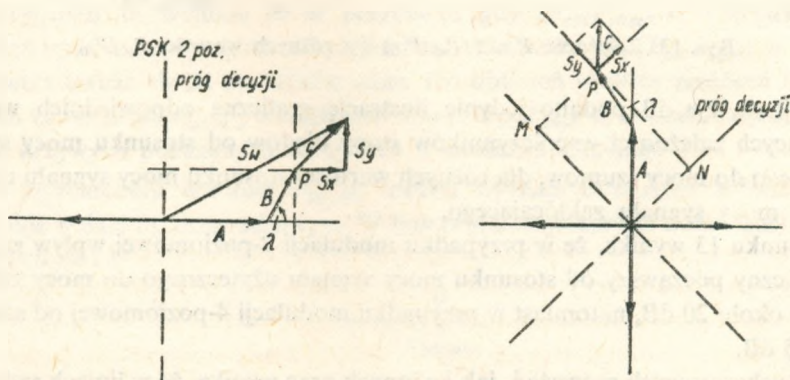
$$S_c(t) = C(t) \cos(2\pi f_0 t + V(t))$$

Sygnał wypadkowy będzie równy:

$$S_w(t) = S_u(t) + S_z(t) + S_c(t) \quad (3-3)$$

$$Nt \leq t \leq (N+1)T$$

Wykresy wektorowe sygnałów na wyjściu układu sumującego przedstawiono na rys. 12. W przypadku modulacji 2-poziomowej różnica faz pomiędzy sygnałami użytecznymi wynosi  $\pi$ , a przy modulacji 4-poziomowej  $-\frac{\pi}{2}$ . Sygnał zakłócający i szumy dodając się do sygnału użytecznego powodują zmianę fazy i amplitudy



Rys. 12. Wykresy wektorowe sygnałów w odbiorniku systemu PSK 2- i 4-poziomowego przy jednym sygnale zakłócającym



sygnału wypadkowego. Błąd wystąpi wówczas, gdy koniec wektora  $S_w$  przekroczy próg decyzji. Przyjmując, że dla danych  $S_u$  i  $S_z$  początek wektora szumów leży w punkcie  $P$  (rys. 12), to prawdopodobieństwo, że koniec wektora szumów gausowskich przekroczy próg decyzji można wyrazić wzorem (dla przypadku 2-poziomowej modulacji fazy):

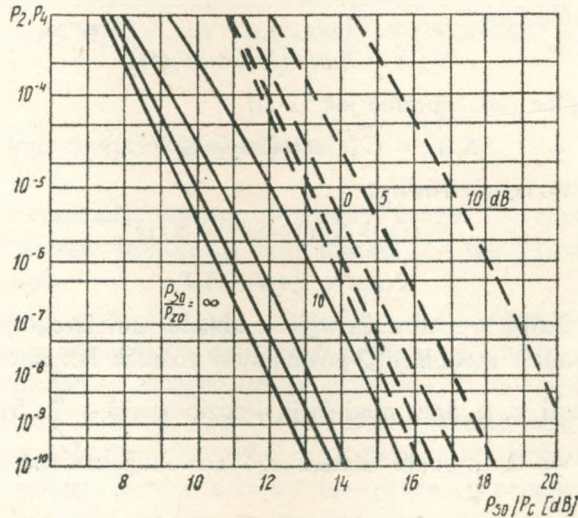
$$P_z(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \int_{-\infty}^{-(A+B \cos \lambda)} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} dt \quad (3-4)$$

gdzie:

$$\lambda = 2\pi(f_z - f_0)t + \theta_z(t) - \theta$$

$\sigma^2$  – wariancja szumów cieplnych

Współczynnik stopy błędów dla systemów użytecznego i zakłócającego o 2- i 4-poziomowej modulacji można wyznaczyć w sposób analityczny [2.1, 6.4]. W niniejszej



Rys. 13. Zależność  $P = f(P_{s0}/P_{c0})$  dla różnych wartości  $P_{s0}/P_{z0}$

publikacji na rys. 13 podano jedynie ilustrację graficzną odpowiednich wzorów, określających zależności współczynników stopy błędów od stosunku mocy sygnału użytecznego do mocy szumów, dla różnych wartości stosunku mocy sygnału użytecznego do mocy sygnału zakłócającego.

Z rysunku 13 wynika, że w przypadku modulacji 2-poziomowej wpływ zakłóceń jest widoczny począwszy od stosunku mocy sygnału użytecznego do mocy zakłóceń równego około 20 dB, natomiast w przypadku modulacji 4-poziomowej od stosunku około 25 dB.

Z dotychczasowych rozważań, jak i z innych prac wynika, że w liniach radiowych cyfrowych błędy są powodowane wartościami szczytowymi szumów gausowskich

występujących na wejściu układu decyzyjnego. Same sygnały zakłócające, przy założeniu, że mają one poziom nie wystarczający do zadziałania układu decyzyjnego, nie powodują powstawania błędów. Wpływają one natomiast na zwiększenie prawdopodobieństwa, że szumy ciepłe spowodują powstawanie błędów.

W związku z powyższym można przyjąć, że dla powstania błędu w systemie cyfrowym typu PSK nie jest istotna charakterystyka widmowa sygnału zakłócającego, lecz decyduje wielkość amplitudy tego sygnału. Stąd, niezależnie od tego czy sygnał zakłócający będzie tego samego typu, co sygnał użyteczny, tj. cyfrowy (PSK), czy też będzie to sygnał analogowy (FDM/FM), dla obliczenia wpływu tego sygnału wystarczy określić jego moc na wejściu odbiornika. Aby powyższe twierdzenie było słuszne moc zakłóceń interferencyjnych nie powinna przekroczyć mocy szumów cieplnych. Badania wykazały, że w tym przypadku można przyjmować zamiast danego zakłócenia szum gausowski o mocy równoważnej sygnałowi zakłócającemu [2.4].

Wpływ sygnału zakłócającego można wyeliminować powiększając stosunek mocy sygnału użytecznego do szumów. Na przykład dla przypadku systemów PSK z 4-poziomową modulacją fazy – rys. 13 dla otrzymania współczynnika stopy błędów  $P_4 = 10^{-6}$  przy braku zakłóceń ( $P_{s0}/P_{z0} = \infty$ ) stosunek mocy sygnału użytecznego do szumów wynosi  $P_{s0}/P_{c0} = 13,8$  dB, natomiast gdy występuje sygnał zakłócający  $P_{s0}/P_{z0} = 20$  dB – można otrzymać tę samą wartość współczynnika stopy błędów co poprzednio, ale należy zwiększyć  $P_{s0}/P_{c0}$  do 15,6 dB.

Dla danego odbiornika, znanych wartości mocy szumów i mocy sygnału zakłócającego występuje określona moc wejściowa minimalna sygnału użytecznego  $P_{s0 \min}$ , przy której współczynnik stopy błędów osiąga określoną wartość (np.  $10^{-6}$ ).

Na rysunku 14 pokazano zależności  $P_{s0 \min}/P_{c0} = f(P_{z0}/P_{s0})$  dla systemów PSK z 2- i 4-poziomową modulacją fazy (wg [2, 4, rys. 2]). Zależność ta otrzymana została w sposób doświadczalny dla systemów eksperymentalnych; badano wpływ pojedynczego sygnału zakłócającego o tej samej częstotliwości nośnej, co sygnał użyteczny.

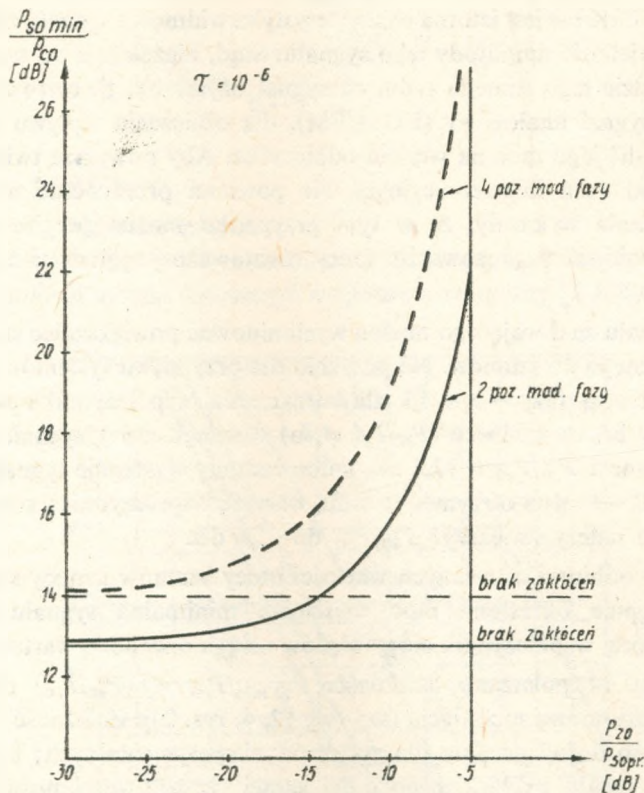
Z rysunku 14 wynika, że w przypadku gdy  $(P_{z0}/P_{s0pr}) < -30$  [dB] wpływ zakłóceń interferencyjnych może być pominięty, natomiast gdy  $(P_{z0}/P_{s0pr}) > -5$  [dB], zakłócenia uważa się za niedopuszczalne. Do obliczeń wpływu zakłóceń interferencyjnych na wielkość  $P_{s0 \min}$  w obszarze  $-30 \leq P_{z0}/P_{s0pr} \leq -5$  celowe jest przedstawienie krzywych pokazanych na rys. 14 w postaci funkcyjnej.

Po wyznaczeniu wartości  $P_{s0 \min}$  można wyznaczyć wartość zapasu –  $\varepsilon$  jaki występuje w danym torze radiowym. W tym celu korzystamy ze wzoru analogicznego do wzoru (2-13)

$$\varepsilon = \frac{P_{s0}}{P_{s0 \min}} \quad (3-5)$$

$$\varepsilon \text{ [dB]} = P_{s0} \text{ [dB]} - P_{s0 \min} \text{ [dB]} \quad (3-6)$$

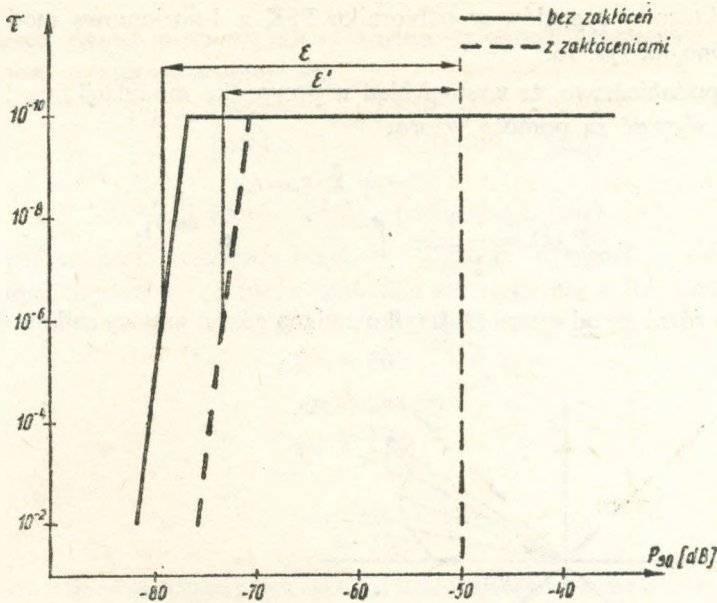
Ze względu na to, że przy braku zakłóceń zapas  $\varepsilon$  wynosi około 30 dB (patrz rys. 15), w normalnych warunkach odbioru (przy niewystępowaniu zaniku w torze badanym), zakłócenia interferencyjne nie mają wpływu na wartość współczynnika stopy błędów. Dopiero w wyniku zmniejszenia mocy sygnału użytecznego wystąpi



Rys. 14. Zależność  $P_{s0\min}/P_{c0} = f(P_{z0}/P_{sopr})$ , dla  $\tau = 10^{-6}$  (const), zakłócenia współnakanalowe – na podstawie 2.5, rys. 2 system eksperymentalny, 1 sygnał zakłócający

wpływ zakłóceń interferencyjnych. Zależność współczynnika stopy błędów dla systemu typu PCM/PSK w funkcji mocy sygnału użytecznego na wejściu odbiornika, dla przypadku braku zakłóceń i przy ich występowaniu, zilustrowano na rys. 15. Jak wynika z rysunku zmniejszenie zapasu powoduje zwiększenie procentu czasu, w którym łączność jest przerywana.

Wartość sygnału zakłócającego na wyjściu filtra odbiorczego toru użytecznego jest funkcją widma energetycznego sygnału zakłócającego, odstępu częstotliwości nośnych sygnału użytecznego i zakłócającego, charakterystyk filtrów: nadawczego systemu zakłócającego i odbiorczego systemu użytecznego oraz tłumienności przeników z toru zakłócającego do toru użytecznego.

Rys. 15. Zależność  $\tau = f(P_{z0})$  dla systemów typu PCM/PSK

Dla danego systemu zakłócającego i użytecznego można wyznaczyć zależność  $P_{z0} = f(\Delta f)$ . W oparciu o tę zależność moc na wejściu odbiornika systemu użytecznego będzie równa:

$$P_{z0} [\text{dB}] = P'_{z0} [\text{dB}] + K(\Delta f) [\text{dB}] \quad (3-7)$$

gdzie:  $P'_{z0}$  – moc średnia sygnału zakłócającego na wejściu odbiornika toru użytecznego bez uwzględnienia charakterystyk filtrów

$K(\Delta f)$  – współczynnik określający w funkcji odstępu częstotliwości  $\Delta f$  wpływ filtrów na transmisję sygnału.

Wzór (3-7) może być praktycznie stosowany przez projektantów do obliczeń mocy sygnału zakłócającego na wejściu danego odbiornika systemu użytecznego.

### 3.3. Sygnał użyteczny w obecności szumów cieplnych i wielu sygnałów zakłócających

W przypadku gdy na wejściu układu sumującego (rys. 1) wystąpi  $n$  sygnałów zakłócających, a każdy z nich przedstawimy za pomocą wzoru:

$$S_{zp}(t) = B_p \cos(2\pi f_{zp} t + \theta_{zp}(t)) \quad (3-8)$$

sygnał wypadkowy  $S_w(t)$  na wyjściu tego układu będzie równy:

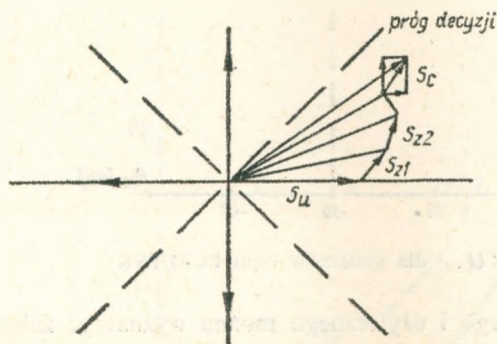
$$S_w(t) = S_u(t) + \sum_{p=1}^n S_{zp}(t) + S_c(t) \quad (3-9)$$

Wykres wektorowy sygnałów w odbiorniku PSK z 4-poziomą modulacją fazy przedstawiono na rys. 16.

Prawdopodobieństwo, że wystąpi błąd w przypadku modulacji fazy 2-poziomowej można wyrazić za pomocą wzoru:

$$P_z(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \int_{-\infty}^{-(A + \sum_{p=1}^n B_p \cos \lambda_p)} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} dt \quad (3-10)$$

Wzór (3-10) różni się od wzoru (3-4) tylko zmianą górnej granicy całkowania.



Rys. 16. Wykres wektorowy sygnałów w odbiorniku systemu PSK 4 poz. przy wielu sygnałach zakłócających

Przyjmując liniowy model odbiornika i mały poziom sygnałów zakłócających, wypadkowy współczynnik stopy błędów będzie równy sumie współczynników stopy błędów, będących wynikiem działania pojedynczych sygnałów. Sposób obliczeń współczynników stopy błędów dla przypadku jednego sygnału zakłócającego przedstawiono w punkcie 3.2.

W przypadku gdy liczba sygnałów zakłócających jest duża oraz poziom sygnałów zakłócających nie przekracza poziomu szumów cieplnych, można – opierając się na pracach [2.1, 2.3] – określić wpływ sygnałów zakłócających, obliczając moc równoważną zakłóceń, a następnie wyznaczyć współczynnik stopy błędów jak dla przypadku jednego sygnału zakłócającego.

Dla wyznaczenia mocy równoważnej pochodzącej od  $n$  sygnałów zakłócających można przyjąć następujący sposób postępowania:

- wyznaczyć wartości mocy poszczególnych sygnałów zakłócających na wyjściu filtra odbiorczego badanego odbiornika; otrzymamy w ten sposób zbiór wartości mocy sygnałów zakłócających:

$$P_{z0,1}; P_{z0,2}; \dots P_{z0,i}; \dots P_{z0,n} \quad (3-11)$$

- wybrać z ww. zbioru sygnał zakłócający o mocy maksymalnej; sygnał ten oznaczyć  $P_{z0 \max}$ ,

— przyporządkowując temu sygnałowi wartość 1, określić poziomy sygnałów zakłócających względem poziomu  $P_{z0 \max}$

$$\begin{aligned} P_{z0,1w} [\text{dB}] &= P_{z0 \max} [\text{dB}] - P_{z0,1} [\text{dB}] \\ P_{z0,2w} [\text{dB}] &= P_{z0 \max} [\text{dB}] - P_{z0,2} [\text{dB}] \\ &\dots \dots \dots \\ P_{z0,nw} [\text{dB}] &= P_{z0 \max} [\text{dB}] - P_{z0,n} [\text{dB}] \end{aligned} \quad (3-12)$$

— wyznaczyć wartość amplitudy względnej każdego z sygnałów zakłócających, określonych we wzorze (3-10); w tym celu skorzystajmy z zależności:

$$\begin{aligned} A_{z0,1} &= 10^{\frac{P_{z0,1w}}{20}} \\ A_{z0,2} &= 10^{\frac{P_{z0,2w}}{20}} \\ &\dots \dots \dots \\ A_{z0,n} &= 10^{\frac{P_{z0,nw}}{20}} \end{aligned} \quad (3-13)$$

— amplitudę względną wypadkową sygnału zakłócającego można określić ze wzoru:

$$A_w = 1 + \sum_{i=1}^n A_{z0,i} \quad (3-14)$$

— moc równoważna, odpowiadająca wypadkowej mocy sygnałów zakłócających, jest równa:

$$P_{zr} = P_{z0 \max} + 20 \lg A_w \quad (3-15)$$

Dalszy sposób postępowania jest identyczny, jak w przypadku jednego sygnału zakłócającego. Dla danej mocy równoważnej  $P_{zr}$  wyznacza się  $P_{z0 \min}$ , a następnie zapas  $\epsilon$ .

#### 4. WYZNACZENIE MOCY SYGNAŁU UŻYTECZNEGO I ZAKŁÓCAJĄCEGO NA WEJŚCIU ODBIORNIKA

##### 4.1. Zagadnienia wstępne

W rozdziałach poprzednich (drugim i trzecim) wykazano, że dla wyznaczenia wpływu sygnału zakłócającego, występującego na wejściu odbiornika linii radiowej, na jakość transmitowanego sygnału konieczna jest znajomość mocy sygnału użytecznego i sygnału zakłócającego na wejściu badanego odbiornika. W rozdziale niniejszym zostaną podane metody obliczeń tych mocy.

Do obliczeń mocy sygnału użytecznego na wejściu badanego odbiornika linii radiowej wykorzystano ogólnie znaną metodę opartą na diagramie mocy.

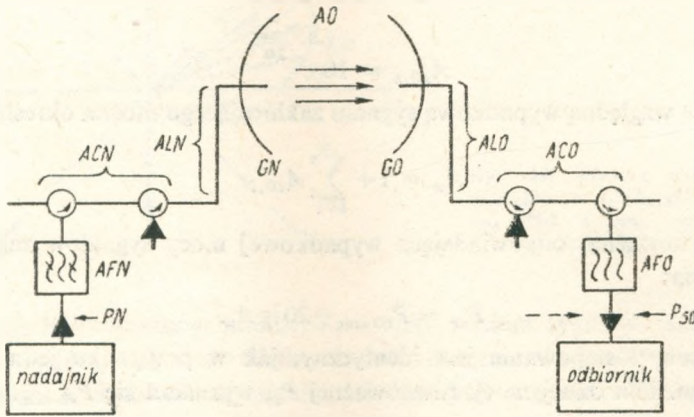
Metoda obliczeń mocy sygnału zakłócającego nie była dotychczas publikowana. W niniejszej pracy proponuje się wykorzystanie do tego celu metod stosowanych dotychczas w teletransmisji przewodowej do obliczeń przeników z jednego toru

do drugiego. W tym celu wprowadzono pojęcie tzw. czwórnika przenikowego toru radiowego, co umożliwiło wyznaczanie w prosty sposób tłumienności przeników, a następnie – mocy sygnału zakłócającego na wejściu danego odbiornika.

#### 4.2. Metoda obliczeń mocy sygnału użytecznego

Metoda obliczeń mocy sygnału użytecznego na wejściu odbiornika linii radiowej była wielokrotnie publikowana, np. w [5.1, 5.2, 5.4, 6.1, 6.2]. W związku z tym w niniejszej pracy zostanie ona przedstawiona tylko w sposób najbardziej ogólny.

Rozpatrzmy przedstawiony na rys. 17 schemat przebiegu sygnału w linii radiowej jednoducinkowej. Z wyjścia nadajnika, przez pasmowy filtr nadawczy, cyrkulatory i linię antenową (kabel koncentryczny lub falowód), sygnał użyteczny dochodzi



Rys. 17. Schemat przebiegów sygnału w linii radiowej jednoducinkowej

do kierunkowej anteny nadawczej, skąd wypromieniowany jest w kierunku stacji odbiorczej. Z kierunkowej anteny odbiorczej sygnał doprowadzany jest na wejście odbiornika przez linię antenową, zespół cyrkulatorów i pasmowy filtr odbiornika. Każdy z przedstawionych na rys. 17 elementów wprowadza odpowiednie zmniejszenie lub zwiększenie mocy sygnału użytecznego.

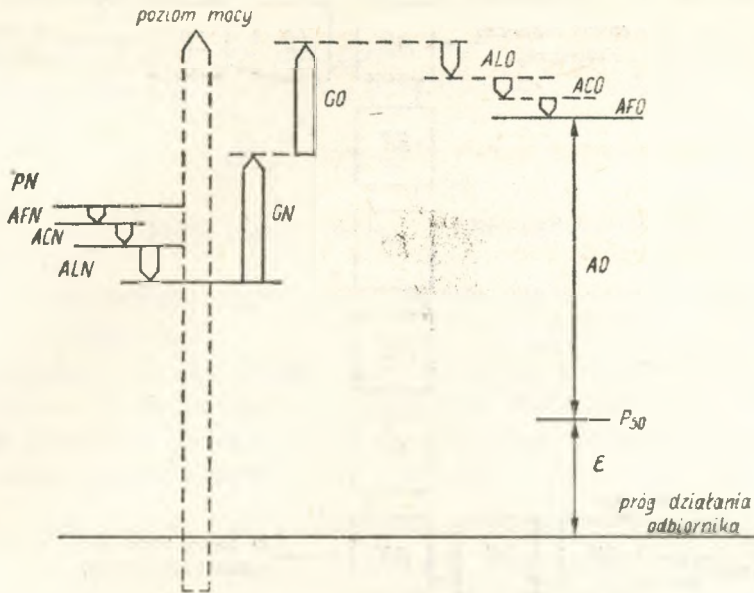
Ilustrację przebiegu sygnału w linii radiowej jednoducinkowej stanowi diagram mocy, przedstawiony na rys. 18. Opierając się na diagramie mocy można wyrazić moc sygnału użytecznego na wejściu odbiornika za pomocą następujących wzorów:

$$P_{s0} [\text{dBm}] = PN_B [\text{dBm}] - AFN_B [\text{dB}] - AT_B [\text{dB}] - AFO_B [\text{dB}] \quad (4-1)$$

$$AT_B [\text{dB}] = ACN_B [\text{dB}] + ALN_B [\text{dB}] - GN_B [\text{dB}] - GO_B [\text{dB}] + ALO_B [\text{dB}] + ACO_B [\text{dB}] + ACO_B [\text{dB}] \quad (4-2)$$

$$AO_B [\text{dB}] = 92,5 + 20 \log_{10} ODL_B [\text{km}] + 20 \log_{10} FN [\text{GHz}] \quad (4-3)$$

Poszczególne oznaczenia we wzorach (4-1) i (4-2) zostały zobrazowane na rys. 17. Indeks *B* oznacza, że dany symbol odnosi się do linii radiowej badanej (w odróżnieniu



Rys. 18. Diagram mocy w linii radiowej przedstawionej na rys. 4-1

od indeksu  $Z$  odnoszącego się do linii radiowej zakłócającej). Użyte we wzorze (4-3) symbole oznaczają:

- $AO$  – tłumienność toru radiowego pomiędzy antenami nadawczą i odbiorczą [dB] – przy założeniu propagacji w wolnej przestrzeni,
- $ODL$  – odległość pomiędzy stacjami nadawczą i odbiorczą [km],
- $FN$  – częstotliwość fali nośnej sygnału [GHz].

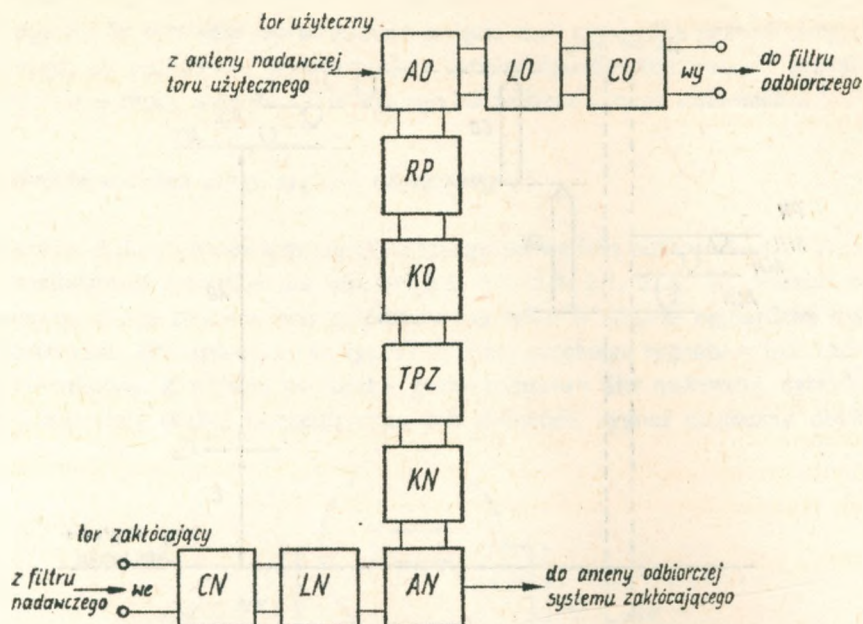
### 4.3. Metoda obliczeń mocy sygnału zakłócającego

#### 4.3.1. Czwórnik przenikowy torów radiowych

Zjawisko przenikania energii z jednego toru do drugiego nosi nazwę w teletransmisji przewodowej przenik torowego. W publikowanej pracy adaptowano podstawowe pojęcia z teorii przeników stosowane w pracy [5.3] do obliczania przechodzenia energii w torach radiowych.

Dla obliczenia wielkości sygnałów zakłócających, dochodzących na wejście odbiornika, wygodnie będzie wprowadzić pojęcie czwórnika przenikowego toru radiowego. Końcówkami pierwotnymi tego czwórnika będą końcówki, do których dołączono filtr nadawczy linii radiowej zakłócającej, a końcówkami wtórnymi będą końcówki, do których dołączono filtr odbiorczy linii zakłócającej. Dla przypadku obliczeń zakłóceń interferencyjnych wspólnokanałowych interesują nas te czwórniki





Rys. 19. Schemat czwornika przenikowego torów radiowych

*CN, CO* — cyrkulator nadawczy, odbiorczy, *LN, LO* — linia zasilająca antenę nadawczą, odbiorczą, *AN, AO* — antena nadawcza, odbiorcza, *TPZ* — tłumienie sygnału pomiędzy antenami toru użytecznego, torów zakłócających, *KN, KO* — kierunkowość anteny nadawczej, odbiorczej, *RP* — tłumienie wynikająca z ewentualnych różnych polaryzacji anten: nadawczej systemu 2 i odbiorczej systemu 1

przenikowe, na wejściu których znajdują się nadajniki pracujące na tej samej częstotliwości co dany odbiornik. Zasadniczy schemat czwornika przenikowego torów radiowych przedstawiono na rys. 19. W skład tego czwornika wchodzi następujące elementy:

- cyrkulator nadawczy, linia antenowa nadawcza i antena nadawcza toru zakłócającego,
- antena odbiorcza, linia antenowa odbiorcza i cyrkulator odbiorczy toru zakłócanego,
- element odpowiadający kierunkowości anteny nadawczej,
- element odpowiadający tłumieniu toru pomiędzy antenami: nadawczą toru zakłócającego i odbiorczą toru zakłócanego,
- element odpowiadający tłumieniu różnicy polaryzacji anten: nadawczej i odbiorczej.

Cechą charakterystyczną rozważanego czwornika przenikowego toru radiowego jest to, że jest on czwornikiem mieszanym, składającym się z elementów biernych i czynnych. Rolę elementów czynnych spełniają anteny nadawcze i odbiorcze o kierunkowych charakterystykach promieniowania, w wyniku czego następuje koncentracja energii w kierunku promieniowania głównego. Koncentracja ta może osiągnąć wartość 30–40 dB, w stosunku do wartości, jaka wystąpiłaby dla przypadku źródła izotropowego (tj. o dookólnej charakterystyce promieniowania).

#### 4.3.2. Tłumienność przenikowa

Miarą charakteryzującą czwórnik przenikowy toru radiowego niech będzie tłumienność przenikowa falowa –  $AP_{ZB}$ , wyrażająca się zależnością:

$$AP_{ZB} = 10 \lg \frac{P_{NZ}}{P_{01}} \Big|_{P_{N1=0}} \quad (4-4)$$

gdzie:  $P_{NZ}$  – moc skuteczna sygnału na wyjściu filtra nadawczego toru zakłócającego,

$P_{01}$  – moc skuteczna sygnału na wejściu filtra odbiorczego toru użytecznego (zakłócanego).

Dla przypadku czwornika przenikowego przedstawionego na rys. 19 ze względu na dopasowanie falowe pomiędzy poszczególnymi elementami tego czwornika tłumienność przenikową falową –  $AP_{ZB}$  można przedstawić jako sumę tłumienności falowych poszczególnych elementów tego czwornika:

$$\begin{aligned} AP_{ZB} \text{ [dB]} = & ACN_Z \text{ [dB]} + ALN_Z \text{ [dB]} - GN_Z \text{ [dB]} + KN_{ZB} \text{ [dB]} + \\ & + TPZ_{ZB} \text{ [dB]} + KO_{ZB} \text{ [dB]} + RP_{ZB} \text{ [dB]} - GO_B \text{ [dB]} + \\ & + ALO_B \text{ [dB]} + ACO_B \text{ [dB]} \end{aligned} \quad (4-5)$$

gdzie:  $ACN_Z, ALN_Z$  – tłumienności cyrkulatora i linii antenowej, znajdujących się w części nadawczej toru zakłócającego, wyrażone w dB,

$GN_Z$  – zysk anteny nadawczej toru zakłócającego, wyrażony w dB,

$GO_B$  – zysk anteny odbiorczej toru badanego, wyrażony w dB,

$KN_{ZB}$  – kierunkowość anteny nadawczej toru zakłócającego względem anteny odbiorczej toru badanego, wyrażona w dB,

$KO_{BZ}$  – kierunkowość anteny odbiorczej toru badanego, względem anteny odbiorczej toru zakłócającego, wyrażona w dB,

$RP_{ZB}$  – tłumienność różnicy polaryzacji anteny odbiorczej toru badanego względem anteny nadawczej toru zakłócającego, wyrażona w dB,

$TPZ_{ZB}$  – tłumienność sygnału pomiędzy antenami – nadawczą toru zakłócającego i odbiorczą toru zakłócanego, tzw. tłumienność międzyantenowa przenikowa, wyrażona w dB,

$ACO_B, ALO_B$  – tłumienność cyrkulatora i linii antenowej, znajdujących się w części odbiorczej toru badanego, wyrażone w dB.

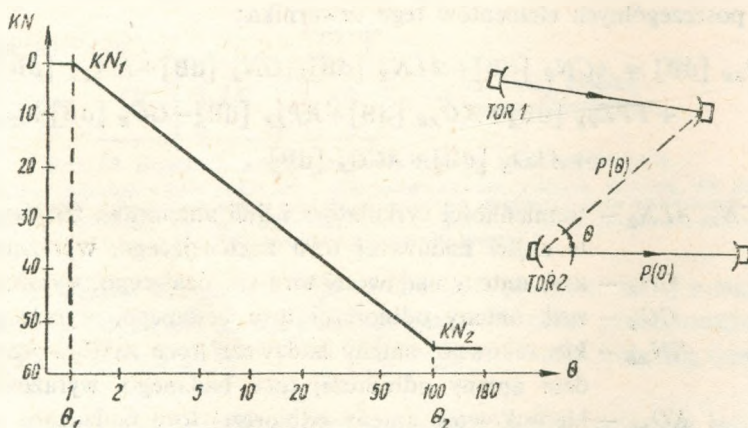
Występujące we wzorze (4-5) wielkości:  $ACN_Z, ALN_Z, GN_Z, GO_B, ACO_B, ALO_B$  są zależne od parametrów zastosowanych systemów linii radiowych i konkretnego projektu linii. W niniejszych rozważaniach zostały one przyjęte jako wielkości znane. Pozostałe wielkości, a mianowicie:  $KN_{ZB}, KO_{BZ}, RP_{ZB}, TPZ_{ZB}$  są zależne od lokalizacji stacji i konfiguracji torów radiowych. Wpływają one w decydujący sposób na wielkość przeniku z jednego toru radiowego na drugi.

## 4.3.3. Kierunkowość anteny

Pojęcie kierunkowości anteny wprowadzono w niniejszych rozważaniach w celu określenia wielkości sygnału promieniowanego przez daną antenę w określonym kierunku, wynikającym z konfiguracji sieci linii radiowych. Miarą kierunkowości anteny jest stosunek mocy sygnału promieniowanego w kierunku promieniowania głównego do mocy promieniowanej w danym kierunku, przesuniętym o kąt  $\theta$  od osi anteny.

$$KN(\theta) = 10 \lg \frac{P(0)}{P(\theta)} \quad (4-6)$$

Kierunkowość anteny dla danego kąta  $\theta$  jest zależna od parametrów tej anteny. Typową charakterystykę kierunkowości anteny stosowanej w torach radiowych przedstawiono na rys. 20. Kierunkowość anteny nadawczej  $KN_{ZB}$  określa wielkość



Rys. 20. Charakterystyka kierunkowości anteny – typ CM 467

mocy promieniowanej przez antenę nadawczą toru radiowego zakłócającego w kierunku anteny odbiorczej znajdującej się w torze radiowym badanym. Kierunkowość anteny odbiorczej  $KO_{BZ}$  określa wielkość mocy odbieranej przez antenę odbiorczą toru radiowego badanego z kierunku anteny nadawczej znajdującej się w torze radiowym zakłócającym.

Przy założeniu charakterystyki kierunkowości anteny przedstawionej na rys. 20 kierunkowość tej anteny można wyrazić za pomocą następujących zależności [6.4]:

$$\text{dla } 0 \leq \theta < 1^\circ \quad KN = 0 \quad (4-7)$$

$$\text{dla } 1^\circ \leq \theta \leq 100^\circ \quad KN = WK \cdot \lg \theta \quad (4-8)$$

$$WK = \frac{KN_2}{\lg \theta_2} \quad (4-9)$$

$$\text{dla } 100^\circ < \theta \leq 180^\circ \quad KN = 55 \text{ [dB]} \quad (4-10)$$

Uogólniając wzory (4-7) do (4-10), otrzymamy następujące zależności charakteryzujące kierunkowość danej anteny nadawczej lub odbiorczej  $KA [I]$ :

$$KA [I] = 0 \quad \text{dla } 0^\circ \leq \theta < \theta_{gr1} \quad (4-11)$$

$$KA [I] = WK [I] \cdot \log_{10} \theta \quad \text{dla } \theta_{gr1} \leq \theta \leq \theta_{gr2} \quad (4-12)$$

$$KA [I] = ST [I] \quad \text{dla } \theta_{gr2} < \theta \leq 180^\circ \quad (4-13)$$

Wzory (4-11), (4-12) i (4-13) w sposób uproszczony, ale wystarczający do obliczeń, charakteryzują typowe anteny paraboliczne stosowane w sieciach linii radiowych.

#### 4.3.4. Tłumienność międzyantenowa przenikowa

Przy projektowaniu torów radiowych prostych wprowadzono pojęcie tłumienności międzyantenowej toru [5.3]. Jest to tłumienność toru radiowego zawartego pomiędzy antenami nadawczą i odbiorczą. Tłumienność ta składa się z 3 części:

- tłumienności stałej podstawowej, wynikającej z tłumienności wolnej przestrzeni,
- tłumienności stałej dodatkowej, wyrażającej wpływ obiektów znajdujących się w przestrzeni międzyantenowej i wpływ atmosfery,
- tłumienności zmiennej będącej wynikiem zaników fali.

Analogicznie do pojęcia tłumienności międzyantenowej toru prostego wprowadzono w niniejszej pracy pojęcie tłumienności międzyantenowej. Jest to tłumienność toru radiowego, zawartego pomiędzy anteną nadawczą toru zakłócającego a anteną odbiorczą toru zakłócanego. Charakter tej tłumienności jest analogiczny do charakteru tłumienności toru prostego, tzn. składa się ona z wymienionych trzech części składowych.

W odróżnieniu od toru prostego, dla którego tłumienność stała dodatkowa jest zazwyczaj bardzo mała (przy braku przeszkód w obszarze pierwszej strefy *Fresnela*), w przypadku czwórnika przenikowego tłumienność dodatkowa może osiągnąć wartość nawet kilkudziesięciu decybeli. Wynika to z istnienia zazwyczaj przeszkód w obszarze pomiędzy anteną nadawczą toru zakłócającego i odbiorczą toru zakłócanego, wchodzących nie tylko w obszar pierwszej strefy *Fresnela*, lecz także przesłaniających antenę odbiorczą.

W pracy przyjęto, że tłumienność międzyantenowa przenikowa równa się tłumienności stałej podstawowej, tj. tłumienności sygnału w wolnej przestrzeni. Założenie takie jest słuszne dla modelu tzw. ziemi gładkiej, tj. powierzchni kuli, na której nie występują pofałdowania terenu, a anteny linii radiowych są umieszczone na takiej wysokości, że występuje bezpośrednia widoczność pomiędzy nimi.

Przyjęcie do obliczeń modelu ziemi gładkiej w znakomity sposób upraszcza obliczenia, tym niemniej powoduje, że wyniki obliczeń tłumienności międzyantenowej przenikowej wykonane tą metodą mogą różnić się w zasadniczy sposób od wartości rzeczywistych. Zaletą tego modelu jest to, że wyniki obliczone będą nie większe od wyników rzeczywistych, a tym samym efekt zakłóceń interferencyjnych nie będzie mniejszy od efektu rzeczywistego. Wystarczy wobec tego określić minimalną wartość

tłumienności międzyantenowej przenikowej i badać tylko te przypadki, które będą od tej wartości mniejsze. Przypadki te powinny być dalej rozpatrywane w sposób indywidualny, z uwzględnieniem profilu trasy i parametrów stacji.

Tłumienność międzyantenowa przenikowa wyrazi się następującym wzorem [6.1]:

$$TPZ_{ZB} = 92,5 + 20 \log ODL_{ZB} + 20 \lg FN \quad (4-14)$$

gdzie:  $ODL_{ZB}$  – odległość pomiędzy stacjami linii radiowych, wyrażona w km,

$FN$  – częstotliwość fali nośnej sygnału, w GHz,

$TPZ_{ZB}$  – tłumienność międzyantenowa przenikowa, wyrażona w dB.

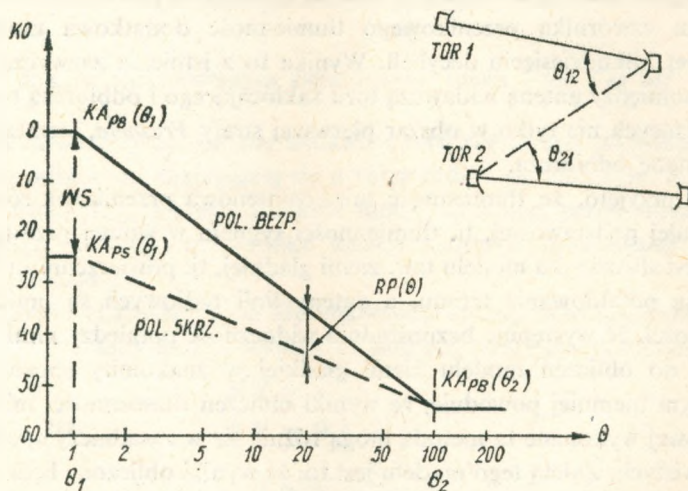
#### 4.3.5. Tłumienność różnicy polaryzacji anten

W torach radiowych stosuje się 2 metody wypromieniowywania sygnału:

- przy zastosowaniu polaryzacji poziomej,
- przy zastosowaniu polaryzacji pionowej.

W przypadku gdy sygnał nadawany jest i odbierany na tej samej polaryzacji, np. poziomej, mówimy o polaryzacji bezpośredniej, natomiast gdy nadawany jest na jednej polaryzacji, a odbierany na drugiej, mówimy o polaryzacjach skrzyżowanych. W zależności od tego, czy mamy do czynienia z polaryzacją bezpośrednią czy też z polaryzacją skrzyżowaną zmienia się charakterystyka kierunkowości anten (rys. 21).

W przypadku polaryzacji skrzyżowanych występuje określone tłumienie sygnału, nazywane w pracy tłumiennością różnicy polaryzacji anten. Tłumienność różnicy polaryzacji anten jest funkcją kąta pomiędzy kierunkami promieniowania głównego anten i zmienia się od około 25 dB, gdy kąt ten jest równy 0, do wartości bliskiej 0, gdy kąt ten przekracza np.  $100^\circ$  (rys. 21).



