

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA
Instytutu Łączności
Nr _____

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XVIII

ZESZYT 2(62)

1971.

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

| | |
|--|----|
| 1. <i>Ryszard Zienkiewicz</i> — Zakłócenia intermodulacyjne w sieciach radiokomunikacji ruchomej | 3 |
| 2. <i>Zbigniew Frydrych</i> — Obliczanie sprawności usługowej wiązek zawodnych łączy telefonicznych. | 45 |

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|--|----|
| 1. <i>Р. Зенкевич</i> — Помехи вызываемые взаимной модуляцией в сетях подвижной радиосвязи | 3 |
| 2. <i>З. Фрыdrych</i> — Расчёт коэффициента полезного действия (эффективности эксплуатации) пучков не вполне надёжных телефонных линий | 45 |

CONTENTS

| | |
|---|----|
| 1. <i>R. Zienkiewicz</i> — Interference in the mobile radiocommunication networks caused by intermodulation | 3 |
| 2. <i>Z. Frydrych</i> — Working efficiency calculation of groups of unreliable telephone lines | 45 |

SOMMAIRE

| | |
|--|----|
| 1. <i>R. Zienkiewicz</i> — Perturbations dans les réseaux de radiocommunication mobile causées par l'intermodulation | 3 |
| 2. <i>Z. Frydrych</i> — Calcul du rendement d'exploitation des faisceaux de voix téléphoniques défaillantes | 45 |

INHALTSVERZEICHNIS

| | |
|---|----|
| 1. <i>R. Zienkiewicz</i> — Intermodulationsstörungen in den beweglichen Funknetzen | 3 |
| 2. <i>Z. Frydrych</i> — Berechnung der Betriebswirkungsgrades der Bündel von unzuverlässigen Fernsprechverbindungen | 45 |

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA
Instytutu Łączności
Nr _____

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XVIII

ZESZYT 2(62)

WARSZAWA
WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny

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

Redaktorzy działów:

adj. mgr inż. Aleksy Brodowski, doc. mgr inż. Jerzy Wójcikiewicz
Sekretarz Redakcji — *Janina Janicka*

Adres Redakcji:

Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

RYSZARD ZIENKIEWICZ

621.391.827.42:621.396.931

ZAKŁÓCENIA INTERMODULACYJNE W SIECIACH RADIOKOMUNIKACJI RUCHOMEJ

Początek artykułu (rozdz. od 1 do 5) jest zamieszczony w numerze 1(61)

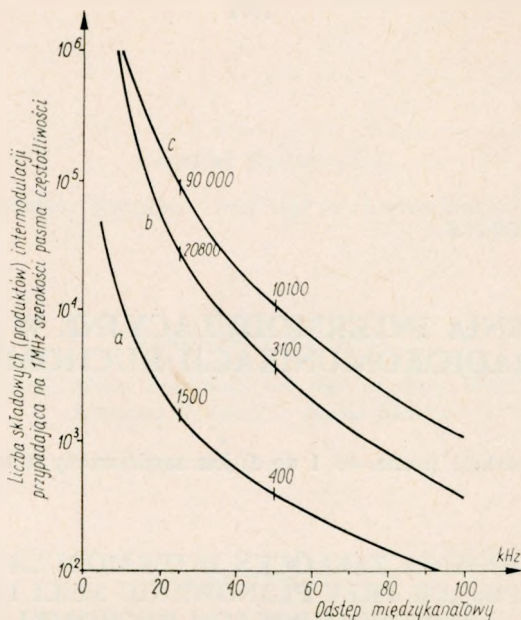
6. ZAGADNIENIA ZAKŁÓCEŃ INTERMODULACYJNYCH, WYSTĘPUJĄCE PRZY PLANOWANIU SIECI ŁADOWEJ RADIOKOMUNIKACJI RUCHOMEJ

6.1. Występowanie zakłóceń intermodulacyjnych

Zjawisko intermodulacji jest przyczyną wielu zakłóceń w sieciach lądowej radiokomunikacji ruchomej. Zakłócenia te przeważnie zaczynają się pojawiać po osiągnięciu pewnego stanu rozwoju sieci, przy czym przy dalszym wzroście liczby sieci i eksploatowanych urządzeń na pewnym ograniczonym obszarze zakłócenia intermodulacyjne rosną bardzo szybko. Poważnie to utrudnia lub uniemożliwia pracę wspomnianych sieci. W celu orientacji w zakresie potencjalnych możliwości powstawania omawianych zakłóceń można posłużyć się danymi z literatury [12 i 48], przedstawionymi na rys. 22 do 25.

Na rysunku 22 podano ogólną liczbę składowych (produktów) intermodulacji w pasmie częstotliwości o szerokości 1 MHz, w przypadku gdy to pasmo jest podzielone na różne liczby kanałów o równych odstępach i wszystkie sygnały w dowolnych zestawieniach będą powodowały powstawanie tych składowych. Na rysunku specjalnie zaznaczono liczby składowych, odpowiadające odstępom międzykanałowym, przewidzianym do stosowania na terenie kraju (50 i 25 kHz). Rys. 22 jest również słuszny dla dowolnego innego pasma częstotliwości, jeżeli tylko to pasmo jest podzielone na kanały o równych odstępach pomiędzy sobą. Dalsze dane na temat liczby składowych intermodulacji są podane w literaturze [14].

Rysunek 23 przedstawia rozkład składowych (produktów) intermodulacji trzeciego rzędu na skali częstotliwości. Przy opracowaniu tego rysunku założono, że składowe intermodulacji powstają wskutek wszystkich możliwych kombinacji

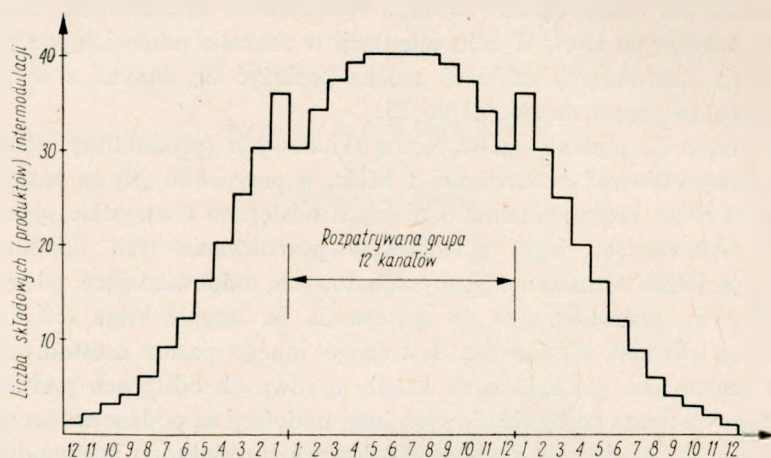


Rys. 22. Liczba składowych (produktów) intermodulacji przypadająca na 1 MHz szerokości pasma częstotliwości w zależności od odstępów międzykanałowego — składowe trzeciego i piątego rzędu

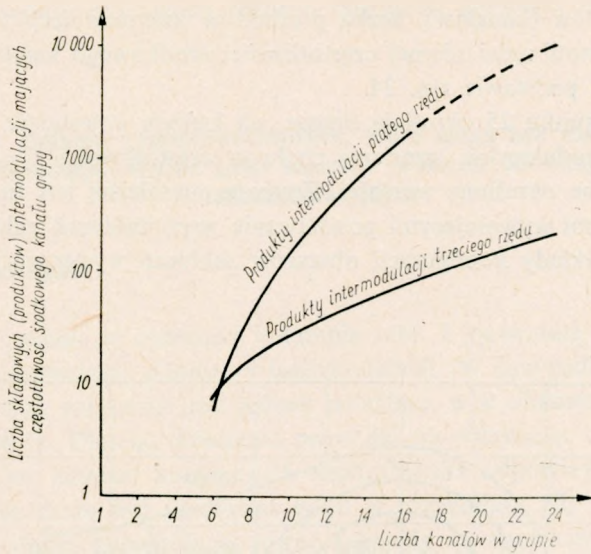
- a — dwa sygnały, trzeci lub piąty rząd
- b — trzy sygnały, trzeci rząd
- c — trzy sygnały, piąty rząd

Uwaga. Wartości cyfrowe podano dla odstępów międzykanałowych stosowanych w kraju

sygnałów, mających częstotliwości dwunastu kolejnych kanałów zaznaczonych na rysunku. Jak widać, największa liczba składowych przypada na każdy ze środkowych kanałów rozpatrywanej grupy. W przypadku gdy rozpatrywana grupa ma



Rys. 23. Liczba składowych (produktów) intermodulacji trzeciego rzędu, przypadająca na 1 kanał dla grupy 12 kanałów. Liczby składowych podano również dla kanałów leżących na zewnątrz rozpatrywanej grupy



Rys. 24. Liczba składowych (produktów) intermodulacji, o częstotliwości równej częstotliwości środkowego kanału grupy, w zależności od liczby kanałów w grupie

Poziom zakłóceń odniesiony do wejścia odbiornika:

a. 140 dBW (0,7 μ V na 50 Ω)

b. 130 dBW (2,2 μ V na 50 Ω)

c. 120 dBW (7,0 μ V na 50 Ω)

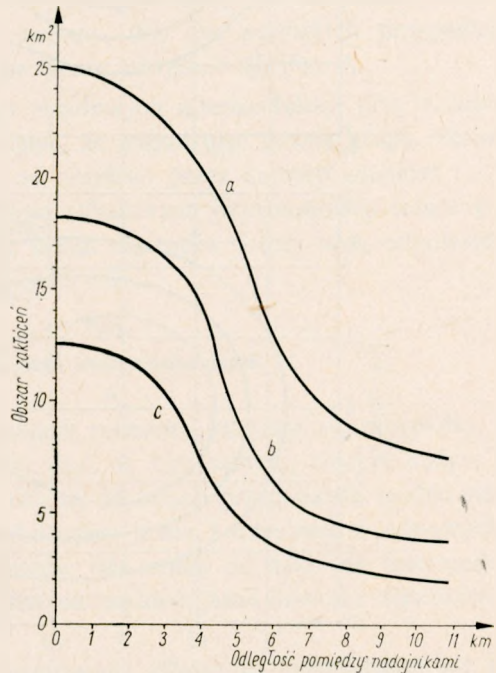
Założenia: — zakres 150 MHz,

— moce nadajników po 100 W,

— wysokości zawieszenia anten nadaj-

ników 100 stóp (ca 30 m),

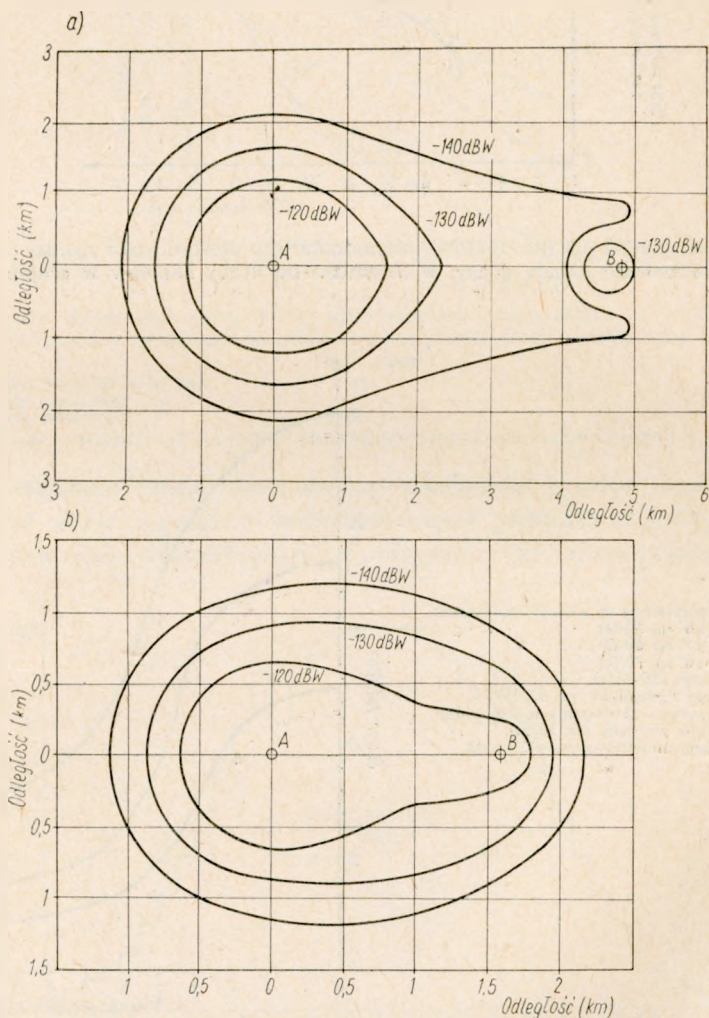
— odstęp międzykanałowy 30 kHz



Rys. 25. Obszar, na którym będą występowały zakłócenia intermodulacyjne w odbiornikach w zależności od odległości pomiędzy nadajnikami 1 i 2, powodującymi powstanie składowej intermodulacji o częstotliwości $f_i = 2f_1 - f_2$

inną liczbę sygnałów (kanałów), liczba produktów intermodulacji trzeciego i piątego rzędu o częstotliwości równej częstotliwości środkowego kanału grupy może być określona na podstawie rys. 24.

Krzywe na rysunku 25 określają obszar, na którym powstające w odbiorniku zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu o częstotliwości $f_i = 2f_1 - f_2$ będą przekraczały pewne określone wartości. Zmienną niezależną jest tu odległość pomiędzy nadajnikami wywołującymi powstawanie wspomnianych zakłóceń. Na rys. 26 pokazano przykłady konfiguracji obszarów zakłóceń występujących w odbior-



Rys. 26. Obszary, na których występują zakłócenia intermodulacyjne w odbiornikach:

a) odległość pomiędzy nadajnikami zakłócającymi równa 3 milom (około 4,8 km), b) odległość pomiędzy zakłócającymi nadajnikami równa 1 mili (około 1,6 km). Założenia — jak na rys. 25

nikach, odpowiednio dla dwóch różnych odległości pomiędzy zakłócającymi nadajnikami.

6.2. Określanie kanałów częstotliwościowych, które mogą być zakłócone z powodu zjawiska intermodulacji. Wybór grup kanałów wolnych od wzajemnych zakłóceń intermodulacyjnych

6.2.1. Wiadomości ogólne

Zależności podane w pierwszej kolumnie tabl. 1 pozwalają określić częstotliwość każdej interesującej składowej intermodulacji. W przypadkach konkretnych korzystanie z tych zależności jest jednak uciążliwe, a w obliczeniach mogą łatwo pojawiać się błędy. Dlatego obliczenia prowadzi się wstawiając do tych zależności numery kanałów, zamiast konkretnych częstotliwości odpowiadających kanałom. To uproszczenie może być stosowane tylko w przypadku, gdy wszystkie odstępstwa pomiędzy sąsiednimi kanałami są równe i kanały są numerowane kolejno. Aby to udowodnić, wystarczy zauważyć, że równanie (9) pozostanie nadal słuszne, jeżeli wszystkie występujące w nim częstotliwości będą pomnożone przez dowolną stałą na przykład „a” i jeżeli do każdej z częstotliwości będzie dodana dowolna inna stała, na przykład „b”. Ta ostatnia czynność może być dokonana, przy zachowaniu słuszności wspomnianego równania (9), dla wszystkich przypadków, gdy jest spełnione założenie określone przez równanie (11)¹.

Prowadząc obliczenia częstotliwości składowych intermodulacji przy wykorzystaniu numerów kanałów, trzeba pamiętać, że rozpatrując pewną grupę częstotliwości, zawartą w pasmie określonym na przykład przez numery kanałów $1 \dots k$, można otrzymać w wyniku częstotliwości składowych intermodulacji leżące poza tym pasmem. W podanym przykładzie takim częstotliwościom będą odpowiadały numery: $k+1$; $k+2$; $k+3 \dots$ lub 0 ; -1 ; $-2 \dots$

6.2.2. Wybór grup kanałów wolnych od zakłóceń intermodulacyjnych

Przy planowaniu sieci radiokomunikacji ruchomej zdarzają się przypadki, dla których trzeba przewidzieć pracę wielu sieci na tym samym, niezbyt dużym obszarze, na przykład obszarze jednego miasta. W takich przypadkach można starać się wyeliminować zakłócenia intermodulacyjne przez korzystanie z odpowiednio wybranych grup kanałów. Grupa kanałów jest wolna od zakłóceń intermodulacyjnych rzędu trzeciego (piątego lub dalszych rzędów), jeżeli dowolne częstotliwość

¹) Jak wynika z powyższego, przy rozpatrywaniu składowych intermodulacji nie spełniających równania (11), to jest składowych powstających w urządzeniach nie wyposażonych w obwody selektywne, nie można prowadzić obliczeń przy wykorzystaniu numerów kanałów określonych w powyższy sposób.

kanałów (względnie ich numery), wstawione do odpowiednich zależności podanych w kolumnie 1 tabl. 1, nie dadzą w wyniku dowolnej innej częstotliwości (numera kanału), zawartej w tej grupie.

Wybór grupy kanałów wolnej od zakłóceń intermodulacyjnych, a szczególnie wolnej od zakłóceń intermodulacyjnych piątego lub wyższych rzędów, wykonuje się drogą kolejnych prób, zakładając różne grupy kanałów i sprawdzając, czy przy każdej dowolnej kombinacji kanałów danej grupy wszystkie odpowiednie równania nie będą spełnione.

Wyszukiwanie omawianych grup kanałów jest bardzo żmudne i dlatego do tego celu przeważnie są stosowane matematyczne maszyny cyfrowe. W wielu przypadkach, zamiast prowadzenia żmudnych obliczeń, można wykorzystać dane zawarte w literaturze krajowej [49] i zagranicznej [35] oraz [38]. Korzystając z tych danych, należy jednak pamiętać, że mając daną jedną grupę kanałów wolną od zakłóceń intermodulacyjnych, można z niej stworzyć nieskończenie wiele innych pochodnych grup kanałów wolnych od tego samego rzędu zakłóceń intermodulacyjnych. Grupę pochodną tworzy się dodając do każdego z numerów kanałów danej grupy dowolnie wybraną liczbę całkowitą. Możliwość tworzenia grup pochodnych, udowodniona powyżej w rozdz. 6.2.1., uzasadnia również, dlaczego w najbardziej obszernych wykazach grup opublikowanych w literaturze [38] podano tylko kolejne odstępy pomiędzy kanałami w każdej grupie, a nie konkretne numery kanałów. Warto zauważyć, że z dowolnej grupy kanałów wolnych od zakłóceń intermodulacyjnych można łatwo utworzyć drugą grupę, wolną od takich samych zakłóceń, i grupy pochodne, jeżeli te same odstępy pomiędzy kanałami będą zastosowane w odwrotnej kolejności. Na przykład, z grupy kanałów wolnej od zakłóceń intermodulacyjnych trzeciego i piątego rzędu: 1; 4; 8; 21; 26; (odstępy 3; 4; 13; 5) można utworzyć grupę wolną od takich samych zakłóceń o numerach kanałów: 1; 6; 19; 23; 26; (odstępy 5; 13; 4; 3) i odpowiednie grupy pochodne, jak na przykład: 2; 7; 20; 24; 27 lub 3; 8; 21; 25 i 28.

Przy wybieraniu grup kanałów wolnych od zakłóceń intermodulacyjnych występuje zagadnienie, jak liczna musi być ogólna liczba kanałów, aby można było z niej wybrać grupę o żądanej liczbie kanałów. Na podstawie danych z literatury [35] oraz [38] odpowiedź na to pytanie może być przedstawiona w postaci tabl. 4. i 5. Przy układaniu tablic uwzględniono, że ze względu na ograniczoną selektywność odbiorników w tej samej grupie nie mogą być wykorzystywane kanały o dwóch kolejnych numerach.

Na podstawie danych przedstawionych obok w tablicach można stwierdzić, że liczba kanałów w grupie bez zakłóceń intermodulacyjnych rośnie znacznie wolniej niż ogólna liczba kanałów, z której można wybrać żądaną grupę. Dotyczy to szczególnie grup wolnych równocześnie od zakłóceń intermodulacyjnych trzeciego i piątego rzędu.

T a b l i c a 4

Najmniejsze liczby kanałów w przypadku grup wolnych od zakłóceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu i odpowiednie numery kanałów

| Liczba kanałów w grupie | Najmniejsza liczba kanałów, z których może być wybrana żądana grupa | Numery kanałów w grupie |
|-------------------------|---|--|
| 3 | 6 | 1; 3; 6 |
| 4 | 10 | 1; 3; 6; 10; lub 1; 3; 7; 10 lub 1; 4; 6; 10 |
| 5 | 15 | 1; 3; 7; 10; 15 lub 1; 3; 7; 12; 15 lub 1; 4; 9; 11; 15 |
| 6 | 21 | 1; 3; 9; 14; 18; 21 |
| 7 | 29 | 1; 3; 11; 17; 22; 26; 29 |
| 8 | 40 | 1; 3; 7; 17; 20; 28; 35; 40 lub 1; 3; 9; 14; 18; 30; 37; 40 lub 1; 3; 9; 14; 24; 28; 31; 40 lub 1; 3; 9; 14; 24; 33; 36; 40 lub 1; 3; 9; 21; 24; 31; 35; 40 lub 1; 3; 9; 21; 26; 30; 37; 40 lub 1; 3; 10; 14; 20; 32; 35; 40 lub 1; 3; 10; 22; 26; 32; 37; 40 lub 1; 4; 6; 14; 18; 25; 34; 40 lub 1; 4; 10; 21; 26; 28; 36; 40 lub 1; 4; 11; 17; 19; 31; 36; 40 lub 1; 4; 11; 23; 25; 31; 36; 40 |

6.2.3. Określanie zakłócanych kanałów i wybór grup kanałów wolnych od zakłóceń intermodulacyjnych w przypadku zakłóceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu

Ze względu na to, że składowe (produkty) intermodulacji trzeciego rzędu mają największe amplitudy, a więc są najbardziej groźne, a także biorąc pod uwagę, że określanie częstotliwości tych składowych może być wykonywane w bardzo prosty sposób, zostaną przedstawione dwie metody takich obliczeń: rachunkowa i graficzna, które mogą być przydatne w różnych przypadkach praktycznych.

T a b l i c a 5

Najmniejsze liczby kanałów w przypadku grup wolnych od zakłóceń intermodulacyjnych trzeciego i piątego rzędu oraz odpowiednie numery kanałów

| Liczba kanałów w grupie | Najmniejsza liczba kanałów, z których może być wybrana żądana grupa | Numery kanałów w grupie |
|-------------------------|---|---------------------------------------|
| 4 | 13 | 1; 4; 11; 13 lub 1; 4; 8; 13 |
| 5 | 26 | 1; 6; 19; 22; 26 lub 1; 6; 19; 23; 26 |
| 6 | > 40 | |

Metoda rachunkowa została opracowana niezależnie w kraju [49] i za granicą [22, 12] i opiera się na spostrzeżeniu, że składowe podane w zależnościach (6) i (7) mogą być zapisane kolejno jako

$$f_3 - f_1 = f_1 - f_2 \quad (35)$$

$$f_4 - f_1 = f_2 - f_3 \quad (36)$$

Równanie (35) oznacza, że zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu mogą wystąpić wówczas, gdy mamy do czynienia z trzema częstotliwościami leżącymi w równych odstępach pomiędzy sobą. Równanie (36) umożliwia uogólnienie tego wniosku, a mianowicie, że zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu mogą wystąpić w przypadku, gdy odstęp pomiędzy jedną parą wykorzystywanych częstotliwości będzie równy odstępowi pomiędzy drugą parą równocześnie wykorzystywanych częstotliwości. Na podstawie powyższego można udowodnić [49, 22], że w danej grupie kanałów zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu nie będą mogły wystąpić, jeżeli zbiór wszystkich odstępów (różnic częstotliwości względnie różnic numerów) pomiędzy dowolnymi kanałami danej grupy nie będzie miał dwóch lub więcej jednakowych wartości.

W celu sprawdzenia metodą rachunkową, czy dana grupa kanałów, na przykład $Z_1; Z_2 \dots Z_n$, jest wolna od zakłóceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu, zestawia się następującą tablicę, mającą postać trójkąta i zawierającą wszystkie odstęp międzykanałowe, występujące w danej grupie kanałów.

Zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu nie będą mogły wystąpić w rozpatrywanej grupie, jeżeli w tak zestawionej tablicy żadna liczba nie będzie wystę-

T a b l i c a 6

Tablica odstępów międzykanałowych

| | |
|--------------------------------------|---|
| Odstępy pomiędzy sąsiednimi kanałami | $Z_2 - Z_1; \quad Z_3 - Z_2; \quad Z_4 - Z_3 \dots\dots\dots Z_{n-2} - Z_{n-3}; \quad Z_{n-1} - Z_{n-2}; \quad Z_n - Z_{n-1}$ |
| Odstępy co drugi kanał | $Z_3 - Z_1; \quad Z_4 - Z_2 \dots\dots\dots Z_{n-1} - Z_{n-3}; \quad Z_n - Z_{n-2}$ |
| Odstępy co trzeci kanał | $Z_4 - Z_1 \dots\dots\dots Z_n - Z_{n-3}$ |
| | |
| Odstęp pomiędzy skrajnymi kanałami | $Z_n - Z_1$ |

powoła dwa lub więcej razy. Na przykład, sprawdzając grupę kanałów 1; 3; 9; 14; 24; 28; 31; 40, otrzymuje się następujące zestawienie odstępów:

$$\begin{array}{cccccc} 2; & 6; & 5; & 10; & 4; & 3; & 9 \\ & 8; & 11; & 15; & 14; & 7; & 12 \\ & & 13; & 21; & 19; & 17; & 16 \\ & & & 23; & 25; & 22; & 26 \\ & & & & 27; & 28; & 31 \\ & & & & & 30; & 37 \\ & & & & & & 39 \end{array}$$

w którym żadna liczba nie powtarza się. Potwierdza to, że założona grupa jest wolna od zakłóceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu.

Wykorzystując tę metodę rachunkową, można również tworzyć nowe grupy kanałów wolne od zakłóceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu. W tym celu kolejno wybiera się numery kanałów, dopisując za każdym razem nowy skrajny ukośny rząd liczb w opisanej trójkątnej tablicy. Dla łatwiejszej orientacji liczby występujące w trójkącie można zestawiać kolejno (niezależnie od tablicy trójkątnej), tworząc tak zwany zbiór różnic (odstępów) zakazanych, które przy dalszym uzupełnianiu grupy nie mogą występować w następnych ukośnych rzędach trójkąta. Zbiór różnic zakazanych dla wyżej podanej przykładowej grupy 8 kanałów obejmuje między innymi wszystkie liczby naturalne od 2 do 28, z wyjątkiem 18, 20 i 24. Jak łatwo sprawdzić, następnym kanałem powiększającym tę grupę może być dopiero kanał 60 (odstęp 20), gdyż wykorzystanie odstepu 18 jest związane z koniecznością powtórzenia pewnych innych odstępów. Na przykład wprowadzając odstęp 18 jako pierwszy odstęp nowej grupy do podanej trójkątnej tablicy liczb, należy dopisać ukośnie po prawej stronie kolejno: 18; $18+2=20$; $18+2+6=26$; $18+2+6+5=31$ itd., a ponieważ liczba 26 (jak i 31) już występowała w tablicy, taka więc grupa nie byłaby wolna od zakłóceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu.

Podany przykład wyjaśnia również sformułowane uprzednio stwierdzenie, że liczba kanałów w grupie rośnie znacznie wolniej niż ogólna liczba kanałów, z której można wybrać żadaną grupę.

Metoda graficzna rozpatrywania częstotliwości składowych intermodulacji trzeciego rzędu została wynaleziona i opracowana przez autora, przy czym dotychczas nie była publikowana. Pozwala ona w szybki sposób określić częstotliwości wszystkich składowych (produktów) intermodulacji trzeciego rzędu dla danej grupy częstotliwości. Wykorzystując tę metodę, można nie tylko sprawdzić, czy dana grupa jest wolna od zakłóceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu, ale również określić częstotliwości wszystkich kanałów, z których może być wybrany następny kanał uzupełniający daną grupę. Ta możliwość wyboru jest bardzo istotna, szczególnie w przypadku potrzeby uzupełniania kilku różnych grup, które są wolne od zakłóceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu, przez jeden kanał wspólny dla wszystkich grup (np. kanał wywoławczy, wspólny dla wielu sieci pracujących na różnych obszarach [11]).



Rys. 27. Kolejne fazy postępowania przy graficznej analizie zakłóceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu:

a) rozpatrywana grupa częstotliwości; kanały: 1; 3; 9; 14; 28; 31; 40; b) i c) odpowiednio pierwsza i ostatnia faza przygotowania szablonu (ruchomego paska) i sprawdzenia, czy dana grupa jest wolna od zakłóceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu; d) i e) odpowiednio pierwsza i ostatnia faza określania częstotliwości wszystkich składających intermodulacji, które mogą wystąpić w danej grupie częstotliwości; f) wynikowe widmo częstotliwości — widac, że najbliższym kanałem uzupełniającym daną grupę jest kanał nr 60

Sposób wykonywania analizy graficznej jest pokazany na rys. 27. W pierwszym etapie analizy rysuje się skalę częstotliwości i zaznacza na niej wszystkie kanały rozpatrywanej grupy, na przykład kanały *a, b, c, d, e, f, g, h*, jak to zaznaczono na rys. 27a. (Przyjęto te same numery kanałów w grupie, jak w przykładzie rozpatrywanym wyżej metodą rachunkową). W drugim etapie na ruchomym pasku rysuje się skalę pomocniczą. W tym celu środek paska oznaczony literą „O” ustawia się kolejno naprzeciw każdej częstotliwości rozpatrywanej grupy, a kreski odpowiadające wszystkim innym częstotliwościom tej grupy przedłuża się na odpowiednie miejsca paska. Pierwsza i ostatnia faza drugiego etapu są pokazane na rys. 27b i 27c.

Jeżeli w drugim etapie analizy, po jednym z kolejnych przesunięć paska (np. po przesunięciu punktu „O” z miejsca znajdującego się naprzeciw kreski kanału „*b*” do miejsca znajdującego się naprzeciw kreski kanału „*c*”), jedna z kresek już narysowanych na pasku znajdzie się na przedłużeniu kreski oznaczającej dowolny kanał grupy zaznaczony na skali częstotliwości, to w danej grupie mogą wystąpić zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu. Innymi słowy, jeżeli dla grupy liczącej „*Z*” kanałów przy końcu drugiego etapu analizy na pasku jest mniej niż $Z(Z-1)$ kresek rozłożonych symetrycznie z obu stron punktu „O”, to dana grupa nie jest wolna od zakłóceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu.

W trzecim etapie analizy graficznej środek ruchomego paska ustawia się ponownie kolejno naprzeciw każdej z częstotliwości rozpatrywanej grupy i za każdym razem przenosi się kreski zaznaczone na pasku na skalę częstotliwości. Zaznaczone w tym etapie kreski odpowiadają częstotliwościom poszczególnych składowych intermodulacji, występujących w danej grupie częstotliwości. Jeżeli w czasie stawiania kresek zaobserwuje się, że w danym miejscu kreska powinna być postawiona dwa lub więcej razy, to oznacza, że dwie lub odpowiednio więcej składowych intermodulacji będzie miało tę samą częstotliwość¹⁾. Pierwsza i ostatnia faza trzeciego etapu analizy są pokazane na rys. 27d i 27e.

Rysunek 27f przedstawia wynik analizy w postaci widma częstotliwości wszystkich składowych intermodulacji trzeciego rzędu, które mogą powstawać w danej grupie częstotliwości. Ten ostatni rysunek określa jednocześnie wszystkie kanały, z których można wybrać kanał uzupełniający daną grupę częstotliwości. Numery tych kanałów nie mają zaznaczonych nad sobą kresek. Rys. 27f potwierdza wniosek analizy rachunkowej, że najbliższym kanałem, który może być dołączony do rozpatrywanej grupy, jest kanał nr 60, wskazując równocześnie szereg innych kanałów (np. 64; 69; —31), które mogą uzupełnić daną grupę zamiast kanału nr 60.

W przypadku gdy dana grupa kanałów powinna być uzupełniona dwoma lub więcej dodatkowymi kanałami, trzeba pamiętać, aby robić to kolejno i po każdym

¹⁾ W przypadku badania grup, w których mogą występować zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu liczba kresek, które powinny być postawione przy tej samej częstotliwości, może być mniejsza od liczby składowych intermodulacji o tej częstotliwości. Jednak zawsze będą określone wszystkie możliwe częstotliwości składowych intermodulacji trzeciego rzędu, które mogą wystąpić w danej grupie kanałów.

jej uzupełnieniu przez jeden kanał ponownie określić widmo składowych intermodulacji.

Słuszność graficznej metody analizy łatwo można uzasadnić po zaobserwowaniu, że skala pomocnicza na ruchomym pasku jest wspomnianym wyżej zbiorem różnic (odstępów) zakazanych, przedstawionym w sposób graficzny (zbiór ten jest zaznaczony dwukrotnie, symetrycznie w stosunku do punktu „O”).

Warto w końcu zaznaczyć, że metoda graficzna może być stosowana bez trudności również w przypadkach analizy grup składających się z sygnałów, w stosunku do których nie można stosować numeracji kanałów, na przykład w przypadku analizy wzajemnych zakłóceń pomiędzy sygnałami radiokomunikacji ruchomej i sygnałami telewizyjnymi lub radiofonicznymi. Wykorzystując odpowiednie rysunki, można również łatwo zaznaczyć szerokości pasm kanałów zakłócających i powstających produktów intermodulacji.