Rys. 21. Charakterystyki kierunkowości anteny dla polaryzacji bezpośredniej i polaryzacji skrzyżowanej

Przy założeniu charakterystyk kierunkowości anteny dla polaryzacji bezpośredniej i polaryzacji skrzyżowanej, przedstawionych na rys. 21, tłumienność różnicy polaryzacji dla tej anteny można wyrazić wg wzoru:

$$\text{dla } 0^\circ \leq \theta < 1^\circ \quad RP(\theta) = 25 \text{ [dB]} \quad (4-15)$$

$$\text{dla } 1^\circ \leq \theta \leq 100^\circ \quad RP(\theta) = KA_{PS}(\theta) - KA_{PB}(\theta) \quad (4-16)$$

$$KA_{PB}(\theta) = WK \cdot \lg \theta; \quad WK = \frac{KA_{PB}(\theta_2)}{\lg \theta_2} \quad (4-17)$$

$$KA_{PS}(\theta) = WS + WKS \cdot \lg \theta; \quad WKS = \frac{KA_{PS}(\theta_2) - KA_{PS}(\theta_1)}{\lg \theta_2} \quad (4-18)$$

$$\text{dla } 100^\circ < \theta \leq 180^\circ \quad RP = 0 \text{ [dB]} \quad (4-19)$$

W przypadku czwórnikar przenikowego interesuje nas tłumienność różnicy polaryzacji pomiędzy anteną nadawczą toru zakłócającego a anteną odbiorczą toru użytecznego. W przypadku ogólnym występują 2 różne kąty  $\theta$  (rys. 21):

$\theta_{12}$  – kąt pomiędzy kierunkiem promieniowania głównego anteny odbiorczej toru pierwszego, a stacją nadawczą toru drugiego.

$\theta_{21}$  – kąt pomiędzy kierunkiem promieniowania głównego anteny nadawczej toru drugiego, a stacją odbiorczą toru pierwszego.

Biorąc pod uwagę fakt, że tłumienność różnicy polaryzacji w przedziale zmian tej tłumienności (np. od  $1^\circ$  do  $100^\circ$ ) jest tym mniejsza im kąt  $\theta$  jest większy (rys. 21, dla obliczenia zakłóceń interferencyjnych celowe jest przyjęcie kąta  $\theta$ , odpowiadającego większej wartości kątów  $\theta_{12}$  i  $\theta_{21}$ .

Uogólniając wzory (4-15) do (4-19) otrzymamy następujące zależności charakteryzujące tłumienność różnicy polaryzacji RP I, J:

$$\text{dla } 0^\circ \leq \theta < \theta_{gr1} \quad RP[I, J] = STR \text{ [dB]} \quad (4-20)$$

$$\text{dla } \theta_{gr1} \leq \theta \leq \theta_{gr2} \quad RP[I, J] = KA_{PS}(\theta) - KA_{PB}(\theta) \quad (4-21)$$

$$KA_{PB} = WK \cdot \lg \theta \quad (4-22)$$

$$KA_{PS}(\theta) = WS + WKS \cdot \lg \theta \quad (4-23)$$

$$\text{dla } \theta_{gr2} < \theta \leq 180^\circ \quad RP[I, J] = 0 \quad (4-24)$$

#### 4.3.6. Schemat obliczeń tłumienności przeników torów radiowych i mocy sygnału zakłócającego

Opierając się na dotychczasowych rozważaniach, do obliczenia tłumienności przeników torów radiowych w sieci linii radiowych potrzebne są następujące dane:

- lokalizacje stacji linii radiowych, wyrażone za pomocą współrzędnych długości i szerokości geograficznej,
- konfiguracja sieci linii radiowych,
- parametry anten,
- parametry torów falowodowo-antenowych: tłumienności cyrkulatorów i linii zasilających anteny,
- częstotliwość sygnału b.w.cz.

Znając lokalizację stacji linii radiowych i konfigurację sieci torów radiowych można wyznaczyć kąty pomiędzy torem badanym i torami zakłócającymi oraz odległości pomiędzy stacjami. W tym celu należy wyznaczyć odpowiednie azymuty torów.

Zagadnienie obliczania odległości i azymutów na powierzchni ziemi, gdy znane są lokalizacje stacji wyrażone za pomocą współrzędnych geograficznych, jest zazwyczaj rozwiązywane przez wykorzystanie do tego celu wzorów, przyjmujących, że ziemia jest kulą doskonałą. Dokładniejsze wyniki można uzyskać dla modelu, w którym uwzględnia się spłaszczenie ziemi. W niniejszej pracy wykorzystano do obliczeń model drugi, adaptując dla krajowych warunków geograficznych metodę, przedstawioną w poz. [5.2] wykazu literatury.

Moc sygnału zakłócającego na wejściu odbiornika toru badanego można wyznaczyć z wzoru:

$$P_{ZO} [\text{dBm}] = PN_Z [\text{dBm}] - AFN_Z [\text{dB}] - AP_{ZB} [\text{dB}] - AFO_B [\text{dB}] \quad (4-25)$$

gdzie:  $PN_Z$  – moc sygnału na wyjściu nadajnika systemu zakłócającego,

$AFN_Z$  – tłumienność filtra nadawczego systemu zakłócającego,

$AFO_B$  – tłumienność filtra odbiorczego systemu badanego,

$AP_{ZB}$  – tłumienność przeniku z toru zakłócającego do toru badanego.

## 5. METODA OBLICZEŃ ZAKŁÓCEŃ INTERFERENCYJNYCH W SIECI LINII RADIOWYCH PRZY WYKORZYSTANIU ETO

### 5.1. Zagadnienia ogólne

Opierając się na analizie teoretycznej przedstawionej w rozdziałach poprzednich, została opracowana metoda obliczeń zakłóceń interferencyjnych w sieci linii radiowych przy wykorzystaniu do tego celu elektronicznej techniki obliczeniowej.

Opisana niżej metoda charakteryzuje się następującymi cechami:

- istnieje możliwość wykonywania obliczeń zakłóceń interferencyjnych w linii radiowej systemu FDM/FM lub systemu PCM/PSK, pochodzących od linii radiowych z systemami FDM/FM lub PCM/PSK;
- wpływ zakłóceń na transmisję sygnału w linii radiowej systemu FDM/FM określany jest miarą dwuparametrową: wartością mocy zakłóceń w kanale telefonicznym oraz odstępem sygnału użytecznego na wejściu odbiornika w warunkach odbioru normalnego, od progu odbioru w obecności zakłóceń;
- wpływ zakłóceń na transmisję sygnału w linii radiowej systemu PCM/PSK określany jest miarą jednoparametrową – odstępem sygnału użytecznego na wejściu odbiornika w warunkach odbioru normalnego, od progu odbioru w obecności zakłóceń;
- metoda umożliwia obliczanie zakłóceń, występujących przy stosowaniu w sieci planu normalnego rozkładu kanałów radiowych, jak i planu przesuniętego.

Dodatkową cechą metody jest to, że umożliwia ona przeprowadzenie dwóch rodzajów obliczeń zakłóceń interferencyjnych w sieci linii radiowych:

- obliczenia pełne, tj. obliczenia dla wszystkich linii radiowych wchodzących w skład danej sieci, przy czym dla każdej linii radiowej obliczenia mogą być wykonane dla obydwu kierunków transmisji;
- obliczenia cząstkowe, tj. obliczenia dla wybranych linii radiowych i kierunków transmisji w tych liniach.

Pierwszy rodzaj obliczeń wykonuje się dla sieci, która badana jest po raz pierwszy. Umożliwia on pełną ocenę właściwości interferencyjnych tej sieci.

Drugi rodzaj obliczeń wykonuje się dla sieci o znanych właściwościach interferencyjnych, przy zmianie parametrów tej sieci lub jej rozbudowie. Obliczenia wykonuje się tylko dla tych linii radiowych, które uległy zmianie. Uzyskane wyniki pozwalają zarówno na ocenę wpływu wszystkich torów w danej sieci na tor badany, jak i na ocenę wpływu toru badanego na inne tory. Podana wyżej cecha opracowanej metody obliczeń jest dość istotna ze względów praktycznych, ponieważ przy operatywnym korzystaniu z tej metody będzie wykonywany zazwyczaj drugi rodzaj obliczeń, a w związku z tym czas i koszty wynikające z korzystania z ETO będą znacznie mniejsze niż dla obliczeń pełnych.

W celu wykonania obliczeń zakłóceń interferencyjnych, w sieci linii radiowych należy przygotować odpowiednie dane wejściowe. Dane te powinny zawierać opis badanej sieci linii radiowych, a ich struktura powinna być dopasowana do metody obliczeń. W opracowanej metodzie sieć linii radiowych jest opisywana za pomocą 4 macierzy od M1 do M4, określających:

M1 – lokalizację stacji, M2 – parametry torów, M3 – parametry systemów, M4 – charakterystyki anten.

Należy zwrócić uwagę na fakt, że dane wejściowe wykorzystywane do obliczeń zakłóceń interferencyjnych stanowią jednocześnie niezbędny zbiór danych, który będzie można wykorzystywać w przyszłości do innych obliczeń dotyczących sieci linii radiowych.

W wyniku zastosowania opisywanej metody obliczeń, projektanci otrzymują niezbędne informacje określające:

- linię radiową zakłócającą i jej charakterystyczne dane (nazwa stacji nadawczej, nazwa stacji odbiorczej, plan rozkładu kanałów, polaryzacja, nazwa systemu, częstotliwość fali nośnej),
- wpływ linii radiowej zakłócającej na parametry jakościowe linii badanej,
- wpływ sumaryczny wszystkich linii zakłócających wchodzących w skład danej sieci linii radiowych na parametry jakościowe linii badanej.

Ponadto otrzymują oni informacje o parametrach jakościowych badanej linii radiowej w warunkach braku zakłóceń.

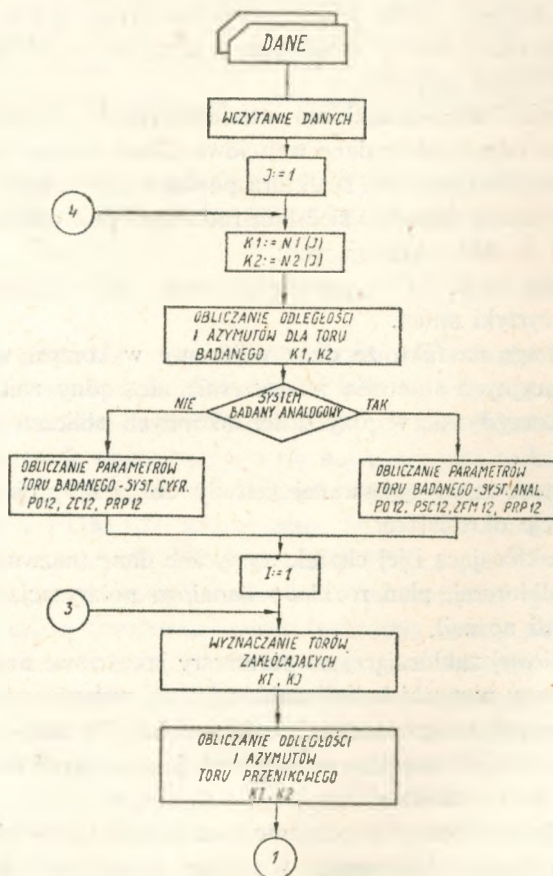
Z uwagi na to, że tłumienność międzyantenowa przenikowa w torze przenikowym liczona jest przy założeniu propagacji w wolnej przestrzeni, otrzymane wyniki obliczeń zakłóceń interferencyjnych powinny być zweryfikowane przez projektanta.



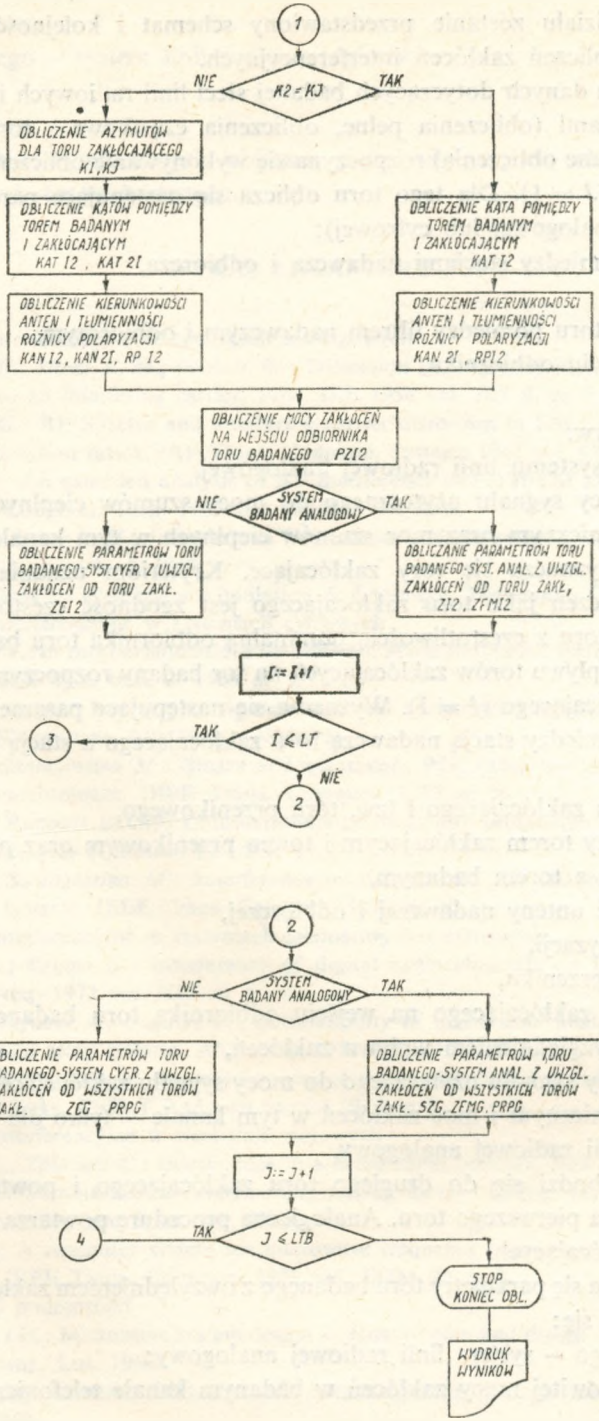
Należy podkreślić, że weryfikacji podlegają tylko te przypadki zakłóceń, które przekraczają założoną wartość dopuszczalną. Projektant wyznacza profil trasy danego toru przenikowego i ocenia wpływ przeszkód, znajdujących się w tym profilu, na wielkość sygnału zakłócającego. Ostateczny rezultat obliczeń zakłóceń interferencyjnych w danej sieci linii radiowych jest wynikiem obliczeń otrzymanych przy zastosowaniu opisywanej metody i analiz wykonanych przez projektanta zajmującego się tą siecią.

## 5.2. Ogólny opis metody obliczeń

Metodę obliczeń zakłóceń interferencyjnych w sieci linii radiowych, a właściwie jedynie schemat blokowy obliczeń tych zakłóceń, przy wykorzystaniu do tego celu elektronicznej techniki obliczeniowej, przedstawiono na rys. 22. W dalszej części



Rys. 22. Schemat blokowy obliczeń zakłóceń interferencyjnych w sieci linii radiowych



niniejszego rozdziału zostanie przedstawiony schemat i kolejność postępowania w przypadku obliczeń zakłóceń interferencyjnych.

Po wyczytaniu danych dotyczących badanej sieci linii radiowych i wektora sterującego obliczeniami (obliczenia pełne, obliczenia cząstkowe – tory, dla których mają być wykonane obliczenia) rozpoczyna się wykonywanie obliczeń od pierwszego toru badanego ( $J = 1$ ). Dla tego toru oblicza się następujące parametry (system linii radiowej analogowej lub cyfrowej):

- odległość pomiędzy stacjami nadawczą i odbiorczą,
- azymuty,
- tłumienność toru pomiędzy filtrem nadawczym i odbiorczym,
- moc na wejściu odbiornika,
- zapas,
- procent przerw,

oraz, tylko dla systemu linii radiowej analogowej

- stosunek mocy sygnału użytecznego do mocy szumów cieplnych w badanym kanale telefonicznym oraz moc szumów cieplnych w tym kanale.

Następnie wyznacza się tory zakłócające. Kryterium uznania danego toru, w tej fazie obliczeń jako toru zakłócającego jest zgodność częstotliwości nośnej nadajnika tego toru z częstotliwością nominalną odbiornika toru badanego.

Obliczenia wpływu torów zakłócających na tor badany rozpoczyna się od pierwszego toru zakłócającego ( $I = 1$ ). Wyznacza się następujące parametry:

- odległość pomiędzy stacją nadawczą toru zakłócającego a stacją odbiorczą toru badanego,
- azymuty toru zakłócającego i tzw. toru przenikowego,
- kąty pomiędzy torem zakłócającym i torem przenikowym oraz pomiędzy torem przenikowym a torem badanym,
- kierunkowość anteny nadawczej i odbiorczej,
- różnicę polaryzacji,
- tłumienność przeniku,
- moc sygnału zakłócającego na wejściu odbiornika toru badanego,
- zapas – z uwzględnieniem wpływu zakłóceń,
- stosunek mocy sygnału użytecznego do mocy sygnału zakłócającego w badanym kanale telefonicznym i moc zakłóceń w tym kanale – tylko dla toru badanego
- system linii radiowej analogowy.

Następnie przechodzi się do drugiego toru zakłócającego i powtarza wszystkie obliczenia jak dla pierwszego toru. Analogiczną procedurę powtarza się dla wszystkich torów zakłócających.

Z kolei oblicza się parametry toru badanego z uwzględnieniem zakłóceń sumarycznych. Wyznacza się:

dla toru badanego – system linii radiowej analogowy:

- wielkość całkowitej mocy zakłóceń w badanym kanale telefonicznym,
- zapas,

- procent przerw;
- dla toru badanego — system linii radiowej cyfrowy:
- zapas,
- procent przerw.

Po wykonaniu wymienionych obliczeń przechodzi się do obliczeń drugiego i kolejno dalszych torów badanych.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Zakłócenia interferencyjne w systemach analogowych
  - 1.1. *Medhurst R. G., Hicks E. M., Grosset W.*: Distortion in frequency division multiplex FM systems due to an interfering carrier. Proc. IEE 1958 vol. 105 B, nr 5.
  - 1.2. *Medhurst R. G.*: RF Spectra and interfering carrier distortion in FM trunk radio systems with low modulation ratios. IRE Trans. Commun. Systems 1961 vol. CS-9, nr 6.
  - 1.3. *Garrison G. J.*: An extended analysis of RF interference in FDM-FM radio relay systems. IEEE Trans. Commun. Tech. 1967 vol. COM — 15, nr 5.
  - 1.4. *Prabhu V. K., Enloy L. H.*: Interchannel interference considerations in angle — modulated systems. Bell Syst. tech. J. 1969 nr 9.
  - 1.5. Interference dans les systemes a modulation de frequence. Thomson — CSF 1973.
2. Zakłócenia interferencyjne w systemach cyfrowych
  - 2.1. *Prabhu V. K.*: Error rate considerations for coherent phase shift keyed systems with cochannel interference. Bell Syst. tech. J. 1969 nr 3.
  - 2.2. *Calandrino L. et al.*: Intersymbol interchannel and cochannel interference in binary and quaternary PSK systems. Alta Freq. 1971 nr 5.
  - 2.3. *Colavito C., Santagostino M.*: Binary and quaternary PSK radio systems in a multiple — interference environment. IEEE Trans. Commun. 1973 nr 9.
  - 2.4. CCIR, 1974, Rapport (AG/9) Considerations relatives aux brouillages dans les faisceaux hertziens numeriques (Question 12-1/9 et 19/9).
  - 2.5. *Colavito C., Santagostino M.*: Interference evaluation and RF channel arrangement in digital radio systems. IEEE Trans. Commun. 1973 nr 10.
3. Zakłócenia interferencyjne w systemach analogowych i cyfrowych
  - 3.1. *Calandrino L., Crippa G.*: Interference of digital radio channels on FDM — FM radio links. Alta Freq. 1972 vol. XLI nr 4.
  - 3.2. *Crippa G., Magnoni A., Cagliari F.*: Compatibility of digital and analog transmission in microwave radio relay systems. Alta Freq. 1974 vol. XLIII nr 1.
  - 3.3. *Moreno L.*: Evaluation of the interference noise due to digital signals, into FDM/FM radio — relay links. CSELT Rapporti tecnici 1974 nr 2.
4. Zakłócenia interferencyjne w sieci linii radiowych
  - 4.1. *Ruthroff C. L., Tillotson C.*: Interference in a dense radio network. Bell Syst. tech. J. 1968.
  - 4.2. *Sounde E. D.*: Communication systems engineering theory. Rozdz. 11. Intersystem interference. John Wiley and Sons, Inc. 1969.
  - 4.3. *Turner H. E.*: A computer system for microwave frequency coordination and interference calculations. IEEE Trans. Commun. 1972 vol. COM 20 nr 2.
5. Monografie i podręczniki
  - 5.1. *Kurokawa K. i in.*: Microwave system design — How to plan and design microwave systems. Giken Company, Ltd. 1966.
  - 5.2. *Engineering considerations for microwave communications systems.* Lenkurt Electric Co. Inc. USA, 1969.

- 5.3. *Nowicki W.*: Podstawy teletransmisji. Cz. 1. W-wa: WKiŁ 1971. Podstawy teletransmisji. Cz. 2. W-wa: WKiŁ 1974.
- 5.4. *Fagot J., Magne P.*: Frequency modulation theory. Pergamon Press 1961.
- 5.5. *CCIR*, 1970, XII Assemblée Pleniére. New Delhi, Volume IV, Partie 1.
- 5.6. *Schwartz M., Bennett W., Stein S.*: Communication systems and techniques. Mc Grow Hill Book Company 1966.
- 5.7. *Dymowski S.*: Elementy teorii informacji. W-wa: WPW 1968.
6. Opracowania wewnętrzne
- 6.1. *Gęborys L., Hernik S., Prażmowski M.*: Planowanie sieci linii radiowych. W-wa: BSiPRiT 1973 dok. pracy 102-05-01.
- 6.2. *Arifon P.*: Etablissement d un avant — projet de liaison hertzienne. wyd. Thomson — CSF 1969.
- 6.3. *Doyon G.*: Bases generales theoriques du calcul d'une liaison hertzienne et applications. MPT. 1969.
- 6.4. *Gęborys L.*: Zakłócenia interferencyjne wspólnokanałowe w sieci linii radiowych — metoda obliczeń i badania modeli. Praca doktorska, Instytut Łączności, 1975 r.

*L. Gęborys*

#### ИНТЕРФЕРЕНЦИОННЫЕ ПОМЕХИ В СЕТИ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ МЕТОД РАСЧЕТА

##### Резюме

В статье рассмотрено проблемы интерференционных помех в сухопутной сети радиорелейных линий между линиями, работающими в тех же каналах (аналогового, цифрового и смешанного типа) и разработано расчётный метод, позволяющий определять аналитическим способом помехи сложной сети радиорелейных линий.

Такой метод дает возможность проводить оценку помех в испытуемом тракте при замирании сигналов и при отсутствии замирания: он позволяет тоже определять степень помех так при обычном расположении радиорелейных каналов, как и при каналах со сдвигом, для помех вызываемых одиночным источником и для большего количества источников.

Вычисления проводятся с помощью электронной вычислительной машины типа ОДРА 1300.

*L. Gęborys*

#### INTERFERENCE IN RADIO LINK NETWORKS CALCULATION METHOD

##### Summary

In the paper interference problems of overland radio link networks, occurring between the links working in the same channels of analogue, digital or mixed type have been considered as well as a calculation method elaborated, enabling to determine such interference analytically in the compound radio link network.

Such method enables the evaluation of interference in the channel under control, both in case of the presence or absence of the signal fading; it enables also the interference rate to be evaluated for normal and shifted channel positions, for a single interference source or for more such sources.

The calculations are performed by means of the computer Type ODRA 1300.

*L. Gęborys*

## INTERFÉRENCES DANS LE RÉSEAU DE FAISCEAUX HERTZIENS MÉTHODE DE CALCUL

### Résumé

On a considéré les problèmes des interférences dans le réseau terrestre de faisceaux hertziens qui travaillent dans les mêmes voies (analogues, numériques ou mixtes) et on a élaboré une méthode de calcul, qui permet d'indiquer analytiquement les interférences dans un réseau de faisceaux hertziens composé.

La méthode proposée permet d'apprécier les interférences dans la voie contrôlée en présence des évanouissements du signal et en leur absence; elle permet aussi de calculer le taux d'interférences dans les voies en position normale ou en celle à décalage, causées par une seule source ou par plusieurs sources.

Les calculs sont effectués au moyen d'un ordinateur du type Odra 1300.

*L. Gęborys*

## INTERFERENZSTÖRUNGEN IM RICHTFUNKNETZ BERECHNUNGSMETHODE

### Zusammenfassung

In dem Artikel wurde die Problematik der gleichkanaligen Interferenzstörungen zwischen der in denselben Analog-, Ziffer- und Mischkanälen arbeitenden Funklinien eines Richtfunknetzes besprochen und die Berechnungsmethode ausgearbeitet, die im komplexen Richtfunknetz auftretenden Störungen analytisch zu bestimmen ermöglicht.

Diese Methode lässt die Störungen im Übertragungsweg sowohl im Falle eines Signalschwundes wie auch ohne den Schwund auswerten; sie ermöglicht auch den Störungspegel bei der normalen und verschobten Kanalanordnung, bei einzelnen Störungsquellen oder vielen solchen Störungsquellen zu errechnen.

Die Berechnungen werden bei der Ausnutzung der elektronischen Rechenmaschine von Typ ODRA 1300 durchgeführt.

EUGENIUSZ GRUDZIŃSKI  
WŁODZIMIERZ WADOWSKI

621.3.095.4  
621.317.729.3

## POMIAR GĘSTOŚCI MOCY W POLU BLISKIM

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego w dniu 20.08.1976 r.

### 1. WSTĘP

Szybki rozwój techniki, jaki obserwujemy w ostatnich latach, przyczynił się do wzrostu zastosowań urządzeń wielkiej częstotliwości o coraz większej mocy. Praca dużej liczby różnych systemów powoduje konieczność powiększania mocy promieniowanej, w celu zwiększenia ich zasięgu i odporności na zakłócenia. Coraz częstsze jest również wykorzystywanie znacznie pojemniejszych zakresów wielkich częstotliwości łącznie z zakresem mikrofalowym. Ponieważ stwierdzono, że w całym zakresie częstotliwości pole elektromagnetyczne powyżej pewnej wartości może mieć szkodliwy wpływ na organizm [6], [7], stało się więc ono przedmiotem dokładnych badań w tym aspekcie. Badania te narzuciły szereg wymagań na środki ochrony przed nadmiernym promieniowaniem na stanowiskach pracy, aż do wydzielenia tzw. biologicznych obszarów ochronnych w ich pobliżu.

Podczas badań stwierdzono, poza działaniem cieplnym na skutek absorpcji energii pola elektromagnetycznego również i poważne wpływy pozatermiczne [6], [7] oraz ustalono maksymalne dopuszczalne dla człowieka wartości natężenia pola.

Ze względu na to, że w literaturze [11] opublikowano kilka rozwiązań mierników gęstości mocy opartych na pomiarze natężenia pola składowej elektrycznej, więc rozpatrzenie zakresu stosowalności takich urządzeń oraz określenie błędów pomiaru wydaje się konieczne w celu stworzenia możliwości jednolitej interpretacji wyników pomiarowych.

Analizy takie nie były dotychczas przeprowadzane, a w swoich założeniach autorzy opracowań opierali się tylko na przyjęciu dielektrycznej struktury organizmów żywych i pominięciu znaczenia składowej magnetycznej, co nie jest w pełni słuszne [5].

Jest więc celowe wyznaczenie zakresu stosowalności metody określania gęstości mocy na podstawie pomiaru składowej elektrycznej natężenia pola elektromagnetycznego. Ze względu na różnorodną strukturę źródeł promieniujących przeanaliz-

zowany będzie zakres, w jakim gęstość mocy może być wyznaczona z określoną dokładnością przez pomiar natężenia pola składowej elektrycznej dla dwu skrajnych przypadków źródeł magnetycznego i elektrycznego.

## 2. WYBÓR ANTENY SONDY POMIAROWEJ

Kryteria wyboru anteny pomiarowej są takie same jak kryteria rozpatrzone w pracy [3] dla miernika natężenia pola elektrycznego. Zgodnie z tymi kryteriami spośród możliwych do zastosowania w tym zakresie częstotliwości anten różkowych i dipolowych użyto krótkiego dipola symetrycznego, spełniającego większość kryteriów narzuconych na antenę pomiarową [10].

Reaktancja wejściowa symetrycznej anteny dipolowej o dużej smukłości może być wyznaczona z zależności:

$$x_{sd} = \frac{120}{\beta l} \left( \ln \frac{l}{a} - 1,7 \right) \quad (1)$$

gdzie:  $\beta$  – stała falowa,

$l$  – długość ramienia dipola,

$a$  – promień przewodu.

Natomiast wysokość skuteczną takiej anteny można obliczyć z zależności:

$$h_{sk} = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{tg} \frac{\beta l}{2} \xrightarrow{\beta l \rightarrow 0} l \quad (2)$$

Łatwo zauważyć, że pojemność wejściowa anteny  $C_A = (\omega x_{sd})^{-1}$  oraz wysokość skuteczna anteny są stałe w funkcji częstotliwości (przy założeniu, że  $2l \leq 0,1\lambda$ ). Zgodnie z (1,2) można przyjąć że z dokładnością do  $\pm 10\%$  wartość pojemności wejściowej dipola jest stała dla  $l \leq 1/6\lambda$ .

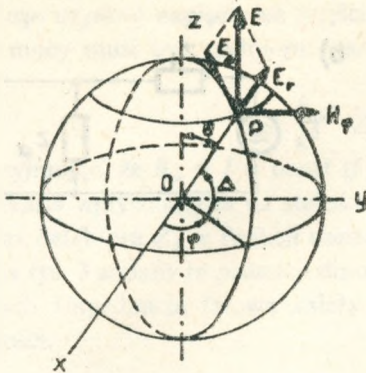
Krótki dipol symetryczny ma dodatkowo takie zalety jak: mała powierzchnia (przez co wprowadzenie go do pola nie powoduje dużych zniekształceń), mały wpływ krzywizny pola dla bliskich odległości od źródła na zmianę wysokości skutecznej (małe rozmiary) oraz szeroki zakres częstotliwości i stałość parametrów przy pracy z dala od rezonansu.

## 3. WSPÓŁCZYNNIK KALIBRACJI MIERNIKA GĘSTOŚCI MOCY

Zgodnie z twierdzeniem Poyntinga i zasadą mnożenia wektorów energię przechodzącą w kierunku radialnym  $r$  przez  $1 \text{ m}^2$  powierzchni kuli określa się składowymi pola elektrycznego i magnetycznego, prostopadłymi do kierunku  $r$ , czyli przez  $E_\theta$  i  $H_\phi$ , jak na rys. 1.

$$P = r_0 \cdot E_\theta \cdot H_\phi \quad (3)$$





Rys. 1. Składowe pola w biegunowym układzie współrzędnych

gdzie:  $r_0$  – wektor jednostkowy skierowany w kierunku wzrostu  $r$ ,  
 $E_\theta, H_\phi$  – składowe pola elektrycznego i magnetycznego w układzie współrzędnych kulistych.

Średnią wartość mocy przypadającą na jednostkę powierzchni w ciągu jednego okresu wyraża wektor Poyntinga

$$P_{sr} = 1/2 \operatorname{Re} (E \times H^*) \quad (4)$$

gdzie:  $E$  i  $H$  – amplitudy natężenia pola elektrycznego i magnetycznego  
 $H^*$  – amplituda pola  $H$  (wartość zespolona sprzężona)

Rozpatrując zależności składowych pola w funkcji odległości od źródła [1,2] widać, że dla strefy dalekiej źródła i odpowiadającej jej odległości  $r \gg \frac{\lambda}{2\pi}$  występują tylko składowe  $E_\theta$  i  $H_\phi$ , a zależność (4) przyjmuje postać

$$P_{sr} = 1/2 \cdot E_\theta \cdot H_\phi \quad (5)$$

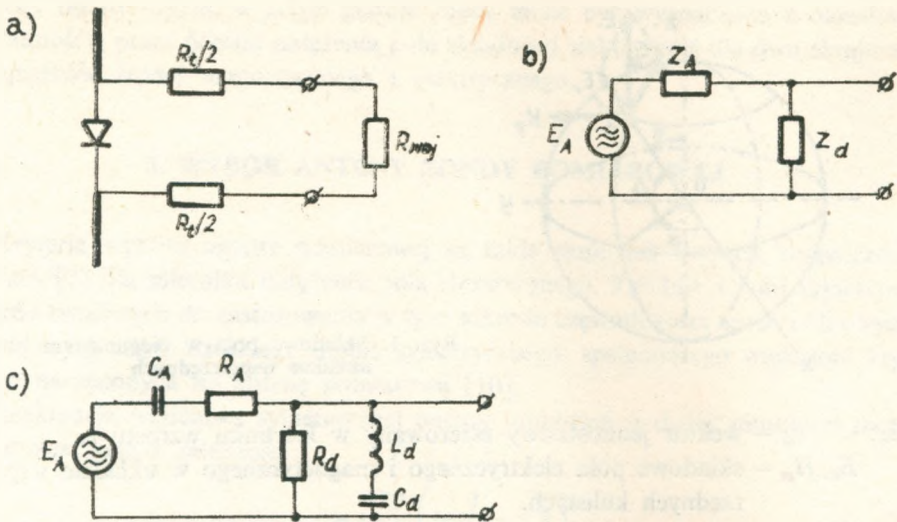
Przy umieszczeniu w takim polu anteny pomiarowej średnia wartość mocy na jednostkę powierzchni w otoczeniu anteny wyniesie

$$P_i = \frac{|E|^2}{2Z_0} \quad (6)$$

przy uwzględnieniu zależności pomiędzy składowymi pola  $E$  i  $H$  w obszarze dalekim wyrażonej przez impedancję falową wolnej przestrzeni

$$Z_0 = \frac{E}{H} = 120\pi \quad (7)$$

Zależność ta dla obszaru dalekiego od źródła promieniowania wskazuje na możliwość wykorzystywania pomiaru natężenia pola elektrycznego do wyznaczania gęstości mocy. Opierając się na pomiarze składowej elektrycznej pola elektromagnetycznego przyjęto układ sondy pomiarowej podobny, jak dla miernika natężenia pola elektrycznego [4].



– Rys. 2. Schemat sondy miernika gęstości mocy  
a) schemat ideowy, b) układ zastępczy, c) układ zastępczy dla wielkiej częstotliwości

Schemat ideowy i układ zastępczy sondy przedstawiono na rys. 2. Napięcie na impedancji obciążenia dipola  $Z_d$  wyraża się zależnością

$$U_d = e_A \cdot \frac{Z_d}{Z_A + Z_d} = E \cdot h_{sk} \cdot \frac{C_A}{C_A + C_d} \quad (8)$$

gdzie:  $e_A = E \cdot h_{sk}$  – SEM indukowana przez pole w antenie pomiarowej,

$E$  – natężenie pola elektrycznego,

$Z_A$  – impedancja wejściowa anteny,

$Z_d$  – impedancja wejściowa detektora.

Średnią wartość mocy absorbowaną przez dipol obciążony rezystancją  $R_d$  można określić z zależności

$$P_a = \frac{h_{sk}^2 \cdot E^2}{(Z_A + Z_d)^2} \cdot R_d \quad (9)$$

gdzie:  $R_d$  – rezystancja równoważna impedancji obciążenia dipola.

Współczynnikiem kalibracji anteny może być również jej powierzchnia skuteczna  $A_{sk}$  określona jako stosunek mocy  $P_a$  na obciążeniu do mocy padającej na dipol  $P_i$

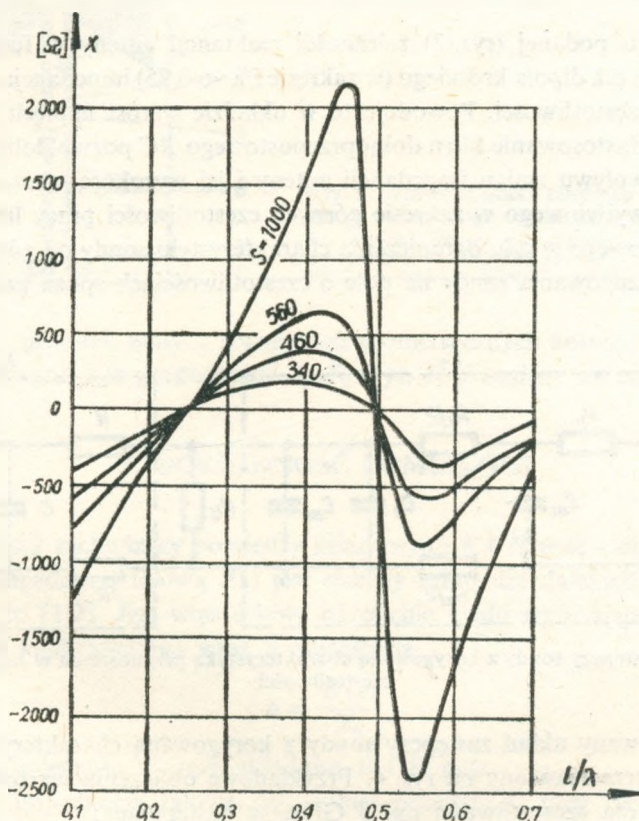
$$A_{sk} = \frac{P_a}{P_i} = h_{sk}^2 \cdot Z_0 \cdot \frac{R_d}{(Z_A + Z_d)^2} \quad (10)$$

Detekcję sygnału z anteny możemy realizować za pomocą diody, termopary lub termistora. Na podstawie zależności (6) i (9) widać, że wartość mocy w punkcie odbioru oraz mocy na obciążeniu są powiązane wartością  $E^2$  i odpowiednimi stałymi.

Chcąc uzyskać napięcie na wyjściu detektora o stałej wartości, zależnej od gęstości mocy musi być spełniony warunek:

$$h_{sk} \cdot \frac{Z_d}{Z_A + Z_d} = \text{const}$$

Przyjmując, że  $h_{sk} \approx l = \text{const}$  ( $l$  – długość ramienia dipola), to decydującymi czynnikami wpływającymi na stałość tej zależności będą zmiany impedancji anteny  $Z_A$  oraz detektora  $Z_d$  w funkcji częstotliwości. Zgodnie z przebiegiem przedstawionym na rys. 3 zmiany impedancji dipola są najmniejsze dla najmniejszych impedancji falowych. Impedancja falowa zależy zaś od smukłości anteny i maleje z maleniem smukłości.



Rys. 3. Przebieg reaktancji dipola dla różnych smukłości  $S$

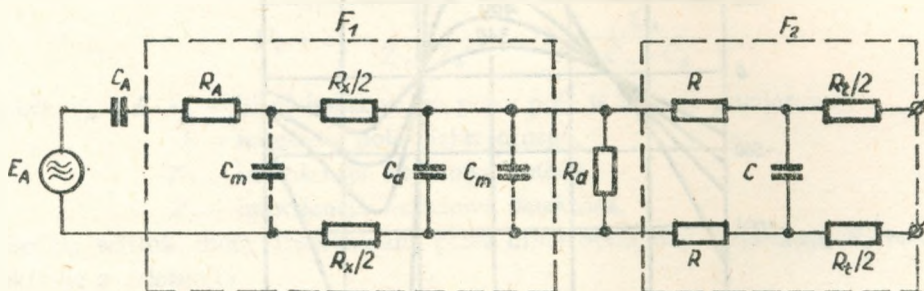
Na podstawie wzoru (5) przyjęcie smukłości anteny  $2l/d \approx 3$  pozwala na uzyskanie najmniejszych zmian impedancji anteny w całym zakresie częstotliwości. Minimalizacja tej wielkości jest jednak ograniczona czułością zastosowanego detektora. Dlatego też jest celowe zastosowanie detektora o dużej impedancji jako jednej z metod eliminacji wpływu zmian impedancji anteny w funkcji częstotliwości. Jako

obciążenie dipola przyjęto więc diodę detekcyjną i bezpośrednią detekcję sygnału wielkiej częstotliwości przy antenie, w układzie podanym na rys. 2. Przyjęcie takiego układu sondy pozwala również zastosować taki sam układ mikrowoltomierza jak w mierniku natężenia pola elektromagnetycznego typu MEH-1 [4].

Z porównania wzorów (8) i (9) widać, że aby uzyskać na wyjściu detektora liniową zależność napięcia od gęstości mocy należy zastosować element o charakterystyce kwadratowej, a więc jest celowe wykorzystywanie początkowej części charakterystyki diody.

#### 4. SONDA Z KORYGOWANĄ CHARAKTERYSTYKĄ PRZENOSZENIA

Z przebiegu podanej (rys. 3) zależności reaktancji anteny w funkcji częstotliwości widać, że dla dipola krótkiego (w zakresie  $l/\lambda < 0,25$ ) impedancja anteny maleje ze wzrostem częstotliwości. Powoduje to w układzie wzrost napięcia na oporności detektora  $R_d$ . Zastosowanie filtra dolnoprzepustowego RC pozwoliłoby na częściową kompensację wpływu zmian impedancji anteny i jej wysokości skutecznej na wartość napięcia wyjściowego w zakresie górnych częstotliwości pracy lub też powyżej pasma pomiarowego w celu ograniczenia charakterystyki sondy od góry. (Wynika to z możliwości reagowania sondy na pole o częstotliwościach spoza pasma pomiarowego).



Rys. 4. Układ zastępczy sondy z korygowaną charakterystyką przenoszenia w zakresie większych częstotliwości

Zaproponowany układ zastępczy sondy z korygowaną charakterystyką przenoszenia został przedstawiony na rys. 4. Przykładowe obliczenia wartości elementów takiego filtra, dla częstotliwości np. 3 GHz, są następujące:

$$\text{dla } C_d = 0,5 \text{ pF} \quad R_x \approx 100 \Omega$$

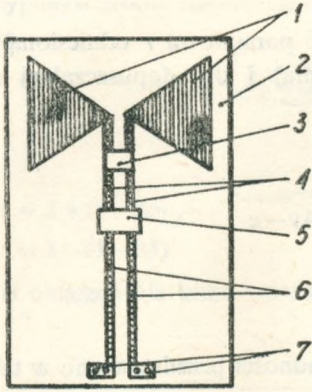
$$C_d = 1 \text{ pF} \quad R_x \approx 50 \Omega$$

Dokładna analiza kształtowania charakterystyki przenoszenia sondy pomiarowej została przedstawiona w [3].

Przy wykonaniu sondy, zawierającej elementy dyskretne, wbudowanie elementów takiego filtra  $F_1$  pomiędzy zaciski detektora i anteny byłoby niecelowe ze względu na rozmiary elementów, które są porównywalne z rozmiarami anteny pomiarowej.

Jednym z rozwiązań tego problemu jest zastosowanie technologii warstw cienkich, pozwalającej nanieść obie części dipola oraz elementy filtra  $R_x$ ,  $C_x$ , a jednocześnie wykorzystać diody detekcyjne w znormalizowanych obudowach miniaturowych. W rozwiązaniu praktycznym wykorzystano tu beam lead Schottky diode typu HP 5082-2837.

Przykład wykonania takiej sondy został przedstawiony na rys. 5. Równocześnie, aby wyeliminować wpływ na pomiar napięcia indukowanego w linii transparentowej



Rys. 5. Widok czujnika miernika gęstości mocy wykonanego techniką warstwową  
1 — ramiona anteny, 2 — podłoże ceramiczne,  
3 — detektor, 4 — rezystory filtra, 5 — pojemność filtra, 6 — rezystory filtra, 7 — zaciski wyjściowe

o oporności  $R_t$  przy tak małych rozmiarach geometrycznych anteny w porównaniu z linią, zastosowano filtr górnozaporowy  $F_2$  (rys. 4) pracujący na części oporności linii.

## 5. DOKŁADNOŚĆ POMIARÓW

Ścisły związek zachodzący pomiędzy składowymi  $E$  i  $H$  pola elektromagnetycznego (przez impedancję falową  $Z_0$ ) jest słuszny tylko dla dalekich odległości od źródła  $r \gg \lambda/2\pi$  [1,2]. Jest więc celowe określenie błędu wynikającego ze zmiany współczynnika kalibracyjnego wraz z odległością

$$q = \frac{Z(r)}{Z_0}$$

gdzie:  $Z(r)$  — zależność wiążąca składowe  $E$  i  $H$  pola

$Z_0$  — impedancja falowa dla wolnej przestrzeni, przy czym  $Z_0 = 120\pi$   
Zależność składowych pola elektrycznego i magnetycznego w funkcji odległości  $r$  zostanie rozpatrzona dla dwóch rodzajów źródeł elementarnych: dipola elektrycznego i magnetycznego. Przyjęcie dwu skrajnych rodzajów źródła pozwala na określenie promieniowania dla przyjętego sposobu kalibracji.

Przyjmując

$$\frac{E}{H} = Z(r)$$

widzimy z zależności podanych w [1,2], że dla odległości pomiarowych  $r$ , leżących w zakresie pomiędzy źródłem a obszarem promieniowania, zależność ta jest funkcją odległości.

Dopuszczając określoną niedokładność pomiaru  $\delta$  można wyznaczyć minimalną odległość pomiarową (stosunek  $r/\lambda$ ) dla zadanej dokładności. Przyjmując niedokładność określania gęstości mocy  $\delta$  jako

$$\delta = \frac{Z(r) - Z_0}{Z_0} = \varrho - 1$$

otrzymujemy zależność na minimalną odległość pomiarową  $r$  odniesioną do długości fali (częstotliwości źródła promieniowania) i dla dopuszczalnej wartości błędu  $\delta$  (niedokładności kalibracji).

Wyraża się ona zależnością:

$$r \geq 0,225\lambda \frac{1}{\sqrt{\sqrt{x^2 - 4y} - x}}$$

gdzie:  $x = [1 + (1 + \delta)^2] = 1 + \varrho^2$

$y = [1 - (1 + \delta)^2] = 1 - \varrho^2$

$\delta$  – dopuszczalny błąd kalibracji.

Wykonane obliczenia dla kilku wartości niedokładności przedstawiono w tabelicy 1.

Tabela 1

$-\delta$	%	100	50	20	10	5	2	1	0
$r/\lambda$	—	0,214	0,267	0,387	0,515	0,75	1,12	1,42	$\infty$

Jako kryterium określania dokładności pomiaru gęstości mocy można przyjąć zależność na energię pola elektromagnetycznego. Całkowita energia pola elektromagnetycznego  $W$  jest sumą energii pola elektrycznego  $W_E$  i energii pola magnetycznego  $W_H$ . Dla strefy dalekiej źródła promieniowania są one sobie równe. Przy wykorzystywaniu więc miernika do pomiaru gęstości mocy w strefie dalekiej jest on wycechowany w podwójnej wartości energii pola elektrycznego  $2W_E$ .

Odnosząc więc energię pola w strefie dalekiej do energii pola w strefie bliskiej otrzymujemy błąd:

$$\delta = \frac{W_E - W_H}{2W_E}$$

gdzie:  $W_E$  – energia pola elektrycznego,

$W_H$  – energia pola magnetycznego.

Po rozwiązaniu powyższej zależności ze względu na niedokładność otrzymujemy zależność na  $r/\lambda$  dla źródła elektrycznego

$$r \geq \frac{\lambda}{2\pi} \sqrt{\frac{1 - 2\delta}{\sqrt{1 - 3\delta^2} - (1 - \delta)}}$$

Wartości  $r/\lambda$  dla zadanych wartości niedokładności  $\delta$  zostały przedstawione w tablicy 2.

Tablica 2

$\delta$	%	50	40	20	10	5	2	1	0
$r/\lambda$	—	0	0,206	0,33	0,49	0,675	1,1	1,57	$\infty$

W przypadku źródła magnetycznego  $r/\lambda$  w zależności od przyjętej niedokładności ma postać

$$r \geq 0,225\lambda \frac{1}{\sqrt{\sqrt{x^2 - 4y} - x}}$$

gdzie:

$$x = 1 + (1 - 2\delta),$$

$$y = 1 - (1 - 2\delta)$$

Wyniki obliczeń dla kilku wartości błędów przedstawiono w tablicy 3.

Tablica 3

$-\delta$	%	100	50	20	10	5	2	1	0
$r/\lambda$	—	0,237	0,29	0,425	0,53	0,75	1,14	1,6	$\infty$

Przebieg charakterystyk  $r/\lambda$  w funkcji błędu  $\delta$  przedstawiono na rys. 6.

## WNIOSKI

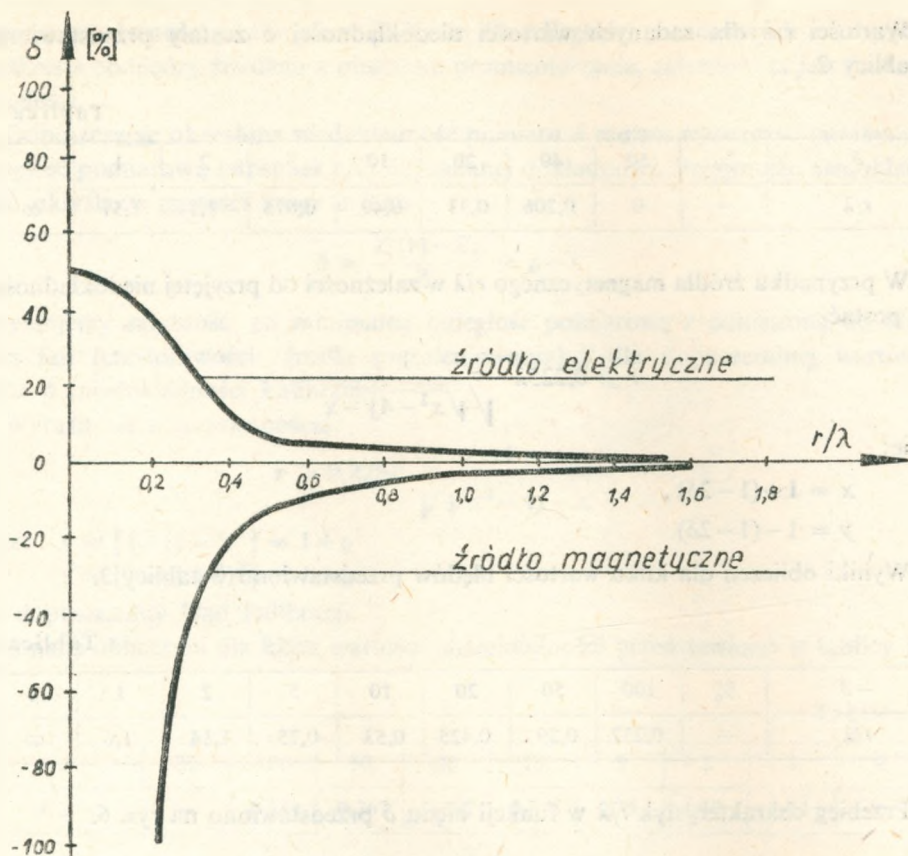
Z przeprowadzonej analizy możliwości wykorzystania miernika natężenia pola elektrycznego do pomiaru gęstości mocy wynika, że można określić gęstość mocy z pomiaru pola elektrycznego przy pewnych ograniczeniach wynikających ze zmienności współczynnika kalibracji.

W strefie pośredniej i bliskiej źródła relacja pomiędzy składowymi pola  $E$  i  $H$  nie jest bowiem stała i odbiega od przyjętej przy kalibracji w strefie promieniowania.

Wyznaczenie strefy pomiaru (minimalnej odległości od źródła) uzyskano przez przyjęcie dopuszczalnej zmiany współczynnika kalibracji dla źródeł izotropowych.

Przeprowadzona analiza dla przypadków elementarnego dipola elektrycznego i magnetycznego pozwala na oszacowanie niedokładności miernika gęstości mocy, przy nieznanym charakterze źródła i z wykorzystaniem do pomiaru sondy elektrycznej.

Przy kalibrowaniu miernika w polu elektrycznym wzorcowym i dokonywaniu pomiarów w pobliżu źródeł o charakterze elektrycznym widać, że błąd wynikający



Rys. 6. Przebieg zależności błędu  $\delta$  w funkcji stosunku  $r/\lambda$

z pomiaru nie przekracza 50% w porównaniu z pomiarem w strefie dalekiej. Wynika to z przyjętej kalibracji miernika w strefie promieniowania oraz z rozkładu pola w strefie bliskiej (rozkład gęstości mocy w polu bliskim).

Ze względów pomiarowych często jest konieczna znajomość wartości pola w bezpośredniej bliskości źródła (rzędu dziesiątków centymetrów). Przyjmując więc minimalną odległość pomiarową pomiędzy sondą a źródłem pola jako  $r = 25$  cm, to możliwy jest pomiar gęstości mocy z dokładnością rzędu 30% przy źródle o charakterze elektrycznym i o częstotliwości  $f = 300$  MHz. W przypadku, gdy nieznaną jest struktura źródła, to dla tej samej odległości pomiarowej określenie gęstości mocy dla  $f = 300$  MHz jest możliwe z dokładnością mniejszą niż 30%, zgodnie z przebiegiem funkcji na rys. 6. W praktyce to ograniczenie jest znacznie złagodzone dla większości pracujących w tym zakresie źródeł o charakterze elektrycznym. Z przeprowadzonej analizy wynika, że w zakresie częstotliwości powyżej 300 MHz jest możliwe określenie gęstości mocy na podstawie pomiaru składowej elektrycznej pola, przy czym najbardziej krytyczny jest tu dolny zakres częstotliwości pomiarowych.



Reasumując, jeżeli określanie gęstości mocy w zakresie powyżej 300 MHz, na podstawie pomiaru natężenia pola elektrycznego, jest jeszcze możliwe do przyjęcia, to opierając się na przebiegu zależności  $r/\lambda$  (rys. 6) w zakresie poniżej 300 MHz, określanie gęstości mocy z rozsądną dokładnością jest możliwe jedynie przy niezależnym pomiarze obu składowych pola elektrycznego i magnetycznego i ewentualnym obliczaniu gęstości mocy jako iloczynu obu składowych.

#### WYKAZ LITERATURY

1. *Ajzenberg G. Z.*: Anteny krótkofalowe. W-wa: WNT 1966.
2. *Bem D. I.*: Anteny i rozchodzenie się fal. W-wa: WNT 1973.
3. *Grudziński E., Trzaska H.*: Szerokopasmowy pomiar promieniowania niejonizującego. Archiwum Elektrotechniki 1975 nr 1.
4. *Grudziński E., Trzaska H., Wadowski W.*: Szerokopasmowy miernik natężenia pola elektromagnetycznego. Pomiar, Automatyka, Kontrola 1975 nr 1.
5. *Guy A. W.*: Nonionizing electromagnetic wave effects in biological materials and systems. Referat na Politechnice Wrocławskiej, wrzesień 1975. Proc. IEEE 1972 vol. 60 nr 6.
6. *Minecki L.*: Promieniowanie elektromagnetyczne w.cz. Działanie biologiczne i ochrona zdrowia. W-wa: CRZZ 1967.
7. *Presman A. S.*: Pola elektromagnetyczne a żywa przyroda. W-wa: PWN 1972.
8. Projekt Rozporządzenia Rady Ministrów w sprawie bezpieczeństwa i higieny pracy przy stosowaniu urządzeń wytwarzających pole elektromagnetyczne w zakresie częstotliwości 0,1-300 000 MHz.
9. Rozporządzenie Rady Ministrów z dnia 25 maja 1972 r. w sprawie bezpieczeństwa i higieny pracy przy stosowaniu urządzeń wytwarzających pola elektromagnetyczne w zakresie mikrofalowym. Dz. U. nr 21, poz. 153.
10. *Wacker P. F., Bowman R. R.*: Quantifying hazardous electromagnetic fields: scientific basis and practical considerations. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques 1971 t. MTT-19 nr 2.
11. *James C. L., Arthur W. G., Curtis C. J.*: Power deposition in a spherical model of man exposed to 1-20 MHz electromagnetic fields. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques 1973. vol. MTT-21 Nr 12.

*E. Grudziński*  
*W. Wadowski*

#### ИЗМЕРЕНИЕ ПЛОТНОСТИ ПОТОКА ЭНЕРГИИ В ЗОНЕ ИНДУКЦИИ

#### Содержание

В статье представляется анализ возможности применения измерителя напряженности электрической составляющей ЕМ поля для измерений плотности потока энергии. Принцип действия такого измерителя основан на измерении ЭДС на входе короткой, симметрической дипольной антенны.

Погрешность измерений плотности потока энергии разработанных на основании этого принципа главным образом зависит от структуры источника излучения и расстояния между источником и измерительным датчиком. Рассматривается диапазон частот в котором действует предлагаемый метод в наиболее неблагоприятных измерительных условиях.

*E. Grudziński*  
*W. Wadowski*

## NEAR ELECTROMAGNETIC FIELD POWER DENSITY MEASUREMENT

### Summary

In the paper the use of the electronic component of the EM field for the near electromagnetic field power density measurements is analysed. The idea of the measurement is based on the EMF measurement induced by the field in electrically short, symetrical dipole antenna. The accuracy of the near-field power density method depends mainly on the structure of the radiation source and the distance between the source and the measuring probe. The frequency range in which the presented method can be used in the most unfavourable measuring conditions has been determined.

*E. Grudziński*  
*W. Wadowski*

## MESURES DE DENSITÉ DE PUISSANCE DANS LE PROCHE CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE

### Résumé

On considère la possibilité d'utilisation de l'appareil qui sert à mesurer la composante électrique du champ électromagnétique pour déterminer la densité de puissance du champ électromagnétique proche.

L'essentiel de telle mesure consiste à mesurer la FEM dans une antenne courte au point de vue électrique, ayant forme d'un dipôle symétrique.

L'exactitude de mesure de la densité de puissance au moyen d'une telle méthode dépend principalement de la structure de source de rayonnement et de la distance du point mesuré.

En posant les conditions les moins favorables on a précisé l'étendue de fréquences où la densité de puissance peut être définie au moyen de mesure de l'intensité de la composante électrique du champ.

E. Grudziński  
W. Wadowski

## MESSEN DER LEISTUNGSDICHTE IM NAHFELD

### Zusammenfassung

In der Arbeit wurde die Analyse der Möglichkeit der Ausnutzung des Messgerätes der Stärke der elektrischen Komponente des elektromagnetischen Feldes für die Messung der Leistungsdichte im Nahfeld dargestellt. Das Messwesen solch eines Messgerätes gründet sich auf einer EMK-Messung in einer elektrisch kurzen symmetrischen Dipolantenne.

Die Messgenauigkeit der Leistungsdichte bei dieser Methode ist hauptsächlich von der Struktur der Strahlungsquelle und von der Entfernung von der Strahlungsquelle abhängig.

Es wurde also der Frequenzbereich analysiert, in dem die Leistungsdichte durch das Messen der Stärke der elektrischen Feldkomponente bestimmt werden kann, bei Annahme der ungünstigsten Messbedingungen.

TADEUSZ M. BABIŃ  
HUBERT TRZASKA

621.3.095.3  
621.17.729.3

## PORÓWNANIE CZUJNIKÓW DO SZEROKOPASMOWEGO POMIARU NATĘŻENIA POŁA ELEKTRYCZNEGO

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego w dniu 20.05.1975 r.

Do pomiarów natężeń pól elektrycznych w strefie bliskiej, a zwłaszcza do pomiarów zagrożeń powodowanych przez pola elektromagnetyczne stosuje się sondy szerokopasmowe wyposażone w symetryczne anteny dipolowe. W pracy przedstawiono wyniki pomiarów i obliczeń wykonanych dla czujnika natężenia pola elektrycznego z anteną dipolową o dużej smukłości, anteną dipolową z pojemnością końcową oraz z anteną dwustożkową. Na podstawie przeprowadzonych prac uznano, że typem anteny najbardziej przydatnym do czujników natężenia pola elektrycznego jest antena dwustożkowa.

Opisywane sondy służą do pomiarów pól o natężeniach powyżej 1 V/m w pasmie częstotliwości od kilku kHz do 300 MHz.

### 1. WSTĘP

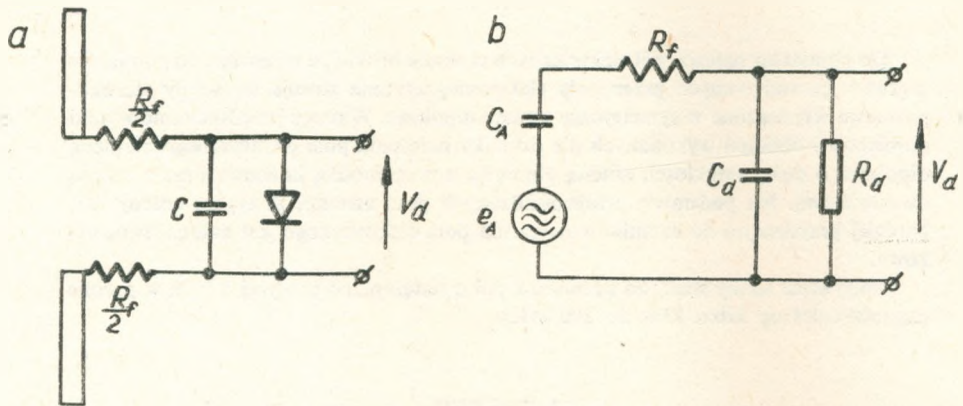
Szerokopasmowe metody pomiarów zakłóceń radioelektrycznych są już powszechnie stosowane, przy czym istota takiego pomiaru polega na wykorzystaniu analizatora widma z dołączoną do niego szerokopasmową anteną, przeznaczoną do pracy w określonym zakresie częstotliwości [1, 8]. Do pomiarów w strefie bliskiej, a zwłaszcza do pomiarów zagrożeń stwarzanych przez pola elektromagnetyczne nie mogą być stosowane anteny o rozmiarach „rezonansowych” nie jest możliwe stosowanie przewodzących połączeń pomiędzy czujnikiem pomiarowym i innymi częściami aparatury pomiarowej, a szerokopasmowość stosowanych czujników powinna być największa, jaką się tylko da uzyskać przy zachowaniu stałej transmitancji sondy w funkcji częstotliwości [2, 4, 9]. Warunki pracy sond do pomiaru natężenia pola elektrycznego rozpatrzono w szeregu prac np. [3, 9], natomiast ograniczenia zakresu pomiarowego, wynikające zarówno z własności czujnika, jak i wymaganej dokładności pomiaru, rozpatrzono w [3]. W niniejszej pracy przedstawiono porównanie własności czujników do szerokopasmowego pomiaru natężenia pola elektrycznego z trzema rodzajami symetrycznych anten dipolowych,

przy czym anteny te spełniają warunek  $h \ll \lambda$ , a transmitancja czujnika jest wyrażona zależnością:

$$T(j\omega) = \frac{V_d}{E} = \frac{h_{eff} \cdot C_A}{C_A + C_d} = \text{const} \quad (1)$$

gdzie:  $V_d$  – napięcie detektora,  
 $h_{eff}$  – długość skuteczna anteny,  
 $C_A$  – pojemność wejściowa anteny,  
 $C_d$  – pojemność wejściowa detektora,  
 $E$  – natężenie pola elektrycznego.

Schemat ideowy takiego czujnika oraz jego układ zastępczy dla częstotliwości średnich pokazano na rys. 1.



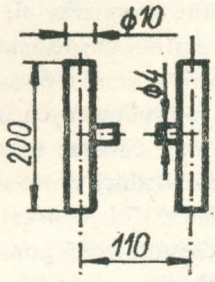
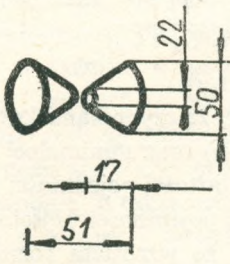
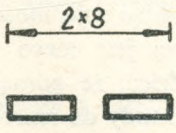
Rys. 1. Schemat ideowy (a) i układ zastępczy (b) czujnika natężenia pola elektrycznego

Do pomiarów natężeń pola elektrycznego stosowano dotychczas kilka różnych rozwiązań sond, jednak ich układy zastępcze i schematy ideowe są podobne do pokazanego na rys. 1. Na przykład w mierniku natężenia pola elektromagnetycznego opisanym przez Frankego w [6] stosuje się do pomiarów w zakresie częstotliwości 0,1–30 MHz czujnik z anteną dipolową zakończoną pojemnościami, a do pomiarów w zakresie częstotliwości 30–300 MHz czujnik z anteną dwustożkową. W mierniku natomiast opracowanym przez Bowmana i innych [4] użyto sondy wyposażonej w antenę dipolową o długości  $2 \times 0,8$  cm. Dane tych czujników zestawiono w tabelicy 1. Zakresy częstotliwościowe przedstawionych rozwiązań sond nie przekraczają trzech dekad.

W pracy niniejszej opisano sondy przeznaczone do pomiarów natężenia pola elektrycznego w zakresie częstotliwości dochodzącym do pięciu dekad. Sondy takie są przeznaczone do pomiarów natężenia pola spolaryzowanego liniowo lub też, przy zastosowaniu trzech wzajemnie ortogonalnych czujników, do pomiarów natężenia pola o polaryzacji kulistej [3].

Tablica 1

Porównanie czujników opisanych w [4, 6]

Czujnik	Antena	Zakres częstotliwości (MHz)	Zakres pomiaru (V/m)
Według Frankego [6]		0,1-30	4-1500
		30-300	4-1500
Według Bowmana [4]		0,03-5000	0,9-4750

## 2. PODSTAWOWE ZAGADNIENIA ZWIĄZANE Z KONSTRUKCJĄ CZUJNIKÓW

Opisywany rodzaj czujników jest dołączony do członu pomiaru napięcia za pośrednictwem linii transparentowej o dużej rezystywności. Rezystancja włączona pomiędzy zaciski detektora w sondzie, a wejście miliwoltomierza prądu stałego wynosi około  $10 \text{ M}\Omega$ . Wielkość tej rezystancji jest kompromisem pomiędzy zniekształceniami pola elektromagnetycznego w pobliżu sondy pomiarowej a sprawnością transmisji energii przez tę linię. Nie wnikając w zagadnienie optymalizacji tej rezystancji widać, że dla uzyskania dużej sprawności układu jest konieczne stosowanie miliwoltomierzy prądu stałego o możliwie dużej rezystancji wejściowej.

Przy dołączaniu do miliwoltomierza prądu stałego o dużej rezystancji wejściowej linii transparentowej, łączącej go z czujnikiem, ładunki elektrostatyczne, groma-

dzące się na linii transparentowej lub na dielektrycznej obudowie tej linii, powodują niekiedy dość znaczne wychylenia wskaźnika przyrządu. Stosując miliwoltomierz o wejściu symetrycznym jest możliwe pewne ograniczenie tego zjawiska. Zarówno wrażliwość przyrządu na występowanie elektryczności statycznej, jak i inne czynniki, powodujące niestabilność miliwoltomierza bądź sondy (np. zmiany temperatury), powodują to, że maksymalna czułość miliwoltomierza nie może przekraczać wartości  $0,1 \div 0,5$  mV. Jest więc konieczny taki dobór elementów tworzących czujnik, aby napięcie po detekcji było nie mniejsze niż czułość miliwoltomierza, przy możliwie najmniejszych szkodliwych wychyleniach powodowanych przez ładunki elektrostatyczne. Jest więc konieczny kompromis przy doborze rozmiarów anteny czujnika, aby z jednej strony nie przekraczać dopuszczalnej wartości błędów pomiarowych, a z drugiej uzyskać wymaganą czułość układu. Kolejnym czynnikiem ograniczającym czułość jest wymagana szerokość pasma częstotliwości pomiarowych. Dolną częstotliwość graniczną układu jak na rys. 1 określa zależność:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_d(C_A + C_d)} \quad (2)$$

gdzie:  $R_d$  – rezystancja zastępcza detektora.

Porównując zależności (1) i (2) widać, że czynnikami korzystnymi dla uzyskania maksymalnej wartości transmitancji  $T(j\omega)$  oraz minimalnej wartości dolnej częstotliwości granicznej  $f_1$  są: możliwie duże wartości pojemności własnej anteny  $C_A$  oraz rezystancji detektora  $R_d$ . Jednak wartość pojemności wejściowej anteny  $C_A$ , a także jej długość skuteczna  $h_{eff}$  są związane ze wzrostem rozmiarów geometrycznych anteny. Czynnikiem wpływającym na kompromis pomiędzy czułością układu a niższą częstotliwością pomiarową pozostaje więc pojemność wejściowa detektora  $C_d$ .

Sprawa górnej częstotliwości granicznej jest nieco bardziej skomplikowana i w pewnym uproszczeniu można powiedzieć, że górną częstotliwość graniczną (a raczej górną częstotliwość przydatności sondy do szerokopasmowych pomiarów natężenia pola w strefie bliskiej) ograniczają nie tyle własności elementów układu zastępczego sondy dla wielkiej częstotliwości, co względy dokładności pomiaru, przy czym zakres częstotliwości pomiarowych powinien być sztucznie ograniczony od góry przez stosowanie odpowiednich dolnoprzepustowych filtrów RC włączonych pomiędzy antenę i detektor [3]. Można przyjąć, że maksymalna częstotliwość, na której sonda może być użyta do pomiarów natężeń pól w strefie bliskiej odpowiada warunkowi  $0,1 \lambda_{\min} > 2h$ .

### 3. MODELE CZUJNIKÓW DO POMIARU NATĘŻENIA POLA ELEKTRYCZNEGO

Opierając się na przedstawionych rozważaniach przeprowadzono szereg prac mających na celu opracowanie optymalnej konstrukcji czujnika do pomiaru natężenia pola elektrycznego w szerokim pasmie częstotliwości. Celem wyjściowym było

przy tym opracowanie czujnika na zakres częstotliwości  $0,1 \div 300$  MHz, umożliwiającego pomiar pól elektrycznych o natężeniach większych niż  $1$  V/m. Przy zachowaniu założonej czułości jest jednak możliwe uzyskanie pasma częstotliwości szerszego od podanego wyżej, przy spełnieniu warunku  $2h \leq 10$  cm, (co odpowiada  $0,1\lambda_{\min}$ ).

Opracowane modele czujników są wykonane z symetrycznych anten dipolowych o trzech konfiguracjach. Anteny oraz pozostałe elementy czujnika są umieszczone w obudowie dielektrycznej, która jest pokryta cienką metaliczną warstwą o rezystywności około  $500$  k $\Omega/\square$  i połączoną z masą miernika. Warstwę tę stosuje się w celu zmniejszenia wpływu elektryczności statycznej na wskazania miernika. (Wychylenia miernika powodowane przez elektryczność statyczną nie powodują obniżenia dokładności pomiaru, bowiem ładunki elektrostatyczne zanikają po pewnym czasie od nagłego przemieszczenia czujnika lub też potarcia go tkaniną powodującą naelektryzowanie się. Pomiar jednak w obecności tego efektu jest uciążliwy i wymaga więcej czasu na jego wykonanie). Zastosowana rezystywność warstwy przewodzącej odpowiada obniżeniu czułości czujnika o około  $10\%$  przy zmniejszeniu wychyleń wskaźnika o ponad  $40$  dB, powodowanych ładunkami elektryczności statycznej. Wartość ta jest zresztą oceniona w przybliżeniu, gdyż trudno jest uzyskać wyniki o dużej powtarzalności. Jest wprawdzie możliwe zmniejszenie wpływu elektryczności statycznej przez zmniejszenie rezystywności warstewki metalicznej, jednak spowoduje to także dalszy wzrost tłumienia pola elektromagnetycznego w tej warstewce, a więc i spadek czułości sondy.

Pewną trudność przy konstrukcji czujników do pomiarów natężenia pola elektrycznego stanowi to, że detektor pracuje na początkowym odcinku charakterystyki

Tablica 2

Parametry techniczne czujnika z różnymi typami anten  $R_d = 2$  M $\Omega$ ,  $C_m = 1,75$  pF

Antena	C [pF]	Obliczone			Zmierzone			Zysk g	
		T [ $\frac{mV}{V/m}$ ]	$f_i$ [kHz]	q [ $cm^2 \cdot \Omega \cdot 10^{-5}$ ]	T [ $\frac{mV}{V/m}$ ]	$f_i$ [kHz]	q [ $cm^2 \cdot \Omega \cdot 10^{-5}$ ]	obli- czony	zmie- rzony (średni)
dipol o du- żej smukło- ści	0	12,0	34,6		11,6	21,2	5,47		
	10	2,24	6,47	3,45	2,20	3,80	5,79		
	20	1,23	3,57		1,21	2,11	5,73		
z pojemno- ścią końco- wą	0	38,5	20,6		25,2	14,5	17,4		
	10	10,7	5,74	18,7	5,51	3,52	15,7	5,4	2,9
	20	6,20	3,33		3,13	1,88	16,6		
dwustożko- wa	0	37,3	20,2		26,5	15,1	17,5		
	10	10,6	5,71	18,5	5,81	3,48	16,7	5,4	3,2
	20	6,15	3,33		3,33	1,89	17,6		



diody. Powoduje to małą sprawność detekcji oraz dużą zależność wyników pomiarów od dobranego egzemplarza diody. Parametry diody wpływają przy tym zarówno na czułość układu, jak i na wartość dolnej częstotliwości granicznej. W celu uzyskania wyników porównawczych, pomiary, których wyniki zestawiono w tabelicy 2, wykonano na tym samym układzie detekcyjnym, do którego kolejno dołączano różne anteny i dodatkowe pojemności. Pojemność wejściowa detektora  $C_d$  wynosiła  $C_d = C_m + C$  gdzie  $C_m$  – pojemność własna detektora łącznie z pojemnościami montażu (dla wykorzystywanego układu oszacowano  $C_m \approx 1,8$  pF) oraz  $C$  – pojemność dodatkowa wynosząca 0, 10 lub 20 pF.

### 3.1. Czujnik z symetryczną anteną dipolową o dużej smukłości

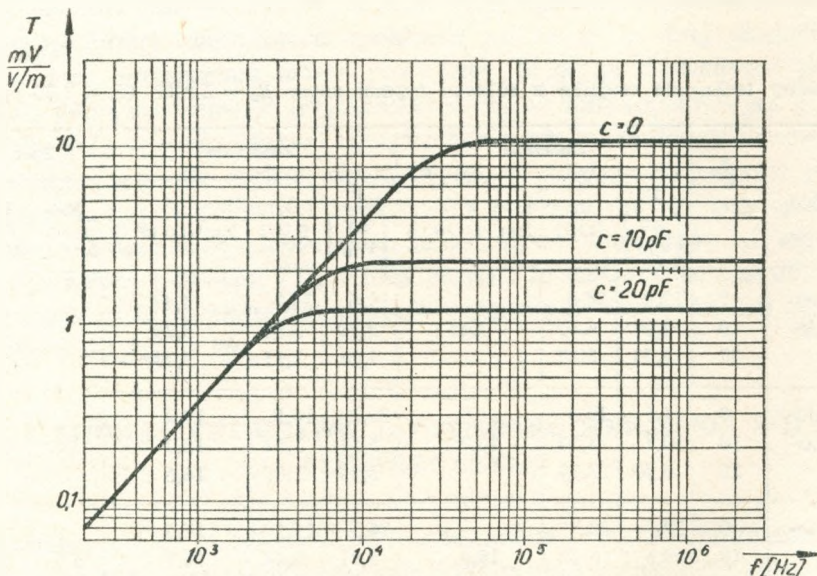
Reaktancja wejściowa anteny dipolowej symetrycznej o dużej smukłości [7] może być wyznaczona z zależności

$$X_i = \frac{120}{\beta h} \left( \ln \frac{h}{a} - 1,7 \right) \quad (3)$$

gdzie:  $\beta$  – stała falowa,  
 $h$  – długość ramienia dipola,  
 $a$  – promień przewodu.

Natomiast wysokość skuteczna takiej anteny jest opisana zależnością

$$h_{\text{eff}} = \frac{\lambda}{\pi} \operatorname{tg} \frac{\beta h}{2} \xrightarrow{\beta h \rightarrow 0} h \quad (4)$$



Rys. 2. Charakterystyka częstotliwościowa czujnika z anteną dipolową

Łatwo zauważyć, że pojemność wejściowa anteny  $C_A = (\omega X_i)^{-1}$  oraz wysokość skuteczna anteny są stałe w funkcji częstotliwości (przy spełnieniu warunku  $0,1\lambda > 2h$ ). Podstawiając więc wartości  $C_A$  i  $h_{eff}$  do wzoru (1) otrzymamy przebieg transmitancji stały w funkcji częstotliwości. Dane obliczeniowe sondy z symetryczną anteną dipolową dla następujących danych  $h = 5$  cm,  $2a = 1,5$  mm oraz  $R_d = 2$  M $\Omega$  zestawiono w tablicy 2 w funkcji pojemności  $C$ .

Biorąc pod uwagę, że sprawność detektora dla napięć  $V_d$  rzędu pojedynczych miliwoltów nie przekracza 10%, to na podstawie danych przedstawionych w tablicy 2 widać, że przy pomiarze pola o natężeniu 1 V/m można uzyskać dolną częstotliwość graniczną układu około 5 kHz. Zmierzoną charakterystykę częstotliwościową takiego czujnika pokazano na rys. 2.

### 3.2. Czujnik z symetryczną anteną dipolową zakończoną pojemnością

Impedancja wejściowa linii długiej o długości  $h$  i impedancji falowej  $Z_f$  obciążonej na końcu impedancją  $Z_l$  jest ujęta zależnością

$$Z_i = Z_f \frac{Z_l + jZ_f \operatorname{tg} \beta h}{Z_f + jZ_l \operatorname{tg} \beta h} \quad (5)$$

Wzór ten może być także stosowany do obliczania impedancji wejściowej anten zawierających elementy wydłużające [5]. Przy założeniu  $\beta h \ll 1$  wzór (5) upraszcza się do postaci:

$$X_i \approx \frac{X_l \cdot X_f}{X_l + X_f} \rightarrow C_i \approx C_A + C_l \quad (6)$$

gdzie:  $C_A$  – pojemność wejściowa anteny dipolowej,

$C_l$  – pojemność końcowa anteny.

W przypadku anteny zakończonej pojemnością, utworzoną przez przewód o długości  $l$ , pojemności  $C_A$  i  $C_l$  można wyznaczyć na podstawie wzoru (3). Wysokość skuteczna takiej anteny jest, zgodnie z [7], określona wzorem

$$h_{eff} = \frac{\lambda}{\pi} \frac{\cos \beta l - \cos \beta (h+l)}{\sin \beta (h+l)} \quad (7)$$

lub dla anten krótkich w stosunku do długości fali

$$h_{eff} \approx h \frac{h+2l}{h+l} \quad (8)$$

Łatwo zauważyć, że zarówno impedancja wejściowa jak i wysokość skuteczna takiej anteny mają wartości stałe w funkcji częstotliwości przy zachowaniu warunku  $\beta h \ll 1$  i  $\beta l \ll 1$ . Są to warunki niezbędne do spełnienia przy konstruowaniu sondy szerokopasmowej. Zastosowanie pojemności końcowej jest tu korzystne zarówno ze względu na zwiększenie pojemności wejściowej anteny jak i ze względu na wzrost wysokości skutecznej. Oba te czynniki powodują wzrost transmitancji  $T(j\omega)$  określonej wzorem (1).

Badany model czujnika został wyposażony w antenę drukowaną na laminacie epoksydowym. Antena jest utworzona z pasków o szerokości 5 mm, przy czym długość ramion dipola  $h = 5$  cm, a długość pasków tworzących pojemności końcowe  $l = 3,5$  cm. Pojemności  $C_A$  i  $C_I$  obliczono ze wzoru (3) podstawiając  $2a = 5$  mm. Wyniki danych obliczeniowych i pomiarowych sondy z anteną zakończoną pojemnością podano w tablicy 2. Czujnik ten może być użyty do pomiarów pola o natężeniu do 1 V/m na częstotliwościach większych niż około 2 kHz.

Do pomiarów pola o natężeniu 1 V/m w zakresie częstotliwości 1 kHz ÷ 300 MHz zbudowano sondę wyposażoną w symetryczną antenę 2T o rozmiarach:  $h = 5$  cm,  $2a = 5$  mm, przy czym pojemność końcowa jest utworzona przez pasek o rozmiarach 35 mm × 10 mm × 1 mm.

### 3.3. Czujnik z anteną dwustożkową

Impedancję wejściową symetrycznej anteny dwustożkowej oblicza się ze wzoru (5), przy czym impedancja falowa  $Z_f$  anteny dwustożkowej o niezbyt dużym kącie rozwarcia wynosi na podstawie [5]

$$Z_f = 120 \ln \operatorname{ctg} \frac{\theta}{2} \quad (9)$$

gdzie:  $\theta$  – kąt rozwarcia stożka.

Impedancja obciążająca stożek  $Z_I$  jest określona zależnością

$$Z_I = \frac{Z_f^2}{Z_m} \quad (10)$$

gdzie:  $Z_f$  – impedancja falowa określona wzorem (9)

$Z_m$  – odwrotna impedancja promieniowania, której wartość dla anten o rozmiarach znacznie mniejszych od długości fali (zgodnie z [5]) wynosi

$$Z_m = j60 \beta h \cdot \ln 4 = jX_m \quad (11)$$

Podstawiając wzory (11), (10) i (9) do (5) oblicza się pojemność wejściową anteny dwustożkowej w postaci

$$C_I = \frac{1}{\omega X_I} = \frac{h \left( 1 + \frac{\ln 4}{2 \ln \operatorname{ctg} \frac{\theta}{2}} \right)}{3,6 \cdot \ln \operatorname{ctg} \frac{\theta}{2}} \quad (12)$$

Natomiast wysokość skuteczną anteny dwustożkowej wyznacza się w przybliżeniu ze wzoru

$$h_{eff} = \frac{\lambda}{\pi} \operatorname{tg} \frac{\beta h}{2} \left( 1 + \sin \frac{\theta}{2} \right) \xrightarrow{\beta h \ll 1} h \left( 1 + \sin \frac{\theta}{2} \right) \quad (13)$$

Jak widać, zarówno wysokość skuteczna jak i pojemność wejściowa anteny dwustożkowej mają wartości stałe w funkcji częstotliwości przy zachowaniu warunku  $\beta h \ll 1$ . Pozwala to na wykorzystanie takiej anteny do czujnika szerokopasmowego. Zarówno transmitancja jak i dolna częstotliwość graniczna obliczone i pomierzone dla czujnika z anteną zakończoną pojemnością i anteną dwustożkową są jednakowe. Warto jednak zauważyć, że impedancja wejściowa anteny dwustożkowej w funkcji częstotliwości zmienia się mniej niż impedancja wejściowa anten dipolowych [7]. Pozwala to na wykorzystanie tych anten jako próbników natężenia pola do częstotliwości odpowiadającej, zgodnie z [3], rezonansowi  $\lambda_{\max} \approx 2h$ .

W tabelicy 2 zestawiono wyniki pomiarów i obliczeń parametrów sondy z anteną dwustożkową, wykonaną w postaci druku na płycie laminowanej. Rozmiary anteny wynoszą:  $h = 5$  cm, a długość boku przeciwległego do kąta  $\theta$  3,5 cm.

Na zakres częstotliwości 0,1 ÷ 300 MHz wykonano antenę o opisanej wyżej konstrukcji, lecz o długości  $h = 2$  cm i długości boku przeciwległego do kąta  $\theta$  2,2 cm. Sonda ta jest przeznaczona do pomiarów pól o natężeniach powyżej 1 V/m.

#### 4. DOBROĆ CZUJNIKA

W rozdziale 3 przedstawiono parametry czujników natężenia pola elektrycznego wyposażonych w różnego rodzaju anteny. Możliwość porównania tych czujników do pomiarów natężenia pola elektromagnetycznego wymaga wprowadzenia jednej miary określającej przydatność danego czujnika do pracy przy możliwie najmniejszej dolnej częstotliwości granicznej oraz przy możliwie dużej transmitancji. Dla umożliwienia liczbowego określenia tej przydatności wprowadzono pojęcie dobroci czujnika  $q$  określonej jako:

$$q = \frac{T(j\omega)}{f_l} \quad (14)$$

Podstawiając do wzoru (14) wzory (1) i (2) otrzymamy

$$q = 2\pi h_{eff} C_A R_d \quad (15)$$

Ze wzoru (15) widać, że dobroć czujnika jest tym większa im większe są wartości wielkości wchodzących do wzoru. Obliczmy więc dobroci czujników z anteną dipolową  $q_a$ , z anteną zakończoną pojemnością  $q_c$  i z anteną dwustożkową  $q_b$ . Dobroć  $q_a$  wyniesie

$$q_a = 2\pi h^2 R_d \frac{10^{-12}}{3,6 (\ln h/a - 1,7)} \quad (16)$$

a dobroć  $q_c$

$$q_c = 2\pi h^2 R_d \frac{10^{-12}}{3,6 \ln h/a - 1,7} \cdot \frac{h+2l}{h+l} \left( 1 + \frac{l}{h} \frac{\ln \frac{h}{a} - 1,7}{\ln \frac{1}{b} - 1,7} \right) \quad (17)$$

gdzie:  $b$  – promień przekroju przewodu  $l$

oraz

$$q_b = 2\pi h^2 R_d \left(1 + \sin \frac{\theta}{2}\right) \frac{1 + \frac{\ln 4}{2 \ln \operatorname{ctg} \frac{\theta}{2}}}{3,6 \left(\ln \operatorname{ctg} \frac{\theta}{2}\right)} \quad (18)$$

Wzory (16), (17) i (18) zostały wyprowadzone dla anten spełniających warunek  $h \ll \lambda$ .