6.3. Obliczanie zasięgów oddziaływania zakłóceń intermodulacyjnych

Przy obliczaniu zasięgów oddziaływania zakłóceń intermodulacyjnych należy w różny sposób rozpatrywać zakłócenia generowane w nadajnikach i zakłócenia powstające w odbiornikach. Odpowiednie sposoby postępowania są kolejno wyjaśnione poniżej.

6.3.1. Obliczanie zasięgu oddziaływania zakłóceń intermodulacyjnych generowanych w nadajniku

Wiadomości podane wyżej w rozdz. 4 pozwalają określić moc i częstotliwość każdej ze składowych intermodulacji generowanych w nadajniku. Mając daną wartość mocy niepożądaną składową doprowadzoną do anteny, prowadzi się dalsze rachunki w taki sam sposób, jak obliczenia zakłóceń wspólnokanałowych. To znaczy na podstawie odpowiednich krzywych propagacji [1] określa się wartość natężenia pola sygnału zakłócającego i porównuje się ją z wartościami natężenia pola sygnału użytecznego. Przyjmuje się przy tym, że w danym miejscu zakłócenie sygnału użytecznego jest do pominięcia, jeżeli natężenie pola tego sygnału będzie większe od natężenia pola sygnału zakłócającego co najmniej o wartość odpowiedniego współczynnika ochronnego dla wspólnego kanału. Prowadząc obliczenia należy pamiętać, że wartości natężeń pól określone na podstawie krzywych propagacji (opartych na danych statystycznych) mogą się różnić od wartości rzeczywistych.

Podobnie można również określić dopuszczalny poziom natężenia pola sygnału intermodulacyjnego (na końcu zasięgu sygnału użytecznego), przy założeniu jednokowych wartości odchyłeń standardowych natężenia pola użytecznego i zakłócającego. Jest on na ogół obliczany [1]

$$F_{Z1}(50; 50) = E_{min} - k_w - \sigma \sqrt{2} \quad (37)$$

gdzie: $F_{ZI}(50; 50)$ — dopuszczalny poziom natężenia pola sygnału intermodulacyjnego dla 50% miejsc i 50% czasu¹⁾, wyrażony w dB w stosunku do $1 \mu\text{V/m}$;

E_{min} — minimalny poziom natężenia pola sygnału użytecznego, tzw. poziom chroniony natężenia pola, wyrażony w dB w stosunku do $1 \mu\text{V/m}$;

k_w — współczynnik ochronny dla wspólnego kanału, wyrażony w dB;

σ — odchylenie standardowe rozkładu statystycznego natężenia pola w terenie rzeczywistym, wyrażone w dB.

Na podstawie zależności (37) i odpowiednich krzywych propagacji można więc określić maksymalny zasięg oddziaływania każdej ze składowych intermodulacji generowanej w danym nadajniku.

6.3.2. Obliczanie dopuszczalnych odległości odbiornika od nadajników wywołujących zakłócenia intermodulacyjne

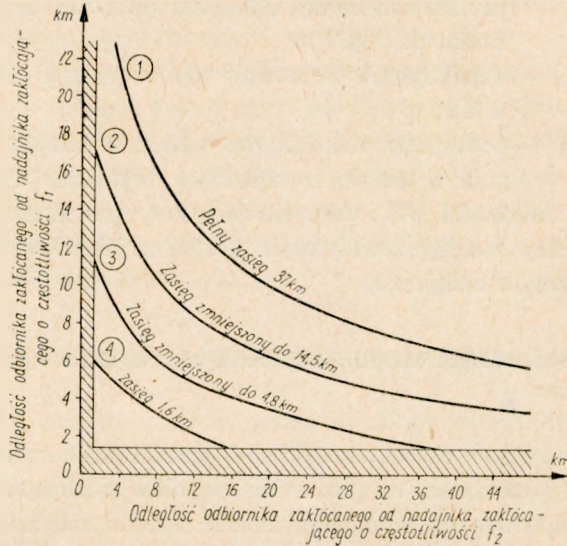
Na podstawie danej charakterystyki odporności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne w zależności od poziomów sygnałów zakłócających (patrz rys. 3) oraz na podstawie krzywych propagacji można określić zależności pomiędzy odległościami rozpatrywanego odbiornika (a ściślej jego anteny) od poszczególnych nadajników (ich anten), wywołujących zakłócenia intermodulacyjne.

Przy określaniu tych zależności zakłada się poziom sygnału użytecznego na wejściu odbiornika (lub jego odległość od określonego nadajnika sygnału pożądanego) i dopuszczalny poziom zakłóceń na wyjściu tego odbiornika. Przykładem mogą tu być charakterystyki pokazane na rys. 28, powtórzone z pracy [17] i dotyczące zakłócenia trzeciego rzędu o częstotliwości $2f_1 - f_2$. Charakterystyki te zostały obliczone na podstawie zależności (28) i (30), sprawdzonych eksperymentalnie dla danego typu odbiornika. Założono przy tym, że nadajniki zakłócające (o stosunkowo dużej mocy) jak i zakłócany odbiornik pracują na stacjach bazowych, a nadajnik sygnału użytecznego jest nadajnikiem ruchomym (przypadek taki jest najmniej korzystny i zachodzi przy pracy sympleksowej w sieciach). Na rys. 28 można zauważyć efekty pogarszania się odporności odbiornika na zakłócenia w miarę wzrostu poziomów sygnałów zakłócających, co wynika z równania (30). Przy porównywaniu bowiem krzywych oznaczonych kolejno coraz wyższymi numerami (odpowiadającymi stopniowo coraz większym poziomom sygnału pożądanego i sygnałów zakłócających) widać szybkie pogarszanie się stosunku zasięgu użytecznego (podanego na każdej krzywej) do odległości rozpatrywanego odbior-

¹⁾ Ze względu na stosunkowo mały zasięg sygnału zakłócającego (mała moc tego sygnału) wpływ troposfery jest do pominięcia, a poziom sygnału zakłócającego w miejscu odbioru jest zmienny w zasadzie tylko na skutek oddziaływania terenu przy zmianach miejsca pobytu stacji ruchomej.

nika od zakłócających nadajników. W przypadku krzywej 4 zasięg użyteczny jest już znacznie mniejszy od każdej ze wspomnianych odległości.

Warto zwrócić uwagę, że w przypadku gdy odbiornik stacji stałej (bazowej)



Rys. 28. Odległości pomiędzy odbiornikiem zakłócanym a nadajnikami zakłócającymi, w przypadku zakłóceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu $f_3 = 2f_1 - f_2$, dla różnych odległości (zasięgów) tego odbiornika od nadajnika sygnału użytecznego

Uwaga. Obszar zakreskowany oznacza obszar, na którym będą występowały zakłócenia inne niż zakłócenia intermodulacyjne

może być zakłócany przez nadajniki stacji ruchomych, jest celowe zastosowanie na stacji stałej anteny kierunkowej (o charakterystyce poziomej, na przykład dookólnej) z możliwie małymi listkami bocznymi skierowanymi w stronę ziemi. Zastosowanie takiej anteny znacznie zmniejsza możliwość pojawienia się na wejściu odbiornika sygnałów zakłócających o dużych poziomach, szczególnie jeżeli antena jest umieszczona stosunkowo wysoko nad ziemią [50]. Budowa na stacjach stałych wspomnianych anten kierunkowych jest również celowa w przypadku, gdy będą one współpracować z nadajnikami, które mogą zakłócać pracę odbiorników stacji ruchomych. Uogólniając można stwierdzić, iż we wszystkich przypadkach powstawania zakłóceń intermodulacyjnych w sieciach ruchomych, wykorzystujących kanały dwuczęstotliwościowe, istnieje możliwość zmniejszenia tych zakłóceń przez zastosowanie na stacjach stałych anten kierunkowych promieniujących (względnie odbierających) większość energii w kierunku poziomym, z możliwie małymi listkami bocznymi skierowanymi w stronę ziemi.

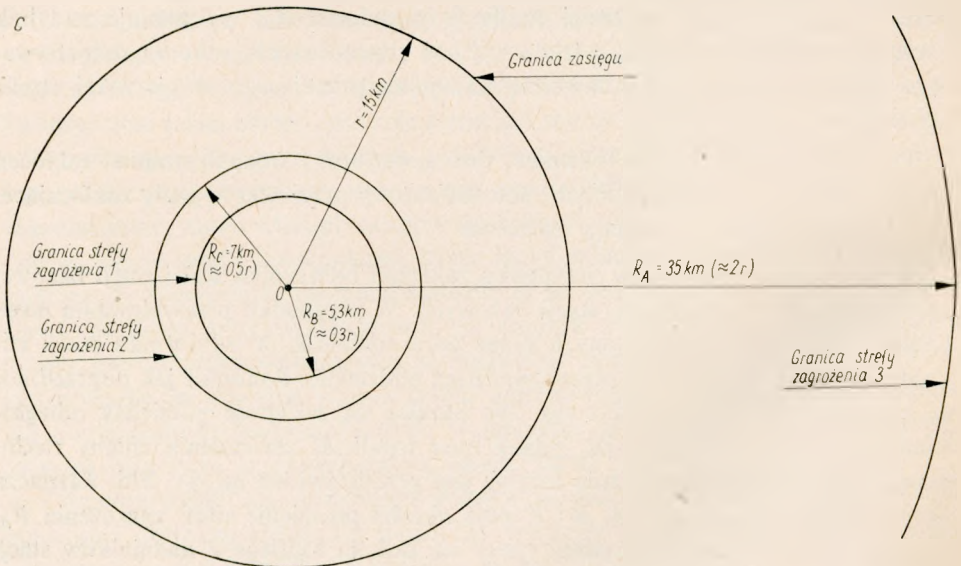
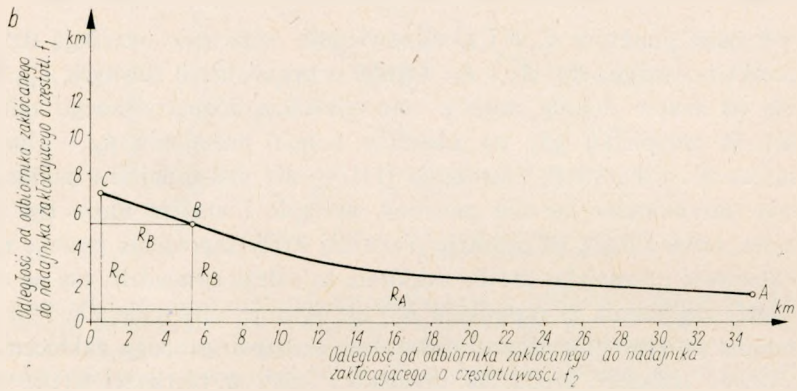
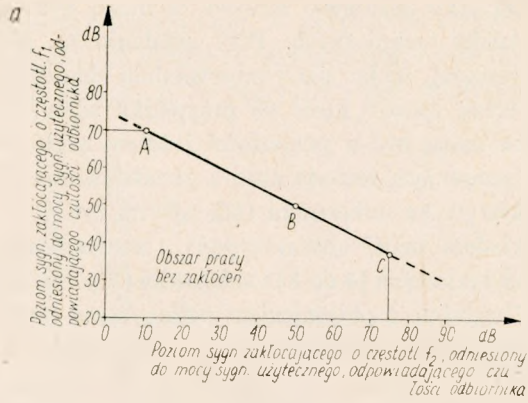
Charakterystyki dla dowolnego stopnia zakłóceń intermodulacyjnych w odbiorniku i dowolnej składowej mogą być tworzone podobnie jak charakterystyki przedstawione na rys. 28. Ze względu na ewentualną większą liczbę zmiennych

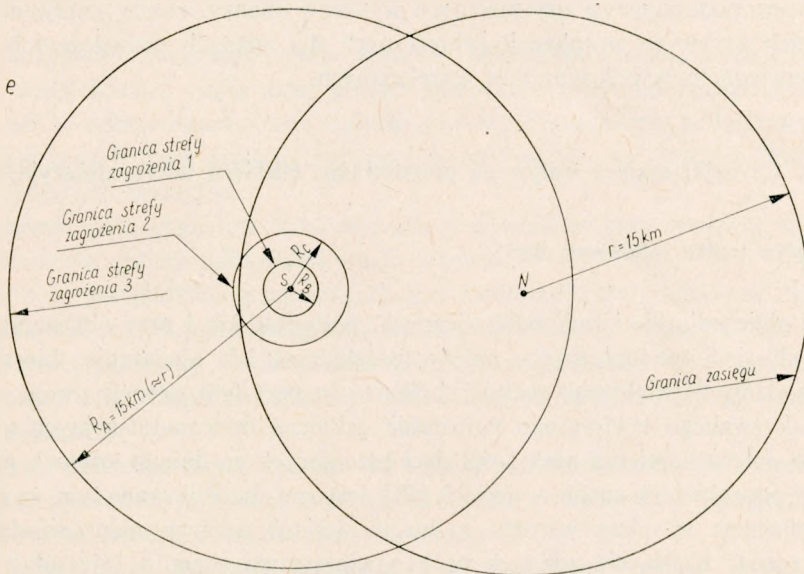
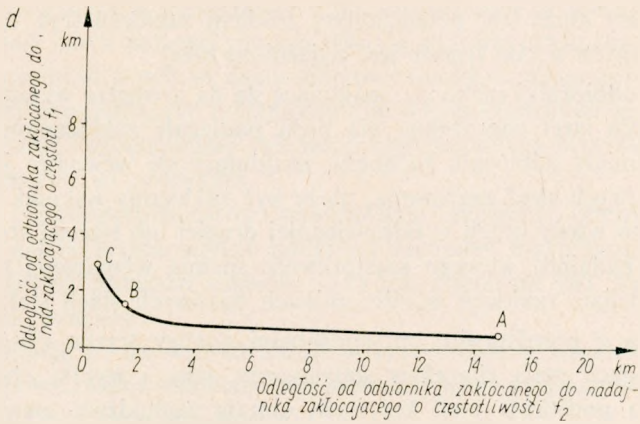
część z nich jest ustalana jako parametr. Krzywe te mogą być pożyteczne przy dokonywaniu różnych analiz technicznych. Przy ustalaniu na przykład miejsca budowy nowej stacji odbiorczej, mając daną odpowiednią charakterystykę, można określić w stosunkowo łatwy sposób, które (w przypadku wielu) ze znajdujących się w pobliżu nadajników mogą być w przyszłości źródłem zakłóceń. W tym celu może być zastosowana następująca metoda autora przedstawiona na rys. 29. Najpierw określa się charakterystykę odbiornika (jak np. na rys. 3 — krzywa „a”). Rysunek 29a jest przykładem takiej charakterystyki, wyznaczonej na podstawie obowiązujących wymagań krajowych [4 do 8] i zależności (28). Na krzywej zaznacza się trzy punkty A , B i C zgodnie z objaśnieniem podanym na rysunku. Następnie na podstawie odpowiednich krzywych propagacji, na przykład [1], wyznacza się charakterystykę odległości jak na rys. 29b, przenosząc na nią punkty A , B i C . (W zasadzie wystarczy wyznaczyć tylko współrzędne tych 3 punktów).

Współrzędne punktów A , B i C odpowiednio oznaczone określają trzy odległości charakterystyczne: R_A , R_B i R_C . Okręgi o promieniach równych R_A , R_B i R_C rysuje się na mapie dokoła miejsca zainstalowania rozpatrywanego odbiornika (rys. 29c). W przypadku gdy na obszarze koła o promieniu R_B — nazwanym przez autora pierwszą strefą zagrożenia [11] — nie ma nadajnika zakłócającego, zakłócenia intermodulacyjne nie powinny wystąpić i analiza może być na tym zakończona. Jeżeli jednak na obszarze pierwszej strefy zagrożenia pracuje nadajnik mogący stanowić potencjalne źródło zakłóceń, to należy sprawdzić, czy na obszarze drugiej strefy zagrożenia (o promieniu R_C) nie pracuje inny nadajnik, który razem z poprzednim mógłby powodować powstawanie rozpatrywanego zakłócenia intermodulacyjnego trzeciego rzędu. W przypadku jeżeli w pierwszej strefie znajduje się jeden nadajnik, natomiast w drugiej strefie nie ma żadnego nadajnika, to wystarczy sprawdzić, czy w trzeciej strefie (o promieniu R_A) nie pracuje nadajnik o częstotliwości $f_2 = 2f_1 - f_0$, gdzie f_0 jest częstotliwością roboczą rozpatrywanego odbiornika, a f_1 częstotliwością nadajnika pracującego w pierwszej strefie zagrożenia.

Podobną analizę można również zastosować przy rozpatrywaniu zakłóceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu, powodowanych przez trzy sygnały zakłócające, których częstotliwości spełniają zależność (7).