Wprowadzenie pojęcia dobroci czujnika pozwala na łatwe porównanie czujników wyposażonych w różne anteny i ilościowe określenie zysku w stosunku do czujnika z anteną dipolową. Zysk  $g$  zostanie tu określony jako

$$g = \frac{q_i}{q_d} \quad (19)$$

gdzie:  $q_i$  – dobroć dowolnego czujnika.

Dla czujników z anteną pojemnościową i dwustożkową zyski  $g_c$  i  $g_b$  są wyrażone zależnościami

$$g_c = \frac{h+2l}{h+l} \left[ 1 + \frac{l}{h} \frac{\ln \frac{h}{a} - 1,7}{\ln \frac{l}{b} - 1,7} \right] \quad (20)$$

$$g_b = \frac{\left(1 + \sin \frac{\theta}{2}\right) \left(1 + \frac{\ln 4}{2 \ln \operatorname{ctg} \frac{\theta}{2}}\right) \left(\ln \frac{h}{a} - 1,7\right)}{\ln \operatorname{ctg} \frac{\theta}{2}} \quad (21)$$

Wzory (20) i (21) wyprowadzono przy założeniu, że długość  $h$  wszystkich anten jest jednakowa oraz, że rezystancja detektora  $R_d$  jest taka sama dla wszystkich czujników. Obliczone wartości zysku dla anteny zakończonej pojemnością i anteny dwustożkowej opisanych w paragrafach 3.2 i 3.3 zestawiono w tabelicy 2.

## 5. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono własności czujników do pomiarów natężenia pola elektrycznego z zastosowaniem trzech rodzajów anten dipolowych. Podstawowe wymagania, jakie stawiano tym czujnikom, dotyczyły możliwości pomiaru pól o natężeniach nie mniejszych niż około 1 V/m w możliwie szerokim pasmie częstotliwości oraz przy maksymalnym ograniczeniu rozmiarów stosowanych anten. Wprawdzie ze względu na dokładność pomiaru rozkładu pola elektromagnetycznego w strefie bliskiej przyjmuje się, że stosowana do pomiarów antena powinna spełniać warunek

$h < 0,125\lambda$ , to jednak w prowadzonych rozważaniach przyjęto, że  $2h \leq 0,1\lambda$ . Jest oczywiste, że rozszerzenie pasma częstotliwości pomiarowych i zwiększenie czułości sondy przez powiększenie jej rozmiarów jest możliwe.

W prowadzonych badaniach zakładano, że  $\lambda_{\min} = 1$  m, a charakterystyka częstotliwościowa jest ograniczona od góry przez zastosowanie filtra dolnoprzepustowego RC [3]. Jak już wspomniano jest możliwe uzyskanie płaskiej charakterystyki częstotliwościowej sondy do długości fal spełniających warunek  $2h \leq \lambda$  [3]. W zakresie jednak częstotliwości powyżej 300 MHz mierzy się zwykle gęstość mocy i między innymi temu celowi służy miernik opisany w [4].

Podstawowym postulatem w kierunku dalszego obniżenia dolnej częstotliwości granicznej będzie zwiększenie rezystancji detektora  $R_d$  przez zastosowanie lepszych diod, to znaczy diod o większej rezystancji w kierunku zaporowym i o większej sprawności.

Podstawowe parametry poszczególnych czujników zestawiono w tablicy 2. Ilustrację graficzną zamieszczono tytułem przykładu tylko dla jednego przypadku, bowiem dokładność wykresu jest mała, co utrudnia porównanie parametrów czujników. Z danych przedstawionych w tablicy 2 widać, że przyjęta rezystancja detektora  $R_d = 2$  M $\Omega$  jest mniejsza od wartości wynikającej ze zmierzonych wartości  $f_c$ . Ponadto wartości transmitancji obliczonej i pomierzonej dla anten z pojemnością końcową i dwustożkowej różnią się dość znacznie. Wynika to z przyjęcia do obliczeń dla anten płaskich wzorów słusznych dla struktur przestrzennych. Wzory te pozwalają jednak na przedstawienie dobroci i zysku czujnika w prostej formie, przydatnej do dyskusji nad własnościami oraz do wyboru optymalnej anteny czujnika. Na podstawie przeprowadzonych pomiarów i obliczeń czujniki wyposażone w antenę dwustożkową wydają się być najodpowiedniejsze do opisywanych celów. Są one wprawdzie gabarytowo większe do anten dipolowych, jednak to zwiększenie rozmiarów daje zarówno wzrost wysokości skutecznej anteny jak i jej pojemności wejściowej i to w większym stopniu niż przy wydłużeniu anteny dipolowej o długość odpowiadającą długości zewnętrznej krawędzi anteny dwustożkowej.

Parametry czujników z anteną obciążoną pojemnością końcową i z anteną dwustożkową są praktycznie identyczne w zakresie częstotliwości poniżej rezonansu własnego anteny, jednak przebieg impedancji wejściowej anteny dwustożkowej w funkcji częstotliwości jest znacznie bardziej płaski niż anteny z pojemnością końcową, zwłaszcza utworzoną z przewodów o dużej smukłości. Nie pozostaje to bez wpływu na kształt częstotliwościowej charakterystyki przenoszenia czujnika.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Babij T. M., Trzaska H.: Pomiar natężenia pola elektromagnetycznego zakłóceń od pojazdów specjalnych. Sprawozdanie z pracy nr 14/70 ITA Politechnika Wrocławska
2. Babij T. M., Trzaska H.: The problem of measurements of electromagnetic field strength of nonionizing radiation. Proc. XVII<sup>th</sup> Gen. Assembly of URSI, Warszawa 1972.

3. *Babij T. M., Trzaska H.*: Szerokopasmowość czujników pola elektrycznego (w druku)
4. *Bowman R. R., Larsen E. B., Belsher D. R., Wacker P. F.*: Second progress report electromagnetic hazards project. NBS Report Nr 9761.
5. *Collin R., Zucker F.*: Antenna theory, Inter — University Electronics Series vol. 7, N.Y. 1969.
6. *Franke W. A.*: Izmierienije elektriczeskoj magnitnoj sostawljajuszczich vysokoczasotnogo pola w zonie indukcji, w diapazonie czastot 100 kHz ÷ 30 MHz i rozrobotka pribora. Trudy Laboratorii Elektrobezopasnosti LIOT 1958.
7. *King R. W. P.*: The theory of linear antennas. Harvard Univ. Press. Cambridge, Mass. 1956.
8. *Neubauer J. R.*: Vehicular interference radiation measurement technique. IEEE Trans. on Vehicular Communication 1966 Vol. VC-13 nr 2.
9. *Wacker P. F., Bowmann R. R.*: Quantifying hazardous electromagnetic fields, scientific basis and practical considerations, IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique 1971 Vol. MTT-19, nr 2.

*Фаддей М. Бабий  
Хуберт Тржаска*

#### СРАВНЕНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

##### Резюме

Для измерений напряженности электрического поля в ближней зоне, в особенности в условиях опасности, вызываемой электромагнитным полем, применяются зонды с дипольными симметрическими антеннами.

В статье поданы результаты измерений электрического поля и результаты вычислений в случае применения измерительного зонда снабженного дипольной антенной малого поперечного размера, дипольной антенной с оконечной емкостной нагрузкой и двуконусной антенной.

На основании проведенных работ найдено, что для измерений напряженности электрического поля наиболее пригодным типом зонда является двуконусная антенна. Описанные зонды предназначены для измерений напряженности электрического поля свыше 1В/м в диапазоне частот от нескольких кГц до 300 МГц.

*Tadeusz M. Babij  
Hubert Trzaska*

#### COMPARISON OF PROBE DEVICES FOR BROAD BAND MEASUREMENTS OF THE ELECTRIC FIELD STRENGTH

##### Summary

For measurements of strength of the near by electric fields and especially of the danger conditions, resulting from electromagnetic field, the broad band probes with symmetrical dipole antennas are applied.

The paper presents the results of measurements and calculations carried out for an electric field measuring probe connected to a dipole antenna of great slenderness, to an antenna with a terminal capacity load and to a biconical antenna.

On the base of the performed works it has been recognized that the most suitable antenna for the measurements of the electric field strength by means of probes is a biconical one.

The described probes serve for measuring of strength of electric fields of above 1 V/m in the frequency band from a few kHz to 300 MHz.

*Tadeusz M. Babij*

*Hubert Trzaska*

### COMPARAISON DES SONDÉS À MESURER L'INTENSITÉ DE CHAMP ÉLECTRIQUE À LARGE BANDE

#### Résumé

Pour les mesures d'intensité de champ électrique proche et surtout pour les mesures en cas de danger résultant des champs électromagnétiques élevés, sont utilisées les sondes à large bande équipées d'antennes dipôles symétriques.

Dans l'article sont présentés les effets de mesures ainsi que de calculs effectués pour les sondes d'intensité de champ électrique liées avec quelques types d'antenne, notamment une antenne dipôle bien svelte, une antenne dipôle à charge terminale et une antenne bicône.

En vertu des travaux exécutés on a constaté, que pour les dispositifs à sonder l'intensité de champ électrique les plus utiles sont les antennes bicônes.

Les dispositifs décrits servent à mesurer l'intensité de champ au-dessus de 1 V/m, dans la bande de fréquences depuis quelques kHz à 300 MHz.

*Tadeusz M. Babij*

*Hubert Trzaska*

### VERGLEICH DER SONDEN FÜR BREITBÄNDIGE MESSUNG DER STÄRKE DES ELEKTRISCHEN FELDES

#### Zusammenfassung

Für Messungen der Stärken der elektrischen Felder, besonders für Messungen der durch elektromagnetische Felder verursachten Bedrohungen werden breitbändige Sonden mit symmetrischen Dipolantennen verwendet. In der Arbeit wurden die Resultate der für die Sonde mit dünner Dipolantenne, Dipolantenne mit Endkapazität und mit Doppelkonusantenne durchgeführten Messungen und Berechnungen dargestellt. Auf Grund der durchgeführten Messungen wurde festgestellt, dass für Sonden der Stärke des elektrischen Feldes am günstigsten die Doppelkonusantenne ist.

Die beschriebenen Sonden dienen zu den Messungen der Felder bei den grösseren Stärken als 1 V/m im Frequenzband von einigen kHz bis 300 MHz.



ZBIGNIEW RYMAROWICZ

621.391.823

## ZAKŁÓCENIA PRZEMYSŁOWE W DZIELNICACH MIESZKANIOWYCH MIASTA W ZAKRESIE FAŁ ŚREDNICH RADIOFONICZNYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego w dniu 11.12.1976 r.

W pracy przedstawiono opis i wyniki pomiarów przemysłowych zakłóceń radioelektrycznych, przeprowadzonych na terenach mieszkaniowych Wrocławia. Pomiary wykonano w godzinach popołudniowych na ulicach i placach. Mierzono składową pionową natężenia pola anteną prętową na częstotliwościach 0,5, 1,35 i 1,8 MHz. W pomiarach rozróżniano część gładką i część impulsową przebiegu wartości quasi-szczytowej zakłóceń.

Stwierdzono, że poziom części gładkiej zakłóceń jest zależny od pory doby i częstotliwości, a niezależny od rodzaju zabudowy. Natomiast poziom części impulsowej jest zależny od rodzaju zabudowy i częstotliwości, a niezależny od pory doby.

Uzyskane wyniki przedstawiono w postaci równań regresji wielorakiej, wiążących poziom zakłóceń z gęstością zaludnienia, czasem i częstotliwością.

### 1. WSTĘP

Przemysłowe zakłócenia radioelektryczne są jednym z podstawowych czynników ograniczających zasięg służb radiodyfuzyjnych w skupiskach miejskich. Pojawiły się one jako skutek rozwoju techniki i stosowania coraz częściej energii elektrycznej w różnego typu urządzeniach, narastały w ciągu lat coraz bardziej pogarszając warunki odbioru radiowego. Obecnie stanowią one już poważny problem naukowo-techniczny, a także i społeczny.

Poziom zakłóceń przemysłowych stanowi jedną z podstawowych danych wyjściowych do planowania sieci stacji radiodyfuzyjnych. Fakt ten zadecydował o uznaniu tego zagadnienia za ważne przez międzynarodowe organizacje naukowe i techniczne takie jak: CCIR, CISPR czy URSI, które przyjęły odpowiednie programy studiów i zaleciły prowadzenie badań w tej dziedzinie [1]. Na przykład CCIR w jednym ze swoich aktualnych programów studiów [2] zaleca, między innymi, prowadzenie badań:

- poziomu zakłóceń z uwzględnieniem jego zależności od położenia geograficznego, częstotliwości i pory doby,

- statystycznych charakterystyk poziomu zakłóceń z uwzględnieniem jego zależności od podanych wyżej czynników zarówno w krótkich, jak i w długich przedziałach czasowych,
- zależności korelacyjnych pomiędzy poziomem zakłóceń a gęstością zaludnienia, uprzemysłowieniem terenu i innymi czynnikami, które mogą mieć istotny wpływ na jego wartość.

Dla oceny poziomu zakłóceń w obszarach umiastowionych<sup>1)</sup> i w przestrzeni ponad nimi prowadzi się w niektórych krajach badania pokrywające zakres częstotliwości od 0,1 do 1000 MHz 5–19. Znaczna część tych prac dotyczy przy tym częstotliwości powyżej 20 MHz. Niepełna informacja zarówno co do obiektu badań, jak i zastosowanej metodyki oraz aparatury pomiarowej utrudnia korzystanie z tych wyników i ich porównywanie. Możliwości praktycznego wykorzystywania tych materiałów w warunkach krajowych są w związku z tym ograniczone.

Powyższe względy, a także obecne zainteresowania resortu łączności problemem związane z przygotowaniem do konferencji, dotyczącej nowego rozdziału częstotliwości w zakresie fal średnich radiofonicznych w europejskim obszarze radiodyfuzyjnym, wpłynęły na rozpoczęcie przez Instytut Łączności badań zakłóceń przemysłowych w miastach. Badania te zapoczątkowano w czerwcu 1969 r., pomiarami na terenie Wrocławia [20, 21] w zakresie fal średnich. Wyniki tych pomiarów przedstawiono w niniejszej pracy. Badania miały dostarczyć informacji o poziomie zakłóceń w dużym mieście oraz ustalić związek jego wartości z charakterem i rodzajem zabudowy, a także okresem doby i częstotliwością. Badania ograniczono do dzielnic mieszkaniowych, wychodząc z założenia, że te dzielnice miasta są najbardziej interesujące z punktu widzenia obsługi radioabonentów.

## 2. OBIEKT BADAŃ

Na wartość zakłóceń w obszarze zabudowy miejskiej największy wpływ wywiera najbliższe otoczenie miejsca obserwacji. Z tego względu w badaniach szczególną uwagę poświęcono strukturze przestrzennej miasta i sposobowi zabudowy.

Definicje jednostek urbanistycznych, na które można podzielić miasto nie są ściśle sprecyzowane. Normatywy urbanistyczne podają cały szereg wskaźników techniczno-ekonomicznych<sup>2)</sup> i cech budynków<sup>3)</sup>, które pozwalają zaleźnie od potrzeb

<sup>1)</sup> Miasto jest pojęciem powszechnie utożsamianym z kółkiem na mapie. Tak zdefiniowane miasto zazwyczaj przedstawia sobą obszar zwartej zabudowy, wyraźnie wyodrębniony z otoczenia i zasadniczo w pełni zainwestowany. Miasto dzisiejsze tworzy obszar na dziesiątki i już setki kilometrów wybiegający wzdłuż różnych promieni komunikacyjnych, zawierający w sobie dziesiątki kółkowych miast. Cały ten teren nazywany jest obszarem umiastowionym i składa się z głównego miasta, strefy przymiejskiej i strefy ciężenia [3,4].

<sup>2)</sup> Do wskaźników techniczno-ekonomicznych należą: procent zabudowy, intensywność zabudowy, gęstość zaludnienia itp. [22].

<sup>3)</sup> Do cech budynków należą: liczba kondygnacji, materiał budowlany, rodzaj pokrycia dachu itp. [22].

tworzyć różne podziały miasta na ściśle określone obszary o jednolitym sposobie zagospodarowania przestrzennego. Warunki te określają tzw. strefy zabudowy. Najczęściej pojęcie to dotyczy stref różniących się od innych, przede wszystkim charakterem zabudowy i wskaźnikiem jej intensywności.

Wrocław – miasto półmilionowe o układzie koncentryczno-wieloośrodkowym zajmuje rozległe tereny o zróżnicowanym charakterze i rodzaju zabudowy. Zasadniczo na obszarze miasta wyróżnić można cztery strefy różniące się strukturą przestrzenną, trzy strefy różniące się intensywnością zabudowy i 68 rejonów o jednorodnym rodzaju zabudowy<sup>4)</sup>.

Przy podziale miasta według struktury przestrzennej rozróżnia się następujące strefy miejskie:

- wewnętrzną, śródmiejską
- zewnętrzną, osiedli śródmiejskich
- peryferyjną, osiedli podmiejskich
- tzw. satelitów małych, którą tworzą trzy osiedla na krańcach miasta, a które przed włączeniem ich w granice administracyjne Wrocławia miały osobny status miejski.

Śródmieście stanowi część miasta najgęściej zabudowaną, o dużym skupieniu usług ogólnomiejskich, z mieszaniną budynków użyteczności publicznej i mieszkaniowych. W skład jej wchodzi również osiedla historyczne, dzielnice o zabudowie XIX w. oraz dzielnice o zabudowie nowej średniowysokiej i wysokiej.

Dookoła śródmieścia położone są osiedla o zabudowie z lat trzydziestych. Przeważa tu zabudowa willowa i blokowa, typu tzw. osiedli robotniczych. Całość otoczona jest strefą osiedli podmiejskich, zawierającą osiedla o zabudowie zagrodowej<sup>5)</sup> i osiedla mające charakter mieszany, w których przeplata się zabudowa zagrodowa z zabudową willową. Osiedla tworzące strefę satelitów małych mają zachowane ośrodki historyczne, na obrzeżu których występuje zarówno zabudowa blokowa jak i jednorodzinna.

Przy podziale według intensywności zabudowy wyróżnia się jednostki mieszkaniowe o zabudowie:

- wielorodzinnej o wysokiej intensywności, obejmujące budynki o czterech i większej liczbie kondygnacji,
- wielorodzinnej i jednorodzinnej o niskiej intensywności, obejmujące budynki do trzech kondygnacji,
- zagrodowej.

Sposób zabudowania terenu jak już wspomniano wyżej może być określony za pomocą różnych wskaźników. W pracy posłużono się wskaźnikiem gęstości zalud-

<sup>4)</sup> Na podstawie informacji uzyskanej w Pracowni Urbanistycznej Wrocławia.

<sup>5)</sup> Zabudowa zagrodowa związana jest z produkcją rolną, hodowlaną i ogrodniczo-warzywniczą. W strefie tej zamieszkuje – oprócz ludności trudniącej się rolnictwem – także pewna część ludności nierolniczej (około 50%) [22].

nienia terenów mieszkaniowych netto<sup>6)</sup>, uśrednionego w granicach rozpatrywanego rejonu urbanistycznego. Wskaźnik ten charakteryzujący pewien obszar miasta uznano za przybliżoną miarę liczby źródeł zakłóceń, jak również przeszkód na drodze propagacji zakłóceń [23].

### 3. ORGANIZACJA I TECHNIKA POMIARÓW

Badaniami objęto 35 rejonów. Na ich obszarze wytypowano 62 punkty pomiarowe. Rozmieszczenie ich pokazano na rys. 1. Liczbę punktów, przypadającą na poszczególne strefy zabudowy, ustalono w przybliżeniu proporcjonalnie do liczby ich mieszkańców (tablica 1).

Tablica 1

Liczba ludności i punktów obserwacji w strefach intensywności zabudowy i struktury przestrzennej

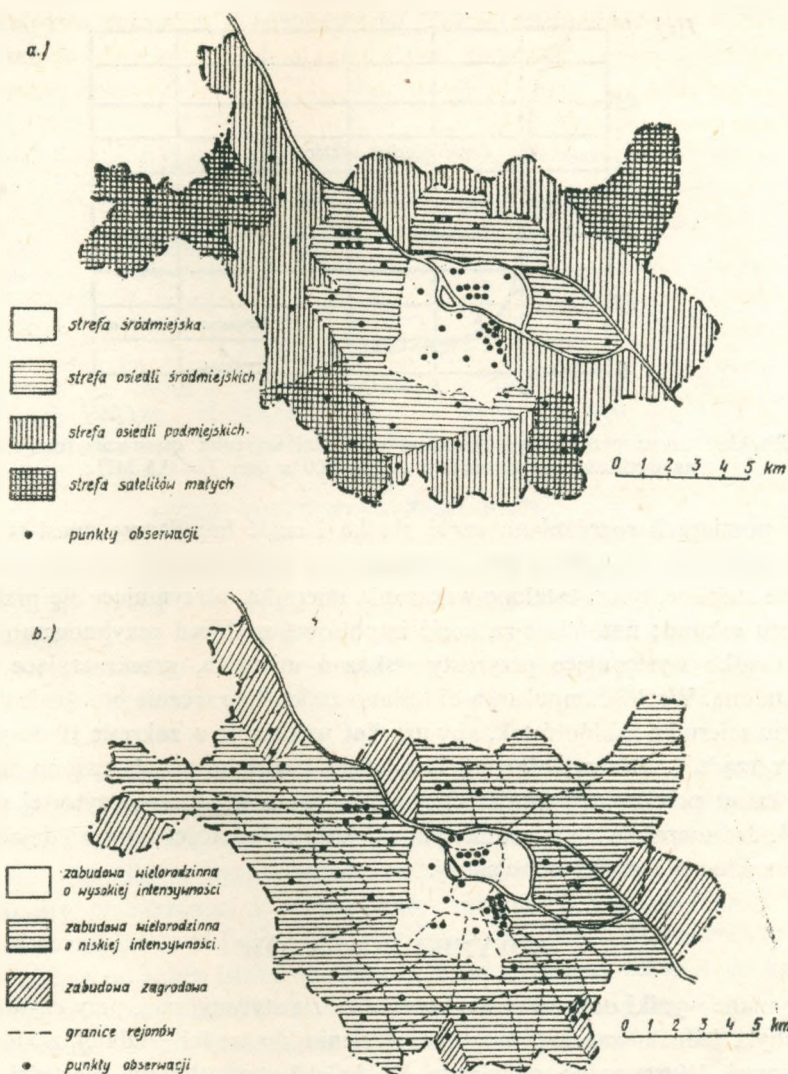
Strefy	Gęstość zaludnienia terenów mieszkaniowych netto w osobach na ha <sup>1)</sup>	Liczba ludności	Liczba punktów obserwacji
		w odsetkach	
<b>Intensywności zabudowy</b>			
— zabudowa wielorodzinna o wysokiej intensywności	555	0,612	0,420
— zabudowa wielorodzinna o niskiej intensywności	97	0,362	0,532
— zabudowa zagrodowa	51	0,026	0,048
<b>Struktury przestrzennej</b>			
— śródmiejska	555	0,612	0,420
— osiedli śródmiejskich	122	0,217	0,306
— osiedli podmiejskich	62	0,068	0,096
— satelitów małych	78	0,103	0,178

<sup>1)</sup> wartość średnia dla strefy

Punkty usytuowane były na ulicach lub placach w terenie zabudowanym, przy czym zwracano uwagę, aby w pobliżu nie występowało miejscowe, dominujące źródło zakłóceń, które mogło by maskować zakłócenia pochodzące od miasta jako całości. Unikano więc miejsc położonych w bezpośredniej bliskości linii tramwajowych i dużych zakładów przemysłowych.

W wytypowanych punktach obserwacje przeprowadzano we wszystkie dni tygodnia z wyjątkiem sobót i niedziel, w godzinach pomiędzy 16<sup>30</sup> a 20<sup>30</sup>. Wykonywano je

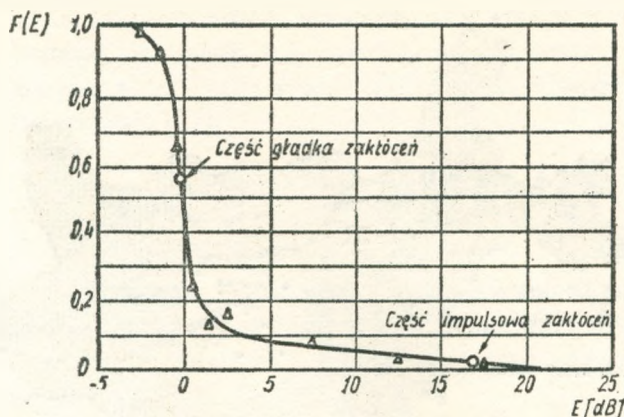
<sup>6)</sup> Wskaźnik gęstości zaludnienia jest to liczba mieszkańców przypadająca na 1 ha terenu mieszkaniowego. Wskaźnik ten może być obliczony brutto, tzn. dla całego terenu bez żadnych obliczeń z ulicami, placami, zieleńcami itp., albo obliczony netto, tzn. dla czystych terenów mieszkaniowych, jednostek lub zespołów [22].



Rys. 1. Podział Wrocławia na strefy a) struktury przestrzennej, b) intensywności zabudowy

w sposób rotacyjny, zmieniając w każdym punkcie godziny obserwacji tak, aby na każdy punkt przypadło po cztery obserwacje w odstępach godzinowych.

Mierzono składową pionową natężenia pola elektrycznego na częstotliwościach około 0,5, 1,35 i 1,8 MHz. Do pomiaru używano anteny prętowej pionowej o długości 2,5 m. Podstawa anteny znajdowała się na wysokości około 1,5 metra nad ziemią. Cechowanie jej przeprowadzono metodą standardową w jednorodnym polu fali płaskiej. Antena współpracowała z typowym miernikiem zakłóceń, spełniającym wymagania [24, 25].



Rys. 2. Rozkład czasu przekroczeń amplitud obwiedni wartości quasi-szczytowej. Ustalono na podstawie obserwacji w czasie 100 s przy  $f = 0,5$  MHz

Przy pomiarach rozróżniano część gładką i część impulsową quasi-szczytowej wartości zakłóceń. Za część gładką przyjmowano te zakłócenia, które powodowały względnie stabilne, quasi-ustalone wskazania miernika, utrzymujące się przez okres kilkunastu sekund; natomiast za część impulsową zakłóceń przyjmowano krótkotrwałe, rzadko występujące przyrosty wskazań miernika, przekraczające wartość quasi-ustaloną. Wartość impulsową określano zmieniając ręcznie położenie dzielnika na wejściu miernika zakłóceń tak, aby uzyskać wskazania w zakresie 10-decybelowej skali przyrządu<sup>7)</sup>. Dla wyjaśnienia przyjętego podziału przedstawiono na rys. 2 rozkład czasu przekroczeń amplitud obwiedni wartości quasi-szczytowej poziomu zakłóceń. Jednocześnie na rysunku tym naniesiono wartości odpowiadające części gładkiej zakłóceń i części impulsowej.

#### 4. WYNIKI POMIARÓW

Otrzymane wyniki obserwacji poddano analizie statystycznej, przy czym metoda analizy była jednakowa zarówno w odniesieniu do części gładkiej zakłóceń jak i impulsowej. Wyznaczono oddzielnie dla każdej częstotliwości wartości średnie (ważone)  $\bar{E}^8)$

<sup>7)</sup> Obecnie nie są produkowane mierniki, spełniające wymagania CISPR, pozwalające na pomiar zakłóceń o większej dynamice zmian niż 10 dB. Ponieważ zakłócenia przemysłowe w mieście są przebiegiem przypadkowym o dynamice szybkich zmian znacznie przekraczającej 10 dB, podział na część gładką i impulsową wprowadzono, aby uzyskać informację o dynamice całego procesu.

<sup>8)</sup> Średnia ważona jest to taka średnia, w której poszczególne składniki sumy są mnożone przez współczynniki wagi wyrażające ich udział w całości. Obliczamy ją ze wzoru  $\bar{E} = \frac{\sum_i w_i E_i}{\sum_i w_i}$ , gdzie  $w_i$  jest wagą wartości  $E_i$  [26]. W naszym przypadku wagą będzie liczba ludności zamieszkująca daną strefę zabudowy, na terenie którego wartość poziomu zakłóceń wynosi  $E_i$ .

odchylenia standardowe  $s$ , w zależności od różnych czynników oraz zestawiono je w tablicach 2 i 3.

Tablica 2

## Wartości średnie i odchylenia standardowe w przedziałach czasowych

Przedział godzinowy	Liczebność w grupie <sup>1)</sup>	Częstotliwość w MHz					
		0,5		0,35		1,8	
		$\bar{E}$	$S$	$\bar{E}$	$S$	$\bar{E}$	$S$
CZĘŚĆ GŁADKA ZAKŁÓCEŃ							
16,30-17,30	44	21,98	9,30	12,95	6,96	8,51	6,93
17,30-18,30	42	18,84	7,45	13,52	6,68	8,44	7,63
18,30-19,30	45	19,25	7,50	18,53	5,54	7,34	6,48
19,30-20,30	41	18,45	5,90	25,80	10,90	12,78	6,89
CZĘŚĆ IMPULSOWA ZAKŁÓCEŃ							
16,30-17,30	44	40,98	11,71	30,24	9,51	25,06	8,11
17,30-18,30	42	36,76	13,33	28,80	11,02	23,52	10,04
18,30-19,30	45	37,43	13,21	31,56	9,76	23,66	7,99
19,30-20,30	41	34,00	9,48	36,30	8,98	25,90	6,24

<sup>1)</sup> Liczebność obserwacji dla każdej częstotliwości

W celu stwierdzenia czy strefy urbanistyczne wyodrębnione według struktury przestrzennej i według intensywności zabudowy istotnie różnią się pomiędzy sobą, przeprowadzono analizę wariancji<sup>9)</sup>. Upřednio jednak zweryfikowano hipotezę o równości wariancji w wyróżnionych strefach  $H_0: \sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \dots = \sigma^2$ , oddzielnie dla struktury przestrzennej i intensywności zabudowy. Do weryfikacji hipotezy zastosowano test Bartletta [29]. We wszystkich przypadkach otrzymane wartości  $M$ , przy założonym poziomie istotności 0,05, były dużo mniejsze od wartości krytycznej  $m$ . Dlatego nie było podstaw do odrzucenia weryfikowanej hipotezy, co inaczej mówiąc przemawia za hipotezą o jednorodności wariancji w porównywanych strefach zabudowy. W ten sposób stwierdzono, iż istnieją warunki<sup>10)</sup> zezwalające na wykorzystanie analizy wariancji w dalszych badaniach.

Następnie przeprowadzono weryfikację hipotezy  $H_0: \mu_1 = \mu_2 = \dots = \mu$  wobec hipotezy alternatywnej  $H_1$ , że nie wszystkie średnie poziomy zakłóceń w badanych

<sup>9)</sup> Analiza wariancji jest to metoda badania statystycznego mająca na celu zweryfikowanie hipotezy, że otrzymane wyniki doświadczeń pochodzą z populacji o tych samych średnich. Stosuje się ją dla stwierdzenia istotności wpływu różnych czynników na przebieg doświadczenia. Hipoteza, że wyniki doświadczeń pochodzą z populacji o tych samych średnich jest równoważna hipotezie, że rozpatrywane czynniki nie wpływają w sposób istotny na wyniki doświadczenia [27]. W naszym przypadku analizę wariancji przeprowadzono według schematu obliczeń dla grup o nierównej liczbie obserwacji [28].

<sup>10)</sup> W analizie wariancji zakłada się, że rozkład właściwości w badanej populacji jest normalny i wariancje są jednakowe.

Tablica 3

Wartości średnie i odchylenia standardowe przy grupowaniu wyników według stref

Strefy	Licz- ność w grupie <sup>1)</sup>	Częstotliwość w MHz					
		0,5		1,35		1,8	
		$\bar{E}$	S	$\bar{E}$	S	$\bar{E}$	S
<b>CZĘŚĆ GŁADKA ZAKŁÓCEŃ</b>							
Ogółem <sup>2)</sup>							
w tym strefy:							
Intensywności zabudowy:							
— zabudowa wielorodzinna o wysokiej intensywności	172	19,63	7,73	16,60	8,35	9,18	7,24
— zabudowa wielorodzinna o niskiej intensywności	71	20,00	9,05	17,77	8,98	9,48	7,43
— zabudowa zagrodowa	16	20,17	7,21	14,28	7,07	11,34	6,99
Struktury przestrzennej:							
— śródmiejska	68	19,93	9,02	17,82	9,14	9,50	7,48
— osiedli śródmiejskich	59	19,08	6,75	16,93	9,08	8,86	7,31
— osiedli podmiejskich	15	19,24	7,48	13,90	5,91	8,29	5,19
— satelitów małych	30	20,36	6,82	14,66	6,20	9,62	7,56
<b>CZĘŚĆ IMPULSOWA ZAKŁÓCEŃ</b>							
Ogółem <sup>2)</sup>	172	37,27	12,08	31,02	9,91	24,42	7,36
w tym strefy:							
Intensywności zabudowy:							
— zabudowa wielorodzinna o wysokiej intensywności	71	37,60	11,52	33,15	9,66	24,54	7,15
— zabudowa wielorodzinna o niskiej intensywności	85	36,50	12,95	29,03	9,83	24,14	8,88
— zabudowa zagrodowa	16	41,74	8,68	32,05	6,32	26,28	4,59
Struktury przestrzennej							
— śródmiejska	68	37,34	11,28	33,18	9,81	24,47	7,17
— osiedli śródmiejskich	59	37,76	13,07	30,49	11,30	24,77	6,83
— osiedli podmiejskich	15	41,59	12,52	30,95	10,27	28,07	9,36
— satelitów małych	30	34,24	12,32	27,37	7,19	21,93	8,12

<sup>1)</sup> Liczebność obserwacji dla każdej częstotliwości<sup>2)</sup> Wartość średnia ważona względem liczby ludności

strefach są sobie równe. Hipotezę  $H_0$  sprawdzono testem *F* *Snedecora*. Uzyskane wartości zestawiono w tabelicy 4, gdzie również podano wartości krytyczne  $F_{\alpha}$ . Wartości, które przekraczają wartość krytyczną zaznaczono gwiazdką.

Z tabelicy tej widać, że dla części gładkiej zakłóceń zaobserwowane wartości *F* nie przekraczają wartości krytycznej  $F_{\alpha}$ . Wynika stąd, że wpływ struktury przestrzennej lub intensywności zabudowy na wartość średnią zakłóceń jest nieistotny. W przy-



padku części impulsowej zakłóceń zaobserwowane wartości  $F$  przekraczają wartość krytyczną  $F_{\alpha}$ . Dowodzi to, iż nie ma podstaw do przyjęcia dla tego przypadku weryfikowanej hipotezy  $H_0$ .

Tablica 4

Wyniki testu  $F_{\alpha}$ 

Strefy	Część gładka zakłóceń	Część impulsowa zakłóceń	$F_{\alpha}$
intensywności zabudowy	2,59	3,71*	3,02
struktury przestrzennej	1,25	3,63*	2,62

W toku dalszej analizy dla części impulsowej zakłóceń zastosowano test równości średnich  $t$ -Studenta w celu określenia, która ze stref pod względem wyróżnionych cech różni się istotnie od innych. Weryfikowano hipotezę  $H_0: \mu_i = \mu_j$  wobec hipotezy alternatywnej  $H_1: \mu_i \neq \mu_j$ , gdzie  $\mu_i, \mu_j$  oznaczają porównywaną  $i$ -tą i  $j$ -tą strefę zabudowy. Obliczone wartości  $t$  zestawiono w tablicy 5. Wartości, które przekraczają wartość krytyczną  $t_{0,05} = 1,96$ , zaznaczono gwiazdką.

Tablica 5

Wyniki testu  $t$ -Studenta

Strefa	1	2	3
strefy intensywności zabudowy			
3	0,993	2,34	
2	1,98*		
strefy struktury przestrzennej			
4	2,97*	2,27*	2,79*
3	0,867	1,242	
2	0,649		

Jak wynika z tablicy 5 istotnie statystycznie okazały się różnice pomiędzy wartościami średnimi poziomów zakłóceń stref struktury przestrzennej 1 i 4, 2 i 4 oraz 3 i 4, a także stref intensywności zabudowy 1 i 2 oraz 2 i 3. Wartości  $t$  dla pozostałych par stref nie przekraczały wartości krytycznej  $t_{\alpha}$ , tzn. różnice pomiędzy wartościami średnimi poziomów zakłóceń stref struktury przestrzennej 1, 2 i 3 oraz stref intensywności zabudowy 1 i 2 okazały się statystycznie nieistotne. Z tego też względu w dalszych obliczeniach wyniki pomiarów dla tych stref potraktowano łącznie. Po wyznaczeniu różnic pomiędzy średnimi okazało się, że poziom zakłóceń jest mniejszy o 3,8 dB dla strefy satelitów małych i o 2,3 dB dla zabudowy wielorodzinnej i jedno-

rodzinnej o niskiej intensywności od poziomu zakłóceń dla pozostałych obszarów miasta, przy czym różnice te są istotne statystycznie w sensie testu  $t$ .

W dalszym ciągu przystąpiono do przeprowadzenia zasadniczej analizy. W celu ustalenia wpływu jaki wywierają różne czynniki na wartość poziomu zakłóceń, wyniki uzyskane z pomiarów poddano analizie regresji. Opierając się na graficznej ocenie przebiegu badanych zależności, przyjęto tak dla części gładkiej zakłóceń jak i impulsowej model matematyczny o postaci

$$E = a_0 + a_1 \lg f + a_2 t + a_3 \varrho + a_4 \varrho^2 + a_5 \varrho^3 \quad (1)$$

w którym:

$E$  – wartość oczekiwana natężenia pola zakłóceń w dB powyżej  $1 \mu\text{V/m}$

$f$  – częstotliwość w MHz

$t$  – czas w godzinach

$\varrho$  – gęstość zaludnienia terenów mieszkaniowych netto w osobach/ha

$a_1, \dots, a_5$  – współczynniki regresji

$a_0$  – stała równania regresji

Estymację współczynników regresji równania (1) przeprowadzono metodą najmniejszych kwadratów<sup>11)</sup>. Poza współczynnikami regresji oszacowano także odchylenie standardowe reszt  $S_u$ <sup>12)</sup> oraz współczynnik korelacji wielorakiej  $R$ . W wyniku przeprowadzonych obliczeń otrzymano następujące równania dla części gładkiej zakłóceń

$$E_g = -9,93 + 1,37t - 15,72 \lg f \quad (2)$$

(0,34)    (1,55)

dla części impulsowej zakłóceń

$$E_i = 35,90 - 20,80 \lg f - 0,0549\varrho + 1,22 \cdot 10^{-4} \varrho^2 + 7,19 \cdot 10^{-8} \varrho^3 \quad (3)$$

(1,88)    (0,0140)    (0,36 \cdot 10^{-4})    (2,46 \cdot 10^{-8})

W powyższych wyrażeniach pod współczynnikami regresji podano w nawiasach ich odchylenia standardowe. Oceny współczynników korelacji  $R$  i odchyłeń standardowych reszt  $S_u$  podano w tablicy 6. Z tablicy tej wynika, że oszacowane funkcje dają

Tablica 6

Oceny współczynników równań (2) i (3)

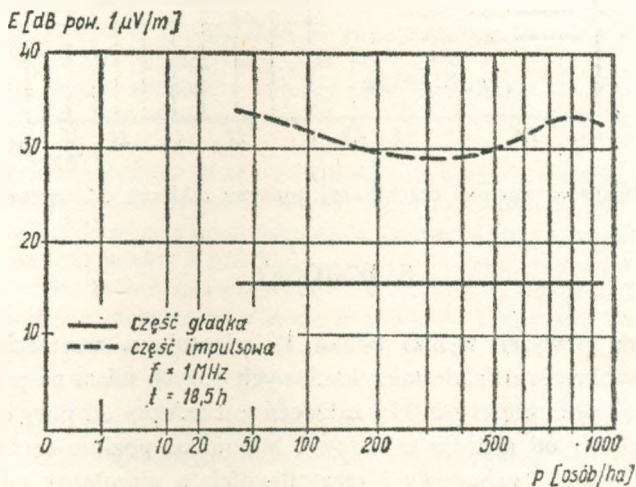
Część zakłóceń	$S_u$	$R$
gładka	8,62	0,433
impulsowa	10,46	0,441

<sup>11)</sup> Metoda najmniejszych kwadratów polega na znalezieniu takich ocen współczynników regresji, przy których suma kwadratów odchyłeń rzeczywistej zaobserwowanych wartości od wartości tej zmiennej, wyznaczonej przez model, jest najmniejsza.

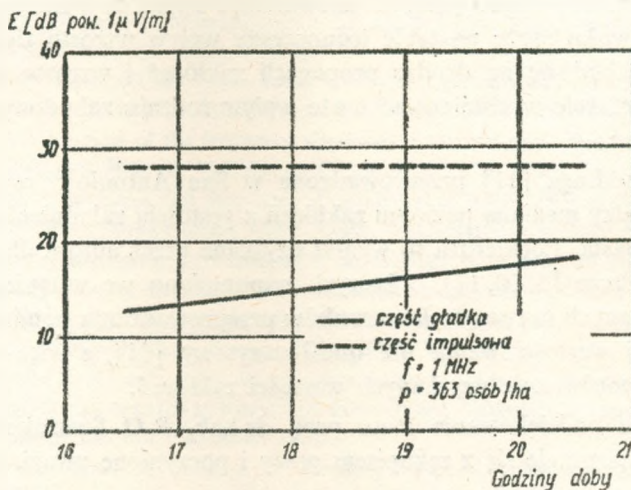
<sup>12)</sup> Odchylenie standardowe reszt  $S_u$  obrazuje zmienność punktów empirycznych względem linii regresji.

względnie dobrą aproksymację wartości empirycznych poziomu zakłóceń. Jednakże uzyskane wartości odchyłeń standardowych reszt  $S_u$  wskazują, że poziom zakłóceń jest uzależniony także od innych czynników nie ujętych w założonym modelu matematycznym. Nie można wykluczyć, że lepsze wyniki uzyskano by przy bardziej precyzyjnym określaniu gęstości zaludnienia terenów mieszkalnych w pobliżu miejsca pomiaru.

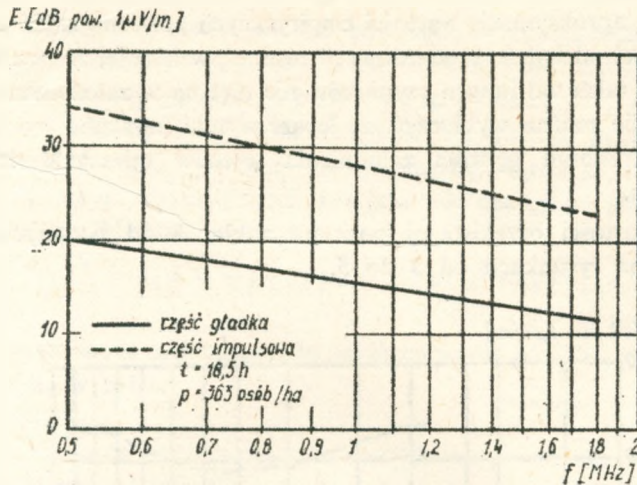
Zależność wartości oczekiwanej poziomu zakłóceń od badanych czynników przedstawiono na rysunkach od 3 do 5.



Rys. 3. Zależność wartości oczekiwanej poziomu zakłóceń od gęstości zaludnienia terenów mieszkaniowych



Rys. 4. Zależność wartości oczekiwanej poziomu zakłóceń od czasu



Rys. 5. Zależność wartości oczekiwanej poziomu zakłóceń od częstotliwości

## 5. WNIOSKI

Przedstawione powyżej wyniki badań 1) orientują w wartościach zakłóceń występujących w obrębie dzielnic mieszkaniowych dużych miast na poziomie ulicy, 2) wskazują, że poziom części gładkiej zakłóceń jest zależny od pory doby i częstotliwości, a niezależny od rodzaju zabudowy. Natomiast poziom części impulsowej jest zależny od rodzaju zabudowy i częstotliwości, a niezależny od pory doby. Wspomniany brak istotnej zależności poziomu części gładkiej zakłóceń od rodzaju zabudowy nie może być interpretowany jedynie jako brak wynikający z przesłanek czysto fizycznych. Uzyskane wyniki mogą świadczyć o tym, że w założonym obrazie całościowym zjawiska może wystąpić jednoczesny wpływ wzrostu tłumienia wnoszonego przez zabudowę na drodze propagacji zakłóceń i wzrostu liczby źródeł zakłóceń, co w efekcie wyeliminować może wpływ rodzaju zabudowy na wartość poziomu zakłóceń.

Badania Spauldinga [11] przeprowadzone w San Antonio<sup>13)</sup> wykazały brak zależności pomiędzy medianą poziomu zakłóceń a gęstością zaludnienia poszczególnych rejonów miasta. Potwierdza to wyniki uzyskane przez autora dla części gładkiej zakłóceń. Prace [5, 10, 11], o których wspomniano we wstępie, nie podają szczegółowych danych dotyczących warunków przeprowadzania pomiarów lub stosują inny rodzaj wartościowania niż quasi-szczytowy [11], a więc tym samym uniemożliwiają porównanie uzyskanych wartości zakłóceń.

Autor wyraża podziękowanie Panu prof. dr hab. R.G. Strużakowi za liczne dyskusje oraz zapoznanie się z rękopisem pracy i poczynione uwagi.

<sup>13)</sup> San Antonio, miasto w USA (Teksas) 650 tys. ludności według stanu z 1970 r.; ośrodek przemysłowo-handlowy, węzeł kolejowy na drodze do Meksyku.

## LITERATURA

1. Comptes rendus des travaux des commissions a la XVI Assemblée Generale de l'URSI — L'onde Electrique 1970 Vol. 50 nr 7-8
2. Program Studiów nr 153 VI — Pomiary przemysłowych zakłóceń radioelektrycznych, Los Angeles 1959 (aktualny także po Zgromadzeniu Plenarnym CCIR w Genewie 1974).
3. *Wdowiak W.*: Miasta — skupiska miejskie i obszary umiastowione w Polsce. Miasto 1965 nr 2, nr 9, nr 12.
4. Polska 2000. Prognozy rozwoju sieci osadniczej, Wrocław: Ossolineum 1971 nr 2.
5. *Allen E.*: Man-made radio noise — w pracy zbiorowej: Menzel D.M. The radio noise, Cambridge Massachusetts 1960.
6. *Buehler W. E., Lunden C. D.*: Signature of man-made high frequency radio noise, IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility 1966 Vol. 8 nr 3.
7. *Dickson F. H.*: Man-made noise — w pracy zbiorowej: Horner F.: Radio noise of terrestrial origin, 1962, XIII General Assembly of URSI London 1960, Elsevier Publishing Company 1962.
8. *Glinka V. N. — Mjaskovskij G. M.*: Nekatorye vremennye i spektralnye charakteristiki summarnych radiopomech krupnogo goroda, Elektrosvjaz 1967 nr 2.
9. *Herman J. R.*: Survey of man made radio noise, Progres in radio science 1966-1969, vol. 1, Ionosphaera, Magnetosphaera, Radio Noise, URSI — Brussels, Belgium 1970.
10. *Mjaskovskij G. M.*: Issledovania statisticeskich charakteristik summarnych radiopomech na odkrytych gornych rozrabortkach i v krupnych gorodach. Moskiewski Instytut Górnicy — praca doktorska 1966.
11. *Spaulding A. D.*: Amplitude and time statistics of urban man-made noise. International Conference on Communications 71. Montreal 1971 Vol. 7, New York 1971.
12. *Disney R. T.*: Estimates of man-made radio noise levels based on the office of telecommunications, its data base. International Conference on Communications, Philadelphia, June 19-21, 1972.
13. *Pevnickij V. P., Ilgekit F. E.*: Charakterystiki sistemy podavlenia radiopomech. Elektricesstwo 1956 nr 6.
14. *Skomal E. N.*: Distribution and frequency dependence of unintentionally generated man-made VHF/UHF noise in Metropolitan areas. IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility 1965 cz. 1 Vol. 7 nr 3, cz. 2 Vol. 7 nr 4.
15. *Skomal E. N.*: Comparative radio noise levels of transmission lines, automotive traffic and RF stabilized arc welders, IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility 1967 Vol. 9 nr 2.
16. *Skomal E. N.*: Analysis of the frequency dependence of man-made radio noise. IEEE International Convention Record, Vol. 14, part 2, March 21-25, 1966.
17. *Skomal E. N.*: The range and frequency dependence of VHF-UHF man-made radio noise in and above Metropolitan areas. IEEE Trans. Vehicular Technology 1970 Vol. 19 nr 2.
18. *Skomal E. N.*: Distribution and frequency dependence of incidental man-made HF/VHF noise in Metropolitan areas. IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility 1969 Vol. 11 nr 2.
19. *Skomal E. N.*: Analysis of airborne VHF/UHF incidental noise over Metropolitan areas. IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, 1969 Vol. 11 nr 2.
20. *Rymarowicz Z.*: Zakłócenia radioelektryczne w zakresie fal średnich radiofonicznych w miastach Dolnego Śląska oraz ich zależności od zaludnienia, wielkości i uprzemysłowienia miasta. Praca doktorska, Instytut Łączności 1974.
21. *Rymarowicz Z., Moroń W., Strużak R.*: Pomfary zakłóceń radioelektrycznych w wybranych miejscowościach w zakresie częstotliwości 0,5 do 1,8 MHz. Instytut Łączności, sprawozdanie nr Z-21/161/70/71034.

22. *Czarnecki W.*: Planowanie miast i osiedli. tom 2 — Miejsca pracy i zamieszkania, Warszawa: PWN 1965.
23. *Rymarowicz Z.*: Pomiarы propagacji zakłóceń radioelektrycznych w zakresie fal średnich i krótkich na terenach mieszkalnych. Prace Instytutu Łączności 1972 nr 3.
24. Specification for CISPR radio interference measuring apparatus for the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz. CISPR Publ. 1972 nr 1.
25. Przemysłowe zakłócenia radioelektryczne. Urządzenia do pomiarów zakłóceń. Ogólne wymagania i badania. PN-76/T-06450.
26. *Oktaba W.*: Elementy statystyki matematycznej i metodyka doświadczalnictwa, Warszawa: PWN 1966.
27. Rachunek prawdopodobieństwa i statystyka matematyczna — terminy, określenia i symbole. PN-58/N-01051, Warszawa: Wydawnictwa Normalizacyjne.
28. Schmit S.: Zastosowanie metod statystycznych w zootechnice, Warszawa: PWRiL 1964.
29. *Zieliński R.*: Tablice statystyczne. Warszawa: PWN 1972

*Збигнев Рымарович*

#### ПРОМЫШЛЕННЫЕ РАДИОПОМЕХИ В ГОРОДСКИХ ЖИЛЫХ КВАРТАЛАХ В ДИАПАЗОНЕ ВЕЩАНИЯ НА СРЕДНИХ ВОЛНАХ

##### Резюме

В статье представлены результаты измерений промышленных радиопомех, проведенных в жилых кварталах города Вроцлав. Измерения проводились в полуденное время на улицах и площадях измерения проводились составляющая напряженности поля с помощью стержневой антенны на частотах 0,5, 1,35 и 1,88 МГц.

В измерениях различали монотонные и импульсные части характеристики квазипиковых величин помех.

Обнаружено, что уровень монотонной части зависит от времени измерения и от частоты, но не зависит от характера застройки. Уровень импульсной части помех зависит от характера застройки и от частоты, но не зависит от времени измерения.

Полученные результаты представлено в виде уравнений множественной регрессии, связывающей уровень помех с плотностью заселения временем и частотой.

*Zbigniew Rymarowicz*

#### RADIO INTERFERENCE IN INHABITED AREAS IN THE RANGE OF BROADCASTING MEDIUM WAVES

##### Summary

In the paper the measurements of industrial radio interference carried out in residential quarters of the town of Wrocław have been presented. The measurements were carried out in the afternoon hours in the streets and places of the town. The vertical component of field strength was measured on frequencies 0.5, 1.35 and 1.8 MHz by means of a stub-antenna.

In the measurements, the monotonous and part pulse of the quasi-top value of the interference level course have been distinguished.

It has been stated that level of the monotonous part of interference depends on the measurement hours and on the frequency, but does not depend on the kind of building.

On the other hand the second part depends on the kind of building and on the frequency, but does not depend on the measuring hours.

The obtained measurement have been presented as equations of multiple regression, binding the interference level with the population density, the time and the frequencies.

*Zbigniew Rymarowicz*

### PERTURBATIONS RADIO-ÉLECTRIQUES EN ONDES MOYENNES RADIOPHONIQUES DANS LE TERRAIN HABITÉ

#### Résumé

Dans l'article on présente les résultats de mesures des perturbations radio-électriques, effectuées dans les quartiers habités de la ville de Wrocław. On effectuait les mesures dans les heures d'après-midi, dans les rues et sur les places de la ville. On mesurait la composante verticale de l'intensité de champ au moyen d'une antenne-tige, sur les fréquences de 0,5, 1,35 et 1,8 MHz.

On discerne dans la valeur quasi-crête du parcours de perturbations deux parties différentes, notamment la partie monotone et la partie impulsive.

On constate, que le niveau de la partie monotone dépend de l'heure de mesure et de la fréquence, mais il ne dépend pas du genre de construction, tandis que le niveau de la partie impulsive dépend du genre de construction de bâtiments et de la fréquence, mais il ne dépend pas de l'heure de mesure.

Les résultats obtenus sont présentés en forme d'équations de régression multiple liant le niveau de perturbations avec la densité de peuplement, le temps et les fréquences de mesure.

*Zbigniew Rymarowicz*

### INDUSTRIESTÖRUNGEN IN WOHNGBIETEN IN DEM RICHTFUNKMITTELWELLENBEREICH

#### Zusammenfassung

In der Arbeit wurden die Beschreibung und Resultate der in den Wohngebieten der Stadt Wrocław durchgeführten Messungen der Funkstörungen dargestellt. Die Messungen wurden in den Nachmittagsstunden auf den Strassen und Plätzen der Stadt durchgeführt. Es wurde

die vertikale Komponente der Feldstärke mittels einer Stabantenne bei Frequenzen 0,5, 1,35 und 1,8 MHz gemessen. In den Messungen wurde der Glatt- und Impulsteil des Ganges des quasi-maximalen Wertes der Störungen unterschieden.

Es wurde festgestellt, dass der Pegel des Glatteiles der Störungen von der Tageszeit und von der Frequenz abhängig und von der Bebauungsart unabhängig. Der Pegel des Impulsteiles ist dagegen von der Bebauungsart und von der Frequenz abhängig und von der Tageszeit unabhängig.

Die erhaltenen Resultate wurden in Form der Gleichungen der vielartigen Regression dargestellt, die den Störpegel mit der Bevölkerungsdichte, der Zeit und mit der Frequenz verbinden.



ROMUALD BIAŁOBRZESKI  
STANISŁAW SOŃTA

519.2

## MODYFIKACJA TESTU $\chi^2$ Pearsona W CELU UMOŻLIWIENIA WYKORZYSTANIA ANALIZATORA TYPU HP 3721A

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego w dniu 14.03 1977

### 1. WPROWADZENIE

W zagadnieniach technicznych często spotykamy się z problemem sprawdzenia hipotezy, że badana cecha populacji generalnej ma określony rozkład statystyczny. Zagadnienie polega na przeprowadzeniu testu weryfikującego hipotezę, że badana zmienna losowa ma rozkład zbliżony do określonego rozkładu teoretycznego. W testach tego typu nie precyzuje się wartości parametrów rozkładu, stąd testy takie zwane są nieparametrycznymi testami zgodności.

Jednym z bardziej użytecznych sposobów pomiaru właściwości sygnałów losowych w telekomunikacji jest wykorzystanie analizatorów statystycznych, na przykład korelatora typu HP 3721A. Analizator ten umożliwia uzyskanie w sposób bezpośredni gęstości prawdopodobieństwa lub dystrybuanty wartości napięć chwilowych oraz funkcji korelacyjnych sygnału losowego.

Funkcje te mogą być przedstawione w postaci wykresu na ekranie lampy oscylograficznej, wykresu graficznego na papierze milimetrowym lub też w postaci wartości cyfrowych na taśmie perforowanej. Wyniki pomiarów podane są w postaci wartości danej funkcji na osi  $Y$  (pionowej) dla 100 ustalonych punktów wartości napięć na osi  $X$  (poziomej).

Dla dystrybuanty oś pozioma wykresu wykalibrowana jest w  $V/cm$  i ma długość 100 mm (jedna działka na milimetr). Na osi pionowej punkt najwyższy wykresu przedstawia 100% prawdopodobieństwa, punkt zaś najniższy – 0% prawdopodobieństwa. Skala ta o długości 8 cm zawiera 256 poziomów (32 wartości na jeden centymetr). Proces wykreślenia dystrybuanty zatrzymuje się, gdy sygnał wejściowy zostanie przeanalizowany  $4N^*$ -krotnie, przy czym  $N^*$  obserwacji może być wybierane od 127 do 130 048 [4].

Dla funkcji korelacyjnych oś pozioma wykresu wykalibrowana jest w jednostkach czasu na centymetr, natomiast oś pionowa w jednostkach  $V^2/cm$ , przy czym zakres skali obu osi może być odczytany z odpowiednich przełączników i wyświetlacza.

Funkcja gęstości prawdopodobieństwa  $p(x)$ , wyliczana i przedstawiana przez korelator, nie jest podana w postaci bezpośrednich wartości funkcji i wymagane jest dokonywanie szeregu dodatkowych obliczeń i czynności pomiarowych.

Znajomość dystrybuanty i funkcji korelacyjnych sygnału w zupełności wystarcza do wyliczenia pozostałych parametrów i wyznaczenia właściwości statystycznych badanego sygnału.

Wspomniany korelator umożliwia uzyskanie dystrybuanty wartości chwilowych napięcia sygnału, oznaczanej jako  $F_e(x_i)$ , gdzie  $x_i$  – wartości napięć badanego sygnału, ustalone w jednakowych odstępach.

## 2. MODYFIKACJA TESTU ZGODNOŚCI $\chi^2$ Pearsona

Jedną z najbardziej rozpowszechnionych statystyk, służących za miarę rozbieżności między rozkładem hipotetycznym a empirycznym, jest statystyka  $\chi^2$  Pearsona [1, 2]:

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^r \frac{(n_i - np_i)^2}{np_i} \quad (1)$$

gdzie:  $r$  – liczba rozłącznych przedziałów możliwych wartości badanej cechy  $x$ ,  
 $n$  – całkowita liczebność badanej próby zmiennej losowej,  
 $n_i$  – liczebność zaobserwowanych wartości cechy  $x$  w przedziale  $i$ -tym,  
 $p_i$  – częstość teoretyczna (prawdopodobieństwo) zaobserwowania cechy  $x$  w  $i$ -tym przedziale.

W zastosowaniach praktycznych często wykorzystuje się zależność przekształconą w postaci:

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^r \frac{n_i^2}{np_i} - n \quad (2)$$

przy czym obowiązują oczywiście zależności:

$$\sum_{i=1}^r p_i = 1 \quad \text{oraz} \quad \sum_{i=1}^r n_i = n \quad (3)$$

Ponieważ w korelatorze typu HP 3721A nie wyznacza się parametrów niezbędnych do wyliczenia wartości  $\chi^2$ , a tylko wartość dystrybuant, przeto w celu wykorzystania wyników pomiarów z korelatora należy wprowadzić odpowiednie modyfikacje.

W równaniu (2) występuje częstość teoretyczna  $p_i$ , którą można wyrazić za pomocą zależności [1]:

$$p_i = F_i(z_i) - F_i(z_{i-1}), \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (4)$$

gdzie:  $F_i(z_i)$  – dystrybuanta teoretyczna zmiennej standaryzowanej w punkcie  $z_i$ .

Częstość empiryczną można wyrazić za pomocą zależności [1, 3]:

$$f_i = \frac{n_i}{n} = F_e(x_i) - F_e(x_{i-1}) \quad (5)$$

gdzie:  $F_e(x_i)$  – dystrybuanta empiryczna w punkcie  $x_i$ ,

$x_i$  – górna granica  $i$ -tego przedziału w voltach.

Wartości dystrybuanty teoretycznej  $F_t(z_i)$  podawane są zazwyczaj dla zmiennej standaryzowanej. Zatem w celu przeprowadzenia testu należy dokonać standaryzacji dystrybuanty empirycznej. W tym celu należy wyznaczyć odchylenie standardowe w próbie.

Dla sygnałów losowych, których  $E[X] = 0$ , estymator momentu grupowego [3] rzędu drugiego wynosi:

$$\hat{G}_2 = \sum_{i=1}^r {}^*x_i^2 f_i - \frac{1}{12} h^2 \quad (6)$$

gdzie:  ${}^*x_i$  – środek  $i$ -tego przedziału,

$h$  – szerokość przedziału,

$\frac{1}{12} h^2$  – poprawka *Sheparda* na grupowanie (poprawka ta w przypadku korelatora jest do pominięcia).

Moment ten, przy przyjętych założeniach, można utożsamiać z wariancją w próbie. Stąd odchylenie standardowe w próbie można wyrazić za pomocą zależności:

$$\hat{s} = \sqrt{\hat{G}_2} \cong \sqrt{\sum_{i=1}^r {}^*x_i^2 [F_e(x_i) - F_e(x_{i-1})]} \quad (7)$$

zatem standaryzowane wartości zmiennej losowej napięcia można wyrazić za pomocą zależności:

$$z_i = \frac{x_i}{\hat{s}} \quad (8)$$

Podstawiając równania (5) i (8) do równania (2) otrzymamy:

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^r \frac{nf_i^2}{p_i} - n = n \left\{ \sum_{i=1}^r \frac{[F_e(z_i) - F_e(z_{i-1})]^2}{F_t(z_i) - F_t(z_{i-1})} - 1 \right\} \quad (9)$$

Przy czym wartość  $n$  wyznacza się na podstawie tablicy 3.2, zawartej w [4]. Dla dystrybuanty wartość ta wynosi  $n = 4N^*$ ; przy wykorzystywaniu danych z taśmy dziurkowanej  $n = 2032$

Po wyliczeniu statystyki  $\chi^2$  według równania (9) porównuje się ją z wartością statystyki  $\chi^2_{m\alpha}$  wziętej z tablic dla określonego poziomu istotności  $\alpha$  i dla określonej liczby  $m$  – stopni swobody.

Dla grup o dostatecznie dużych liczebnościach, jak to ma miejsce w przypadku korelatora, statystyka  $\chi^2$  ma  $m = r - c - 1$  stopni swobody, gdzie  $r$  jest liczbą przedziałów, natomiast  $c$  – liczbą ocenianych parametrów [2]. Przy stosowaniu korelatora HP 3721A liczba stopni swobody wynosi  $m = 100 - 2 - 1 = 97$ .

### 3. ZAKOŃCZENIE

Przedstawiona modyfikacja testu  $\chi^2$  Pearsona umożliwia zastosowanie tego nieparametrycznego testu do weryfikacji hipotezy o rozkładzie wartości chwilowych napięć badanych sygnałów przy wykorzystaniu wyników pomiarów uzyskanych z analizatora HP 3721A. Analizator ten jest wyposażony w przystawkę do wyprowadzania wyników na taśmie dziurkowanej, tak że test zgodności może być przeprowadzony całkowicie przy wykorzystaniu techniki komputerowej.

#### LITERATURA

1. *Fisz M.*: Rachunek prawdopodobieństwa i statystyka matematyczna. Warszawa: PWN 1969
2. *Smirnow N. W., Dunin I. W., Borkowski A. M.*: Kurs rachunku prawdopodobieństwa i statystyki matematycznej dla zastosowań technicznych. Warszawa: PWN 1969.
3. Rachunek prawdopodobieństwa i statystyka matematyczna. PN-74/N-01051 Warszawa: WN 1976.
4. Instrukcja eksploatacji analizatora HP 3721A. Warszawa: IŁ 1972.

HENRYK SMORAĞ  
ANDRZEJ KILIAN

621.391.82:621.317.7

## POMIAR STAŁYCH CZASOWYCH DETEKTORÓW WE WSPÓŁCZESNYCH MIERNIKACH ZAKŁÓCEŃ RADIOELEKTRYCZNYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego w dniu 9.II.1977 r.

W artykule podano definicję stałej czasowej detektora w mierniku zakłóceń radioelektrycznych oraz uzasadniono potrzebę pomiaru tego parametru w tych przyrządach. Przeanalizowano dotychczas stosowane metody pomiarowe tego parametru oraz przedstawiono nową metodę pomiaru (opracowaną w Zakładzie Zakłóceń Radioelektrycznych IŁ), ze specjalnym uwzględnieniem zastosowania przełącznika elektronicznego w.cz. wchodzącego w skład układu pomiarowego.

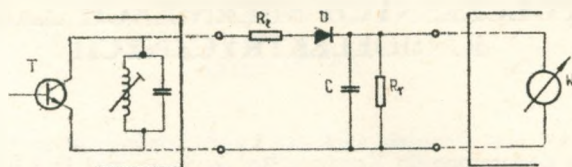
### 1. WPROWADZENIE

Pomiar zakłóceń radioelektrycznych za pomocą znormalizowanego miernika zakłóceń polega na określeniu tzw. wartości quasi-szczytowej mierzonego sygnału zakłócającego o charakterze impulsowym. Wartość ta została określona eksperymentalnie w taki sposób, aby wskazania miernika odpowiadały możliwie najbardziej fizjologicznym reakcjom ucha ludzkiego na dźwięk. Poprawne wartościowanie mierzonych sygnałów zakłócających jest uzależnione głównie od parametrów elektrycznych detektora pomiarowego miernika. Parametry te są ściśle zdefiniowane w zaleceniach Międzynarodowej Komisji Specjalnej do Spraw Zakłóceń Radioelektrycznych (CISPR) [1], w zaleceniach RWPG oraz w Polskiej Normie PN-69/T-06450 [2]. Muszą one być kontrolowane przy ocenie prototypu miernika dla wszystkich możliwych wartości mierzonych sygnałów, jak również sprawdzane okresowo podczas normalnej eksploatacji przyrządu.

Warunkiem poprawnego pomiaru parametrów detektora jest zastosowanie takiej metodyki i takiej aparatury pomiarowej, aby warunki pracy urządzenia nie uległy żadnej zmianie, a wpływ przyłączenia zewnętrznych przyrządów pomiarowych był do pominięcia. Metoda powinna ponadto zapewnić wymaganą dokładność pomiaru.

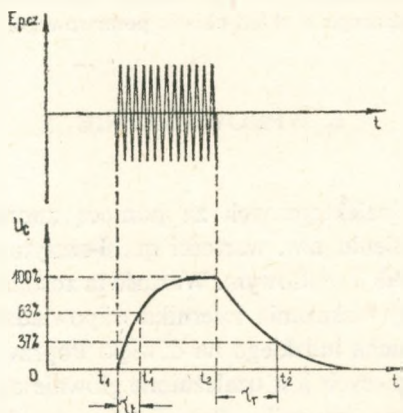
## 2. DETEKTOR POMIAROWY MIERNIKA ZAKŁÓCEŃ, DEFINICJE, UZASADNIENIE KONIECZNOŚCI POMIARU

Uproszczony układ elektryczny detektora pomiarowego konwencjonalnego, współczesnego miernika zakłóceń, pokazany jest na rys. 1. Detektor taki jest najczęściej poprzedzony rezonansowym wzmacniaczem wielkiej (pośredniej) częstotliwości o określonych parametrach elektrycznych, takich jak zakres liniowej pracy,



Rys. 1. Uproszczony układ elektryczny detektora pomiarowego miernika zakłóceń  
 $R_f$  — rezystancja ładowania,  $D$  — dioda,  $C$  — pojemność detektora,  $R_r$  — rezystancja rozładowania

selektywność i impedancja wyjściowa. Do wyjścia detektora dołączony jest układ pomiaru napięcia stałego analogowy lub cyfrowy. Definicję stałej czasowej ładowania i rozładowania takiego detektora wg CISPR oraz PN-69/T-06450 ilustruje rys. 2.



Rys. 2. Definicje stałych czasowych detektora wg PN-69/T-06450  $\tau_l$  — stała czasowa ładowania,  $\tau_r$  — stała czasowa rozładowania

Staća czasowa ładowania „ $\tau_l$ ” — jest to czas jaki upłynie od momentu  $t_1$  przyłożenia wymuszenia w postaci skoku jednostkowego do chwili  $t'_1$ , w której napięcie na kondensatorze  $C$  osiągnie 63% wartości ustalonej  $U_{c\infty}$ .

$$\tau_l = t'_1 - t_1$$

jeżeli  $U_c(t_1) = 0$

a  $U_c(t'_1) = 0,63 \cdot U_{c\infty}$

Stała czasowa rozładowania „ $\tau_r$ ” – jest to czas, jaki upłynie od momentu nagłego przerwania wymuszenia ( $t_2$ ) do chwili ( $t_2'$ ), w której napięcie na kondensatorze  $C$  zmaleje do 37% wartości napięcia ustalonego

$$\tau_r = t_2' - t_2$$

jeżeli  $U_c(t_2) \approx U_{c\infty}$

a  $U_c(t_2') = 0,37 \cdot U_{c\infty}$

Dla zorientowania się w rzeczywistych wartościach stałych czasowych występujących w detektorach mierników zakłóceń w tabelicy 1 zestawiono wartości  $\tau_l$  i  $\tau_r$  dla mierników zakłóceń na poszczególne zakresy częstotliwości zgodnie z PN-69/T-06450 i zaleceniami CISPR.

Tabela 1

Zakres częstotliwości [MHz]	Stała czasowa ładowania [ms]	Stała czasowa rozład. [ms]	Uwagi
0,01 ÷ 0,15	45	500	wg zaleceń CISPR
0,15 ÷ 30	1	160	wg PN-69/T-06450
30 ÷ 1000	1	550	wg PN-69/T-06450

Z podanych w tabelicy 1 wartości widać, że dla wszystkich mierników słuszną jest zależność:

$$\tau_l \ll \tau_r \quad (1)$$

Aby móc wyznaczyć stałe czasowe układu z wartości elementów należałoby założyć, że:

1. W czasie działania wymuszenia następuje praktycznie jedynie ładowanie kondensatora, tzn., że  $R_r \ll R_l$ ,
2. Po ustaniu wymuszenia następuje rozładowanie, które odbywa się jedynie przez rezystancję  $R_r$  (rezystancja diody detekcyjnej w kierunku zaporowym jest wielokrotnie większa od rezystancji rozładowania  $R_r$ ),
3. Przebiegi ładowania i rozładowania mają kształt wykładniczy.

Przy takich założeniach otrzymuje się następujące zależności stałych czasowych od elementów układu (wg rys. 1):

$$\tau_l = R_l \cdot C \quad (2)$$

$$\tau_r = R_r \cdot C \quad (3)$$

W rzeczywistości jedynie założenie drugie oraz część trzeciego (dotycząca przebiegu rozładowania) są spełniane, zatem jedynie wartość stałej czasowej rozładowania można określić w prosty sposób z zależności (3).

W przypadku stałej czasowej ładowania zagadnienie jest bardziej złożone. Przebieg ładowania nie jest ściśle wykładniczy ze względu na wpływ takich czynników jak:

- występujące w układzie pojemności rozproszone bocznikujące impedancję wewnętrzną źródła;
- zależność rezystancji ładowania  $R_l$  od amplitudy sygnału.

Układ zastępczy typowego detektora pomiarowego, uwzględniający najważniejsze jego elementy, pokazany jest na rys. 3. Elementy tego układu symbolizują następujące wielkości:

$r_1$  – moduł impedancji wewnętrznej źródła

$r_2$  – rezystancja dodatkowa dla uzyskania wymaganej stałej czasowej

$r_3$  – rezystancja dynamiczna diody  $r_3 = f(4)$

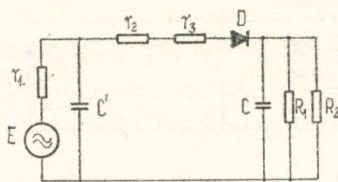
$C'$  – pojemności rozproszone bocznikujące impedancję wewnętrzną źródła

$C$  – pojemność detekcyjna

$R_1$  – rezystancja rozładowania kondensatora  $C$

$R_2$  – rezystancja wejściowa układu wartościowania

$D$  – dioda idealna



Rys. 3. Układ zastępczy typowego detektora pomiarowego

Jak już wspomniano z dostateczną dla praktyki dokładnością można obliczyć jedynie stałą czasową rozładowania (z zależności 3), a to dlatego, że rezystancję  $R_2$  można albo pominąć (w przypadku gdy  $R_2 \gg R_1$ ) albo uwzględnić ją przy wyznaczaniu wypadkowej wielkości  $R_r$ . Zagadnienie jest znacznie bardziej złożone w przypadku stałej czasowej ładowania.

Przebieg ładowania kondensatora detekcyjnego  $C$  opisany jest następującym równaniem różniczkowym:

$$\frac{d(A \cdot \cos \theta)}{dt} + \frac{A \cdot \cos \theta}{R_r C} = \frac{\sin \theta - \theta \cdot \cos \theta}{\pi R_r C} \cdot A \quad (4)$$

gdzie:  $\theta$  – kąt przepływu prądu

$A$  – amplituda sygnału sinusoidalnego doprowadzonego do wejścia ostatniego stopnia wzmacn. pośredniej częstotl.

Równanie to nie jest bezpośrednio całkowalne i jego rozwiązanie uzyskać można jedynie metodami numerycznymi dla konkretnych wartości  $A$ ,  $R_r$ ,  $R_1$ ,  $C$ . Rozwiązanie to dla wartości występujących w miernikach zakłóceń na zakres 0,15–1000 MHz daje wynik:

$$\tau_l \approx 4 \cdot R_l \cdot C \quad (5)$$



Z powyższego widać, że określenie  $\tau_t$  jest prostą operacją rachunkową, jeżeli znana jest wartość  $R_t$ , a tym samym wszystkich jej składowych.

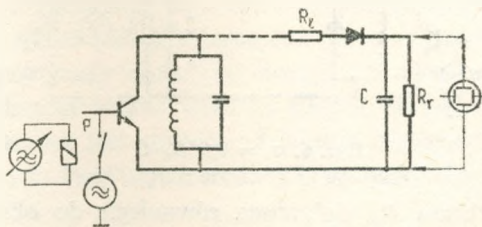
Wielkość  $C'$  w prawidłowo zaprojektowanym i wykonanym układzie można pominąć. Składowa rezystancji ładowania  $r_1$  jest modułem impedancji wyjściowej ostatniego stopnia p.cz. i jej obliczenie na podstawie parametrów elektrycznych stopnia jest bardzo pracochłonne i mało dokładne ze względu na rozrzut parametrów elementów czynnych, podzespołów liniowych, wpływu otoczenia, montaż itp.

Rezystancja dynamiczna  $r_3$  jest w przypadku zależności (4) i (5) uwzględniona pod postacią kąta  $\theta$ . Zalecenia międzynarodowe i norma krajowa dopuszczają zmianę wartości stałej czasowej ładowania tylko w niewielkich granicach ( $\pm 20\%$ ) w dużym zakresie zmian amplitudy sygnału. W praktyce dobiera się tak wielkość dodatkowej rezystancji  $r_2$  na podstawie wielokrotnych pomiarów, aby w całym zakresie dynamiki sygnału p.cz. wartość stałej czasowej ładowania  $\tau_t$  nie wykraczała poza dopuszczalne tolerancje wartości nominalnej. Tak więc przy pracach konstrukcyjnych, wszelkiego rodzaju naprawach, wymianach elementów oraz regulacjach wykonywanych w miernikach zakłóceń, niezbędna jest metoda szybkiego i dostatecznie dokładnego pomiaru stałej czasowej ładowania detektora pomiarowego.

### 3. DOTYCHCZAS STOSOWANE METODY POMIARU

Z wielu możliwych do zrealizowania sposobów pomiaru stałych czasowych detektora pomiarowego stosowanych dotychczas, najbardziej reprezentatywne są trzy podane poniżej. Wszystkie inne sposoby są najczęściej ich modyfikacją.

Metoda pomiaru stałej czasowej rozładowania pokazana jest na rys. 4. Sygnał sinusoidalny o częstotliwości pośredniej z dowolnego generatora sygnałowego jest doprowadzany przez przełącznik  $P$  do wejścia jednego ze stopni poprzedzających



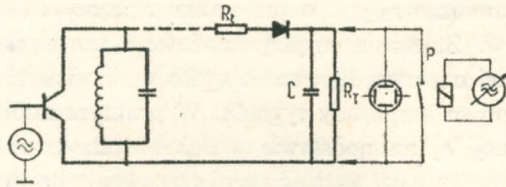
Rys. 4.  $t_r = \tau_r$  dla  $37\% U_c$

detektor. Równolegle do kondensatora detekcyjnego  $C$  dołączony jest oscyloskop o tak dużej rezystancji wejściowej, aby efekt bocznikowania rezystancji  $R_r$  był pomijalny. Przełącznik  $P$  zasilany jest napięciem zmiennym o regulowanej częstotliwości. Pomiar stałej czasowej rozładowania polega na dobraniu takiej częstotliwości napięcia zasilającego przełącznik  $P$ , a tym samym czasu jego rozwarcia  $t_r$ ,

przy którym wartość chwilowa napięcia na kondensatorze  $C$  spadnie do 37% wartości ustalonej.

$$t_r = \tau_r \quad \text{dla} \quad 37\% U_{c\infty} \quad (6)$$

Na podobnej zasadzie oparta jest metoda pomiaru stałej czasowej ładowania pokazana na rys. 5. Miernik należyysterować ciągłym sygnałem sinusoidalnym niemodulowanym, doprowadzonym do wzmacniacza p.c. lub do wejścia miernika.



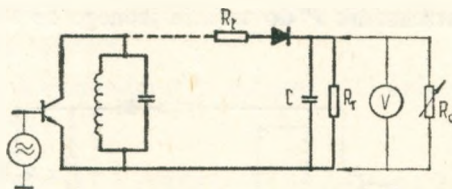
Rys. 5.  $t_t = \tau_t$  dla 63%  $U_c$

Równoległe do obwodu detektora jest dołączony przełącznik  $P$ , podobnie jak poprzednio zasilany napięciem zmiennym o regulowanej częstotliwości oraz oscyloskop o dużej impedancji wewnętrznej. W tym przypadku stała  $\tau_t$  jest równa czasowi rozwarcia  $t_r$  styków przełącznika  $P$ , przy którym napięcie na detektorze osiągnie 63% wartości ustalonej

$$\tau_t = t_r \quad \text{dla} \quad 63\% U_{c\infty} \quad (7)$$

Inną metodę ilustruje rys. 6. Pozwala ona właściwie na określenie jedynie rezystancji ładowania  $R_l$  i następnie obliczanie stałej czasowej ładowania w zależności:

$$\tau_l = 0,95R_d \cdot C \quad (8)$$



Rys. 6.  $\tau_t = 0,95R_d \cdot C$

Rezystancja dodatkowa  $R_d$ , dołączona równoległe do obwodu detektora, ma taką wartość, przy której napięcie na pojemności  $C$  zmniejszy się do połowy uprzednio nastawionej wartości maksymalnej. Miernik napięcia powinien mieć rezystancję wejściową nie niższą niż  $R_r$ . Wszystkie opisane wyżej metody wymagają częściowego demontażu badanego miernika.

W przypadku pierwszej metody jest konieczne dołączenie przełącznika do jednego ze stopni p.c., co z reguły powoduje konieczność korekcji zestrojenia toru p.c. Sam proces pomiaru jest uciążliwy ze względu na występowanie odbić w stykach

przekąźnika, co zniekształca bardzo silnie obwiednię sygnału p.cz. Rezultat pomiaru budzi poważne wątpliwości ze względu na istotne naruszenie warunków pracy układu.

Metody druga i trzecia nie powodują wprawdzie rozstrojenia toru p.cz. z uwagi na to, że sygnał może być doprowadzony do wejścia badanego miernika jednak one znacznie zwiększają obciążenie ostatniego stopnia wzmacniacza p.cz. W przypadku metody drugiej (rys. 6) wywołane jest to okresowym zwieraniem obwodu detektora, a w przypadku metody trzeciej (rys. 6) – zbocznikowaniem tego obwodu rezystancją dodatkową, równą rezystancji ładowania.

#### 4. NOWA METODA POMIARU STAŁYCH CZASOWYCH

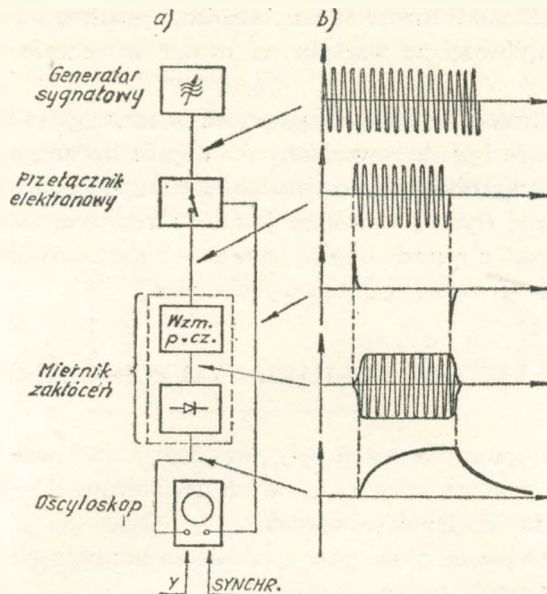
Wady uprzednio opisanych metod były powodem poszukiwania innych, dogodniejszych sposobów pomiaru stałych czasowych detektorów. Przyjęto, że nowa metoda spełniać powinna następujące warunki:

- a – pomiar powinien się odbywać przy zachowaniu normalnych warunków pracy wszystkich elementów badanego miernika
- b – pomiar powinien być możliwy w całym zakresie liniowej pracy wzmacniacza p.cz. i detektora
- c – pomiar powinien być możliwy przy użyciu typowych przyrządów laboratoryjnych.

Proponowana metoda oparta jest na definicji stałych czasowych (rozdział 2). Zasadę pomiaru tą metodą ilustruje rys. 7. Sinusoidalny, niemodulowany sygnał z generatora sygnałowego jest doprowadzany do wejścia badanego miernika poprzez przełącznik. Generator i miernik dostrojone są do wspólnej częstotliwości. Przełącznik okresowo przerywa sygnał w.cz. Czas przerwy i czas włączenia przełącznika są tak dobrane, aby w czasie włączenia kondensator  $C$  detektora naładował się do wartości ustalonej, a w czasie przerwy rozładował praktycznie do zera. Przebieg krzywych ładowania i rozładowania kondensatora może być obserwowany na ekranie oscyloskopu lub rejestrowany dowolnym dostępnym sposobem. Analizując kształt krzywych (rys. 2) odczytać można wartości stałych czasowych detektora. Dokładność pomiaru uzależniona jest głównie od jakości oscyloskopu użytego do obserwacji i analizy krzywych. Przy użyciu średniej klasy oscyloskopu możliwy jest odczyt z dokładnością  $\pm 5\%$ .

Proponowana metoda, w porównaniu z metodami dotychczasowymi ma szereg istotnych zalet:

- 1 – sygnał w.cz. jest doprowadzany do gniazda wejściowego miernika, co eliminuje niebezpieczeństwo rozstrojenia lub zmiany warunków pracy wzmacniacza p.cz.
- 2 – podczas pomiaru są widoczne całe krzywe ładowania i rozładowania, co umożliwia ocenę poprawności ich kształtu. Ma to szczególne znaczenie przy pracach konstrukcyjnych



Rys. 7. Pomiar stałych czasowych detektora proponowaną metodą  
a — układ blokowy, b — oscylogram

3 — w przypadku gdy badany miernik ma wyjście rejestracyjne, pomiar może być przeprowadzony bez dostępu do jego wnętrza. W przeciwnym razie konieczne jest otwarcie obudowy, w celu dołączenia oscyloskopu wprost do detektora pomiarowego.