Rysunki 29b i c dotyczyły przypadku zakłóceń odbiornika stałej stacji bazowej przez nadajniki dwóch innych stacji bazowych. W przypadku przewidywania powstawania zakłóceń, powodowanych przez takie nadajniki w odbiorniku stacji ruchomej, analiza powinna być przeprowadzona oddzielnie. Podobnie jak poprzednio, na podstawie charakterystyki z rys. 29a określa się zależność pomiędzy odległościami (rys. 29b), uwzględniając jednak inną wysokość zawieszenia anteny zakłócanego odbiornika. Odpowiednia krzywa jest przedstawiona na rys. 29d. Zaznacza się na niej również punkty A , B i C oraz określa promienie stref zagrożenia R_A , R_B i R_C . W tym przypadku strefy rysuje się dokoła każdego z nadajników stacji





Rys. 29. Sposób określania obszarów, na których mogą występować zakłócenia intermodulacyjne w odbiornikach:

a) charakterystyka odbiornika

A — punkt określony przez selektywność odbiornika w stosunku do sygnału sąsiedniego kanału (zgodnie z wymaganiami krajowymi); B — punkt określający wymaganą w kraju odporność odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne; C — punkt określony przez selektywność odbiornika w stosunku do sygnału kanału następnego za sąsiednim (nie określony w wymaganiach krajowych)

b) dopuszczalne odległości od zakłócających nadajników bazowych, w przypadku odbiornika stacji bazowej
Moc nadajników $P_1 = P_2 = 10$ W; Wysokości zawieszenia anten $h_1 = h_2 = h_0 = 30$ m; Zakres częstotliwości 300–350 MHz; Punkty A , B i C określone jak wyżej.

c) strefy zagrożenia dla odbiornika stacji bazowej;

d) dopuszczalne odległości od zakłócających nadajników bazowych, w przypadku odbiornika stacji ruchomej
Moc nadajników $P_1 = P_2 = 10$ W; Wysokość zawieszenia anten nadajników $h_1 = h_2 = 30$ m; Wysokość zawieszenia anteny odbiornika $h_0 = 2$ m; Zakres częstotliwości 300–350 MHz; Punkty A , B i C według określeń na rys. 29a

e) strefy zagrożenia dla odbiorników stacji ruchomych

N — miejsce zainstalowania nadajnika bazowego — źródło sygnałów użytecznych; S — miejsce zainstalowania nadajnika zakłócającego; $R_B = 1,5$ km ($\approx 0,1$ r); $R_C = 3$ km ($\approx 0,2$ r)

bazowych, który może być potencjalnym źródłem zakłóceń (rys. 29e). Znaczenie stref narysowanych w taki sposób jest wyjaśnione niżej.

Wszystkie odbiorniki ruchome, znajdujące się na zewnątrz wszystkich zaznaczonych pierwszych stref zagrożenia, nie będą podlegały zakłóceniom intermodulacyjnym. Natomiast odbiornik ruchomy, znajdujący się wewnątrz jednej z zaznaczonych pierwszych stref zagrożenia, może być zakłócony wskutek zjawiska intermodulacji tylko wtedy, jeżeli w odpowiedniej drugiej lub trzeciej strefie zagrożenia pracuje inny nadajnik, którego częstotliwość spełnia wymagania¹⁾ określone powyżej przy analizie zakłóceń w odbiornikach bazowych stacji stałych.

W związku z przedstawionymi sposobami analizy trzeba zwrócić uwagę, że krzywe propagacji mają charakter statystyczny, więc i wyniki obliczeń przeprowadzonych na podstawie tych krzywych ujmują zachodzące zjawiska w sposób statystyczny i uogólniony. W konkretnych przypadkach spotykanych w praktyce często mogą występować mniejsze lub większe różnice i dlatego, zależnie odżądanego prawdopodobieństwa uzyskiwanych wyników analizy, należy korzystać z odpowiednich krzywych propagacji (określonych dla różnych prawdopodobieństw) ub odpowiednich współczynników korekcyjnych.

6.4. Czynniki mające wpływ na powstawanie zakłóceń intermodulacyjnych

6.4.1. Wpływ trafiku (obciążenia sieci)

Przy obliczaniu sieci radiotelefonicznych, podobnie jak i przy obliczaniu przewodowych sieci telefonicznych, należy uwzględniać ich obciążenie, biorąc pod uwagę godziny największego ruchu [1]. Warto tu przy tym zwrócić uwagę na zjawisko tak zwanego lawinowego narastania zakłóceń intermodulacyjnych (prowadzące do unieruchomienia większości sieci pracujących na danym terenie), powstające przy powiększaniu ruchu w sieciach [48]. Jest ono spowodowane tym, że w pewnym momencie w miarę wzrostu ruchu w sieciach zaczyna nieproporcjonalnie szybko rosnać liczba nie udanych prób nawiązywania rozmów (nie udanych ze względu na występujące zakłócenia intermodulacyjne), które to próby powodują powstawanie zakłóceń intermodulacyjnych w innych sieciach, pracujących na tym samym obszarze. W rezultacie w czasie największego ruchu, a więc wtedy, gdy wszystkie sieci są najbardziej potrzebne, następuje całkowite ich zablokowanie. W celu uniknięcia tego zjawiska trzeba właśnie przy prowadzeniu obliczeń prawdopodobieństwa wystąpienia zakłóceń intermodulacyjnych uwzględniać spodziewane największe obciążenie w sieci.

¹⁾ Naturalnie, jeżeli odbiornik ruchomy znajdzie się wystarczająco blisko pracującego nadajnika, wówczas również wystąpią zakłócenia, ale nie będą to zakłócenia intermodulacyjne.

W sieciach pracujących simpleksowo i duosimpleksowo przyjmuje się na ogół, że każdy nadajnik stacji bazowej pracuje tylko w połowie czasu (każdy z abonentów połowę czasu mówi, a połowę czasu rozmowy słucha współpartnera). W związku z tym, im więcej wspomnianych nadajników (im więcej częstotliwości) jest koniecznych dla powstania rozpatrywanej składowej intermodulacji, tym mniejsze będzie prawdopodobieństwo jej powstania.

Obliczając prawdopodobieństwo powstawania zakłóceń intermodulacyjnych w odbiorniku, należy przeprowadzić oddzielny rachunek dla przypadku, gdy rozpatrywany odbiornik prowadzi nasłuch i gdy ten odbiornik jest wykorzystywany do prowadzenia rozmowy.

Pewną orientację co do wpływu czasu wykorzystywania kanałów na prawdopodobieństwo powstawania zakłóceń intermodulacyjnych dają krzywe opracowane przez *Babcocka* [14] i powtórzone w [1].

6.4.2. Wykorzystanie kanałów jednoczęstotliwościowych i dwuczęstotliwościowych

W przypadku wykorzystywania kanałów jednoczęstotliwościowych (sieci pracujące simpleksowo) najbardziej groźne zakłócenia intermodulacyjne mogą występować w odbiornikach stacji stałych (bazowych), wskutek oddziaływania nadajników innych stacji stałych, pracujących na tym samym obszarze. Wynika to z następujących powodów:

- a) natężenie pola sygnałów zakłócających jest większe przy większej wysokości zawieszenia anteny odbiornika stacji bazowej;
- b) często w przypadkach praktycznych jest konieczne, aby odbiornik zakłócany i nadajniki zakłócające obsługiwały ten sam ograniczony obszar; z tego względu odległości pomiędzy odbiornikiem zakłócanym a nadajnikami zakłócającymi są małe, a natężenia pól sygnałów zakłócających w miejscu pracy odbiornika są znaczne;
- c) sygnały użyteczne doprowadzone do wejścia odbiornika mają stosunkowo małe moce, ponieważ pochodzą one od nadajników ruchomych (mających nisko zawieszane anteny i często mniejszą moc);
- d) odbiornik stacji bazowej, uczestnicząc w większości rozmów prowadzonych w sieci, jest znacznie bardziej narażony na zakłócenia niż dowolny z odbiorników stacji ruchomych.

W celu zmniejszenia zakłóceń w odbiornikach stacji bazowych sieci pracujących simpleksowo należy się starać:

- 1) wybrać odpowiednią częstotliwość pracy sieci w taki sposób, aby wszystkie kanały wykorzystywane na danym obszarze tworzyły grupę wolną od zakłóceń intermodulacyjnych, przynajmniej trzeciego rzędu (często ze względu na ograniczoną liczbę dysponowanych kanałów taki wybór nie jest możliwy);
- 2) zastosować zamiast jednego odbiornika stałego kilka takich odbiorników odpowiednio rozmieszczonych na obszarze pracy sieci (odbiór zbiorczy); dzięki

temu można zmniejszyć moc sygnałów zakłócających i zwiększyć moc sygnału użytecznego na wejściu odbiornika dla większości rozmów prowadzonych w sieci;

- 3) zastosować na wejściu odbiornika odpowiedni filtr w.cz. w przypadku, gdy częstotliwości sygnałów zakłócających są wystarczająco odległe od częstotliwości sygnału użytecznego;
- 4) zastosować w danej sieci selektywne wywoływanie abonentów, przy czym wprowadzony system powinien mieć kody abonentów inne niż kody abonentów stosowane w pozostałych sieciach pracujących na tym samym obszarze; (zastosowanie takiego systemu wywołania selektywnego pozwala na wyeliminowanie zakłóceń w czasie braku odbioru sygnałów pożądaných, natomiast nie zmniejsza zakłóceń intermodulacyjnych występujących w czasie odbioru tych sygnałów).
Niezależnie od wyżej wymienionych sposobów, we wszystkich sieciach pracujących na danym obszarze, gdzie istnieje niebezpieczeństwo powstawania zakłóceń intermodulacyjnych, należy się starać zmniejszyć do minimum prawdopodobieństwo powstawania tych zakłóceń przez:
 - 5) stosowanie możliwie najmniejszych mocy nadajników i wysokości ich anten, aby zasięg użyteczny był ograniczony do koniecznego minimum (w niektórych krajach prowadzi się już próby automatycznego ograniczenia mocy nadajnika w zależności od odległości, w jakiej znajduje się w danym momencie współpracujący odbiornik);
 - 6) skrócenie do niezbędnego minimum czasu pracy wszystkich nadajników, między innymi przez wprowadzenie kodów skracających czas rozmów;
 - 7) realizację wszystkich niepilnych rozmów poza godzinami największego obciążenia sieci radiowych.

W przypadku wykorzystywania kanałów dwuczęstotliwościowych (sieci duosimpleksowe, semiduplexowe i duplexowe), jeżeli dane pasmo częstotliwości jest podzielone na dwie dostatecznie duże części: jedną dla nadajników stacji bazowych (i odbiorników ruchomych) i drugą dla odbiorników stacji bazowych (i nadajników ruchomych), to zakłócenia intermodulacyjne w odbiornikach stacji bazowych będą występowały znacznie rzadziej niż w sieciach simpleksowych. Wynika to z powodu dużego tłumienia sygnałów zakłócających, pochodzących od nadajników innych stacji stałych przez odbiornik i filtr duplexowy włączony na jego wejściu (w razie potrzeby mogą być stosowane dodatkowe filtry w.cz.), a równocześnie bardzo małego prawdopodobieństwa równoczesnego pojawienia się kilku silnych sygnałów zakłócających pochodzących z nadajników ruchomych.

W przypadku wykorzystywania kanałów dwuczęstotliwościowych, jak już wspomniano w poprzednim rozdziale, można znacznie zmniejszyć prawdopodobieństwo powstawania zakłóceń intermodulacyjnych przez zastosowanie na stacjach stałych odpowiednich anten kierunkowych, na przykład dookólnych o małych listkach bocznych skierowanych w stronę ziemi.

Prawdopodobieństwo pojawienia się zakłóceń intermodulacyjnych w odbior-

nikach ruchomych stosunkowo mało zależy od rodzaju pracy sieci. Największe niebezpieczeństwo zakłóceń może tu grozić od nadajników bazowych sieci semiduplexowych i duplexowych, gdyż nadajniki te przy dużym ruchu mogą pracować w sposób ciągły.

Warto jeszcze zwrócić uwagę, że w przypadku stosowania na pewnym obszarze tylko sieci semiduplexowych i duplexowych można wyeliminować wpływ zakłóceń intermodulacyjnych powstających w nadajnikach stacji bazowych i w odbiornikach ruchomych, jeżeli wszystkie nadajniki stałe, obsługujące ten obszar, będą zgrupowane w jednym miejscu i będą czynne bez przerwy. Natężenia pól sygnałów użytecznych będą wówczas zawsze większe lub co najmniej równe natężeniom pól sygnałów zakłócających. Takie rozwiązanie zostało zastosowane w radzieckim systemie sieci radiotelefonicznej AŁTAJ. Rozwiązanie to jest jednak stosowane rzadko ze względu na liczne trudności związane z instalacją i eksploatacją takich sieci (np. unieruchomienie dowolnego nadajnika powoduje pojawienie się zakłóceń poważnie zaburzających pracę sieci).

6.5. Kompleksowa ocena prawdopodobieństwa powstawania zakłóceń

Ze względu na duże trudności uwzględnienia matematycznego wszystkich czynników, wpływających na powstawanie zakłóceń intermodulacyjnych (jak i innych) oraz wzajemnych zależności zachodzących pomiędzy nimi, grupa autorów amerykańskich zaproponowała wykonywanie kompleksowej oceny zakłóceń występujących przy pracy wszystkich sieci zainstalowanych na danym obszarze drogą obliczenia przez maszynę matematyczną dużej liczby przykładów różnych chwilowych stanów pracy wspomnianych sieci (wyznaczonych w sposób losowy) i następnie przez analizę statystyczną tych przykładów [34]. Zgodnie z podanymi informacjami wyniki tak przeprowadzonych obliczeń są zbliżone do wyników pomiarów pracujących sieci i można na ich podstawie badać na przykład wpływ zmian charakterystyk urządzeń (np. odporności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne) na liczbę rozmów, które będą zakłócone w czasie pracy sieci.

7. PRYZRĄDY DO POMIARU ZAKŁÓCEŃ INTERMODULACYJNYCH W ODBIORNIKACH I NADAJNIKACH

7.1. Źródła sygnałów (generatory) i selektywne mierniki poziomów sygnałów (odbiorniki pomiarowe)

7.1.1. Wymagania stawiane generatorom. Charakterystyki typowych generatorów

Źródła sygnałów przewidziane do pomiarów intermodulacji powinny między innymi charakteryzować się następującymi cechami:

- a) dużą stałością częstotliwości,

- b) małym poziomem szumów i szkodliwych sygnałów o częstotliwościach bardzo bliskich częstotliwości sygnału wyjściowego,
- c) dużą odpornością na zakłócenia intermodulacyjne,
- d) dużym maksymalnym poziomem sygnału wyjściowego.

Cechy a, b i c są szczególnie ważne przy pomiarach odbiorników, natomiast cechy b, c i d przy pomiarach nadajników.

W przypadku badania odporności na zakłócenia intermodulacyjne odbiorników przystosowanych do pracy w zakresie fal metrowych wszystkie sygnały potrzebne do pomiaru mogą być wytwarzane przez typowe generatory dobrej klasy produkcji krajowej lub zagranicznej. W tych przyrządach pomiędzy stopniem generacyjnym a zaciskami wyjściowymi są włączone stopnie separujące (b. często powielacze częstotliwości).

W przypadku badania odbiorników zakresów fal decymetrowych, na przykład zakresu 300 MHz, jako źródła sygnału muszą być stosowane inne generatory (ze względu na zakres częstotliwości). W kraju są rozpowszechnione samowzbudne generatory laboratoryjne LC bez separatora, jednej ze znanych firm zachodnich. Z punktu widzenia badania odbiorników radiokomunikacji ruchomej zakresu 300 MHz generator LC bez separatora ma następujące wady:

- zbyt małą stałość częstotliwości (nawet po kilkugodzinnym rozgrzaniu zmiany częstotliwości sygnału z generatora są rzędu 1 kHz/sek lub 10 kHz/min, co narzuca konieczność wykonywania pomiaru w czasie nie dłuższym od kilkunastu sekund od chwili ustawienia częstotliwości),
- bardzo duży wpływ ustawienia wyjściowego dzielnika napięcia na częstotliwość generatora (przestrojenie dochodzi do kilkuset kHz),
- stosunkowo zniekształcone widmo sygnału, zawierające niepożądane składowe leżące w otoczeniu częstotliwości właściwej, włącznie z pasmami kanałów sąsiednich w stosunku do kanału, do którego jest dostrojony sygnał z generatora (patrz rys. 33b).

Wskutek powyższych wad pomiary intermodulacji przy wykorzystaniu tego typu generatorów są bardzo pracochłonne, ponieważ po każdej zmianie ustawienia tłumików musi być wykonywany pomiar częstotliwości wszystkich generatorów, przy czym — jak stwierdzono — uzyskiwane wyniki wykazują duże rozrzuty. Praktycznie dyskwalifikuje to ten typ generatora w zastosowaniu do dokładnych pomiarów odbiorników.

Badania dysponowanych generatorów opartych na syntezie częstotliwości (wraz z odpowiednimi powielaczami) wykazały, że chociaż stałość częstotliwości tych generatorów jest bardzo dobra, to jednak poziom ich szumów własnych jest na ogół na tyle duży (np. rzędu -63 dB w odniesieniu do sygnału podstawowego i pasma o szerokości 1 Hz; patrz rys. 33a), że często uniemożliwia ich zastosowanie do pomiarów intermodulacji¹⁾.