Opisywana tu metoda nadaje się do pomiaru praktycznie dowolnych wartości stałych czasowych ładowania i rozładowania, byle tylko czas włączania przełącznika (czyli czas przejścia przełącznika od stanu rozłączenia do stanu włączenia) i opóźnienie wniesione przez wzmacniacz p.cz. (odwrotnie proporcjonalne do szerokości jego pasma) były co najmniej 10 razy mniejsze od stałej czasowej ładowania.

Układ do pomiaru stałych czasowych tą metodą można w zasadzie zestawić z typowych przyrządów laboratoryjnych. Jako źródło napięcia w.cz. wystarcza przeciętny generator sygnałowy o zakresie częstotliwości pokrywającym się (przynajmniej częściowo) z zakresem częstotliwości badanego miernika. Do obserwacji krzywych ładowania i rozładowania może być użyty dowolny oscyloskop z wejściem stałoprądowym o takiej czułości odchylenia pionowego, aby napięcie z badanego detektora powodowało dostatecznie duże odchylenie plamki na ekranie. Rezystancja wejściowa wzmacniacza odchylenia pionowego oscyloskopu powinna być taka, aby nie wpływała na wynik pomiaru przez bocznikowanie rezystancji rozładowania detektora. Nie jest to warunek trudny do spełnienia, ponieważ współczesne oscyloskopy wyposażone są zazwyczaj w wysokooporową sondę, a mierniki zakłóceń mają wyjście rejestracyjne o niewielkiej rezystancji.

Jedynym specjalnym urządzeniem niezbędnym do stosowania opisywanej tu metody jest przełącznik przerywający sygnał w.cz., doprowadzany do wejścia badanego miernika zakłóceń. Przełącznik ten, aby zapewnić poprawny pomiar, powinien spełniać dwa podstawowe warunki:

- 1 — tłumienie sygnału w czasie włączenia przełącznika powinno być co najmniej 100 razy mniejsze od tłumienia w czasie przerwy
- 2 — czas włączania powinien być wielokrotnie mniejszy od mierzonej stałej czasowej.

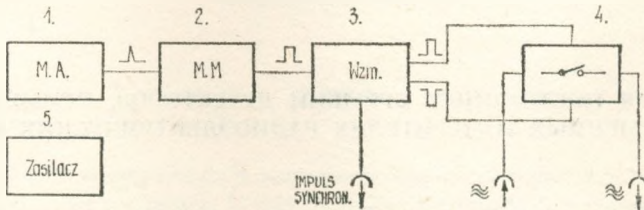
Ze względu na te warunki nie zdają tu egzaminu mechaniczne elementy przełączające z ruchomymi stykami. Zwłaszcza drugi warunek jest trudny do spełnienia ze względu na zjawisko odbijania się styków w momencie włączania. Wad tych nie mają elektroniczne układy przełączające.

## 5. PRZEŁĄCZNIK ELEKTRONICZNY

Do pomiaru stałych czasowych przedstawioną metodą opracowano i wykonano specjalny przełącznik elektroniczny, który samoczynnie, z odpowiednią częstotliwością włącza napięcie w.cz. na czas potrzebny do naładowania kondensatora w detektorze do wartości ustalonej. Częstotliwość włączania uzależniona jest od stałej czasowej rozładowania detektora i tak, dla pomiaru detektorów o stałej czasowej rozładowania 160 ms (mierniki zakłóceń na zakres 0,1 do 30 MHz) częstotliwość ta ustalona została na 1 Hz, a dla detektorów o stałej czasowej rozładowania 550 ms (mierniki na zakres 10 do 150 kHz i powyżej 30 MHz) na 0,3 Hz. Jednocześnie z każdym włączeniem i rozłączeniem przełącznik generuje krótkie impulsy przeznaczone do wyzwalania podstawy czasu oscyloskopu. W momencie włączania jest to impuls dodatni, a w momencie rozłączania — ujemny.

W przełączniku realizowanym według układu blokowego jak na rys. 8 osiągnięto następujące wyniki.

- tłumienie w stanie włączania: w zakresie 0,15 do 200 MHz — mniej niż 4 dB
- tłumienie w stanie rozłączania: w zakresie
  - 0,5 do 30 MHz — więcej niż 70 dB
  - 30 do 300 MHz — więcej niż 30 dB



Rys. 8. Schemat blokowy przełącznika elektronicznego

- 1 — multiwibrator astabilny — generuje impulsy o częstotliwości powtarzania 1 Hz lub 0,3 Hz, zależnie od potrzeby.
- 2 — multiwibrator monostabilny — wyzwalany impulsami z multiwibratora astabilnego lub ręcznie przez naciśnięcie odpowiedniego klawisza, 3 — wzmacniacz — wzmacnia impulsy z multiwibratora monostabilnego, 4 — klucze diodowy — sterowany napięciem ze wzmacniacza włącza lub przerywa sygnał w.cz., 5 — zasilacz

- czas włączania: ok. 10  $\mu$ s
- czas rozłączania: ok. 5  $\mu$ s
- maksymalne przełączane napięcie w.cz. — 100 mV.

## 6. UWAGI KOŃCOWE

Praktyka wykazała, że uprzednio stosowane metody pomiaru stałych czasowych detektorów są nieprzydatne przy badaniach współczesnych mierników, opartych na technice półprzewodnikowej. Nowoczesne technologie montażu i niewielkie moce układów półprzewodnikowych praktycznie wykluczają stosowanie metod polegających na dołączaniu przełączników do układu oraz zwieraniu lub bocznikowaniu detektora. Praktyczna przydatność opisanej w niniejszym artykule metody została sprawdzona na dużej serii pomiarów wykonywanych przez autorów w Zakładzie Badania Zakłóceń Radioelektrycznych Instytutu Łączności. Badania te związane były z oceną prototypów mierników zakłóceń, produkowanych przez przemysł, a także z własnymi pracami konstrukcyjnymi. Mimo, że metoda ta została opracowana głównie do pomiarów stałych czasowych detektorów w miernikach zakłóceń, wydaje się możliwe rozszerzenie jej zastosowania na pomiary stałych czasowych w innych urządzeniach.

## WYKAZ LITERATURY

1. Akima H.: Charge time of a linear detector. IEEE Trans. Electromagn. Compatibility 1967 nr 2.
2. IEC CISPR Publ. 1. Specification for CISPR radio interference measuring apparatus for the frequency range 0,15 Mc/s to 30 Mc/s. 1961.
3. IEC CISPR Publ. 2. Specification for CISPR radio interference measuring apparatus for the frequency range 25 Mc/s to 300 Mc/s. 1961.
4. Przemysłowe zakłócenia radioelektryczne i ich zwalczanie. Pr. zb. pod kier. W. Rotkiewicza. Warszawa: WKiŁ 1968.
5. Zakłócenia radioelektryczne. Urządzenia do pomiaru zakłóceń. Polska norma PN-69/T-06450. Warszawa: WN.

*Г. Сморог*

*А. Килиан*

## ИЗМЕРЕНИЯ ПОСТОЯННЫХ ВРЕМЕНИ ДЕТЕКТОРОВ, ПРИМЕНЯЕМЫХ В СОВРЕМЕННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЯХ РАДИОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОМЕХ

### Резюме

В статье подано определение постоянной времени детектора в измерителе радиоэлектрических помех и обоснована необходимость измерений этого параметра.

Проведено также анализ применяемых до сих пор методов измерений постоянной времени и представлено новый измерительный метод (разработанный Лабораторией Радиоэлектрических Помех Научного Исследовательского Института Связи) учитывающий применение в схеме измерителя электронного в.ч. переключателя.

*Henryk Smorąg  
Andrzej Kilian*

#### MEASUREMENTS OF DETECTOR TIME-CONSTANTS IN MODERN RADIO ELECTRICAL INTERFERENCE METERS

##### Summary

In the paper the definition of detector time-constant in meters of radio electrical interference is given and the necessity of measuring this parameter is motivated.

An analysis of the existing measuring methods of this parameter, as well as the new measuring method (elaborated in the Radio Electrical Interference Laboratory of the Institute of Telecommunications) has been presented, with special regard to the use in the meter's measuring system of high frequency electronic change-over.

*Henryk Smorąg  
Andrzej Kilian*

#### MESURES DES CONSTANTES DE TEMPS DES DÉTECTEURS UTILISÉS DANS LES MODERNES APPAREILS À MESURER LES INTERFÉRENCES RADIOÉLECTRIQUES

##### Résumé

L'article contient la définition de la constante de temps du détecteur dans l'appareil à mesurer les interférences radioélectriques et la motivation de la nécessité de mesures de ce paramètre.

Les méthodes de mesure de ce paramètre utilisées jusqu'à présent sont ici analysées et une nouvelle méthode (élaborée au Laboratoire d'Interférences Radioélectriques de l'Institut des Télécommunications) est présentée avec la considération spéciale du commutateur électronique de haute fréquence appliqué dans l'appareil de mesure.

Henryk Smorąg  
Andrzej Kilian

## MESSUNGEN DER ZEITKONSTANTEN DER DETEKTOREN IN DEN GEGENWÄRTIGEN FUNKSTÖRMESSGERÄTEN

### Zusammenfassung

In dem Artikel wurde die Definition der Zeitkonstante des Detektors im Funkstörmessgerät gegeben und die Notwendigkeit der Messung dieses Parameters in den Messgeräten begründet.

Es wurden die bisher verwendeten Messmethoden dieses Parameters analysiert und eine neue Messmethode (die in der Abteilung für Funkstörungen des Instituts für Fernmeldewesen bearbeitet wurde / dargestellt mit spezieller Berücksichtigung der Verwendung eines elektronischen Hochfrequenzschalters der einer der Bestandteile der Messschaltung ist.



JERZY TRECHCIŃSKI

621.395.345  
621.395.74

## ZASTOSOWANIE SYSTEMU O KOMUTACJI CYFROWEJ W SIECIACH TELEFONICZNYCH I PRZYSZŁYCH SIECIACH ZINTEGROWANYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 9. II. 1976

Autor zajmuje się dwoma problemami: optymalizacją wykorzystywania systemu o komutacji cyfrowej (E10) w zintegrowanej sieci telefonicznej oraz możliwością wykorzystywania tej cyfrowej sieci do integracji usług telekomunikacyjnych. Omówiono zasady budowy i działania uniwersalnego zespołu, nazwanego integratorem teleinformatycznym, poprzez który łącza abonentów teleinformatycznych mogą być wprowadzane do centrali satelitowej w cyfrowej sieci telekomunikacyjnej. W centralach głównych i tranzytowych systemu E10 zaproponowano stosowanie teleinformatycznych układów komutacyjnych, które swą budową i programem pracy przystosowane są do komutowania kanałów teleinformatycznych uzyskiwanych przez uwielokrotnienie kanałów telefonicznych. Na zakończenie Autor omawia założenia funkcjonalne i przebiegi połączeń w zintegrowanej pod kątem usług sieci telekomunikacyjnej.

### 1. SYSTEM E10 I WYKORZYSTYWANIE GO W TELEFONICZNEJ SIECI ZINTEGROWANEJ

#### 1.1. Integracja technik

Zintegrowana pod względem technik, łączność telefoniczna [1] opiera się na wykorzystaniu jednolitej transmisji cyfrowej i komutacji cyfrowej. Integracja technik zapoczątkowuje niejednokrotnie szerokie stosowanie teletransmisyjnej techniki cyfrowej PCM. Centra komutujące w tej sieci dokonują komutacji bez dekodowania informacji cyfrowych. Centra komutacyjne powiązane są między sobą łączami PCM. Dotychczasowe aparaty abonenckie o transmisji analogowej mogą być przyłączane do centrów komutacyjnych, w których wraz z koncentracją lub po koncentracji następuje przetworzenie sygnałów analogowych na sygnały cyfrowe. Przewiduje się również współpracę telefonicznej sieci zintegrowanej z istniejącą siecią analogową, w tym przypadku mogą być łączone poszczególne centrale jednej sieci z odpowiednimi centralami drugiej sieci. Najkorzystniejsze rozwiązanie uzyskuje się wtedy, gdy łącza międzycentralowe są łączami PCM, a przetworniki analogowo-cyfrowe lokuje się w istniejących centralach.

W zintegrowanej, cyfrowej sieci telefonicznej na początku połączenia występuje przetwornik analogowo-cyfrowy, we wszelkich połączeniach przez centra komutacyjne komutuje się bez żadnych przetwarzań informacje cyfrowe, a na końcu połączenia występuje przetwornik cyfrowo-analogowy.

## 1.2. Struktura urządzeń systemu E10

W systemie E10 [2] rozróżnia się centrum komutacyjne, centrale satelitowe oraz centrum eksploatacji technicznej (rys. 1). W centrum komutacyjnym występują zespoły przyłączeniowe łączy abonenckich, zespoły przyłączeniowe łączy central satelitowych, zespoły przyłączeniowe łączy międzycentralowych do współpracy z centralami elektromechanicznymi i do współpracy z innymi centralami E10, zespół cyfrowego pola komutacyjnego, centralny zespół sterujący, złożony z wielu wyspecjalizowanych minikomputerów oraz zespół kontroli dla powiązania danej centrali z centrum eksploatacji technicznej.

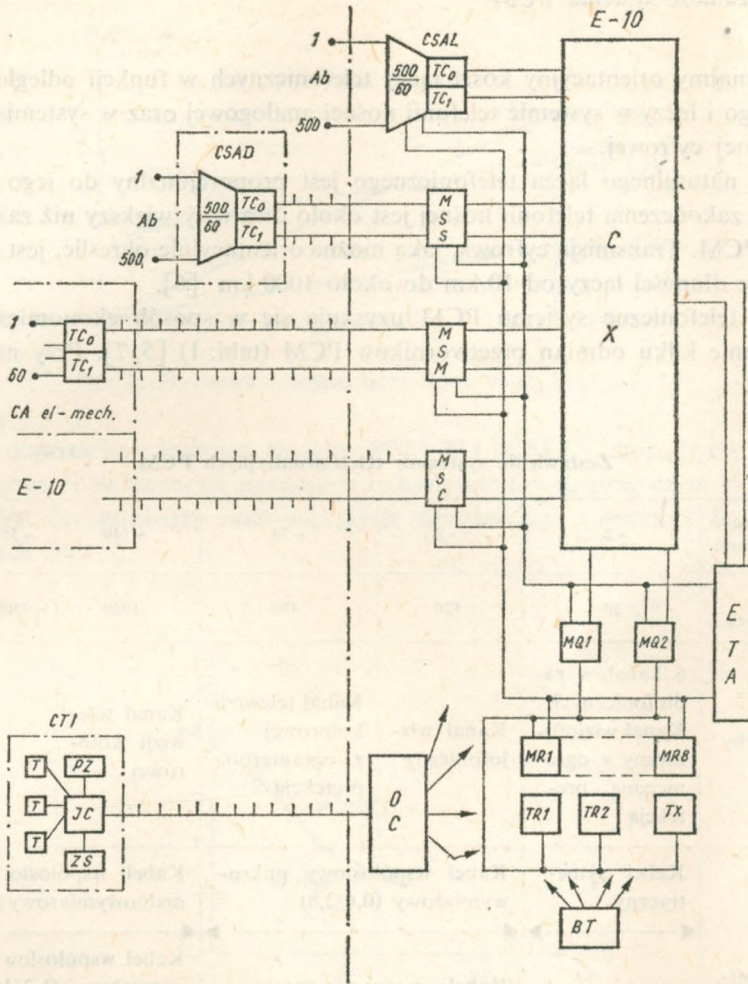
Zespół przyłączeniowy łączy abonenckich nazywany jest koncentratorem abonenckim CSAL i zawiera w aktualnym rozwiązaniu E10 zestykowe pole koncentracji 512/64, 60 zespołów sznurowych oraz 2 przetworniki analogowo-cyfrowe z  $2 \times 30$  łączy analogowych na dwa trakty PCM ( $TC_0$  i  $TC_1$ ). Zespół CSAL ma częściowo samodzielny układ sterujący, który współpracuje bezpośrednio z centralnym zespołem sterującym.

Analogiczne rozwiązanie do koncentratora CSAL ma koncentrator wyniesiony CSAD, który stosuje się w centralach satelitowych. Typowe centrale satelitowe buduje się stosując od jednego do sześciu CSAD 500 NN i łączy się każde pięćset abonentów własnymi dwoma traktami PCM z centrum komutacyjnym. Sygnalizacja między urządzeniami sterującymi CSAD i sterowaniem centralnym transmitowana jest tu przez wspólny kanał sygnalizacyjny, zrealizowany przy wykorzystaniu traktów PCM. Dołączenie do centrum komutacyjnego koncentratora wyniesionego wiąże się z zastosowaniem w centrum komutacyjnym zespołu przyłączeniowego łączy centrali satelitowej, zwanego zespołem synchronizacyjnym MSS.

W sieci telefonicznej obsługiwanej przez centrale E10 praktycznie około połowę abonentów przyłącza się do centrum komutacyjnego poprzez koncentratory wyniesione CSAD.

Łącza od współpracujących central elektromechanicznych i innych central E10 włączone są do centrum komutacyjnego przez zespoły synchronizacyjne odpowiednio MSM i MSC.

Multiprocesorowy centralny zespół sterujący obejmuje cztery rodzaje wyspecjalizowanych minikomputerów: multirejestry MR, cechowniki MQ, przeliczniki TR i taryfikator TX oraz zespół sygnałowy ETA.



Rys. 1. Schemat blokowy systemu E10

CSAL — koncentrator abonencki lokalny, CSAD — koncentrator abonencki wyniesiony, TC — przetwornik analogowo-cyfrowy, MSS — zespół przyłączeniowy łączy centrali satelitarnej, MSM — zespół przyłączeniowy łączy do współpracy z centralami elektromechanicznymi, MSC — zespół przyłączeniowy łączy do współpracy z inną centralą E10, CX — zespół cyfrowego pola komutacyjnego, MQ — wyspecjalizowany minikomputer sterowania, cechownik, MR — wyspecjalizowany minikomputer sterowania — multirejestr, TR — wyspecjalizowany minikomputer sterowania — przelicznik, TX — wyspecjalizowany minikomputer sterowania, taryfikator, ETA — zespół sygnałów tonowych, BT — zespół generatorów podstawy czasu, OC — zespół dopasowujący do CTI inaczej nazywany zespołem kontrolnym, CTI — centrum eksploatacji technicznej, JC — jednostka centralna, minikomputer profesjonalny, PZ — pamięć zewnętrzna, ZS — zespół sterowania, pulpit, T — dalekopisy, dziurkarki, monitory ekranowe itp.

Nadzór nad zbiorem central E10 realizuje się przez centrum eksploatacji technicznej CTI. Współpraca między sterowaniem centralnym i CTI w centrum komutacyjnym jest możliwa dzięki zespołowi kontrolnemu OC. Powiązany on jest łączem PCM z programowanym centrum eksploatacji, w którym jako jednostka centralna występuje profesjonalny minikomputer.

### 1.3. Opłacalność systemu PCM

Porównajmy orientacyjny koszt łączy telefonicznych w funkcji odległości łączy naturalnego i łączy w systemie telefonii nośnej analogowej oraz w systemie telefonii wielokrotnej cyfrowej.

Koszt naturalnego łączy telefonicznego jest proporcjonalny do jego długości.

Koszt zakończenia telefonii nośnej jest około dwa razy większy niż zakończenia systemu PCM. Transmisja cyfrowa, jaką można orientacyjnie określić, jest opłacalna w zakresie długości łączy od 10 km do około 1000 km [6].

Łączy telefoniczne systemu PCM uzyskuje się w sposób ekonomiczny przez zastosowanie kilku odmian przetworników PCM (tabl. 1) [5, 7]. Przy niewielkich

Tablica 1

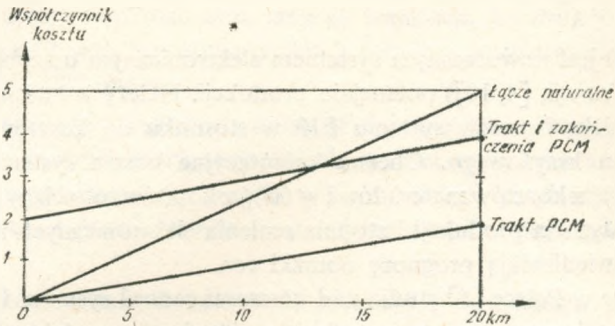
Zestawienie systemów teletransmisyjnych PCM

Przepływność binarna Mbit/s	~ 2	~ 8	~ 34	~ 140	~ 555	~ 1110
Kanałów telefonicznych	30	120	480	1920	~ 7500	~ 15000
Inne służby	6 kanałów radiofonicznych Kanał wizjofo- niczny z ograniczoną pretekcją	Kanał wizjofo- niczny	Kanał telewizji kolorowej z ograniczoną pretekcją	Kanał tele- wizji kolo- rowej		
Linie telekomuni- kacyjne	Kabel syme- tryczny	Kabel współosiowy mikro- wymiarowy (0,6/2,8)	Kabel symetryczny pęczkowy	Kabel współosiowy nor- malnowymiarowy (2,6/9,5)	Kabel współosiowy mało- wymiarowy (1,2/4,4)	
	Linie radiowe					

odległościach stosuje się system PCM o 30 kanałach telefonicznych, który może pracować na miejskim kablu symetrycznym obecnej konstrukcji lub na linii radiowej.

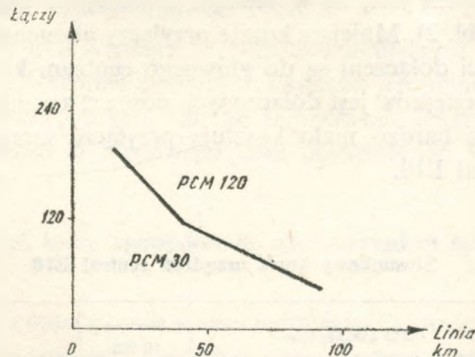
Dla dokładniejszego rozpatrzenia opłacalności transmisji PCM w tym przypadku spójrzmy jeszcze na wykres, który obrazuje zależność kosztu łączy od odległości, przy zastosowaniu łączy naturalnych, traktu wraz z dwoma zakończeniami PCM i samego traktu liniowego (rys. 2).

System 120-krotny, obejmujący cztery grupy po 30 kanałów, może pracować na kablu symetrycznym, tzw. pęczkowym lub na kablu współosiowym mikrowymiaro-



Rys. 2. Porównanie kosztu łącza naturalnego i łącza PCM

wym lub poprzez linię radiową. Systemy PCM 30 i PCM 120 mogą być z powodzeniem stosowane w łączności wewnątrz- i międzystrefowej, przy czym system 120-krotny jest korzystniejszy przy większych odległościach i większej liczbie łączy w wiązkach (rys. 3).



Rys. 3. Zakresy opłacalności transmisji PCM 30 i PCM 120

Systemem dla większych odległości jest system 480-kanalowy PCM ( $4 \times 4 \times 30$ ), który najbardziej racjonalnie może być stosowany przy użyciu linii radiowej. Na kablach współosiowych mało- lub normalnowymiarowych racjonalne jest stosowanie systemu o 1920 kanałach ( $4 \times 4 \times 4 \times 30$ ). Wstępne obliczenia ekonomiczne wskazują na to, że przy odległościach do 500 km łącze w systemie PCM 1920 na kablu współosiowym 1,2/4,4 jest tańsze od łącza w systemie analogowym TN 2700 na tym samym kablu i przy odcinku wzmacniakowym o tej samej długości.

Projektowane są również [5] systemy o uwielokrotnieniu do około 7500 i 15 000 kanałów telefonicznych, które mają być używane w łączności dalekosiężnej między-miastowej i międzynarodowej.

#### 1.4. Rozkład kosztów w systemie E10

System E10 jest nowoczesnym systemem elektronicznym o szybko rozwijającym się (m.in. we Francji, [4, 10]) potencjale produkcji. Należy w związku z tym liczyć na dalszą obniżkę kosztów systemu E10 w stosunku do kosztów współczesnych central systemu krzyżowego. Obecnie orientacyjne koszty systemu E10 składają się w około 30% z kosztów materiałów i w 60% z kosztów robocizny [3]. Stale postępująca automatyzacja produkcji i stopnia scalenia elektronicznych układów podstawowych usprawniają prognozę obniżki cen.

Prowadzone w Polsce [8] studia nad kosztami central systemu E10, dają pogląd na rozkład kosztów urządzeń w centralach o różnej pojemności i różnym natężeniu ruchu. Omawiane koszty zależą też od podziału abonentów (pomiędzy CSAL i CSAD), podziału ruchu (na lokalny i międzycentralowy) oraz podziału łączy międzycentralowych (na służące do współpracy z centralami elektromechanicznymi i elektronicznymi). Przykładowy rozkład kosztów [3], przeciętnej centrali o pojemności 15 000 abonentów oraz 1800 łączy międzycentralowych jest następujący: zespoły przyłączeniowe łączy abonenckich – 65%, zespoły pola komutacyjnego i centralnego sterowania – 20% oraz zespoły przyłączowe łączy międzycentralowych – 15%.

Typowym zjawiskiem jest, że w centrali o mniejszej pojemności jest większy udział sterowania (tabl. 2). Mniejsze koszty przyłączy abonenckich występują wtedy, gdy wszyscy abonenci dołączeni są do głównego centrum komutacyjnego, a nieco większe, gdy 80% abonentów jest dołączonych poprzez zespoły CSAD w centralach satelitowych. Z kolei bardzo mało kosztują przyłącza łączy międzycentralowych do współpracy central E10.

Tablica 2

Stosunkowy koszt urządzeń central E10

./.	4000 abonentów 320 łączy międzycentralowych			Średnia 10 000 abon.	15 000 abonentów 1800 łączy międzycentralowych		
Przyłącza łączy abonenckich	54	61	68	62	60	65	70
Pole i centralne sterowanie	27			24	20		
Przyłącza łączy międzycentralowych	2	12	25	14	3	15	30
Centrala	—	100	—	100	—	100	—
Koszt/NN	1,03			1	0,92		

Przyłącza zaś do współpracy z centralami elektromechanicznymi, obejmujące przetworniki analogowo-cyfrowe oraz zespoły translacji, kosztują ponad 10 razy drożej. Centrala E10 współpracująca tylko z innymi centralami E10 jest wobec powyższego ponad 25% tańsza.

Interesująco wygląda stosunek kosztów. Przyjmując za równy jednostki koszt zespołów przyłączeniowych łączy abonenckich, wynosi on 0,4 dla urządzeń komutacji cyfrowej i centralnego sterowania, a dla zespołów przyłączeniowych łączy międzycentralowych, odpowiednio przy łączach cyfrowych i analogowych, od 0,03 do 0,5.

Przyjmując koszt urządzeń komutacji cyfrowej i centralnego sterowania za jednostkę, koszt zespołów przyłączeniowych abonenckich, w przypadku koncentratorów lokalnych, wynosi średnio 2,5, a wyniesionych 3,0. Koszt zespołów przyłączeniowych łączy międzycentralowych lub analogowych wynosi odpowiednio od 0,1 do 1,3.

W tej sytuacji centrala miejska końcowa, załatwiająca ruch przyłączonych do niej abonentów może być wyrażona współczynnikiem kosztu od 4 do 5, a centrala tranzytowa, w której występują tylko zespoły przyłączeniowe łączy międzycentralowych, zespół komutacyjnego pola cyfrowego i centralny zespół sterujący — w sieci cyfrowej lub analogowej, odpowiednio od 1 do 3.

Dodajmy, że system E10 wymaga 3÷5-krotnie mniejszych powierzchni w budynkach stacyjnych i 4÷6-krotnie mniejszych objętości ich pomieszczeń w stosunku do systemów elektromechanicznych. Jest on jednocześnie lżejszy i może być montowany w pomieszczeniach o niepowiększonej obciążalności stropów.

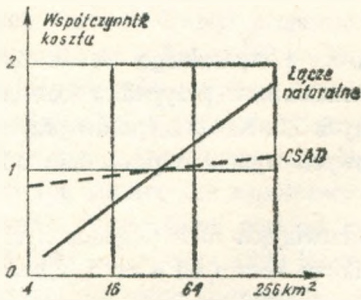
### 1.5. Oszczędności w sieci łączy spowodowane zastosowaniem systemu E10

System E10 zapewnia oszczędność w sieci łączy dzięki zastosowaniu rozproszonej struktury urządzeń komutacyjnych, umożliwiającą dołączenie dużej części abonentów poprzez centrale satelitowe CSAD. Centrale satelitowe i centrale główne w sieci telefonicznej systemu E10 są połączone łączyami cyfrowymi. Dzięki komutacji cyfrowej w centralach komutacyjnych przetworniki analogowo-cyfrowe występują tylko w CSAD i CSAL, a łączy między centralami głównymi E10 pracują bez przetworników.

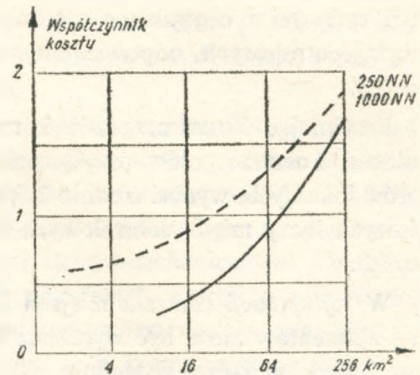
Opłacalność stosowania koncentratorów wyniesionych może być zilustrowana wykresem (rys. 4). Przedstawia on stosunek kosztów sieci abonenckich (gdy abonenci przyłączeni są bezpośrednio do centrali głównej lub poprzez koncentratory wyniesione CSAD) do wielkości obszaru obsługi.

Inny interesujący wykres, który ilustruje opłacalność stosowania central satelitowych (rys. 5), podaje przykładowy koszt w sieci abonenckiej przy zastosowaniu central satelitowych 1000-numerowych i prawie dwukrotnie droższych, licząc na

abonenta, central satelitowych 250-numerowych. Wynika z tego wykresu, że koszty są jednakowe, gdy na obszarze  $64 \text{ km}^2$  zastosuje się jedną centralę 1000 NN lub 4 CSAD 250 NN. Przy obszarze czterokrotnie mniejszym bardziej opłacalne jest zastosowanie centrali 1000 NN, a przy obszarze 4-krotnie większym bardziej opłacalne jest zastosowanie CSAD – 250 NN.

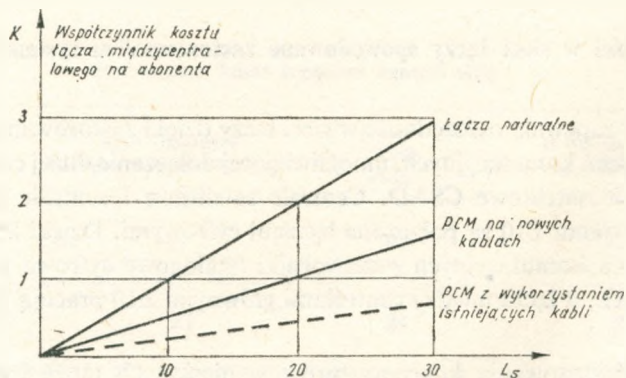


Rys. 4. Zakres opłacalności stosowania central satelitowych



Rys. 5. Opłacalna pojemność central satelitowych

Łącza między centralami głównymi E10, jak wspomniano już wyżej, nie wymagają zakończeń PCM, a sam trakt liniowy, gdy wykorzystuje się istniejące kable w sieci, może być około 2 razy tańszy (rys. 6).



Rys. 6. Porównanie kosztu łącza między centralami systemu E10

Na podstawie źródeł francuskich [3] można oszacować, że w sieci łącza międzycentralowych i sieci abonenckiej stosując systemy PCM i centrale elektroniczne, w stosunku do sieci analogowych z zastosowaniem central systemu krzyżowego, uzyskuje się przeciętnie 50% oszczędności.



## 1.6. Struktury stref numeracyjnych

Przeważająca liczba stref numeracyjnych w kraju to strefy numeracyjne nie przekraczające w perspektywie kilkudziesięciu lat pojemności numeracyjnej 80 tys. numerów przy gęstości średniej do ok.  $40 \div 50$  ab/km<sup>2</sup>. W strefach numeracyjnych na tle obszaru wiejskiego występuje w zasadzie jedno główne miasto otoczone mniejszymi ośrodkami miejskimi. W tych warunkach w sieci telefonicznej głównego miasta występuje jedna, a czasem kilka współpracujących central miejskich oraz międzymiastowa centrala końcowa. Centrala ta niejednokrotnie jest typu scalonego, łącząc funkcje międzymiastowej centrali węzłowej z funkcjami głównej centrali miejskiej. Poprzez tego typu centralę końcową strefa numeracyjna uzyskuje komunikację międzymiastową.

W innych ośrodkach miejskich strefy numeracyjnej występują zwykle pojedyncze centrale miejskie lub wiejskie, które są nadrzędnymi centralami dla końcowych central w okolicznych obszarach wiejskich. Do tej samej rodziny stref numeracyjnych zaliczyć można strefy, których perspektywiczna pojemność numeracyjna sięgnie  $200 \div 300$  tys. numerów, a średnia gęstość może dochodzić do 100 ab/km<sup>2</sup>.

Strefy numeracyjne z większymi miastami głównymi – ośrodkami administracji – liczy się w większości przypadków na pojemność numeracyjną do 800 tysięcy numerów, a największe pojedyncze strefy – na pojemność  $2 \div 3$  milionów numerów. Wszystkie te większe strefy numeracyjne cechuje więcej lub mniej rozległy ośrodek miejski o dużej gęstości abonentów. W najbardziej zaludnionych częściach tego ośrodka, gęstość sięga do 2000 ab/km<sup>2</sup>, natomiast w okolicznych obszarach podmiejskich z małymi miastami i wsiami, średnio wynosi około 100 ab/km<sup>2</sup>. Te obszary podmiejskie, jak i obszary większości wyżej wymienionych stref numeracyjnych o niezbyt dużych średnich gęstościach abonentów, obsługiwane są przez sieci telefoniczne o tak zwanej strukturze rozproszonej.

Do rozważań na temat stosowania sieci telefonicznych w strefach numeracyjnych zebrano interesujące dane w tablicy 3. Podano w niej gęstości zaludnienia, odpo-

Tablica 3

Gęstość zaludnienia przy 1000 abonentów w elementarnym obszarze

ab/100 mieszk.	s	4	16	64	256	km <sup>2</sup>
5		5000	1250	313	78	mieszk./km <sup>2</sup>
10		2500	625	156	39	
20		1250	313	78	20	
25		1000	250	63,5	16	
33		750	188	47	12	
50		500	125	32	8	
Średnie łącznie abonenckie		1	2	3	8	km

wiednio na obszarach od 4 do 256 km<sup>2</sup>, w funkcji liczby abonentów od 5 do 50 przypadających na 100 mieszkańców (przy założeniu 1000 abonentów w każdym z czterech elementarnych obszarów).

Tablica 4

Obszar obsługiwany przez sieć telefoniczną

	s	4	16	64	256	km <sup>2</sup>
1000 ab/s		200	800	3000	12000	km <sup>2</sup>
		300	65	20	4	ab/km <sup>2</sup>
5000 ab/s		40	150	500	2000	km <sup>2</sup>
		1500	400	120	30	ab/km <sup>2</sup>

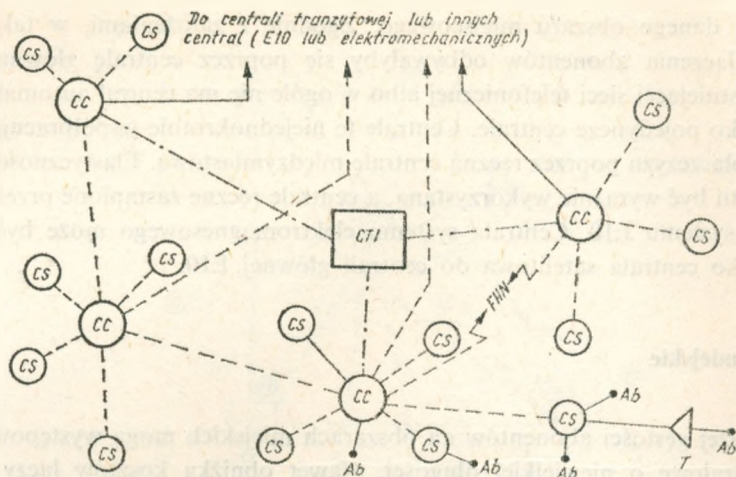
Z kolei w tablicy 4 podano zależności powierzchni obsługiwanej przez sieć telefoniczną o 60 tysiącach abonentów w funkcji elementarnego obszaru od 4 do 256 km<sup>2</sup> przy 1000 i 5000 abonentów w każdym obszarze elementarnym.

### 1.7. Sieci telekomunikacyjne o strukturze rozproszonej

Strefy numeracyjne o rozproszonej strukturze cechują się takim rozkładem gęstości abonentów, że opłacalne jest stosowanie wielu układów z centralami głównymi i wyniesionymi wokół nich centralami satelitowymi CSAD. Omawiana struktura ma również miejsce w wydzielonych obszarach większych stref numeracyjnych i dokoła ośrodka miejskiego w dużych strefach numeracyjnych. Wszystkie łącza pomiędzy poszczególnymi centralami satelitowymi są łączami PCM kablowymi lub radioliniowymi, przy czym przewiduje się często dwie trasy kablowe (a czasem trasę kablową i radioliniową), aby w przypadku przerwy kabla uniknąć odcięcia centrali satelitowej. Centrum eksploatacji technicznej CTI danego obszaru może, według aktualnych rozwiązań, obsługiwać do 8 central głównych o łącznej pojemności (wraz z ich centralami satelitowymi) do około 60 tysięcy numerów.

Pierwsza sieć systemu E10 tego typu (rys. 7) zastosowana została w okręgu Lannion we Francji.

Porównania techniczno-ekonomiczne [3] wykazały, że system E10 jest dobrze dostosowany do tego typu strefy numeracyjnej i bardziej ekonomicznie opłacalny niż system Crossbar. Opłacalność systemu E10 wykazano wyraźnie, gdy wzięto pod uwagę nie tylko koszt urządzeń komutacyjnych, lecz także koszt sieci abonenckiej i sieci międzycentralowej oraz koszt budynków. Ilustracją tego może być porównanie kosztów budowy sieci telefonicznej przy zastosowaniu bądź systemu elektromechanicznego bądź systemu E10 (tabl. 5). Przytoczone wyniki obliczeń nie uwzględniają korzyści uzyskiwanych dzięki centralizacji eksploatacji technicznej. Centrale elektro-



Rys. 7. Sieć systemu E10 o strukturze rozproszonej

CTI — centrum eksploatacji technicznej, CC — centrum komutacyjne (centrala główna), CS — centrala satelitowa, T — koncentrator analogowy 60/8, Ab — abonent, FHN — wiązka łączy cyfrowych w liniach radiowych, — — — — — transmisja na łączach naturalnych, - - - - - transmisja cyfrowa (rozmowy), ······ transmisja cyfrowa (na potrzeby zarządzania i eksploatacji).

niczne na omawianym obszarze mogą być centralami bezobsługowymi, a personel techniczny nadzorujący pracę sieci telefonicznej i usuwający błędy w pracy central jest skupiony w CTI. Wszelkie meldunki o niesprawnej pracy central nadchodzą do CTI, gdzie też wykonywane są badania testowe i określone ewentualnie źle pracujące zespoły. Personel techniczny w wyniku uzyskanych informacji pobiera z magazynu podzespoły rezerwowe (tj. płyty) i udaje się do alarmującej centrali w celu usunięcia uszkodzenia przez zastąpienie płyt błędnie pracujących płytami rezerwowymi.

Sieć o strukturze rozproszonej, do której wprowadzamy centrale systemu E10, może też być obsługiwane częściowo przez istniejące centrale elektromagnesowe. W takich przypadkach system E10 pozwala na współpracę z istniejącymi centralami na poziomie central głównych. Na terenie obszarów wiejskich mogą być stawiane „obok siebie” centrale satelitowe obu systemów, z których każda obsługuje część

Tablica 5

Porównanie kosztów sieci telefonicznych wg [3]

	System el.-mech.	System E10
Komutacja	57%	73%
Energia, budynki	22%	17%
Transmisja	21%	9%
<b>Razem</b>	<b>100%</b>	<b>99%</b>

Koszt ogólny systemu E10 wynosi 99% kosztu ogólnego systemu elektromechanicznego

abonentów danego obszaru miejscowego. Zgodnie z założeniami, w takim przypadku, połączenia abonentów odbywałyby się poprzez centralę główną. Często jednak w istniejącej sieci telefonicznej albo w ogóle nie ma central automatycznych, albo są tylko pojedyncze centrale. Centrale te niejednokrotnie współpracują z siecią wyższych płaszczyzn poprzez ręczną centralę międzymiastową. Elastyczność systemu E10 może tu być wyraźnie wykorzystana, a centrale ręczne zastąpione przez centrale satelitowe systemu E10. Centrala systemu elektromagnesowego może być też dołączona jako centrala satelitowa do centrali głównej E10.

### 1.8. Sieci miejskie

Przy dużej gęstości abonentów na obszarach miejskich mogą występować łącza międzycentralowe o niewielkiej długości. Nawet obniżka kosztów łączy międzycentralowych nie przyniesie podstawowego zysku. Jednocześnie koszt sprzętu central E10, w porównaniu ze sprzętem central elektromechanicznych, jest obecnie od 10 do 25% wyższy. Niemniej jednak pewne sytuacje i konfiguracje sieci przemawiają na korzyść systemu E10.

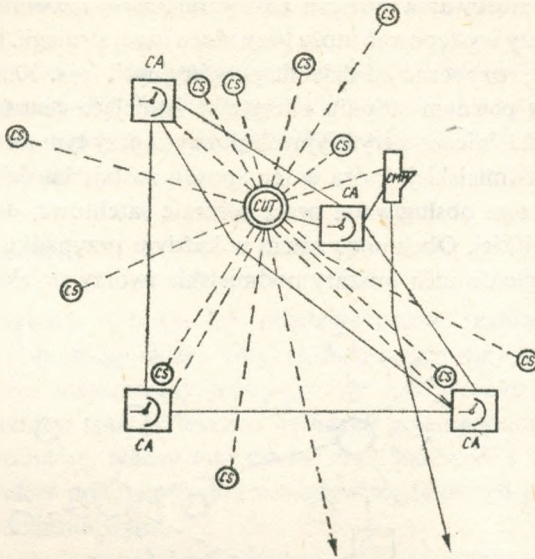
Taki przypadek występuje między innymi w mieście o jednej lub wielu centralach telefonicznych, w których istniejące centrale telefoniczne są lub będą przy obecnym wyposażeniu sprzętu całkowicie obciążone, a budynki nie pozwolą na ich dalszą rozbudowę sprzętem klasycznym.

Biorąc pod uwagę zysk na zajmowanej przestrzeni, system E10 może być wprowadzony do istniejących budynków, co zapewni lepsze i dłuższe ich użytkowanie. W ten sposób stworzy się korzystne warunki dla unowocześniania i rozbudowy sieci telefonicznej. Przy takim stanie rzeczy można w terminie późniejszym budować nowe budynki, które będą wobec tego bardziej przystosowane do aktualnego rozwoju sieci międzycentralowej i abonenckiej systemu E10. Pozwoli to również na lepsze wykorzystanie istniejącej sieci łączy dzięki ich cyfryzacji.

W dużych miejskich sieciach wielocentralowych, o pełnym wykorzystaniu istniejących central, można przy zastosowaniu systemu E10 dokonać prawidłowej i korzystnej rozbudowy. Stawiając na przykład w środku miasta centralę główną lub tranzytową systemu E10, można stworzyć w tym mieście sieć równoległą, nałożoną jak gdyby na sieć istniejącą (rys. 8). W tej nałożonej sieci centrale satelitowe mogą być instalowane w budynkach central istniejącej sieci wielocentralowej lub w ich pobliżu.

Uzyskuje się wtedy w całej sieci dodatkowe korzyści, dzięki:

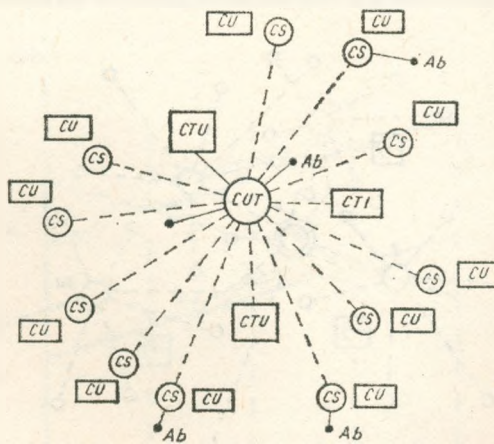
- zaoferowaniu ważniejszym abonentom lepszej jakości obsługi ruchu przez ich przyłączenie do central satelitowych E10 i obsługiwaniu ruchu przez nową sieć;
- odciążeniu przepelnionych, istniejących central od części ruchu bez zmiany numeracji. Wykorzystujemy wtedy to, że w systemie E10, dzięki analizie numeru aż do cyfry setek część istniejącej numeracji może być przeniesiona do nowej sieci;



Rys. 8. Sieć równoległa E10 w mieście (oznaczenia jak na rys. 7)

- lepszemu wykorzystaniu istniejących kabli, na których mogą być zrealizowane łącza PCM do wyniesionych koncentratorów E10;
- zaoferowaniu zainteresowanym abonentom nowych usług, które zaprogramowano w systemie E10.

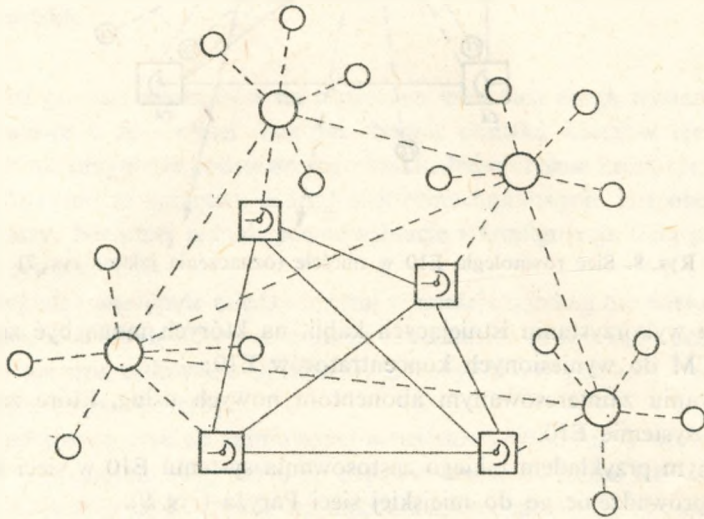
Klasycznym przykładem takiego zastosowania systemu E10 w sieci wielkomiejskiej jest wprowadzenie go do miejskiej sieci Paryża (rys. 9).



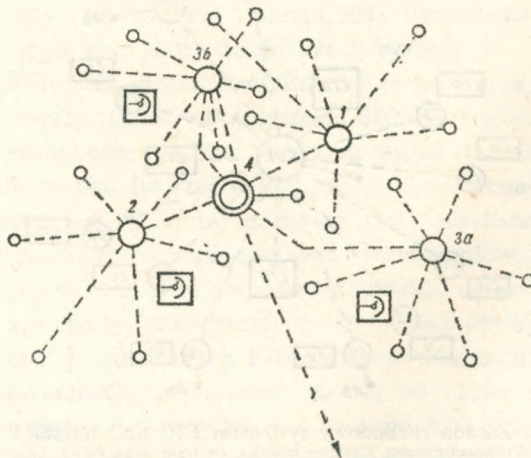
Rys. 9. Zasada rozbudowy systemem E10 sieci miasta Paryża

CU — miejska centrala elektromechaniczna, CUT — miejska centrala tranzytowa czasowa E10, CTU — miejska centrala czasowa E10, CS — koncentratory satelitarne E10, CTI — centrum eksploatacji technicznej, Ab — abonent, ————, transmisja na łączach naturalnych, - - - - - - - - - - transmisja cyfrowa

Ekonomiczność stosowania systemu E10 w mieście o rozwiniętej lub częściowo wypełnionej sieci łączy występować może przy nieco innej strategii. Pierwsze instalacje można, na przykład, rozpocząć od dzielnic peryferyjnych (rys. 10 i 11), rozwijając tę sieć peryferyjną i w pewnym stopniu odciążając istniejące centrale w śródmieściu. Centrale główne w dzielnicach peryferyjnych pozwolą przy tym na racjonalny rozwój sieci telefonicznej podmiejskiej, która w ten sposób zostaje bardziej scalona z siecią miejską. Może być ona obsługiwana przez centrale satelitarne, dołączone do peryferyjnej centrali miejskiej. Obejmując zatem w każdym przypadku peryferyjne dzielnice miasta i przyległe do nich obszary podmiejskie tworzy się ekonomiczne układy



Rys. 10. Wprowadzenie systemu E10 do dzielnic peryferyjnych miasta (oznaczenia jak na rys. 7 i 9)



Rys 11. Rozbudowa sieci miejskiej systemem E10 (oznaczenia jak na rys 10)

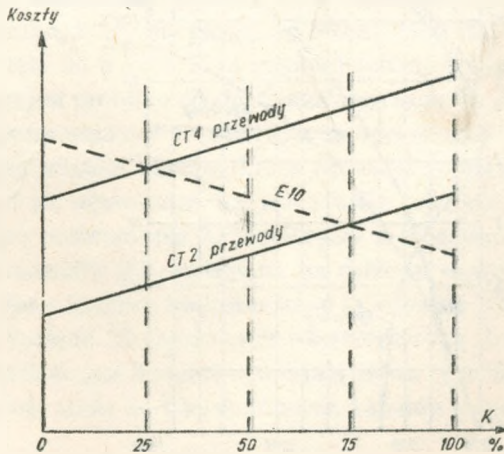
sieci o strukturze „rozproszonej”, skierowane zgodnie z zainteresowaniami ruchowymi ku miastu.

Otoczenie, przy omawianej koncepcji, centralnych dzielnic miasta „wianuszkciem” sieci peryferyjno-podmiejskich, stwarza z kolei uzasadnione ekonomicznie wejście do tej sieci z centralą węzłową, tj. centralą główną miejską skojarzoną z automatyczną centralą międzymiastową.

## 1.9. Centrale tranzytowe

Centrale tranzytowe miejskie lub międzymiastowe realizują w systemie E10 jedynie cyfrową komutację łączy. Gdy ruch tranzytowy nie przewyższa 1500 erlangów może być zastosowany jeden typowy moduł centralowy systemu E10. W przypadkach central tranzytowych o wyższych pojemnościach kojarzy się szereg podstawowych modułów. Każdy taki moduł ma 1800 wejść i 1800 wyjść. Centrala składa się z modułów przyściowych i modułów wyjściowych powiązanych ze sobą łączami wewnątrzcentralowymi.

Oplacalność centrali tranzytowej E10 zmienia się w zależności od stopnia cyfryzacji tranzytowych łączy. Centrala E10 realizuje zawsze komutację dwutorową bez blokady wewnętrznej w poszczególnych modułach jej układu. W sieciach telefonicznych, szczególnie miejskich, stosuje się jednotorowe, a niekiedy dwutorowe centrale tranzytowe. W sieci międzymiastowej występują centrale dwutorowe. Porównując koszty central tranzytowych E10 z jedno- i dwutorowymi centralami systemu Crossbar (rys. 12), można stwierdzić, że centrala tranzytowa systemu E10 jest tańsza od centrali tranzytowej elektromechanicznej o komutacji dwutorowej, gdy liczba łączy cyfrowych komutowanych przez te centrale przekracza 25%. Korzyści ekonomiczne uzyskujemy również w przypadku centrali tranzytowej E10



Rys. 12. Zakres oplacalności centrali tranzytowej w zależności od stopnia cyfryzacji sieci

w porównaniu do centrali elektromechanicznej tranzytowej jednotorowej, gdy liczba komutowanych łączy cyfrowych przekracza 75%.

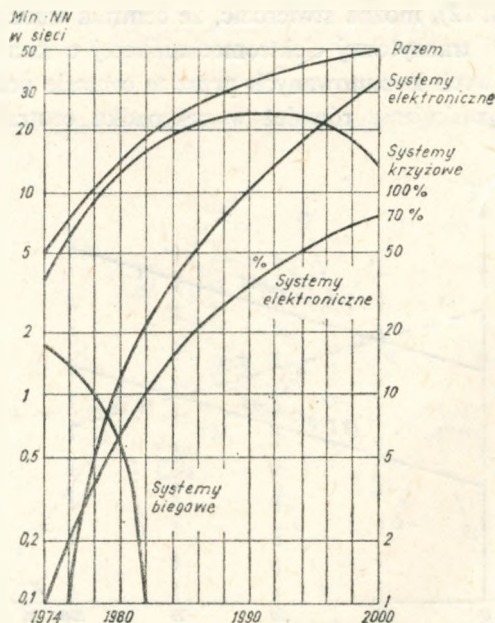
W tej sytuacji, w systemie E10 korzystne może być przede wszystkim stosowanie central międzymiastowych. Centrale miejskie tranzytowe E10 są wtedy korzystniejsze, gdy po łącach cyfrowych tranzytują ruch doprowadzony z sieci peryferyjnych i z odległych od centrum dzielnic miasta.

Sięgnijmy ponownie do przykładu Paryża, gdzie centrala tranzytowa w Tuileries tranzytuje ruch między centralami Paryża i centralami sieci podmiejskiej.

Dodajmy, że miejskie centrale tranzytowe systemu E10 mogą być wykorzystywane dla racjonalizacji obsługi ruchu w istniejących centralach. Wprowadzenie dzielnicowych central tranzytowych pozwala na zastosowanie elastycznego, a więc ekonomicznego kierowania ruchu, dzięki kierowaniu szczytów ruchu z istniejących bezrejstrowych central elektromagnesowych do central tranzytowych. Centrale tranzytowe przy tym mogą rozróżniać właściwy kierunek na podstawie numeru identyfikowanej wiązki wchodzącej.

### 1.10. Rozwój systemu E10

Przytoczmy tu pewne hipotezy administracji francuskiej [4], co do rozwoju jej sieci telefonicznej w perspektywie najbliższych 25 lat. Według tych prognoz (rys. 13), przy systematycznej rozbudowie sieci od ok. 5 milionów do 50 milionów



Rys. 13. Prognozy wprowadzenia central elektronicznych do sieci francuskiej (wg P. Lucas)



numerów, w początku lat osiemdziesiątych niemal całkowicie z tej sieci zostaną wyeliminowane centrale systemu biegowego. Szybki wzrost produkcji central elektronicznych ma przebiegać z wykorzystaniem już wcześniej rozbudowanej bazy produkcyjnej systemu Crossbar. Około roku 1990 udział tego systemu w sieci ma osiągnąć nasycenie i następnie zmniejszać się. W roku 2000, według przytoczonej prognozy, przewiduje się stan około 35 milionów numerów central elektronicznych i 15 milionów numerów systemu Crossbar. Dynamika wprowadzenia do sieci systemu elektronicznego jest tak duża, że w roku 1980 liczba zainstalowanych numerów systemu E10 przekroczy milion numerów, w roku 1990 – 10 milionów, a w roku 2000 – 35 milionów.

## 2. WYKORZYSTANIE TRAKTÓW PCM DO TRANSMISJI TELEINFORMATYCZNEJ

### 2.1. Kanały 64-kbitowe w telefonii

Teletransmisyjny system impulsowo-kodowy PCM umożliwia uwielokrotnienie sieci łączy przy wykorzystaniu rozdziału<sup>1)</sup> czasowego. Sygnał analogowy prądu rozmównego doprowadza się do przetwornika analogowo-cyfrowego, który próbkuje ten sygnał. Amplitudy poszczególnych próbek są przekształcane na impulsową postać cyfrową i następnie transmitowane przez łącze. Przetwornik po drugiej stronie łącza dekoduje informację cyfrową i zamienia ją na wartość amplitudy. Następnie przetwornik odtwarza z tych próbek ciągły przebieg prądu rozmównego. Przenoszenie przez system transmisyjny PCM sygnałów z dopuszczalnymi zniekształceniami wymaga stosowania odpowiednio dużej częstotliwości próbkowania sygnału. Dla prądu rozmównego, który ma pasmo od 300 do 3400 Hz, częstotliwość próbkowania przyjęta została na 8 kHz. Z tą częstotliwością, a więc w odstępach czasu co 125  $\mu$ s, pobierana jest próbka z ciągłego przebiegu sygnału. Ze wszystkich kanałów telefonicznych transmitowanych poprzez system wielokrotny PCM muszą być pobrane próbki w tym właśnie okresie, który nazwany został ramką. System PCM 30/32, w czasie 125  $\mu$ s wprowadza na jeden trakt telefonii wielokrotnej sygnały impulsowe w wyniku próbkowania 32 przebiegów analogowych. Próbka analogowa każdego z tych przebiegów jest zmieniana na cyfrowe słowo kodowe o 8 bitach. 32 takie 8-bitowe słowa kodowe transmitowane są w czasie 125  $\mu$ s, jedno za drugim przez trakt PCM. Spośród 32-kanałowych słów kodowych słowo oznaczone numerem „zero” przewidziane jest do transmitowania słowa synchronizacji ramki. Słowa od jeden do piętnaście służą do transmitowania kanałów odpowiednio o numerach

<sup>1)</sup> Równorzędnie stosowany jest termin „podział czasowy”.

1 ÷ 15, słowo oznaczone numerem 16 wykorzystane jest do sygnalizacji komutacyjnej. Słowa o numerach od 17 ÷ 31 wykorzystuje się do transmitowania pozostałych 15 kanałów rozmównych. Podstawowym parametrem charakteryzującym system PCM jest tak zwana przepływność binarna, która charakteryzuje liczbę bitów transmitowanych w ciągu sekundy w pojedynczym kanale lub w trakcie PCM. Przepływność binarna traktu PCM 30/32 wynosi 2048 Mbit/s. Przepływności binarne każdego kanału spośród 30 kanałów telefonicznych oraz kanału synchronizacyjnego i kanału sygnalizacyjnego wchodzących w skład traktu PCM wynoszą po 64 kbit/s.

## 2.2. Przepływność binarna w teleinformatyce

Aczkolwiek obecne zainteresowanie usługami teleinformatycznymi jest niewielkie w porównaniu do zainteresowania usługami telefonicznymi, to obserwuje się stały wzrost zapotrzebowania na usługi teleinformatyczne. Dlatego staje się rzeczą coraz ważniejszą znalezienie racjonalnych metod wykorzystywania łączy telefonicznych do teleinformatyki [9]. Analogowe łącza telefoniczne mogą być stosunkowo prosto przystosowane do transmisji danych o szybkości modulacji 600, 1200 i ewentualnie 2400 bit/s przez dołączenie odpowiednich modemów. Uzyskanie szybkości modulacji 4800 bit/s i 9600 bit/s jest także możliwe, lecz wymaga zastosowania bardzo złożonych modemów. W przypadku gdy niezbędne jest uzyskanie większych szybkości modulacji, wtedy konieczne jest wykorzystywanie grupy kanałów analogowych. Nowych możliwości dostarczyć może zastosowanie systemów PCM. Pojedynczy kanał telefoniczny w tym systemie pozwala na transmisję synchroniczną z szybkością 64 kbit/s lub transmisję asynchroniczną z odpowiednio mniejszą szybkością. Kanał taki może być dzielony w czasie na podkanały o mniejszych przepływnościach binarnych. Omówimy to zagadnienie bliżej ze względu na jego związek z problematyką sieci zintegrowanych.

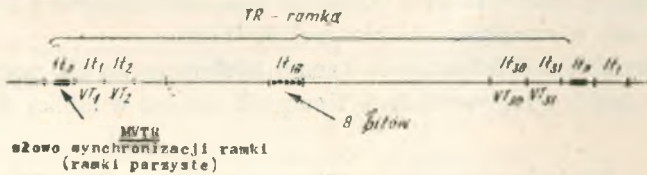
Dane transmitowane w cyfrowych kanałach PCM mogą cechować się, zależnie od potrzeb, różną przepływnością binarną, poczynając od 600 bit/s do 48 kbit/s. Tę ostatnią liczbę otrzymujemy mnożąc sześć bitów przez częstotliwość powtarzania 8 kbit/s. Biorąc pod uwagę wykorzystanie do dodatkowych celów jeszcze dwóch bitów, otrzymujemy razem osiem bitów i przepływność binarną 64 kbit/s. W tej sytuacji system szybkiej transmisji danych o przepływności binarnej 48 kbit/s wprowadza się za pomocą odpowiedniego zespołu dopasowującego do jednego 64-kbitowego kanału PCM, we wspomnianym wyżej systemie PCM 30/32, bądź w systemie wyższej krotności, które również wykorzystują kanały 64 kbit/s.

Przepustowość kanału PCM 64 kbit/s jest wspólną wielokrotną dla systemów transmisji danych o średniej przepływności binarnej: 600 bit/s ( $\times 80$ ), 1200 bit/s ( $\times 40$ ), 2400 bit/s ( $\times 20$ ), 4800 bit/s ( $\times 10$ ) i 9600 bit/s ( $\times 5$ ).

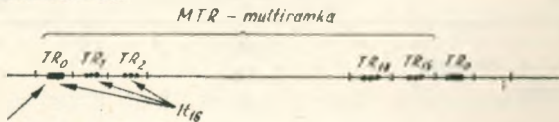
### 2.3. Uwielokrotnienie kanału telefonicznego 64 kbit/s

Wspomnijmy obecnie o klasycznym sposobie wykorzystania cyfrowego kanału PCM do transmisji informacji o małej przepływności binarnej. Sposób taki stosuje się przy transmitowaniu w telefonii sygnałów komutacyjnych o wielokrotnie mniejszej przepływności binarnej niż informacja rozmówna. Często przyjmuje się w tym przypadku przepływność binarną 16-krotnie mniejszą od przepustowości kanału PCM i do przesyłania wszystkich informacji komutacyjnych używa się jednego uwielokrotnionego cyfrowego kanału telefonicznego. To uwielokrotnienie kanału realizuje się przy zastosowaniu tzw. wieloramki. To samo kanałowe słowo kodowe należące do kolejnych ramek czasowych używa się do transmitowania informacji komutacyjnych z odpowiednich kanałów. W przypadku przesyłania sygnalizacji komutacyjnej przez szesnaste słowo kodowe w kolejnych szesnastu ramkach, należących do jednej wieloramki, przesyłanych jest 32 sygnalizacyjnych słów kodowych. W tym przypadku sygnalizacyjne słowo kodowe składa się z czterech bitów i w 8-bitowym kanałowym słowie kodowym systemu PCM umieszczone są dwa słowa sygnalizacyjne. Jedno

**Konstrukcja ramki**



**Konstrukcja wieloramki**

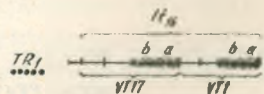


**MVTM**

słowo synchronizacji multiramki

**Rozmieszczenie kanałów sygnalizacji w TR**

	It <sub>16</sub>	
TR <sub>0</sub>	MVTM	
TR <sub>1</sub>	VT 17	VT 1
TR <sub>2</sub>	VT 18	VT 2
TR <sub>15</sub>	VT 31	VT 15
TR <sub>i</sub>	VT <sub>i+16</sub>	VT <sub>i</sub>



bit *a* → TRON 1  
bit *b* → TRON 2

Rys. 14. Sygnalizacja komutacyjna systemem PCM 30/32

podwójne słowo kodowe w zerowej ramce wieloramki jest słowem synchronizacyjnym całej wieloramki, a dalsze 15 słów kodowych są to słowa kodowe 30 kanałów sygnalizacyjnych (rys. 14).

Liczba ramek w wieloramce może być w zasadzie dobierana w sposób dowolny i w praktyce spotykamy wieloramki złożone z 8, 16, 32 i więcej ramek. Zbyt długa jednak wieloramka, w przypadku synchronizacji systemu za pomocą zerowego słowa kodowego wieloramki, jest mniej korzystna ze względu na dłuższy czas ponownego synchronizowania systemu.

Jak już wspomniano wyżej, w korespondencji teleinformatycznej w każdym kanałowym słowie kodowym dwa bity tzw. koperty, wykorzystywane są następująco: jeden do synchronizacji, a drugi do wyróżnienia informacji sygnalizacyjnej. Siedem kolejnych bitów synchronizacyjnych umożliwia (według zalecenia CCITT nr X50) stwierdzenie numeru aktualnego kanałowego słowa kodowego. Pozwala to na dostatecznie szybkie znalezienie synchronizmu przy dowolnych długościach wieloramki. W tej sytuacji wieloramka teleinformatyczna może się składać np. z 80 ramek. Teleinformatyczne kanałowe słowo kodowe złożone z ośmiu bitów pozwoli na transmisję danych o przepływności binarnej 600 bit/s. Biorąc cztery takie słowa uzyskuje się 32-bitowe słowo kodowe dla transmisji danych o przepływności binarnej 2400 bit/s. W analogiczny sposób 16 słów kodowych daje słowo kodowe o 128 bitach dla transmisji danych o przepływności binarnej 9600 bit/s.

Uniwersalne uwielokrotnienie kanału telefonicznego dla potrzeb transmisji danych o różnych przepływnościach binarnych podano w tablicy 6.

Tablica 6

Liczba kanałów teleinformatycznych w kanale systemu PCM 30/32

Usługa	Szybkość modulacji bit/s	Liczba kanałów
Transmisja danych o średniej szybkości modulacji	600	80
	2 400	20
	9 600	5
Transmisja danych o dużej szybkości modulacji	48 000	1

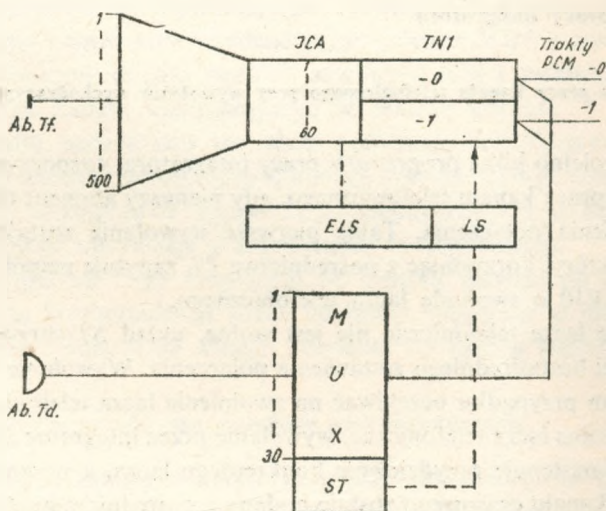
### 3. WPROWADZENIE RUCHU TELEINFORMATYCZNEGO DO CENTRAL SATELITOWYCH SYSTEMU E10

#### 3.1. Integrator teleinformatyczny

System E10 w swojej obecnej postaci jest systemem telefonicznym z integracją techniki. Przyszła sieć zintegrowana będzie siecią charakteryzującą się integracją techniki i integracją usług. Oznacza to, że zarówno cyfrowe trakty PCM jak i centrale

elektroniczne z komutacją cyfrową będą wykorzystywane dla realizowania nie tylko usług telefonicznych, lecz także transmisji danych i innych. W dalszym ciągu artykułu przedstawiona jest koncepcja dostosowania systemu E10 także do potrzeb teleinformatyki. W Instytucie Łączności prowadzone są obecnie studia nad możliwością praktycznej realizacji tej koncepcji.

Integrator teleinformatyczny opisywany w niniejszej pracy obejmuje następujące układy: multipleksacji *MUX*, indywidualnego sterowania *ST* i układ dopasowujący *IS* do zespołu sterującego *ELS* koncentratora systemu E10 (rys. 15). Do układu



Rys. 15. Integrator teleinformatyczny

*Ab.Tf.* — abonent telefoniczny, *Ab.Td.* — abonent teleinformatyczny, *ICA* — zespół sznurowy, *TN1* — przetwornik analogowo-cyfrowy 30/32, *ELS* — zespół sterujący koncentratora E10, *LS* — zespół dopasowujący do *ELS*, *MUX* — multiplexer w integratorze, *ST* — zespół sterujący integratora teleinformatycznego.

*MUX* może być dołączonych do 80 łączy abonentów teleinformatycznych. Osiemdziesięciu takich abonentów można wprowadzić na jeden ze swobodnych kanałów PCM spośród 60 kanałów należących do dwóch traktów PCM wiążących centrale satelitarne E10 500/60 z centralą główną E10. Przyjmuje się założenie, że układ *MUX* jest układem uniwersalnym, pozwalającym, jak wspomniano już wyżej, na zajęcie jednego kanałowego słowa teleinformatycznego przy transmisji 600 bitów na sekundę, czterech słów kanałowych przy transmisji 2400 bit/s lub 16 — przy transmisji 9600 bit/s. Przyjmuje się w opisywanym przypadku, że każdy abonent teleinformatyczny zajmuje określony numer kanału. Abonenci o większej szybkości zajmują odpowiednio cztery kanały z przesunięciem o 20 numerów — na przykład 1, 21, 41 i 51 — lub 16 kanałów (na przykład 3, 8, 13 ... 73 i 78). Abonenci o wspomnianych wyżej szybkościach modulacji, wykorzystujący różne liczby kanałów do transmisji informacji, mogą być oznaczeni numerami kanałów najniższych i odpowiednimi kategoriami szybkości. Omawiane w zasadzie sztywne przywiązanie abonenta do kanału wiąże się z pro-

stymi i jednoznacznymi zasadami numerowania abonentów i również z prostą jednoznaczną możliwością identyfikowania numeru abonenta na podstawie numeru kanału i odwrotnie.

Układ *ST* dyskryminuje wywołanie od i do abonentów teleinformatycznych. Za pomocą układu *IS* inicjuje się wybór przez *ELS* numeru kanału telefonicznego do komunikacji teleinformatycznej i nadzoruje prowadzenie korespondencji przez abonenta teleinformatycznego.

### 3.2. Program pracy integratora

#### 3.2.1. Wzięcie do pracy kanału telefonicznego przy wywołaniu wychodzącym

Omówmy kolejno kilka programów pracy integratora, rozpoczynając od programu wzięcia do pracy kanału telefonicznego, gdy pierwszy abonent teleinformatyczny zażąda zestawienia połączenia. Takie pierwsze wywołanie zostaje zarejestrowane w zespole *ST*, który, korzystając z pośrednictwa *IS*, zapytuje zespół sterowania *ELS* koncentratora *E10* o swobodę łącza telefonicznego.

Jeżeli żadne łącze telefoniczne nie jest wolne, układ *ST* otrzymuje informację o niemożliwości bezpośredniego zestawienia połączenia. Wywołanie teleinformatyczne będzie w tym przypadku oczekiwać na zwolnienie łącza telefonicznego.

Jeżeli jest wolne łącze telefoniczne, wywołanie przez integrator zostaje zarejestrowane w *ELS* i następuje przydzielenie konkretnego łącza, a numer odpowiedniego telefonicznego kanału czasowego zostaje podany z pośrednictwem *IS* do zespołu *ST*. Ten ostatni „ustala” pozycję czasową na łączu między *MUX* i traktem *PCM*.

*ELS* wywołuje, z wykorzystaniem sygnalizacyjnych kanałów komutacyjnych, centralę główną i przekazuje informację o korespondencji teleinformatycznej na określonym kanale telefonicznym. Ten przebieg zamyka program, który doprowadza do obsługi wziętego do pracy łącza telefonicznego przez teleinformatyczne urządzenie komutacyjne w centrali głównej.

#### 3.2.2. Wzięcie do pracy kanału telefonicznego przy połączeniu przychodzącym

Od strony centrali głównej *E10* przesłany zostaje po wspólnym kanale sygnalizacyjnym do centrali satelitowej numer abonenta, który jest numerem rezerwowanym dla danego integratora. Układ *ELS*, zgodnie z procedurą połączeń telefonicznych wybiera swobodny kanał telefoniczny w jednym z traktów *PCM*.

*ELS* przekazuje informację o numerze czasowego kanału telefonicznego do centrali głównej oraz (za pośrednictwem *IS*) do zespołu *ST* integratora.

Zespół *ST* ustala pozycję czasową na łączu między *MUX* i traktem *PCM*. Jednocześnie w tym trakcie *PCM* w określonym telefonicznym kanale czasowym następuje połączenie od centrali głównej do integratora.

### 3.2.3. Program obsługi wychodzącego wywołania teleinformatycznego

Numer kanału teleinformatycznego w łączu telefonicznym, odpowiadający numerowi abonenta teleinformatycznego, zarejestrowany jest w zespole *ST*. Zespół *ST* po torze korespondencyjnym kanału teleinformatycznego przekazuje sygnał kolejnego wywołania. W komutatorze teleinformatycznym przy centrali głównej E10, w wyniku odbioru wywołania następuje potwierdzenie wywołania po drugim torze kanału teleinformatycznego, równorzędne żądaniu przekazywania wybranych informacji po tym teleinformatycznym kanale korespondencyjnym.

Informacje wyberte od wywołującego abonenta teleinformatycznego zostają przekazane po jego kanale korespondencyjnym poprzez *MUX* i zostaje wzięty do pracy kanał telefoniczny między centralą satelitową E10 i centralą główną – do teleinformatycznego kanału komutacyjnego w centrali głównej.

Zespół *ST* pełni nadzór nad trwaniem połączenia teleinformatycznego. Gdy teleinformatyczny abonent wywołujący zakończy korespondencję, informacja o tym zostaje przekazana do zespołu *ST*. Zespół *ST* po teleinformatycznym kanale korespondencyjnym przekazuje informację o zakończeniu korespondencji.

Po potwierdzeniu, po torze biegnącym od centrali głównej do integratora, że sygnał zakończenia korespondencji został odebrany, następuje w integratorze rozłączenie połączenia i odłączenie danego abonenta od kanału teleinformatycznego.

### 3.2.4. Program obsługi przychodzącego wywołania teleinformatycznego

Sygnał wywołania żadanego abonenta zostaje przekazany do zespołu *ST* po korespondencyjnym kanale teleinformatycznym wchodzącym w skład już wcześniej zajętego łącza telefonicznego.

Zespół *ST* potwierdza centrali głównej odbiór wywołania. Jednocześnie następuje przywołanie żadanego abonenta teleinformatycznego do korespondencji.

Zespół *ST* pełni nadzór nad połączeniem teleinformatycznym. Gdy korespondencja się kończy, po teleinformatycznym kanale korespondencyjnym przesłany zostaje sygnał, który zostaje zarejestrowany w zespole *ST*.

Zespół *ST* potwierdza po teleinformatycznym kanale korespondencyjnym (od integratora do centrali głównej), przyjęcie informacji o zakończeniu korespondencji z określonym abonentem teleinformatycznym. Teraz następuje w integratorze rozłączenie połączenia i odłączenie danego abonenta od kanału teleinformatycznego.

### 3.2.5. Zwolnienie kanału telefonicznego po zakończeniu wszelkiej korespondencji

Gdy zakończy się ostatnia, wychodząca lub przychodząca korespondencja teleinformatyczna i ostatni korespondujący abonent teleinformatyczny zostaje zwolniony, wtedy może być zwolnione również łącze telefoniczne wykorzystywane do transmisji danych.

Zespół sterujący *ST* przekazuje poprzez zespół *IS* odpowiednią informację do układu sterującego *ELS* centrali satelitarnej E10. Wtedy przekazany zostaje do centrali głównej normalny sygnał telefonicznej sygnalizacji komutacyjnej oznaczający koniec połączenia telefonicznego. Kanał telefoniczny zostaje zwolniony, a w centrali głównej następuje rozłączenie połączenia z teleinformatycznym układem komutacyjnym.

#### 4. TELEINFORMATYCZNY UKŁAD KOMUTACYJNY W TELEFONICZNYCH CENTRALACH GŁÓWNYCH I TRANZYTOWYCH SYSTEMU E10

##### 4.1. Teleinformatyczny układ komutacyjny w centrali E10

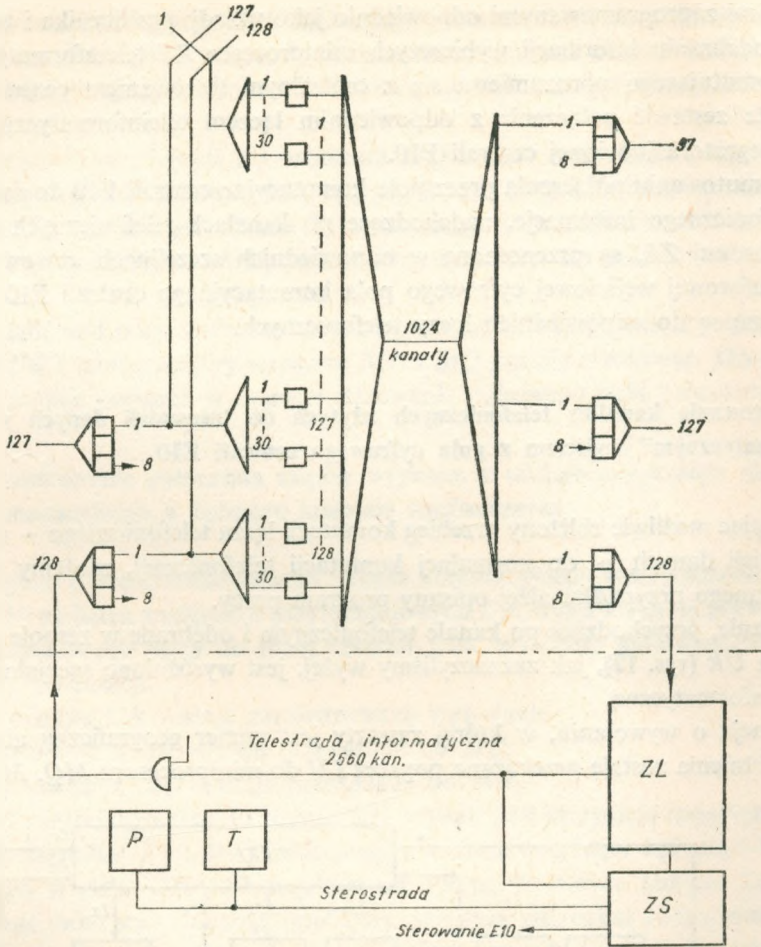
Zadaniem teleinformatycznego układu komutacyjnego umieszczonego w centrali głównej lub tranzytowej E10 jest komutowanie kanałów teleinformatycznych, używanych na skutek uwielokrotnienia łączy telefonicznych między centralami satelitowymi i centralą główną E10. Zadaniem tego układu jest komutowanie łączy telefonicznych *PCM* od zespołów przyłączeniowych łączy abonenckich *CSAL* w centrali głównej oraz uwielokrotnionych łączy telefonicznych między centralami E10. Abonenci teleinformatyczni dołączani są poprzez integratory zarówno do central satelitowych, jak i zespołów przyłączeniowych linii abonenckich, których struktura jest w zasadzie jednakowa. Każde łącze telefoniczne między dwoma centralami E10 może być uwielokrotnione do korespondencji teleinformatycznej, a właściwa informacja o tym zostaje przekazana w postaci cechy o kategorii wywołania.

Wstępną komutację łączy telefonicznych do teleinformatycznego zespołu komutacyjnego realizuje się poprzez telefoniczne cyfrowe pole komutacyjne w centrali E10. Dla zrealizowania takiej komutacji powinno być wystarczające wyróżnienie kategorii wywołania, zarejestrowane w zespole przyłączeniowym *MSS* lub zespole sterowania *CSAL* w przypadku łączy od integratora oraz w zespole *MSC* w przypadku łączy międzycentralowego od innej centrali głównej lub tranzytowej E10.

Teleinformatyczny układ komutacyjny (rys. 16) dołączony jest do telefonicznego cyfrowego pola komutacyjnego E10 tak jak inne trakty *PCM*. Jedno więc wejście/wyjście z tego pola obejmuje 30 kanałów telefonicznych, a więc w opisywanym rozwiązaniu do 2400 kanałów teleinformatycznych. Z omawianym teleinformatycznym wejściem/wyjściem cyfrowego pola E10 może być komutowany kanał telefoniczny z dowolnego traktu *PCM*, wykorzystując do tego celu właściwą, spośród 1024 kanałowych szczelin czasowych w telestradzie pola cyfrowego.

Kanałowe słowa kodowe w teleinformatycznym układzie komutacyjnym zostają wprowadzone na przyjsciową pamięć buforową *ZL* dla 30 kanałów telefonicznych, a więc dla 2400 słów teleinformatycznych, bitów synchronizacyjnych oraz bitów sygnalizacyjnych. Wywołania teleinformatyczne, jak wspomniano wyżej, transmitowane są przy wykorzystaniu wyróżnienia sygnalizacji w teleinformatycznym kanale





Rys. 16. Dołączenie teleinformatycznego układu komutacyjnego do cyfrowego pola komutacyjnego E10

ZL — zespół liniowy i pole komutacyjne teleinformatycznego układu komutacyjnego, ZS — główny minikomputer sterujący teleinformatycznym układem komutacyjnym, P — minikomputer wyspecjalizowany, przelicznik, T — minikomputer wyspecjalizowany, taryfikator

korespondencyjnym. Gdy dane łącze telefoniczne wzięte zostaje do korespondencji teleinformatycznej, informacje z zespołów odbiorników-nadajników sygnalizacji OWS przekazywane są do głównego miniprocessora sterującego teleinformatycznym układem komutacyjnym, oznaczonego symbolem ZS. Informacje, związane ze sterowaniem zestawienia połączenia teleinformatycznego, przekazane są po kanale korespondencyjnym. W tej sytuacji informacje nadawcze wstecz są przenoszone również na telestradę informatyczną. Do niej dołącza się miniprocessor ZS. Założono tu, że główny miniprocessor, sterujący zestawianiem połączenia ZS korzysta z pomocy dwóch procesorów oznaczonych P i T, będących wyspecjalizowanymi mini-

komputerami zaprogramowanymi odpowiednio jako układy przelicznika i taryfikatora. Po odebraniu informacji wybierczych miniprocessor ZS teleinformatycznego układu komutującego porozumiewa się z centralnym sterowaniem centrali E10, które może zestawić połączenie z odpowiednim łączem teleinformatycznym do innego integratora lub innej centrali E10.

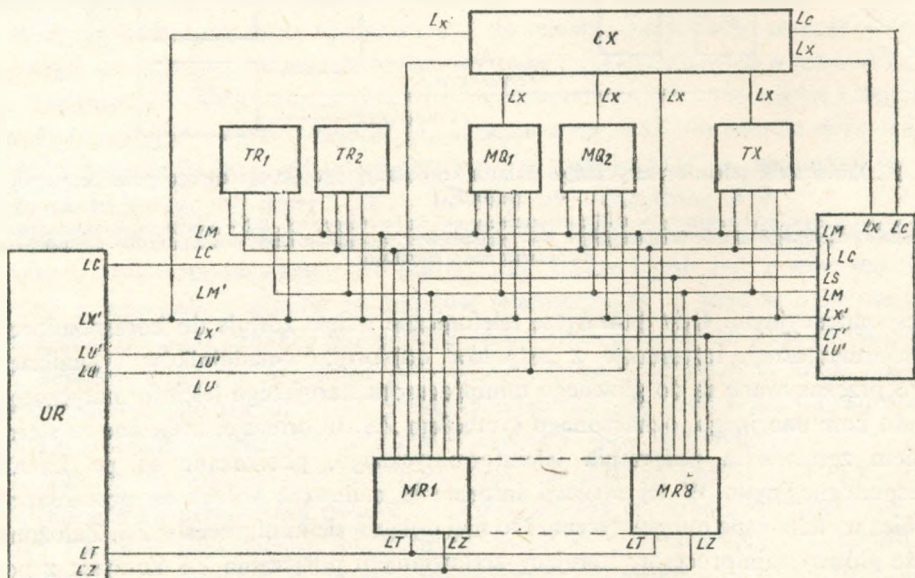
Po skomutowaniu połączenia przez pole komutacyjne centrali E10 dożądanego łącza telefonicznego informacje, nadchodzące po kanałach telefonicznych do pamięci buforowej ZL, są przenoszone w odpowiednich szczelinach czasowych do pamięci buforowej wejściowej cyfrowego pola komutacyjnego centrali E10 i dalej komutowane są do odpowiednich łączy telefonicznych.

#### 4.2. Komutowanie kanałów telefonicznych użytych do transmisji danych z „teleinformatycznym” wyjściem z pola cyfrowego centrali E10

Zakładając możliwie zbliżony przebieg komutacji łącza telefonicznego – użytego do transmisji danych – do normalnej komutacji telefonicznej, możemy przyjąć dla omawianego przypadku niżej opisany program pracy.