¹⁾ Na przykład przy pomiarze odbiornika o szerokości pasma przed detektorem równej 30 kHz i o odporności na zakłócenia intermodulacyjne 50 dB, poziom szumu (odniesiony do

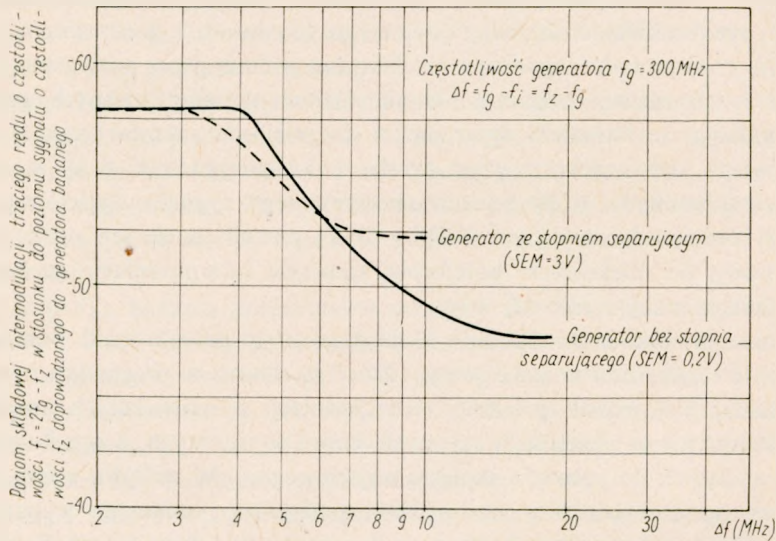
Generatory samowzbudne LC ze stopniem separującym, produkowane przez jedną ze znanych firm zachodnich, mają nieco lepszą stałość częstotliwości od wspomnianych generatorów bez stopnia separującego, jednak do dokładnych pomiarów odbiorników stałość ta jest jeszcze zbyt mała, w związku z czym próbowano ją poprawić, synchronizując drgania posiadanego generatora z generatorem opartym na syntezie częstotliwości (zgodnie z możliwością podaną przez producenta). Wprowadzenie synchronizacji pogarsza jednak poziom szumów własnych generatora samowzbudnego ze stopniem separującym do poziomu szumów generatora synchronizującego, w związku z czym trzeba było zrezygnować z jej stosowania. Natomiast stosunkowo duży poziom maksymalnego sygnału wyjściowego generatora ze stopniem separującym ($SEM = 3 \text{ V}$) powoduje, że ten przyrząd może być używany do niektórych pomiarów zjawiska intermodulacji zachodzącego w nadajnikach małej i średniej mocy.

Badania zjawiska intermodulacji zachodzącego w generatorach pomiarowych wykazały, iż rządzą nim te same prawa, które są słuszne w przypadku intermodulacji w nadajniku, jednak produkty intermodulacji o największych amplitudach są wytwarzane nie w elementach czynnych stopni wyjściowych, a w wbudowanych diodach, służących do pomiaru napięcia wyjściowego²). W związku z tym, w przeciwieństwie do nadajników i odbiorników, generatory pomiarowe wykazują najmniejszy poziom wytworzonych składowych intermodulacji przy małych różnicach pomiędzy częstotliwością sygnału wyjściowego a częstotliwością sygnału doprowadzonego z zewnątrz do generatora. To zjawisko można tłumaczyć selektywnym poborem energii przez końcowy obwód rezonansowy generatora. Rysunek 30 przedstawia zmierzone charakterystyki podatności generatorów na wytwarzanie składowej intermodulacji trzeciego rzędu o największej amplitudzie (patrz wyżej rozdz. 4.1.). Każda z charakterystyk została zmierzona przy maksymalnym poziomie sygnału wyjściowego z badanego generatora. Zgodnie z treścią rozdz. 4, przy zmniejszeniu tego poziomu za pomocą tłumika zewnętrznego (lub wbudowanego do generatora) o $A \text{ dB}$, wartość liczbowa podana na charakterystyce powiększa się o $2A \text{ dB}$, ponieważ dodatkowe tłumienie oddziałuje zarówno na sygnał doprowadzony z zewnątrz (powodujący powstanie rozpatrywanej składowej intermodulacji), jak i na już powstałą składową intermodulacji, przy czym sam proces przemiany ma zależność liniową. W rezultacie tego zjawiska przy niemal identycznych charakterystykach obu badanych generatorów (dotyczących poziomów maksymalnych), generator ze stopniem separującym, mając maksymalny poziom sygnału wyjściowego większy o około 23 dB od maksymalnego poziomu

pasma 1 Hz) generatora dostrojonego do kanału sąsiedniego nie powinien przekraczać w pasmie odbiornika wartości: $-(50 \text{ dB} + k + 10 \lg 30\,000) = -(50 + 10 + 45) = -105 \text{ dB}$; gdzie $k = 10 \text{ dB}$ jest współczynnikiem ochronnym wspólnokanałowym.

²) W związku z tym warto zwrócić uwagę, że dołączenie sondy (z diodą półprzewodnikową) woltomierza lampowego do układu pomiarowego przeważnie powoduje znaczne powiększenie składowych intermodulacji i to nawet w przypadku, gdy odpowiedni woltomierz nie pracuje (np. ma wyłączone napięcia zasilające).

generatora bez stopnia separującego, będzie lepszy od tego ostatniego generatora o około 46 dB w przypadku, gdy oba generatory będą używane przy tym samym poziomie sygnału wyjściowego.



Rys. 30. Zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu powstające w generatorach

W czasie badania odporności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne przy stosowaniu generatorów o nieznanym charakterystykach można wykorzystać opisany wpływ w celu sprawdzenia, czy mierzona składowa intermodulacji powstaje w badanym odbiorniku, czy też w jednym z generatorów układu pomiarowego. W tym celu bezpośrednio po wykonaniu pomiaru trzeba powiększyć poziom wyjściowy każdego z wykorzystywanych generatorów w.c.z. o jednakową wartość A (kilka) dB, włączając równocześnie odpowiedni tłumik bezpośrednio do wejścia badanego odbiornika, tak aby poziom wszystkich sygnałów doprowadzonych do wejścia tego odbiornika nie uległy zmianie. W przypadku gdy mierzona amplituda składowej intermodulacji nie zmienia się, wynik pomiaru można uznać za prawidłowy. Natomiast w przypadku, gdy mierzona składowa powstaje w jednym z generatorów (a nie w odbiorniku), poziom tej składowej na wyjściu odpowiedniego generatora powiększy się o $3A$ dB (o $2A$ zmienia się charakterystyka generatora, w którym powstaje odpowiednia składowa intermodulacji, i o A dB rośnie poziom sygnału doprowadzonego do wyjścia tego generatora), a na wejściu badanego odbiornika o $2A$, wskutek czego nastąpi zmiana wyniku pomiaru, sygnalizująca konieczność jego powtórzenia z dodatkowym układem separującym generatory lub z lepszymi generatorami.

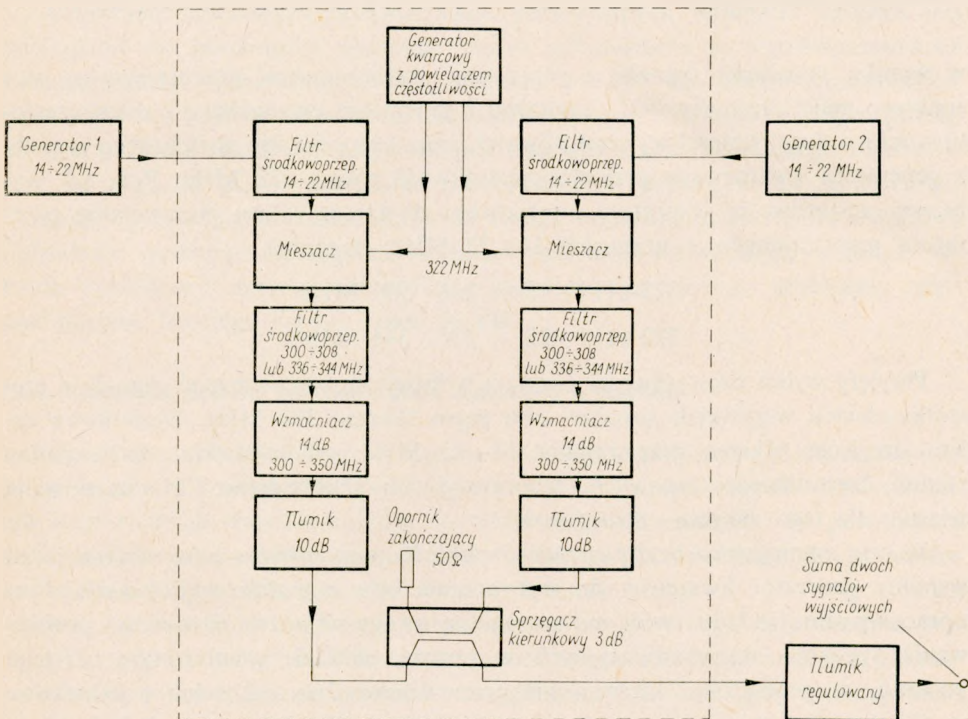
Powyższy sposób sprawdzania jest opisany w literaturze [47], przy czym należy zwrócić uwagę, że podane tam zależności, opisujące zjawisko intermodulacji w generatorach, nie w pełni są słuszne.

7.1.2. Zestaw do generacji sygnałów zakresu 300 MHz, opracowany i wykonany w Instytucie Łączności

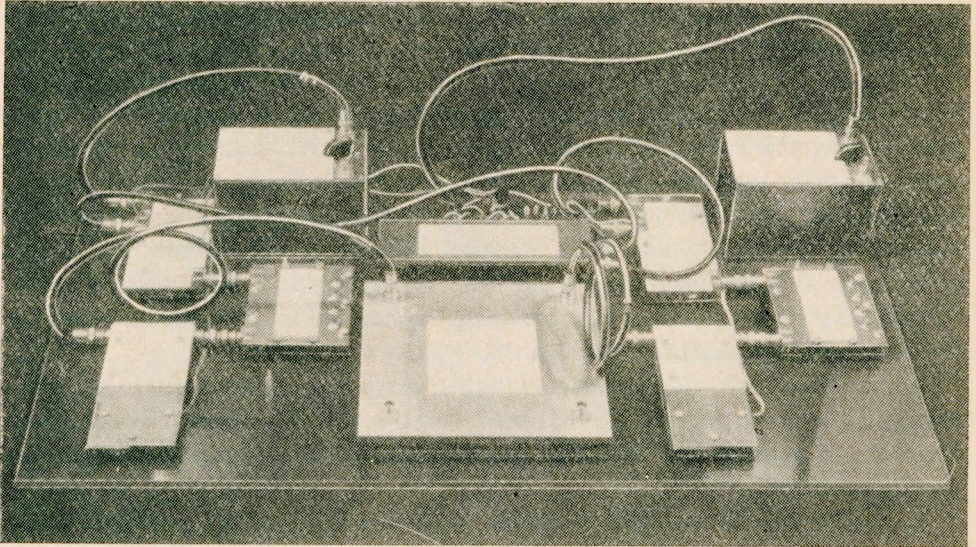
W związku z opisanymi wadami firmowych generatorów opracowano i wykonano w Instytucie Łączności specjalny zestaw przyrządów, służący do jednoczesnej generacji dwóch sygnałów, umożliwiających dokładne pomiary odporności odborników zakresu 300 MHz na zakłócenia intermodulacyjne. Zestaw ten został przewidziany do generacji tylko dwóch sygnałów zakłócających, ponieważ w stosunku do trzeciego sygnału (użytecznego) stawiane wymagania są inne i znacznie łagodniejsze. Dzięki temu źródłem tego ostatniego sygnału może być jeden z typowych laboratoryjnych generatorów zakresu 300 MHz.

Schemat blokowy opracowanego zestawu jest pokazany na rys. 31, a wygląd zewnętrzny zestawu na rys. 32. W skład zestawu wchodzi również dwa typowe niezależne generatory samowzbudne przestrajane w sposób ciągły, które nie są pokazane na rys. 32.

W celu uzyskania wymaganej stałości częstotliwości i małego poziomu szumu przyjęto, że częstotliwość nośna każdego z sygnałów pomiarowych będzie tworzona



Rys. 31. Schemat blokowy zestawu do generacji dwóch sygnałów zakłócających, opracowanego w Instytucie Łączności i przeznaczonego do pomiarów odporności na zakłócenia intermodulacyjne odborników pracujących w pasmach częstotliwości: $300 \div 308$ MHz i $336 \div 344$ MHz



Rys. 32. Widok zestawu do generacji dwóch sygnałów zakłócających, opracowanego w Instytucie Łączności i przeznaczanego do pomiarów odporności na zakłócenia intermodulacyjne odbiorników pracujących w pasmach częstotliwości $300 \div 308$ MHz i $336 \div 344$ MHz

w wyniku mieszania sygnału z generatora przestrajanego, pracującego na stosunkowo małej częstotliwości, z sygnałem z generatora kwarcowego o dużej częstotliwości i o dużej stałości tej częstotliwości. Jako częstotliwość wyjściowego sygnału z generatora kwarcowego przyjęto częstotliwość równą 322 MHz. Przy tak wybranej częstotliwości generatora kwarcowego wystarcza zakres przestrajania generatora przestrajanego w granicach $14 \div 22$ MHz, ponieważ

$$322 - (14 \div 22) = 308 \div 300 \text{ MHz}$$

$$322 + (14 \div 22) = 336 \div 344 \text{ MHz.}$$

Przyjęty wybór częstotliwości pozwala w łatwy sposób otrzymać sygnały o częstotliwościach wszystkich kanałów obu pasm zakresu 300 MHz. Dodatkową zaletą przyjęcia zakresu przestrajania $14 \div 22$ MHz jest największa bezwzględna stałość częstotliwości typowych, laboratoryjnych generatorów FM, uzyskiwana właśnie dla tego zakresu częstotliwości.

W celu zmniejszenia liczby elementów układu pomiarowego zastosowano jeden wspólny generator kwarcowy do wytwarzania obu sygnałów wyjściowych. Przy opracowywaniu układu zwrócono szczególną uwagę na różne możliwości powstawania sygnałów intermodulacyjnych w samym układzie pomiarowym. Z tego powodu, w generatorze kwarcowym przewidziano dwa oddzielne i jednakowe stopnie przedostatniego i ostatniego powielacza częstotliwości, a na wyjściu każdego z mieszaczy zastosowano wzmacniacze separujące z tłumikami. (Takie rozwiązanie zostało narzucone przez szczegółowe pomiary zjawiska intermodulacji, wykonane

dla różnych elementów układu). Pomiędzy każdym z generatorów przestrajanych a odpowiednim mieszaczem został włączony filtr tłumiący przebiegi o częstotliwościach harmonicznym i podharmonicznym, które mogłyby zniekształcać sygnały wyjściowe.

Wzmocnienie każdego z układów od wyjścia generatora 14 : 22 MHz do wyjścia sprzęgacza 3 dB jest równe około -6 dB, przy czym maksymalne nie zniekształcone napięcie wyjściowe jest równe 0,2 V.

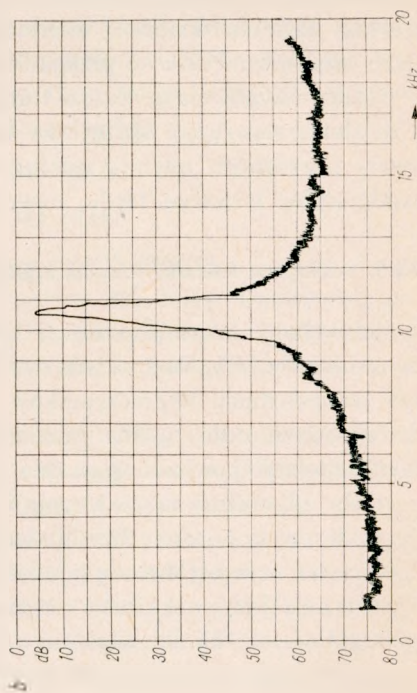
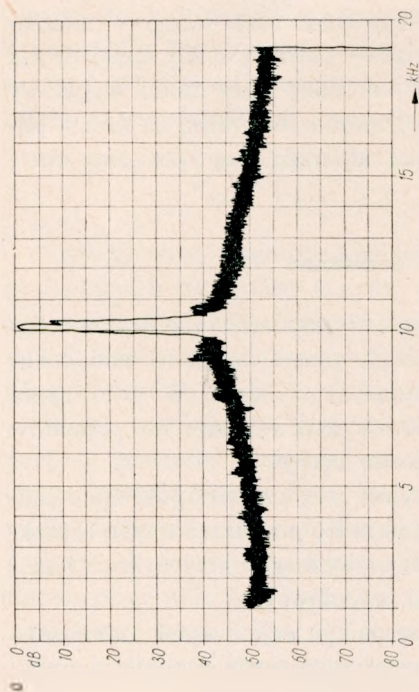
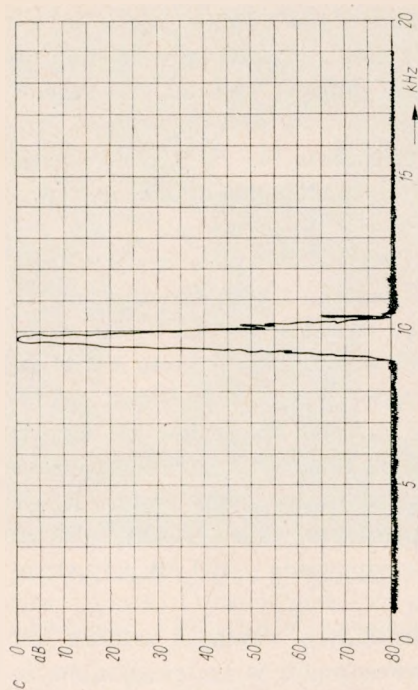
Przy zastosowaniu typowych laboratoryjnych generatorów jako źródeł sygnału 14 : 22 MHz uzyskuje się zmiany częstotliwości każdego z sygnałów wyjściowych na ogół mniejsze niż 1 kHz w czasie 10 minut. Jest to stałość w pełni wystarczająca do dokładnych pomiarów obecnie produkowanych odbiorników zakresu 300 MHz, jak również i odbiorników przyszłościowych, przystosowanych do odstępów międzykanałowego 25 kHz. Poziom szumów własnych każdego z sygnałów jest na tyle mały (patrz rys. 33c), że przy zdudnieniu ze sobą obu wytworzonych sygnałów już przy odległości około 1 kHz od podstawowego prążka szumy nie mogły być zmierzone ze względu na zakres pomiarowy analizatora widma (równy -80 dB przy szerokości pasma częstotliwości 200 Hz, co odpowiada -103 dB przy szerokości pasma 1 Hz).

Amplituda składowych intermodulacji generowanych wewnątrz zestawu jest praktycznie do pominięcia, ponieważ dzięki zastosowaniu w szerokopasmowych wzmacniaczach wyjściowych (o wzmocnieniu 14 dB) specjalnych tranzystorów typu BFW 92, o dużej odporności na intermodulację, uzyskano w całym pasmie wartość poziomu składowej intermodulacji trzeciego rzędu (określonego i zmierzonego analogicznie jak w przypadku generatorów — patrz rys. 30) mniejszą niż -59 dB. Uwzględniając jeszcze tłumienie 10 dB, wnoszone przez tłumik wyjściowy i działanie separujące sprzęgacza kierunkowego, można stwierdzić, że zestaw pozwala prawidłowo mierzyć odbiorniki o wartości odporności na zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu, nawet 80 dB.

7.1.3. Selektywne mierniki poziomu sygnału (odbiorniki pomiarowe)

Selektywny miernik poziomu sygnału (odbiornik pomiarowy) jest konieczny do pomiarów amplitud składowych intermodulacji, generowanych w nadajniku, lub odpowiednich współczynników charakteryzujących nadajnik. W porównaniu do typowych odbiorników pomiarowych odbiornik przewidziany do pomiarów intermodulacji powinien posiadać dwie dodatkowe cechy:

- dużą odporność na zakłócenia intermodulacyjne, przy czym odpowiednie charakterystyki powinny być dokładnie znane (zaleca się pomiar tych charakterystyk najlepiej metodą pomiaru bez sygnału użytecznego i przy wykorzystaniu miernika jako wskaźnika amplitudy sygnału wyjściowego),
- regulowany tłumik włączony pomiędzy zaciskami wejściowymi odbiornika a resztą układu (tłumik ten powinien umożliwiać wykonywanie pomiarów przy



Rys. 33. Widma sygnałów generatorów zakresu 300 MHz:

a) generator z syntezą częstotliwości i z powielaczem częstotliwości ($t_{\text{amplity}} = 10$ min); b) generator samowzbudny ($t_{\text{amplity}} = 30$ sek); c) generator opracowany w IL ($t_{\text{amplity}} = 10$ min)

możliwie najmniejszych poziomach, odpowiadających największej selektywności odbiornika — patrz rozdz. 3); wspomniany tłumik może być zastąpiony tłumikiem zewnętrznym, dołączonym bezpośrednio do wejścia dysponowanego odbiornika.

Powyższe wymagania najlepiej są spełniane przez odbiorniki wchodzące w skład dobrej klasy mierników natężenia pola.

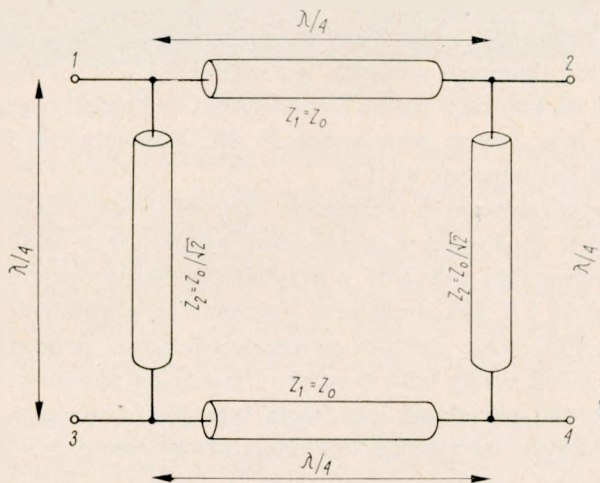
W przypadku gdy dostępny miernik (odbiornik pomiarowy) ma zbyt małą odporność na zakłócenia intermodulacyjne, przed jego wejściem trzeba włączyć odpowiedni filtr, taki na przykład jak opisany dalej w rozdz. 7.2.2.

7.2. Specjalne przyrządy opracowane i wykonane w Instytucie Łączności

W Instytucie Łączności opracowano i wykonano pod kierunkiem autora szereg specjalnych przyrządów, przewidzianych do budowy różnych układów do pomiarów zjawiska intermodulacji w odbiornikach i nadajnikach. Wśród nich, ze względu na możliwość szerokiego zastosowania w wielu układach pomiarowych, na szczególne wyróżnienie zasługują opisane niżej sprzęgacze kierunkowe i specjalne filtry zaporowo-przepustowe.

7.2.1. Sprzęgacze kierunkowe

Zasady działania i własności różnych sprzęgaczy kierunkowych są znane i opisane w literaturze, np. [3]. Dlatego poniżej będą podane tylko podstawowe cechy dwóch rodzajów sprzęgaczy charakteryzujących się bardzo prostą konstrukcją, umożliwiającą ich wykonanie w najbardziej prymitywnych warunkach.



Rys. 34. Zasada budowy sprzęgacza kierunkowego 3 dB (sprzęgacza mostkowego)

Zasada budowy pierwszego z opracowanych sprzęgaczy kierunkowych — sprzęgacza mostkowego 3 dB — jest przedstawiona na rys. 34. Sprzęgacz składa się z czterech odcinków linii, każdy o długości równej ćwierć długości fali, przy czym dwa z tych odcinków są tworzone przez linie o impedancji falowej równej impedancji Z_0 (to jest impedancji wszystkich przyrządów i kabli, z których będzie budowany przyszły układ pomiarowy, na przykład $Z_0 = 50 \Omega$), a dwa pozostałe odcinki są utworzone z linii o impedancji falowej mniejszej $\sqrt{2}$ razy. Taki sprzęgacz kierunkowy, w przypadku dołączenia do wszystkich czterech gniazd (oznaczonych na rysunku: 1, 2, 3 i 4) źródeł sygnału lub obciążeń o impedancji równej Z_0 , charakteryzuje się następującymi tłumieniami:

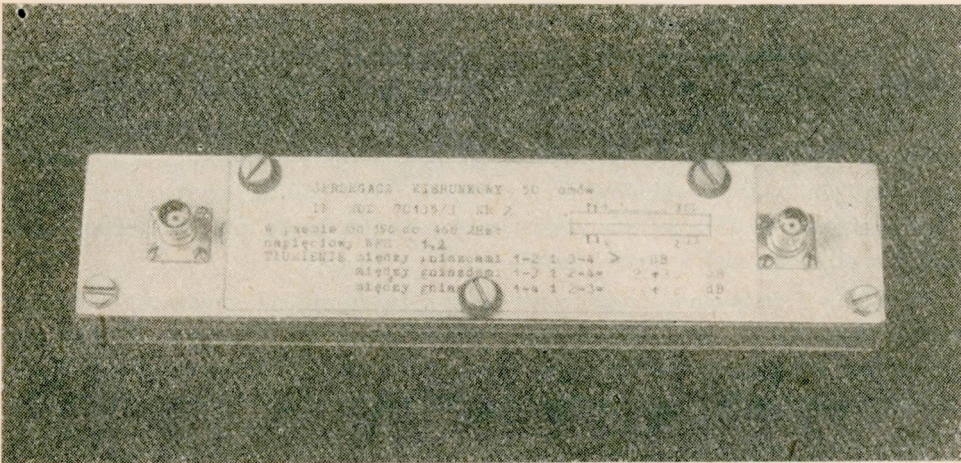
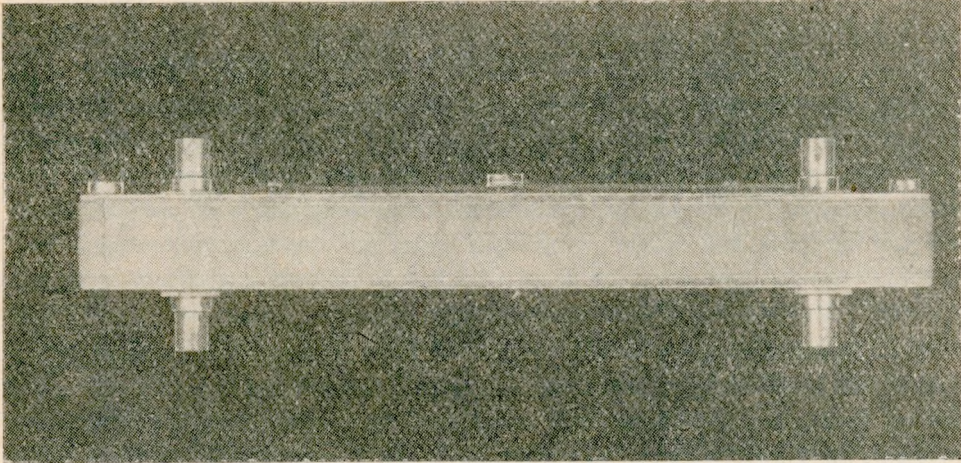
- a) 3 dB pomiędzy gniazdami 1 i 3 lub 1 i 4 względnie 2 i 3 lub 2 i 4,
 - b) bardzo dużym tłumieniem pomiędzy gniazdami 1 i 2 względnie 3 i 4
- w pasmie częstotliwości o szerokości około 3% w stosunku do częstotliwości środkowej.

Zgodnie z opisaną zasadą, sprzęgacze zostały opracowane i wykonane przy zastosowaniu techniki symetrycznych linii paskowych. Podstawową częścią konstrukcji jest ramka wycięta z jednego kawałka miedzianej folii o grubości 0,06 mm, stanowiąca wspólny przewód wewnętrzny dla wszystkich czterech linii sprzęgacza. Ramka przewodów wewnętrznych jest umieszczona pomiędzy dwoma płytami z polistyrenu (zastosowano zwykły handlowy polistyren o grubości około 5 mm), które zostały owinięte folią miedzianą i ściśnięte śrubami pomiędzy dwiema zewnętrznymi płytami ze stopu aluminiowego. Końcówki sprzęgacza tworzą cztery typowe gniazda współosiowe BNC produkcji krajowej, umocowane do jednej z zewnętrznych płyt w miejscach odpowiadających w przybliżeniu czterem rogom ramki przewodu wewnętrznego. Tak wykonany sprzęgacz jest widoczny na rys. 32.

Wykonano po kilka egzemplarzy dwóch modeli opisanych sprzęgaczy: model 70135/1 (zakres częstotliwości 300 ÷ 308 MHz) i model 70135/2 (zakres częstotliwości 336 ÷ 344 MHz). We wszystkich egzemplarzach uzyskano maksymalną kierunkowość (wartość tłumienia pomiędzy gniazdami 1 i 2 lub 3 i 4) równą około 32 dB, przy czym na krańcach pasma częstotliwości, w którym pracuje dany sprzęgacz, wartość ta była zawsze większa niż 28 dB. Współczynnik fali stojącej dla każdego z gniazd był mniejszy od 1,2.

Drugą grupę opracowanych sprzęgaczy kierunkowych stanowią sprzęgacze, z których każdy jest zbudowany z odcinka linii współosiowej, mającej dwa równoległe przewody wewnętrzne i długość w przybliżeniu równą nieparzystej wielokrotności ćwierci długości fali. Tak zbudowane sprzęgacze, w odróżnieniu od poprzednio opisanych, mogą mieć różne wartości sprzężenia (tłumienia pomiędzy przewodami wewnętrznymi z jednej strony linii, w przypadku gdy do pozostałych końców tych przewodów dołączono obciążenia lub źródła sygnałów o impedancji równej Z_0), zależnie od wybranych impedancji linii stanowiącej sprzęgacz¹⁾. Drugą ważną

¹⁾ Jak wiadomo, linia współosiowa z dwoma przewodami wewnętrznymi charakteryzuje się dwoma impedancjami falowymi: jedną odpowiadającą przepływowi prądu przez przewody



Rys. 35. Sprzęgacz kierunkowy model 70135/3

zaletą tych sprzęgaczy jest stosunkowo szerokie pasmo częstotliwości roboczych. Dzięki temu jeden przyrząd może być wykorzystywany do badania urządzeń radio-komunikacji ruchomej, pracujących w dwóch lub więcej różnych pasmach częstotliwości. Podstawową wadą opisanej grupy sprzęgaczy jest trudność uzyskania dużych wartości kierunkowości²⁾. W przypadku wykorzystywania sprzęgaczy jako elementów różnych układów pomiarowych wada ta nie jest przeważnie istotna, ponieważ zwykle uzyskiwana wartość tłumienia energii rozchodzącej się w kie-

wewnętrzne w kierunkach przeciwnych i drugą odpowiadającą przepływowi prądu przez oba przewody wewnętrzne w tym samym kierunku. Wspomniane impedancje są jednoznacznie określone przez poprzeczne rozmiary linii i stałą dielektryczną materiału izolującego.

²⁾ Z tego powodu przy łączeniu dwóch lub więcej nadajników mających współpracować z jedną anteną (patrz rozdz. 4.5.) jest wskazane stosowanie sprzęgaczy mostkowych.

runku niepożądanym jest ograniczona przez niezbyt dokładne dopasowanie poszczególnych przyrządów dołączonych do sprzęgacza.

Szereg różnych sprzęgaczy kierunkowych drugiej grupy został wykonany w Instytucie Łączności również przy wykorzystaniu techniki linii paskowych. Podobnie jak poprzednio przewody wewnętrzne linii zostały wycięte z folii miedzianej o grubości 0,06 mm w postaci pasków o odpowiedniej szerokości (określonej na podstawie obliczeń). W większości wykonanych sprzęgaczy przewody wewnętrzne są umieszczone jeden nad drugim, przy czym końce pasków są przylutowane bezpośrednio do gniazd umocowanych do płyt bocznych. Gniazda znajdujące się na różnych płytach mają wspólne osie (patrz rys. 35).

Taka konstrukcja pozwala na stosunkowo łatwe wykonanie sprzęgacza w postaci dwóch podstawowych jednakowych części, z których każda składa się z płyty bocznej (z dwoma gniazdami), folii miedzianej stanowiącej przewód zewnętrzny, izolującej płyty polistyrenowej (umocowanej do płyty zewnętrznej), i jednego paska przewodu wewnętrznego. Wspomniane części są oddzielone od siebie dodatkową płytką z materiału izolacyjnego, której grubość określa sprzężenie pomiędzy liniami, a tym samym i wartość sprzężenia danego sprzęgacza. Prostota opisanej konstrukcji pozwala na szybkie i łatwe wykonywanie sprzęgaczy kierunkowych dla wszystkich zakresów częstotliwości stosowanych w kraju w lądowej radiokomunikacji ruchomej. Pewną wadą tej konstrukcji (nieistotną z punktu widzenia zastosowania sprzęgaczy do budowy układów pomiarowych) jest trudność uzyskania założonej i ściśle określonej wartości sprzężenia, w przypadku braku płyt materiału izolującego o odpowiedniej grubości (wynikającej z obliczeń).

W tablicy 7 zestawiono podstawowe dane różnych modeli sprzęgaczy kierunkowych drugiej grupy, wykonanych w Instytucie Łączności, a na rys. 37 pokazano widok tych sprzęgaczy. Dla tej grupy sprzęgaczy zależność parametrów od częstotliwości można ocenić na podstawie charakterystyk przedstawionych na rys. 36.