Wywołanie, przychodzące po kanale telefonicznym i odebrane w zespole przyłączeniowym UR (rys. 17), jak zaznaczyliśmy wyżej, jest wyróżnione specjalną kategorią teleinformatyczną.

Informacja o wywołaniu, w której zawarty jest numer geograficzny abonenta i jego wyróżnienia zostaje przekazana poprzez LU do miniprocessora MQ. MQ reje-



Rys. 17. Sterowanie komutacyjne w systemie E10

struje wywołanie i przekazuje informację (poprzez *LM*) do jednego z głównych miniprocessorów sterujących *MR*. Informacja przekazana do *MR* zawiera kategorię teleinformatyczną wywołania i w tej sytuacji *MR* zna już określone wyjście dla procesu komutowania.

Processor *MR* przesyła do procesora *MQ* rozkaz zestawienia połączenia z teleinformatycznym układem komutacyjnym. Zespół *MQ* konstataje swobodę wyjścia do teleinformatycznego układu komutacyjnego i zawiadamia *MR* o możliwości zestawienia połączenia. Miniprocessor *MQ* dysponuje do pola komutacyjnego *CX* zestawienie właściwego połączenia.

Nadzór nad połączeniem telefonicznym przyjmuje odpowiedni zespół przyłączeniowy *UR* i miniprocessory sterujące *MR* i *MQ* zostają zwolnione. Droga połączeniowa zostaje zapisana w pamięci sterowania cyfrowego pola komutacyjnego E10.

#### 4.3. Komutowanie połączenia między wyjściem z teleinformatycznego układu komutacyjnego a żądanym kanałem telefonicznym

Wyjście z teleinformatycznego układu komutacyjnego wprowadzone jest w centrali E10 na jeden z zespołów przyłączeniowych *UR*, włączonych na prawach zespołu przyłączeniowego łączy do innej centrali E10. Wyróżnić można następujące fazy procesu komutacji.

W zespole *UR* zostaje zarejestrowane wywołanie.

Wywołanie z *UR* zostaje przekazane do *MQ*.

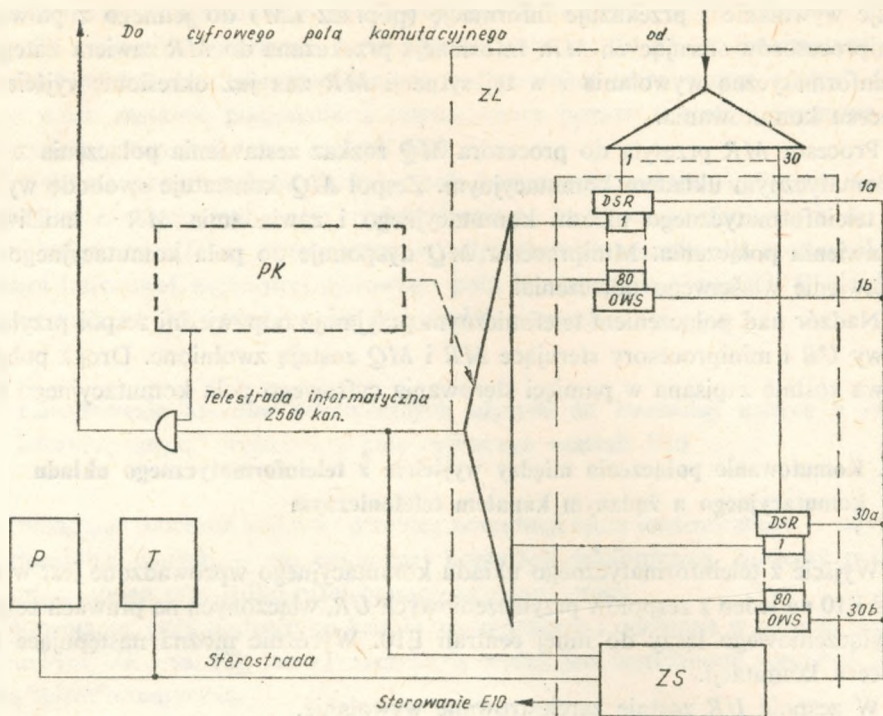
Wywołanie z *MQ* zostaje przekazane do *MR*.

*MR* centralnego zespołu sterującego centrali E10 otrzymuje (poprzez sterostradę między zespołem *ZS* i *MR*) informacje wybiercze dotyczące żądanego łącza telefonicznego w polu *CX*. *MR* uzyskuje od *TR* na podstawie numeru katalogowego żądanego łącza jego numer geograficzny. *MR* przesyła rozkaz zestawienia połączenia do *MQ*. *MQ* wybiera swobodne łącze telefoniczne w żądanej wiązce oraz dysponuje zestawienie połączenia poprzez *CX*.

*UR* przejmuje nadzór nad połączeniem, a zespoły *MR* i *MQ* zostają zwolnione. W czasie zestawiania połączenia do żądanego *UR*, jeśli jest to łącze do innej współpracującej centrali E10, zostaje wpisana cecha korespondencji teleinformatycznej. W przypadku łącza do koncentratora danej centrali E10 połączenia teleinformatyczne wyróżnia się odpowiednim numerem abonenckim, który jest zarezerwowany do tego celu w tym koncentratorze.

#### 4.4. Program pracy teleinformatycznego układu komutacyjnego w centrali E10

Informacja o pojawiającym się wywołaniu teleinformatycznym występuje w układzie odbiornika sygnalizacji *OVS* w zespole liniowym *ZL* teleinformatycznego układu komutacyjnego w centrali E10 (rys. 18). Informacja z układu *OVS* zostaje przenie-



Rys. 18. Schemat teleinformatycznego układu komutacyjnego

siona do głównego mikroprocesora sterującego ZS teleinformatycznego układu komutacyjnego.

Odbiór wywołania zostaje potwierdzony przez kanał korespondencyjny, gdy zespół ZS „dostroi się” do wywołującej kanałowej szczeliny czasowej. Informacje wybiercze przekazane przez tę kanałową szczelinę czasową są odbierane przez ZS.

Po skompletowaniu informacji wybierczych, mikroprocesor ZS komunikuje się z mikroprocesorem P w celu uzyskania numeru geograficznego i wyróżnieniażądanego abonenta lub żadanego kierunku transmisji. Dane, które otrzymuje ZS, dotyczą oczywiście i połączenia poprzez centralę telefoniczną E10. Mikroprocesor ZS może teraz skomunikować się z centralnym sterowaniem centrali E10. Przekazane tam informacje pozwolą na zestawienie połączenia telefonicznego przez cyfrowe pole komutacyjne centrali E10. Zespół ZS określa odpowiedni kanał teleinformatyczny, który zostaje wzięty do danego połączenia.

W przypadku, gdy łącze telefoniczne w żadanym kierunku jest już wcześniej wzięte do pracy i połączenie przez cyfrowe pole komutacyjne centrali E10 jest zestawione, mikroprocesor ZS może ograniczyć swoje działanie do określenia odpowiedniego kanału teleinformatycznego w kanale telefonicznym 64 kbit/s.

Informacja o połączeniu zostaje zapisana do pamięci komutowania PK w tele-

informatycznym układzie komutacyjnym i teraz informacje, nadchodzące do pamięci kanałowej w *ZL*, są przenoszone przez telestradę informatyczną w odpowiedniej kanałowej szczelinie czasowej na wyjście z teleinformatycznego układu komutacyjnego. Miniprocesor sterujący *ZS* po zestawieniu połączenia zwalnia się.

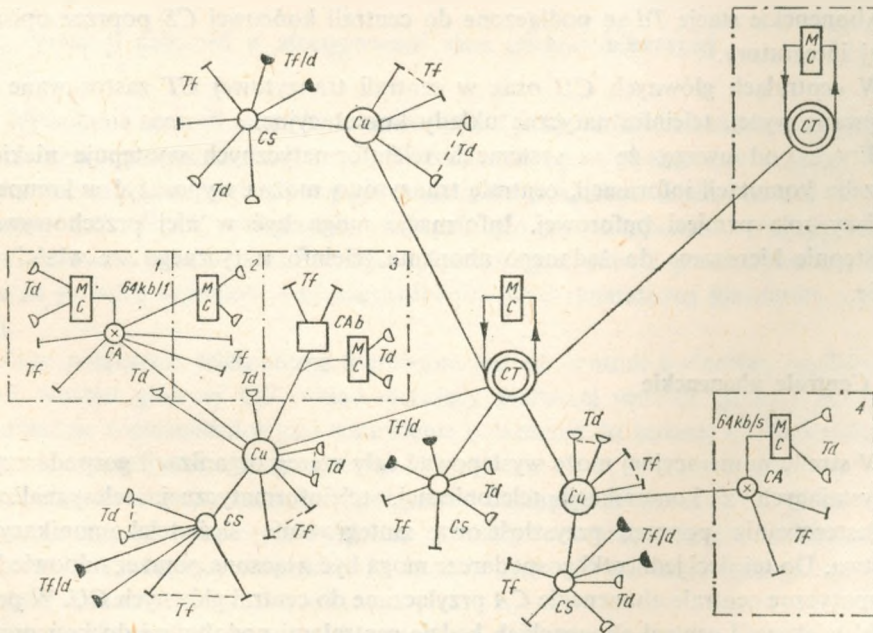
Gdy komunikacja teleinformatyczna kończy się, wówczas w odbiorniku sygnalizacji *OVS* wchodzącym w skład zespołu liniowego *ZL* pojawia się informacja o końcu korespondencji i numerze właściwego kanału.

O żądaniu rozłączenia połączenia zostaje zawiadomiony miniprocesor *ZS*. *ZS* dołącza się do odpowiedniego teleinformatycznego kanału korespondencyjnego i sprawdza fakt zakończenia korespondencji. Miniprocesor *ZS* wydaje teraz polecenie rozłączenia połączenia i wymazania informacji o połączeniu z pamięci *PK*.

## 5. ZINTEGROWANA SIĘĆ TELEKOMUNIKACYJNA

### 5.1. Centrale końcowe, główne i tranzytowe sieci publicznej

Spróbujmy w tym miejscu nieco naświetlić przyszłą strukturę zintegrowanej sieci telekomunikacyjnej w obszarze strefy numeracyjnej (rys. 19). Jest to sieć z traktami cyfrowymi i centralami o komutacji cyfrowej, przeznaczona zarówno dla



Rys. 19. Zintegrowana sieć telekomunikacyjna

*Tf* — abonent telefonyczny, *Tf/d* — abonent z telefonem i stacją teleinformatyczną pracującą w pasmie akustycznym, *Td* — abonent teleinformatyczny 600, 2400 lub 9600 bit/s, *CS* — centrala satelitowa, *CA* — centrala abonencka, *CAb* — centrala abonencka elektromechaniczna, *MC* — komputer komunikacyjny, *CU* — centrala główna o komutacji cyfrowej, *CT* — centrala tranzytowa o komutacji cyfrowej

telefonii jak i dla transmisji danych. Omawiana sieć jest przedmiotem studiów w Instytucie Łączności.

W strefie numeracyjnej mogą być zastosowane trzy rodzaje central użytku publicznego. Wymieńmy tu najpierw międzymiastową centralę tranzytową *CT*, która jest głównym węzłem komutacyjnym danej strefy i poprzez którą uzyskuje się połączenie z innymi strefami numeracyjnymi. W strefie numeracyjnej rozmieszczona jest pewna liczba central głównych miejscowych oznaczonych symbolem *CU*, połączonych z *CT* danej strefy. Centrale te mogą być, w ramach opłacalności takich połączeń, powiązane między sobą łączami międzycentralowymi. Centralami podrzędnymi do central głównych są miejscowe centrale końcowe *CS*. Każda z nich jest, w zasadzie dołączona tylko do jednej centrali głównej (niekiedy, w razie potrzeby do kilku takich central), natomiast nie są one zwykle łączone między sobą. Komutacyjne stopnie abonenckie, analogicznie jak w centralach końcowych, mogą być stosowane również w centralach głównych *CU*.

Do centrali końcowej *CS*, lub do stopni abonenckich w *CU*, mogą być przyłączone trzy rodzaje aparatów sieci publicznej: aparaty telefoniczne *Tf*, stacje teleinformatyczne *Tf/Td*, przystosowane do przesyłania sygnałów transmisji danych w postaci sygnałów akustycznych poprzez łącza telefoniczne oraz stacje teleinformatyczne *Td* o cyfrowej komunikacji teleinformatycznej w kanałach telefonicznych PCM.

Abonenckie stacje *Td* są podłączone do centrali końcowej *CS* poprzez opisane wyżej integratory.

W centralach głównych *CU* oraz w centrali tranzytowej *CT* zastosowane są, opisywane wyżej, teleinformatyczne układy komutacyjne.

Biorąc pod uwagę, że w systemach teleinformatycznych występuje niekiedy potrzeba komutacji informacji, centralę tranzytową można wyposażyć w komputer pełniący rolę pamięci buforowej. Informacje mogą być w niej przechowywane i następnie kierowane dożądanego abonenta teleinformatycznego we właściwym czasie.

## 5.2. Centrale abonenckie

W strefie numeracyjnej może występować cały szereg organizacji gospodarczych korzystających z komunikacji telefonicznej, teleinformatycznej, telesygnalizacji i telesterowania poprzez przyszłościową zintegrowaną sieć telekomunikacyjną Państwa. Do tej sieci jednostki gospodarcze mogą być włączone poprzez odpowiednie automatyczne centrale abonenckie *CA* przyłączane do central głównych *CU*. W przyszłości większość central abonenckich będzie centralami podobnymi do końcowych central telefonicznych sieci publicznych pod względem struktury i rozwiązań schematowych. Pozostać mogą jeszcze jednak i centrale elektromagnesowe, które, jak podana tu przykładowo centrala *CAb*, choć nie pracują na zasadach pełnej integracji

techniki z nowoczesnymi centralami głównymi, mogą być do nich podłączone przy użyciu łączy PCM.

Z nowych central abonenckich można rozróżniać takie, które dla celów telefonicznych obsługują pojedyncze organizacje gospodarcze i takie, które obsługują po kilka jednocześnie organizacji gospodarczych.

Bardzo ważnym rodzajem łączności dla omawianych organizacji gospodarczych jest teleinformatyka, telesygnalizacja i telesterowanie.

Należy się liczyć z tym, że wszystkie informacje związane z tego rodzaju łącznością mogą przebiegać przez właściwy komputer komunikacyjny *MC* każdej organizacji gospodarczej. Do tego komputera *MC* włączone są więc stacje teleinformatyczne i urządzenia końcowe telesygnalizacji i telesterowania danej organizacji gospodarczej. Komputer korzysta z łączy PCM w wiązkach łączy międzycentralowych między daną centralą abonencką *CA* i centralą główną *CU* w sposób trwały lub biorąc do pracy łączy w razie potrzeby. Takie rozwiązanie może być za stosowane również w przypadku centrali abonenckiej *CAB*, w której *MC* korzystałby ze stale przydzielonego łączy PCM. W przypadku central abonenckich wspólnych dla kilku zakładów pracy może być bardziej uzasadnione korzystanie przez każdą organizację gospodarczą z oddzielnych komputerów, które dołączone byłyby przez odpowiednie zespoły dopasowujące do danej *CA*.

### 5.3. Przebiegi połączeń w zintegrowanej sieci telekomunikacyjnej

Wywołanie centrali przez abonentów typu *Tf* i *Tf/Td* jest realizowane za pomocą normalnego aparatu telefonicznego. Po odbiorze tego wywołania, w układzie sterującym centrali końcowej *CS* zostaje zestawione połączenie telefoniczne do centrali głównej *CU*. W *CU* połączenie obsługuje główny miniprocessor sterujący *MR*. Miniprocessor ten odbiera informacje wybiercze od abonenta, przekazywane w zasadzie za pomocą sygnałów wieloczęstotliwościowych aparatu klawiatury wybierczej.

Gdy połączenie telefoniczne kierowane jest do centrali końcowej, podlegającej innej centrali głównej *CU*, układ sterujący pierwszej centrali głównej powoduje (w układzie wielocentralowym) zestawienie połączenia do żądanej *CU* bezpośrednio lub też poprzez centralę tranzytową *CT*.

W przychodzącej centrali *CU* połączenie obsługuje miniprocessor sterujący *MR*. On też otrzymuje informacje wybiercze przekazywane przez wspólny cyfrowy kanał sygnalizacyjny, łączący bezpośrednio dane centrale główne lub biegnący tranzytem poprzez centralę tranzytową *CT*.

Po uzyskaniu informacji wybierczych o żądanym abonencie, układ sterujący w docelowej centrali *CU* zapytuje (po wspólnym łączy sygnalizacyjnym między *CU* i *CS*) abonenta żadanego o stan swobody tego łączy.

Gdy żądany abonent jest wolny, wtedy od strony *CS* zostaje wybrany kanał

rozmówny i informacja o tym zostaje przekazana do *CU*. Poprzez cyfrowe pole komutacyjne *CU* zostaje teraz zestawione połączenie do żadanego abonenta i abonent ten jest przywoływany do połączenia telefonicznego.

Do czasu zgłoszenia się obu abonentów nadzór nad połączeniem pełnią mini-procesory typu *MR* w wyjściowej centrali głównej *CU* i w przyściowej centrali głównej *CU*. Jeżeli połączenie biegnie przez centralę tranzytową, to informacja o trwającym połączeniu powinna być wpisana do odpowiednich zespołów przyłączeniowych *UR* w tej centrali tranzytowej.

Po zgłoszeniu się żadanego abonenta poinformowane zostają o tym fakcie procesory sterujące *MR*. Wydają one dyspozycję zestawienia połączenia pomiędzy odpowiednimi abonentami, a w centrali wyjściowej informacja o zaliczeniu połączenia zostaje przekazana również do zespołu taryfikatora *TX*.

Po zakończeniu rozmowy jeden z abonentów kładzie mikrotelefon. Przywołany zostaje wtedy miniprocessor sterujący *MR* w odpowiedniej centrali i na podstawie danych z procesora *TR* orientuje się on o trybie rozłączenia połączenia. O zakończeniu połączenia zostają zawiadomione również procesory sterujące w drugiej centrali głównej *CU* i w centralach tranzytowych biorących udział w połączeniu.

W przypadku połączenia wychodzącego poza strefę numeracyjną połączenie od centrali głównej wyjściowej kierowane jest przez własną centralę *CT*, centrale *CT* w innych strefach numeracyjnych aż do centrali głównej *CU*, poprzez którą uzyskuje się dostęp do żadanego abonenta.

Kierującym w połączeniu telefonicznym jest miniprocessor sterujący *MR* w wyjściowej centrali *CU* i od niego otrzymują informacje wybiercze poprzez wspólny kanał sygnalizacyjny, kolejno procesory *MR* w centralach tranzytowych, a w końcu procesor *MR* w docelowej centrali *CU*. Te dwa końcowe procesory *MR* (pierwszy i ostatni) pełnią nadzór nad połączeniem do czasu zgłoszenia się abonenta żadanego. Po zgłoszeniu się tego abonenta połączenie zostaje pod nadzorem odpowiednich zespołów *UR* w centralach wyjściowej i przyściowej. Rozłączenie połączenia telefonicznego realizuje się za pomocą procesorów sterujących *MR* w centralach głównych i centralach tranzytowych.

Obecnie rozważmy procesory wywołania od stacji teleinformatycznej *Td*. Gdy łącze telefoniczne do korespondencji teleinformatycznej między daną centralą końcową *CS* i jej nadrzędną centralą *CU* zostało wcześniej wzięte do pracy, informacje o numerze wywołującego abonenta przekazuje integrator w wyjściowej centrali końcowej do teleinformatycznego układu komutacyjnego w centrali głównej *E10*. Do układu sterującego *ZS* w tym teleinformatycznym układzie komutacyjnym abonent wywołujący przekazuje informacje wybiercze.

Żałómy również, że łącze telefoniczne wykorzystywane do celów teleinformacji między centralą główną *CU* i centralą tranzytową *CT* zostało wcześniej wzięte do pracy. W tej sytuacji zespół *ZS* w wyjściowej centrali głównej kieruje połączenie na odpowiedni swobodny kanał teleinformatyczny we wspomnianym łączu telefonicznym. Teraz do pracy zostaje wzięty zespół sterujący *ZS* w teleinformatycznym



układzie komutacyjnym centrali tranzytowej. Odbiera on informacje wybiercze od ZS w wyjściowej CU, przekazywane poprzez teleinformatyczny kanał korespondencyjny. Na tej podstawie zostaje zestawione połączenie przez kanał teleinformatyczny z docelową centralą główną CU, a ZS w centrali CT zostaje zwolniony. W centrali CU połączenie zostaje skierowane do zespołu sterującego ZS teleinformatycznego układu komutacyjnego i do tego ostatniego ZS przekazana jest informacja wybiercza przez ZS w teleinformatycznym układzie komutacyjnym w wyjściowej centrali głównej CU.

ZS w docelowym, teleinformatycznym układzie komutacyjnym realizuje poprzez łącze telefoniczne między centralą główną CU i centralą końcową CS połączenie poprzez kanał teleinformatyczny o numerze odpowiadającym numerowi żadanego abonenta. W centrali przyjsiowej CS połączenie zostaje przedłużone poprzez integrator do abonenta żadanego i abonent ten zostaje przywołany do korespondencji.

Rozpatrzmy obecnie przykład połączenia do innej strefy numeracyjnej, w którym informacje nie powinny być przekazane bezpośrednio, lecz po ich skompletowaniu i przetworzeniu w buforowej maszynie cyfrowej MC w centrali tranzytowej, będące w istocie komutacją informacji. Takie połączenie teleinformatyczne składa się właściwie z dwóch połączeń: połączenia od wywołującego abonenta do buforowej maszyny cyfrowej w centrali tranzytowej i połączenia od buforowej maszyny cyfrowej do żadanego abonenta. U pewnych szczególnych przypadkach buforowanie to może następować przez kilka maszyn cyfrowych umieszczonych w kolejnych centralach tranzytowych.

Zwróćmy teraz uwagę, że pewne maszyny cyfrowe w sieci telekomunikacyjnej mogą zawierać biblioteki danych. W przypadku konieczności zasięgnięcia informacji z tej biblioteki, abonent teleinformatyczny uzyskuje odpowiednie połączenie z maszyną cyfrową i uzyskuje odpowiedzi na postawione maszynie pytania. Odpowiednie informacje przekazywane są jemu do jego stacji, monitora ekranowego lub innych teleinformatycznych urządzeń końcowych.

Zwróćmy uwagę również na tendencję tworzenia bibliotek danych dla abonentów telefonicznych. Odpowiedź z takiej biblioteki może być zrealizowana za pomocą odpowiedniej informacji głosowej. Przewiduje się też, że do przekazania pytań postawionych bibliotece może być wykorzystywana wieloczęstotliwościowa klawiatura wybiercza aparatu telefonicznego. Połączenie od abonenta telefonicznego wprowadzone zostałyby na odpowiedni akustyczny zespół dopasowujący do maszyny cyfrowej.

Jak wspomniano już wyżej, centrale abonenckie włączone są na poziomie central końcowych sieci użytku publicznego do zintegrowanej sieci telekomunikacyjnej. Nie wprowadzono też istotnej różnicy do połączeń telefonicznych od tych central w stosunku do połączeń abonentów sieci publicznej.

W przykładowej sieci podano możliwość przekazywania informacji dla korespondencji teleinformatycznej, dla telesygnalizacji i telesterowania zawsze z pośrednict-

wem odpowiedniej buforowej MC w każdej organizacji gospodarczej. Ta maszyna cyfrowa może zajmować, biorąc pod uwagę duży strumień informacji i konieczność dużej przepływności binarnej, cały kanał telefoniczny o przepływności 64 kbit/s. W takim przypadku maszyna cyfrowa nie musi być włączona do centrali abonenckiej CA poprzez integrator, a może być dołączona do centrali przez zespół dopasowujący zapewniający jej wejście na cyfrowy kanał telefoniczny. Jako połączenie telefoniczne zostaje skierowane ono do centrali głównej CU i obsługiwane przez centralny układ sterujący w centrali głównej. Wyjściowa maszyna cyfrowa zapewnić musi przekazanie informacji wybierczych w takim układzie, które pozwoli na zestawienie połączenia w sieci telekomunikacyjnej aż do maszyny cyfrowej w żądanej organizacji gospodarczej.

Można oczywiście nie wykluczać również potrzeby realizacji korespondencji teleinformatycznej jaką zapewnia się abonentom w sieci publicznej i w takiej sytuacji organizacja gospodarcza mogłaby mieć końcowe stacje teleinformatyczne podłączone do integratorów w najbliższej centrali końcowej sieci publicznej.

#### WYKAZ LITERATURY

1. *Trechciński J.*: Nowoczesne komutacyjne systemy elektromechaniczne a systemy elektroniczne. Prz. Telekom. 1972 nr 4.
2. *Pinet A.*: Le systeme de commutation electronique E10. Echo des Recherches 1972 nr 69. CNET — Le systeme E10, Lannion 1974. CIT-ALCATEL — Citedis E10 Paris-Lannion 1975.
3. *Via A.*: Domaines d application systeme E10. Lannion: CNET 1973, doc. RCI/11.
4. *Lucas P.*: Les progres de la commutation electronique dans le monde. Ann. des Telecom. 1973 Vol. 28 nr 5-6.
5. *Klein E.*: Elektronische Fernmeldenetze der Zukunft. Elektronik 1974 H. 4.
6. *Trechciński J.*: Zastosowanie central elektronicznych systemu E10 w telefonicznej sieci krajowej. Warszawa: Instytut Łączności. Opublikowane na sympozjum „Systemy cyfrowe sieci zintegrowanych” Warszawa 1975.
7. *Trechciński J.*: Zastosowanie E10 w sieciach zintegrowanych Instytut Łączności 1975 — nie publikowany.
8. Ustalenie zależności pomiędzy numerem rzeczywistym i porównywalnym dla central systemu E10. Warszawa: BSiPŁ 1974 nr WA 915 MP 48P.
9. *Lera E.*: Transmisja danych w telefonicznych systemach wielokrotnych o podziale czasowym i modulacją impulsowo-kodową. Sympozjum teletransmisyjne Warszawa 1974 r.
10. *de Gaulle B., Kołodziejczak J., Duvaux Ph.*: Introduction de la commutation electronique temporelle en Pologne. Commutation et Electronique 1975 nr 50.

*Георгий Трехцински*

## ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМЫ С ЦИФРОВОЙ КОММУТАЦИЕЙ В ТЕЛЕФОННОЙ СЕТИ И В БУДУЩЕЙ ИНТЕГРИРОВАННОЙ СЕТИ СВЯЗИ

### Резюме

Автор занимается двумя проблемами а именно оптимализацией использования системы с цифровой коммутацией E 10 в интегрированной телефонной сети, тоже в случае развития существующей телефонной сети и возможностью использования цифровых сетей для интегрирования услуг связи.

Рассмотрено принципы структуры и действия универсального устройства, так называемого информационного интегратора, с помощью которого абоненты передачи данных могут присоединяться к коммутационным станциям цифровой сети связи.

В опорных и транзитных станциях системы E 10 предложено применять телеинформационные коммутирующие схемы, которые благодаря структуре и программе работы способны коммутировать телеинформационные каналы, получаемые путем уплотнения телефонных каналов.

В заключении автор рассматривает принцип действия и программы коммутации, применяемые в интегрированной с точки зрения услуг, сети связи.

*Jerzy Trechciński*

## APPLICATION OF TELECOMMUNICATION SYSTEM WITH DIGITAL SWITCHING IN TELEPHONE AND FUTURE INTEGRATED NETWORKS

### Summary

The author deals with the problems of optimized utilization of a system with digital switching (E 10) in the integrated telephone networks — including the extension of existing telephone networks — and the possibility of utilizing this digital network for integrated telecommunication services.

The structure and working principles of a universal device, called the information integrator, through which the lines of teleinformation subscribers may be introduced to the switching centres in the digital telecommunication network have been described.

In the main and transit center of the E 10 system, the application of the teleinformation switching networks have been proposed, which by their structure and working program are adapted to switching of teleinformation channels obtained as multiplied channels.

Finally, the author discusses the functioning principles and switching programs in networks integrated in respect of telecommunication services.

*Jerzy Trechciński*

## APPLICATION DU SYSTÈME À COMMUTATION ÉLECTRONIQUE DANS LE RÉSEAU TÉLÉPHONIQUE ET DANS LE FUTURE RÉSEAU INTÉGRÉ

### Résumé

L'auteur traite deux problèmes: l'optimisation d'application du système à commutation électronique E 10 dans le réseau téléphonique intégré, aussi en cas de l'extension du réseau téléphonique déjà existant, et la possibilité d'utiliser ce réseau pour l'intégration de différents services de télécommunication.

Le principe de structure et de fonctionnement d'un dispositif universel, nommé intégrateur téléinformatique, au moyen duquel les lignes des abonnés informatiques peuvent être introduites dans les centres de commutation du réseau de télécommunication numérique a été décrit.

Dans les stations principales et celles de transit du système E 10 est proposée l'application des schèmes téléinformatiques de commutation, qui, grâce à leur structure et leur programme de travail, sont adaptés à la commutation des voies téléinformatiques obtenues par le multiplexage des voies téléphoniques.

A la fin, l'auteur traite les principes de fonctionnement et les programmes de commutation en réseau de télécommunication intégré, du point de vue des services.

*Jerzy Trechciński*

## ANWENDUNG DES DIGITALVERMITTLUNGSSYSTEMS IN DEN FERNSPRECHNETZEN UND ZUKÜNFTIGEN INTEGRIERTEN NETZEN

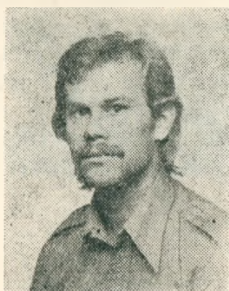
### Zusammenfassung

Zwei Probleme wurden von dem Autor besprochen: Optimierung der Ausnutzung des Digitalvermittlungssystems E-10 in dem integrierten Fernsprechnet, auch beim Ausbau der bestehenden Fernsprechnetze und die Möglichkeit der Ausnutzung dieses Digitalnetzes für die Integration der Fernmeldedienste. Es wurden die Bau- und Wirkungsprinzipien des universalen Satzes, genannten Datenintegrators besprochen, über den die Anschlüsse der Datenteilnehmern in die Vermittlungszentren des Digitalnetzes eingeführt werden können.

In Haupt- und Transitzentren des E-10 Systems wurde die Anwendung der Datenvermittlungsschaltern vorgeschlagen, die mit ihrem Bau- und Arbeitsprogramm zur Vermittlung der mittels Mehrfachausnutzung der Fernsprechanäle erhaltenen Datenkanäle angepasst sind.

Zum Schluss bespricht der Verfasser die Funktionsgrundlagen und Vermittlungsprogramme in dem integrierten Telekommunikationsnetz.

## AUTORZY



Mgr inż. *Andrzej Winnicki* (ur. 1949 r.) studiował w Studium Podstawowych Problemów Techniki Politechniki Warszawskiej uzyskując w 1972 roku dyplom magistra inżyniera matematyki. W latach 1972-1975 był na Studiach Doktoranckich PW, o kierunku Automatyka i Automatyzacja Procesów. Zajmował się zastosowaniem metod obliczeniowych do zadań optymalizacji dynamicznej, a następnie zagadnieniami projektowania i sterowania sieci telekomunikacyjnych. Od 1975 roku jest pracownikiem Zakładu Metod Numerycznych i Programowania Instytutu Matematyki P.W.



Dr inż. *Kornel Wydro* (ur. 1933 r.) studiował na Wydziale Łączności i uzyskał dyplom magistra inżyniera w 1959 r. W latach 1959-1963 pracował jako projektant w Przedsiębiorstwie Kolejowych Robót Elektryfikacyjnych a następnie w Przedsiębiorstwie Projektowania i Dostaw Inwestycyjnych zajmując się projektowaniem urządzeń zdalnego sterowania i systemów automatyki; utrzymując jednocześnie współpracę z ówczesną Katedrą Automatyki i Telemekhaniki PW. W 1963 r. podjął stałą pracę we wspomnianej Katedrze (obecnie Instytucie Automatyki), gdzie w 1972 r. uzyskał stopień doktora nauk technicznych za pracę z dziedziny przetwarzania sygnałów. Dr inż. K. W. brał udział w wielu pracach z zakresu przesyłania informacji, a od dwu lat zajmuje się problematyką sterowania sieci telekomunikacyjnych. Obecnie jest adiunktem w Instytucie Automatyki PW.



Mgr inż. *Eugeniusz Grudziński* urodził się w 1948 r. W 1973 r. ukończył studia na Wydziale Elektroniki Politechniki Wrocławskiej i rozpoczął pracę w Politechnice Wrocławskiej. Od 1975 r. pracuje w Instytucie Telekomunikacji i Akustyki w Zakładzie Systemów Radiotechnicznych na stanowisku starszego asystenta naukowo-badawczego. Zajmuje się pracami badawczymi i konstrukcyjnymi związanymi z pomiarami oraz wzorcowaniem pól elektromagnetycznych oraz opracowywaniem mierników natężeń pól elektromagnetycznych aktywnych biologicznie. Jest współautorem kilku publikacji oraz 2 patentów.



Mgr inż. *Włodzimierz Wadowski* urodził się w 1949 r. Studia na Wydziale Elektroniki Politechniki Wrocławskiej ukończył w 1973 r. i rozpoczął pracę w Politechnice Wrocławskiej tegoż roku. Od 1975 r. pracuje w Instytucie Telekomunikacji i Akustyki w Zakładzie Systemów Radiotechnicznych na stanowisku starszego asystenta naukowo-badawczego. Zajmuje się pracami badawczymi i konstrukcyjnymi, związanymi z opracowywaniem mierników natężenia pola elektromagnetycznego aktywnego biologicznie oraz pomiarami pól elektromagnetycznych. Jest współautorem kilku publikacji oraz 2 patentów.



Prof. dr hab. *Andrzej Wierzbicki* (ur. 1937 r.) ukończył studia na Wydziale Łączności PW w 1960 r. i od 1961 r. pracuje nieprzerwanie w Instytucie Automatyki (dawnej Katedrze Automatyki i Telemechaniki), uzyskując kolejno w 1964 r. stopień doktora nauk technicznych, w 1968 r. habilitację, a w 1976 r. tytuł profesora nadzwyczajnego.

Jest wysoko cenionym pracownikiem dydaktycznym i organizatorem życia akademickiego. Ma w dorobku wiele prac, często o charakterze pionierskim, opublikowanych w specjalistycznych wydawnictwach krajowych i zagranicznych oraz czynny udział w licznych konferencjach międzynarodowych. Jednocześnie brał udział lub kierował licznymi pracami badawczymi, prowadzonymi na rzecz gospodarki narodowej.

Jest laureatem wielu nagród, w tym Nagrody Naukowej Wydziału Nauk Technicznych PAN.

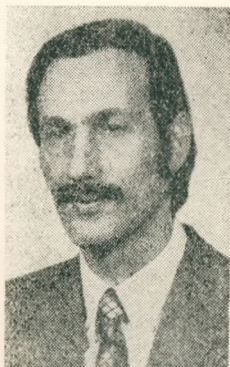
Aktualnie jest Dziekanem Wydziału Elektroniki PW.



Dr inż. *Tadeusz M. Babij* urodził się w 1933 roku w Buczaczu. Studia na Wydziale Łączności Politechniki Wrocławskiej ukończył w 1957 roku. W roku 1968 uzyskał tytuł doktora nauk technicznych. W latach 1957-59 pracuje w Oddziale Wrocławskim Instytutu Łączności. Od 1959 pracuje w Politechnice Wrocławskiej, specjalizując się w zakresie wzorcowania mierników natężenia pola elektromagnetycznego, miernictwie składowych pól elektromagnetycznych zwłaszcza w obszarze bliskim z punktu widzenia ochrony biologicznej. Jest autorem lub współautorem wielu publikacji w literaturze krajowej i zagranicznej.



Mgr inż. *Stanisław Sońta* urodził się 3 maja 1931 r. Studia ukończył na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej: inżynierskie w 1955 r., magisterskie w 1961 r. Od 1955 r. pracuje w Instytucie Łączności zajmując kolejno stanowisko asystenta, starszego asystenta i adiunkta w Zakładzie Urządzeń Teletransmisyjnych pełniąc funkcję kierownika pracowni. Od 1971 r. pracuje w Zakładzie Miernictwa i Automatykacji Badań pełniąc do chwili obecnej funkcję Kierownika Zakładu. Jednocześnie od 1958 r. pracuje w Katedrze Teltransmisji Przewodowej a następnie w Zakładzie Opracowań Teletransmisyjnej Aparatury Pomiarowej Politechniki Warszawskiej kolejno na stanowisku inż. konstruktora, st. inż. konstruktora i z-cy gł. konstruktora. Jego głównymi specjalnościami są zagadnienia urządzeń teletransmisyjnych oraz miernictwo teletransmisyjne. Jest autorem i współautorem szeregu prac naukowo-badawczych dotyczących systemów, urządzeń i przyrządów pomiarowych z zakresu miernictwa teletransmisyjnego, licznych artykułów i opracowań oraz wniosków patentowych. Jest autorem i współautorem kilku książek z dziedziny układów półprzewodnikowych. Obecnie pracuje nad zagadnieniami automatyzacji procesów badaniowych w sieci telekomunikacyjnej oraz zajmuje się zagadnieniami miernictwa sygnałów losowych w teletransmisji.



Dr inż. *Lucjan Gęborys* urodził się w 1939 r. w Równem. Studia na Wydziale Elektronicznym Wieczorowej Szkoły Inżynierskiej ukończył w roku 1963. Od roku 1957 do chwili obecnej pracuje w Instytucie Łączności, początkowo w Zakładzie Komunikacji Mikrofalowej a od 1971 roku w Zakładzie Systemów i Sieci Telekomunikacyjnych. W 1975 roku uzyskuje stopień doktora nauk technicznych. Jego głównymi specjalnościami są zagadnienia linii radiowych oraz programowania rozwoju sieci telekomunikacyjnej. W tych dziedzinach jest autorem licznych prac naukowo-badawczych, a także współautorem dwóch patentów. W latach 1976/77 pracował w Instytucie Telekomunikacji w Oranie (Algeria) jako ekspert Międzynarodowej Unii Telekomunikacyjnej, gdzie m.in. prowadził zajęcia dydaktyczne z dziedziny linii radiowych oraz opracował odpowiedni podręcznik.



Mgr inż. *Henryk Smorąg* urodzony 12.09.1935 r. Politechnikę Wrocławską Wydz. Łączności ukończył w 1959 r. Od 1960 r. pracuje w Instytucie Łączności we Wrocławiu, do 1962 r. jako inżynier, następnie jako starszy asystent, a od 1.01.1966 r. jako adiunkt. Od 1.04.67 r. Kierownik Grupy Problemowej d/s Miernictwa Zakłóceń Radioelektrycznych. Od momentu utworzenia Zakładu Badania Zakłóceń Radioelektrycznych (Z-21), tj. od 1.09.1968 r. sprawuje funkcję Kierownika Pracowni Miernictwa Zakłóceń w tym Zakładzie.



Inż. *Andrzej Kilian* urodzony 11.11.1943 r. W Instytucie Łączności O/Wrocław zatrudniony od 1.09.1962 r. Dyplom inżyniera uzyskał na Studium Wieczorowym Politechniki Wrocławskiej w roku 1968. Zajmuje się pomiarami zakłóceń radioelektrycznych oraz konstrukcją przyrządów do tych pomiarów.

Mgr inż. *Romuald Białobrzęski* – notka biograficzna drukowana była w Pracach Instytutu Łączności, zeszyt 4(76), w roku 1974.

Dr *Hubert Trzaska* – notka biograficzna drukowana była w Pracach Instytutu Łączności, zeszyt 4(76), w roku 1974.

Doc. mgr inż. *Jerzy Trehciński* – notka biograficzna drukowana była w Pracach Instytutu Łączności, zeszyt 2(74), w roku 1974.

Mgr inż. *Zbigniew Rymarowicz* – notka biograficzna drukowana była w Pracach Instytutu Łączności w zeszycie 1(65), w roku 1972.



WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1978

---

Wydanie 1. Nakład 550 + 60 egz. Ark. wyd. 11,47. Ark. druk. 10,75. Oddano do składania w listopadzie 1977. Podpisano do druku i druk ukończono w czerwcu 1978. Papier druk. sat. kl. V 70 g, 70 × 100 cm. Zam. P/170/77. K/8175.

---

Poznańskie Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka — 2956/77

5. <i>Z. Rymarowicz</i> — Perturbations radio-electriques en ondes moyennes radiophoniques dans le terrain habite . . . . .	99
6. <i>R. Bialobrzewski, S. Sońta</i> — Modification du test $\chi^2$ de Pearson faite afin de permettre d'utiliser l'analyseur du type HP 3721 A . . . . .	115
7. <i>H. Smorąg, A. Kilian</i> — Mesures des constantes de temps des detectures utilises dans les modernes appareils a mesurer les interferences radioelectricques . . . . .	119
8. <i>J. Trechciński</i> — Application du systeme a commutation electronique dans le reseau telephonique et dans le future reseau integre . . . . .	131

#### INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>A. Wierzbicki, A. Winnicki, K. Wydro</i> — Konzeption des gesteuerten dreischichtigen Fernmeldenetzes . . . . .	3
2. <i>L. Gęborys</i> — Interferenzstörungen im Richtfunknetz Berechnungsmethode . . . . .	21
3. <i>E. Grudziński, W. Wadowski</i> — Messen der Leistungsdichte im Nahfeld . . . . .	71
4. <i>T. M. Babij, H. Trzaska</i> — Vergleich der Sonden für Breitbandige Messung der Stärke des elektrischen Feldes . . . . .	85
5. <i>Z. Rymarowicz</i> — Industriestörungen in Wohngebieten in dem Richtfunkmittelwellenbereich . . . . .	99
6. <i>R. Bialobrzewski, S. Sońta</i> — Modifikation des Testes Pearson $\chi^2$ für Ermöglichen der Ausnutzung des Analysators HP 3721A . . . . .	115
7. <i>H. Smorąg, A. Kilian</i> — Messungen der Zeitkonstanten der Detektoren in den gegenwartigen Funkstörmessgeräten . . . . .	119
8. <i>J. Trechciński</i> — Anwendung des Digitalvermittlungssystems in den Fernsprechnetzen und zukünftigen integrierten Netzen. . . . .	131