7.2.2. Filtry separacyjne

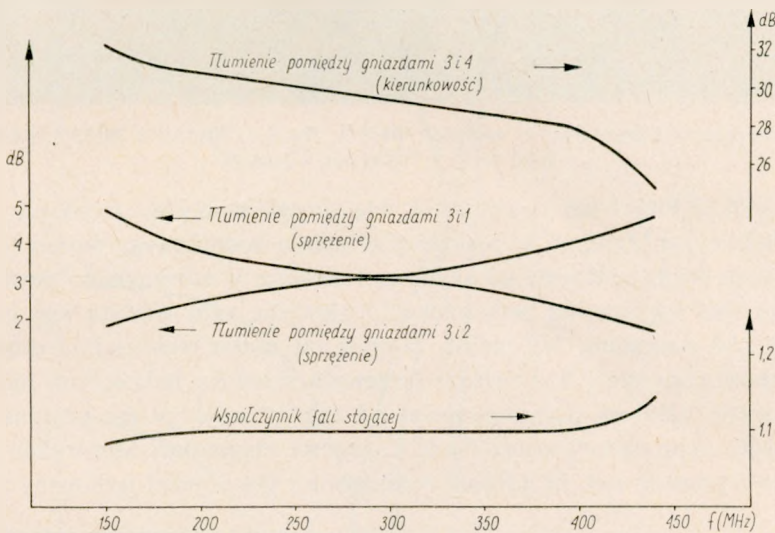
Przy pomiarach intermodulacji, a szczególnie w przypadku badania zjawiska intermodulacji zachodzącego w nadajnikach, składowe intermodulacji powstające w różnych przyrządach pomiarowych mogą uniemożliwiać otrzymanie prawidłowych wyników pomiarów. W celu wyeliminowania tej trudności opracowano i wykonano specjalne filtry. Takie filtry przepustowo-zaporowe (separacyjne), przewidziane do pomiarów zjawiska intermodulacji, powinny charakteryzować się następującymi specyficznymi cechami:

- a) bardzo małym odstępem pomiędzy środkową częstotliwością pasma przepustowego a środkową częstotliwością pasma zaporowego; powinna istnieć przy tym możliwość zamiany wzajemnego położenia tych pasm, w zależności od potrzeb;

T a b l i c a 7

Parametry sprzęgaczy kierunkowych, składających się z odcinków linii paskowych z dwoma przewodami wewnętrznymi, wykonanych w Instytucie Łączności

| Model sprzęgacza | Zakres częstotliwości roboczych [MHz] | Liczba sekcji $\lambda/4$ | Sprężenie [dB] | | Kierunkowość [dB] Gniazda 1-2 lub 3-4 | Współczynnik fali stojącej |
|------------------|---------------------------------------|---------------------------|----------------------|----------------------|--|----------------------------|
| | | | Gniazda: 1-3 lub 2-4 | Gniazda: 1-4 lub 2-3 | | |
| 70135/3 | 150 ÷ 400 | 1 | 1,9 ÷ 3,0 | 3,2 ÷ 4,9 | 24 | 1,20 |
| 70135/4 | 27 ÷ 68 | 1 | 2,0 ÷ 3,0 | 3,2 ÷ 4,5 | 33 | 1,15 |
| 70135/5 | 100 ÷ 350 | 3 | 0,3 ÷ 0,7 | 10,5 ÷ 11,5 | 33 | 1,10 |
| 70135/6 | 150 ÷ 370 | 1 | 0,1 ÷ 0,5 | 17,5 ÷ 20,5 | 38 | 1,10 |

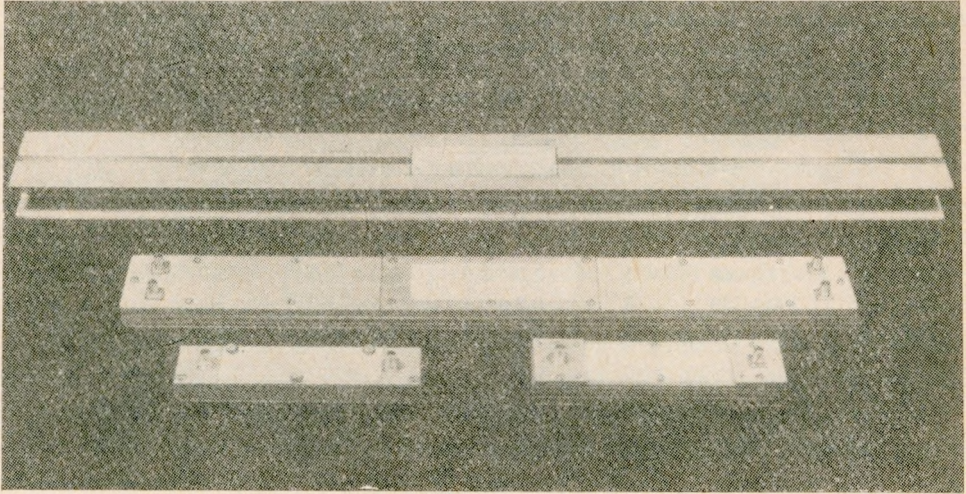


Rys. 36. Charakterystyki sprzęgacza kierunkowego — model 70135/3 nr 1

- różnicą wartości tłumień w pasmie zaporowym i przepustowym równą około 20 dB lub więcej (zależnie od konkretnego zastosowania filtru);
- łatwym i płynnym przestrajaniem, przy czym powinna istnieć możliwość oddzielnego przestrajania częstotliwości środkowej pasma przepustowego i oddzielnego przestrajania częstotliwości środkowej pasma zaporowego.

Dodatkowo można zauważyć, że przebieg charakterystyki filtru z dala od częstotliwości pasma przepustowego i zaporowego nie ma istotnego znaczenia i może być dowolny.

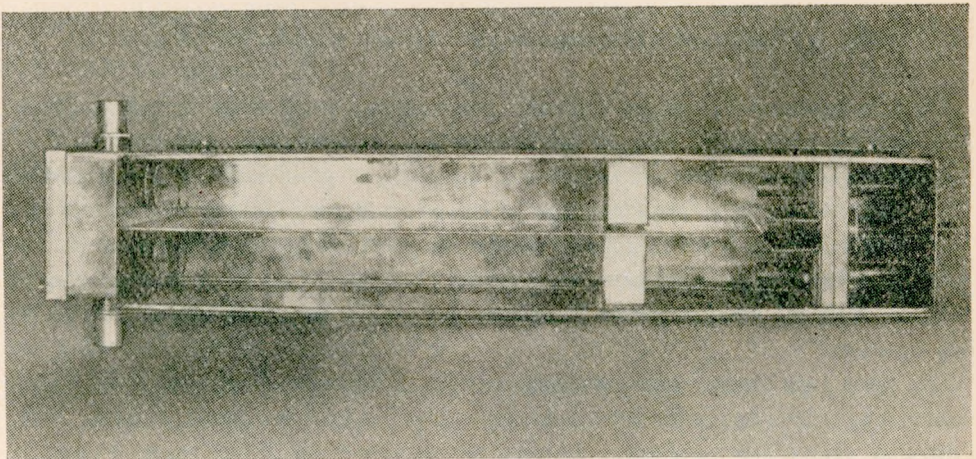
Na podstawie analizy wyżej wymienionych cech wybrano koncepcję filtru (w zasadzie przewidzianego jako filtr dupleksowy) przedstawioną przez Brysona [51]. Filtr taki składa się z jednego obwodu rezonansowego o dużej dobroci, dwóch pętli sprzęgających: wejściowej i wyjściowej, oraz dodatkowego elementu reaktan-



Rys. 37. Sprzęgacze kierunkowe — modele: 70135/3, 70135/4, 70135/5 i 70135/6, opracowane i wykonane w Instytucie Łączności

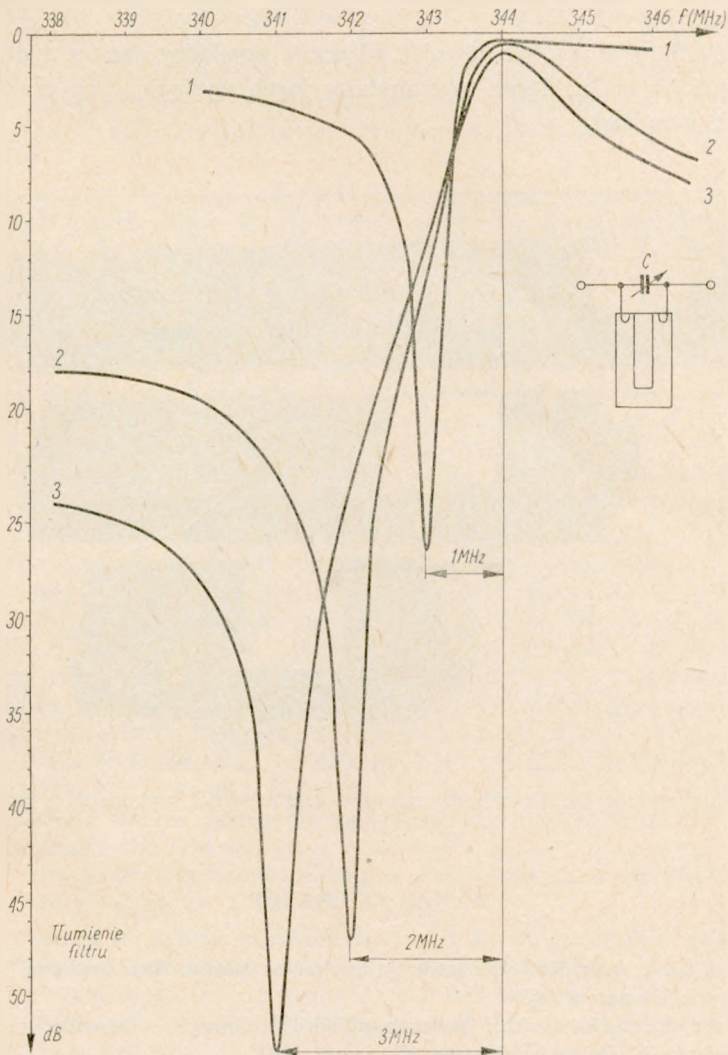
cyjnego (indukcyjności lub pojemności), włączonego pomiędzy zaciskiem wejściowym i wyjściowym. Zależnie od reaktancji elementu dodatkowego pasmo zaporowe filtru zmienia swoje położenie na skali częstotliwości w stosunku do pasma przepustowego (im większa jest wspomniana reaktancja, tym większa jest odległość pomiędzy obu pasmami). Natomiast, zależnie od znaku reaktancji, częstotliwości pasma zaporowego mogą być większe (przeważa składowa indukcyjna) lub mniejsze (przeważa składowa pojemnościowa) od częstotliwości pasma przepustowego.

Szczegóły opracowanej w Instytucie Łączności oryginalnej konstrukcji takiego filtru są widoczne na rys. 38. Obwód rezonansowy filtru został wykonany z blachy



Rys. 38. Widok filtru separacyjnego model 70135/9 po zdjęciu ścianki bocznej

miedzianej w postaci linii płaskiej, zwartej na jednym końcu. W pobliżu drugiego, otwartego końca linii umieszczono symetrycznie dwie izolowane i przesuwane płytki metalowe, z których każda jest wygięta w kształcie litery *U*. Umożliwia to przestrajanie obwodu rezonansowego (przez zmiany pojemności), czyli służy do przestrajania częstotliwości środkowej pasma przepustowego filtra. Element reaktancyjny (typowy kondensator ceramiczny o zmiennej pojemności lub odpowiedni odcinek przewodu) został umieszczony w oddzielnej obudowie, do której zostały umocowane oba gniazda filtra. Przewód środkowy filtra o szerokości 60 mm jest podparty wspornikami ze styropianu w celu usztywnienia.

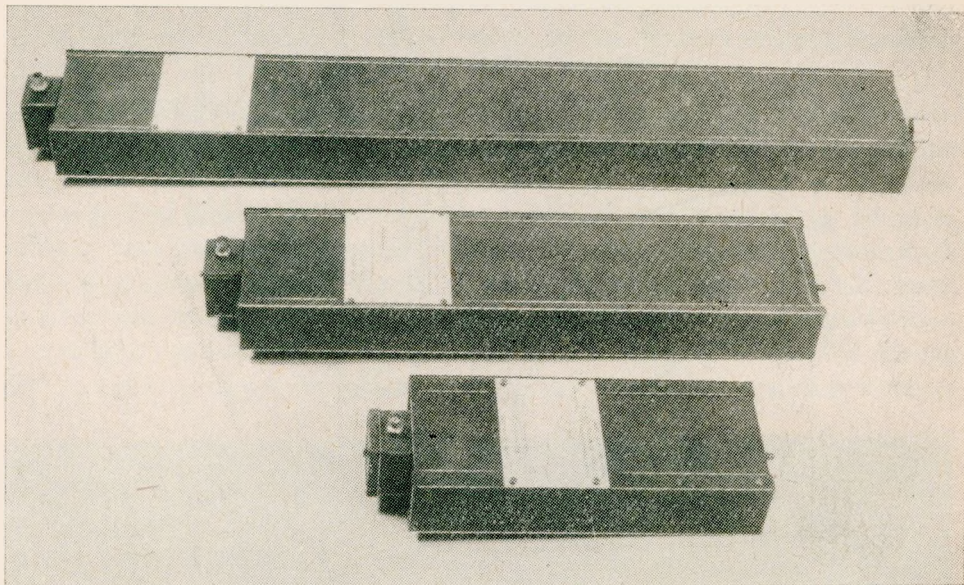


Rys. 39. Charakterystyki filtra separacyjnego II — model 70135/9 nr 2, w zależności od ustawienia kondensatora C

Opisana bardzo prosta i łatwa do wykonania konstrukcja pozwala na uzyskanie stosunkowo znacznej dobroci obwodu nie obciążonego (rzędu kilku tysięcy, zależnie od zakresu częstotliwości). Dowodem tego mogą być przykładowe charakterystyki jednego z wykonanych filtrów, przedstawione na rys. 39. Dla orientacji można podać, że zakres przestrajania częstotliwości środkowej pasma przepustowego tego modelu filtru wynosi $300 \div 348$ MHz, co pozwala na wykorzystywanie go przy badaniu urządzeń radiokomunikacji ruchomej, pracujących w obu pasmach częstotliwości zakresu 300 MHz.

Tego typu filtry, wykonane dla różnych zakresów częstotliwości, są pokazane na rys. 40.

Podobne filtry mogą być również włączane pomiędzy anteną a odbiornikiem w celu zmniejszenia zakłóceń intermodulacyjnych występujących przy normalnej pracy tych urządzeń.



Rys. 40. Filtry separacyjne dla różnych zakresów częstotliwości, wykonane w Instytucie Łączności

WYKAZ LITERATURY

1. Rutkowski J. i inni: Radiokomunikacja ruchoma lądowa. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1969
2. Rotkiewicz W., Rotkiewicz P.: Technika odbioru radiowego — Miernictwo. Rozdział 2. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1963
2. Praca zbiorowa: Poradnik inżyniera radioelektryka. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1969

4. Instytut Łączności: Wymagania techniczne oraz metody pomiarowe dla nadajników i odbiorników FM w urządzeniach lądowej radiokomunikacji ruchomej w zakresie fal metrowych, przystosowanych do pracy z odstępem międzykanałowym 25 kHz. (Wydanie uaktualnione w 1967 r.). Dok. techn. IŁ nr VI-164, Warszawa 1967
5. Instytut Łączności: Wymagania techniczne oraz metody pomiarowe dla nadajników i odbiorników FM w urządzeniach lądowej radiokomunikacji ruchomej w zakresie fal metro-nych, przystosowanych do pracy z odstępem międzykanałowym 50 kHz. (Wydanie uaktu-alnione w 1967 r.). Dok. techn. IŁ nr VI-165, Warszawa 1967
6. Instytut Łączności: Wymagania techniczne oraz metody pomiarowe dla nadajników i od-biorników FM, przystosowanych do pracy z odstępem międzykanałowym 50 kHz w urzą-dzeniach przenośnych lądowej radiokomunikacji ruchomej w zakresie 300÷308 MHz i 336÷344 MHz. (Wydanie drugie). Dok. techn. IŁ nr VI-181, Warszawa 1970
7. Instytut Łączności: Wymagania techniczne oraz metody pomiarowe dla nadajników i od-biorników FM w urządzeniach stałych i przewoźnych lądowej radiokomunikacji ruchomej, przystosowanych do pracy w zakresie 300÷308 MHz i 336÷344 MHz z odstępem mię-dzykanałowym 50 kHz. (Wydanie uaktualnione w 1970 r.) Dok. techn. IŁ nr VI-188, War-szawa 1970
8. Instytut Łączności: Wymagania techniczne dla nadajników i odbiorników FM w urzędni-ach stałych i przewoźnych lądowej radiokomunikacji ruchomej, przystosowanych do pracy w zakresie 300÷308 MHz i 336÷344 MHz z odstępem międzykanałowym 25 kHz. Dok. techn. IŁ nr VI-191, Warszawa 1970
9. Instytut Łączności: Projekt wymagań technicznych dla zespołu nadajników stacji stałej, współpracującego z jednym wspólnym układem antenowym w sieciach lądowej radioko-munikacji ruchomej. Warszawa 1970
10. Czyż J., Kielkiewicz Z.: Koncepcja układu umożliwiającego jednoczesną pracę czterech nadajników na wspólne urządzenie antenowe w pasmie 171÷174 MHz. Praca Instytutu Tele- i Radiotechnicznego nr R-240 A, Warszawa 1970
11. Kośnik J., Zienkiewicz R., Matys R.: Podział pasma 300÷308 MHz z uwzględnieniem zakłóceń intermodulacyjnych. Część 1 i 2. Warszawa 1967/1968. Praca Departamentu Łączności Radiowej Ministerstwa Łączności
12. Dokumenty CCIR: 1. Interference due to intermodulation products in the land mobile service between 25 and 500 MHz, dok. nr XIII/62 z 1968 r. zgłoszony przez USA. 2. Tech-nical characteristics of land mobile equipment between 25 and 500 MHz. Dok. nr XIII/59 z 1968 r., zgłoszony przez USA. 3. Interference due to intermodulation products in the land mobile service between 25 and 500 MHz. Dok. nr XIII/43 z 1967 r. zgłoszony przez NRF
13. Federal Communications Commision. Raport of the advisory committee for the land mo-bile radio services. FCC, Waszyngton 1967 t. 2 cz. 2
14. Babcock W.C.: Intermodulation interference in radio systems. Bell System Technical Journal, styczeń 1953 t. 32 nr 1, s. 63-72
15. Binz R., Kleimeier H.: Die nichtöffentlichen beweglichen Landfunkdienste. Der Fernmelde-ingenieur styczeń i luty 1970 nr 1 i 2, s. 2-30 i 1-25
16. Binz R., Kleimeier H.: Die Frequenzeinsatz im Beweglichen Landfunk. Fernmeldepraxis, grudzień 1967 t. 44 nr 23, s. 905-914
17. Cohn J., Chandler R.: System improvements through use of crystal filters. IEEE Transac-tions on Vehicular Communications, marzec 1966 t. VC. 15 nr 1, s. 54-61
18. Eakin J.H.: Application notes on control of base station transmitter reradiated intermo-dulation in land mobile services. IEEE Transactions on Vehicular Communications, marzec 1966 t. VC-15 nr 1, s. 6-12
19. Freytag H.H.: Beitrag zur Frage der Empfangsstörungen durch IKM in UKW-Fahrzeug-funknetzen. NTZ pädzdziernik 1966 t. 19 nr 10, s. 599-605

20. *Gardiner J.G.*: Cross-modulation and intermodulation distortions in the tuned square-law diode frequency converter. *The Radio and Electronic Engineer*, czerwiec 1969 t. 36 nr 6, s. 353-360
21. *Gardiner J.G.*: An intermodulation phenomenon in the ring modulator. *The Radio and Electronic Engineer*, kwiecień 1970 t. 39 nr 4, s. 193-197
22. *Goes O.W.*: Ein Beitrag zum Problem der Interkanalmodulation 3 ter Ordnung vom Standpunkt der Planung eines Netzes ortsfester Funkstellen. *NTZ* czerwiec 1967 t. 20 nr 6, s. 347-351
23. *Gretsch W.R.*: The spectrum of intermodulation generated in semiconductor diode junction. *Proc. of the IEEE*, listopad 1966 t. 54 nr 11, s. 1528-1535
24. *König P.*: Verbesserung der Intermodulationfestigkeit bei Sprechfunkempfänger. *PTT Technische Mitteilungen*, luty 1970 t. 48 nr 2, s. 50-61
25. *Klein R.J.*: An eight transmitter multiplexer. *IEEE Transactions on Vehicular Communications*, marzec 1965 t. VC-14 nr 1, s. 122-125
26. *Knepler J.*: Cross modulation and intermodulation in receiver RF amplifiers. *Electronics World* 1970 t. 83 nr 3, s. 55-58
27. *Mc Kee T.A.*: Receiver intermodulation: enforcing the square law. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, listopad 1969 t. VT-18 nr 3, s. 141-145
28. *Neubauer H.*: Intermodulationserscheinungen bei Steckern. *NTZ*, maj 1970 t. 23 nr 5, s. 266
29. *Panell W.M.*: Reducing intermodulation in VHF radiotelephone systems. *Electronics Weekly* 1970 nr 494, s. 7 i 10
30. *Reynolds J.*: Intermodulation in transistors. *IEEE Transactions on Vehicular Communications*, wrzesień 1963 t. VC-12 nr 1, s. 88-92
31. *Retting H.*: Besondere Probleme des nichtöffentlichen beweglichen Landfunks. *Fernmeldepraxis*, marzec 1968 t. 45 nr 6, s. 228-248
32. *Roberts R.W.* i *Lahey J.E.*: Ferrites for VHF frequencies. *IEEE Transactions on Vehicular Communications*, marzec 1965 t. VC-14 nr 1, s. 117-121
33. *Shephard N.H.*: A report on interference caused by intermodulation products generated in or near land mobile transmitters. *IRE Transactions on Vehicular Communications*, wrzesień 1959 t. PGVC-13, s. 16-19
34. *Schloemer J.R.*, *Cohn J.*, *Braun W.V.*: Computer Simulation of interference in mobile radio systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, październik 1967 t. VT-16 nr 1, s. 15-24
35. *Sulanke H.*, *Schmidt G.*: Ermittlung von Gruppenintermodulationsfreier Frequenzen mit Hilfe elektronischer Rechenautomaten. *Technische Mitteilungen des RFZ*, marzec 1970 t. 14 nr 1, s. 21-24
36. *Strunz G.*: Entwicklung, Technik und Aufgaben der beweglichen Landfunkdienste in der Bundesrepublik Deutschland. *Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesen* 1970 t. 21, s. 301-342
37. *Weaver S.M.*: Select the right FET for your RF amplifier by systematically trading off performance goals. *Electronic Design* 1969 t. 17 nr 6, s. 194-200
38. *Edwards R.*, *Durkin J.*, *Green D.H.*: Selection of intermodulation free frequencies for multiple-channel mobile radio systems. *Proceedings of the IEE* sierpień 1969 t. 116 nr 8, s. 1311-1318
39. *Sidow G.*, *Niros G.*, *Bruley M.*: International mobile radio equipment. *Electrical Communication* 1964 t. 39 nr 3, s. 346-359
40. *Electronic Industries Association EIA Standard*. Minimum standards for land-mobile communications FM or PM receivers RS-204. *Wydawnictwo EIA*. Nowy Jork styczeń 1958

41. General Post Office: Private mobile radio services. Performance specifications for amplitude modulated and angle modulated VHF transmitters and receivers using 25 kc/s carrier frequency separation in the 80 Mc/s band. Wydawnictwo HMSO, Londyn 1959 oraz inne podobne wymagania dla zakresów częstotliwości: 170 MHz z odstępem międzykanałowym 25 kHz i 450-470 MHz z odstępem międzykanałowym 50 kHz oraz 25 kHz
42. IEEE: IEEE test procedure for frequency-modulated mobile communications receivers. IEE Transactions on Vehicular Technology, sierpień 1969 t. VT-18 nr 2, s. 85-99
43. Ministre des Postes et Telecommunications. Conditions techniques et d'exploitation des stations radio-électriques privées. Journal Officiel de la Republique Française, 10 listopad 1968, nr 10557
44. IEC: Dokumenty Komisji 12: Draft. Methods of measurement for radio equipment for use in the mobile services. Nr 12A (12C) - 116 (94), 12C - 95, 12A - 120 i inne
45. *Biggerstaff W.F.*: Operation of close-spaced antennas in radio relay systems. IRE Transactions on Vehicular Communications, wrzesień 1959 t. PGVC-13, s. 11-15
46. Komitet Standardów Miar i Przyrządów Pomiarowych ZSRR. GOST 12 252-66. Radiostancji narodnochaziastwiennoj nizowoj UKW radioswiazii z czastotnoj i fazowoj modulaczej. Osnownyje elektriczeskije parametry. Metody izmierenia. Wydawnictwo Izdatielstwo Standardow. Moskwa 1968
47. *Hansen O.*: Intermodulation in vhf receivers and signal generators. Marconi Instrumentation, wrzesień 1967 t. 11 nr 2/B, s. 4-5
48. *Buessing R.T.*: Modulation methods and channel separation in the land-mobile service. IEEE Transactions on Vehicular Technology, maj 1970 t. VT-19 nr 2, s. 187-206
49. *Krasuska M.*: Analiza zakłóceń intermodulacyjnych trzeciego i piątego rzędu przy użyciu matematycznej maszyny cyfrowej. Przegląd Kolejowy Elektrotechniczny, styczeń 1969 t. 16, nr 1, s. 23-26
50. *Araki K.*: 400 MHz narrow band mobile radio telephone system base station interference problems. Review of the Electrical Communication Laboratory, marzec - kwiecień 1970 t. 18 nr 3-4, s. 153-178
51. *Bryson W.B.*: Design of high isolation duplexers and a new antenna for duplex systems. IEEE Transactions on Vehicular Communications, marzec 1965 t. VC-14 nr 1, s. 134-140

P. Зенкевич

ПОМЕХИ ВЫЗЫВАЕМЫЕ ВЗАИМНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В СЕТЯХ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Резюме

В первой части статьи представлены общие сведения в отношении явления взаимной модуляции. В особенности рассмотрено частоты составляющих взаимной модуляции (их амплитуды и модуляцию) а также способ возникновения этих составляющих в схемах преобразования частоты и в каскадно соединенных схемах.

В дальнейшем проведено анализ возникновения составляющих взаимной модуляции в приемниках и в передатчиках подвижной радиосвязи и способы уменьшения их уровня; проведено анализ соответственных измерительных методов и подано измерительные схемы и примеры результатов измерений, Подано ряд практических указаний, касающихся техники проводимых измерений и интерпретации получаемых результатов. Поданы тоже обязава-

ющие в Польше требования, определяющие предельные допустимые величины помех возникающих от взаимной модуляции в приемниках и в передатчиках подвижных сухопутных служб связи.

В дальнейшем рассмотрены вопросы помех взаимной модуляции, выступающие при планировании сети сухопутной подвижной радиосвязи. Между другими подан здесь графический способ анализа частот составляющих взаимной модуляции, позволяющий тоже на быстрое определение всех частотных каналов, свободных от помех взаимной модуляции третьей степени. Выведено понятие зон помех, способствующее розыскиванию источников помех взаимной модуляции в случаях стройки новых и развития уже существующих сетей радиосвязи.

В заключении статьи рассмотрены характеристики типичных измерительных приборов применяемых при измерении взаимной модуляции и описаны некоторые специальные, предназначенные для этих измерений приборы, разработанные в Научно — Исследовательском Институте Связи в Варшаве.

R. Zienkiewicz

INTERFERENCE IN THE MOBILE RADIOCOMMUNICATION NETWORKS CAUSED BY INTERMODULATION

Summary

In the first part of the paper some general information are presented, concerning the phenomenon of intermodulation. In particular the intermodulation frequency components (their amplitude and modulation) are discussed as well as the arising of such components in the frequency converters and in the cascade circuits.

In the next part of the paper the arising of intermodulation components in mobile radiocommunication receivers and transmitters and the means of reducing these components are discussed and certain convenient measuring methods as well as exemplary measuring results are given. Also some practical advice is given concerning measuring technique and interpretation of the received results.

Further are presented specifications determining the admissible intermodulation values in the receivers and transmitters of the mobile radiocommunication land services obligatory in Poland. The author discusses also the questions of intermodulation interference during planning of land radiocommunication mobile networks. Among others, an original graphical analysing method of intermodulation frequency components is given which enables also to determine rapidly all the frequency channels, free from intermodulation interference of the third order. The notion of "danger zones" facilitating the searching of interference sources in the new and extended radiocommunication networks is introduced.

In the final part of the paper typical characteristics of measuring instruments, used for the intermodulation interference measurements are discussed and some typical devices destined for these purposes, elaborated in the Telecommunication Institute in Warsaw, described.

R. Zienkiewicz

PERTURBATIONS DANS LES RÉSEAUX DE RADIOCOMMUNICATION MOBILE CAUSÉES PAR L'INTERMODULATION

Résumé

Dans la première partie de l'article on a présenté des informations générales concernant le phénomène de l'intermodulation. On a traité en particulier les fréquences composantes de l'intermodulation (leurs amplitudes et leur modulation) ainsi que la formation de ces composantes dans les dispositifs convertisseurs de fréquence et dans les dispositifs joints en cascade.

Ensuite on a examiné la formation des fréquences composantes de l'intermodulation dans les récepteurs et les émetteurs de la radiocommunication mobile ainsi que les moyens de réduire ces composantes et les méthodes de mesures appropriées. On a examiné aussi les systèmes de mesure et certains résultats des mesures. Les indications pratiques concernant la technique des mesures et l'interprétation de leurs résultats sont données. On a aussi présenté la spécification étant en vigueur en Pologne, déterminant les valeurs de l'intermodulation dans les récepteurs et les émetteurs du service terrestre mobile.

Ensuite on a examiné les questions de perturbations d'intermodulation apparaissant au cours de la planification du réseau terrestre mobile. En outre on a donné une méthode graphique originale de l'analyse des fréquences composantes d'intermodulation, qui permet de déterminer immédiatement les canaux de fréquence exempts de perturbations du troisième ordre. La notion de la zone du danger a été introduite permettant de retrouver les sources des perturbations d'intermodulation au cours de la construction d'un réseau de radiocommunication ou au cours de son développement.

Enfin on a présenté les caractéristiques des appareils de mesure des perturbations d'intermodulation typiques et les caractéristiques des appareils de mesure spéciaux destinés pour les mêmes mesures et produits à l'Institut des Télécommunications à Varsovie.

R. Zienkiewicz

INTERMODULATIONSSTÖRUNGEN IN DEN BEWEGLICHEN FUNKNETZEN

Zusammenfassung

Im ersten Teil der Arbeit wurden allgemeine Angaben über Intermodulationseffekte dargestellt. Insbesondere die Frequenzen der Intermodulationsprodukte (derer Amplituden und Modulation) sowie die Entstehung dieser Produkte in Umsetzerschaltungen und in den kettengeschalteten Netzwerken sind untersucht worden.

Es wurden zunächst die Entstehung der Intermodulationsprodukte in Empfängern und Sendern des beweglichen Funkdienstes sowie die Mittel der Unterdrückung dieser Produkte und entsprechende Messmethoden einschliesslich der Messschaltungen und der Beispiele von Messergebnissen geprüft. Eine Reihe von praktischen Anweisungen betreffs der Messtechnik und Auslegung der erhaltenen Ergebnisse wird angegeben. Es wurden auch die geltenden, na-

tionalen, die zulässigen Intermodulationsprodukte in Empfängern und Sendern des beweglichen Landfunkdienstes charakterisierenden Forderungen angeführt.

Es sind zunächst die bei der Planung des beweglichen Landfunknetzes auftretenden Probleme der Intermodulationsstörungen betrachtet worden. Man hat unter anderen eine originelle graphische Methode der Spektralanalyse von Intermodulationsprodukten angegeben, die auch eine schnelle Bestimmung aller von Intermodulationsprodukten des dritten Grades befreiten Frequenzkanälen ermöglicht. Es wird dabei ein Begriff der Gefahrzone eingeführt, die die Aussuchung von Intermodulationsstörungsquellen im Falle der Bau von neuen sowie der Ausbau von bestehenden Funknetzen erleichtert.

Zum Schluss hat man die Kenndaten von typischen, zur Messung der Intermodulationsstörungen gebrauchten Geräten besprochen sowie eine Reihe von speziellen, zu diesen Messungen bestimmten und im Institut für Fernmeldewesen ausgeführten Geräten beschrieben.

ZBIGNIEW FRYDRYCH

621.395.31

OBLICZANIE SPRAWNOŚCI USŁUGOWEJ WIĄZEK ZAWODNYCH ŁĄCZY TELEFONICZNYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 13.II.1971 r.

Jest ogólnie znanym faktem, że sprawność usługowa wiązki łączy zależy nie tylko od natężenia kierowanego na nią ruchu telefonicznego, ale również od niezawodności tej wiązki. Jednakże metody obliczania współczynnika strat ruchu dla wiązek zawodnych łączy są stosunkowo mało rozpowszechnione, zdaje się, że z powodu uproszczeń niezbędnych dla dostatecznej prostoty obliczeń.

W pracy dokonano przeglądu metod obliczania współczynnika strat ruchu dla wiązki łączy o pełnej dostępności. Wskazano metody nadające się do praktycznego stosowania. Dla ilustracji rozważono przykład liczbowy.

1. WSTĘP

Sprawność usługową grupy organów łączeniowych lub wiązki łączy ocenia się w automatycznym ruchu telefonicznym za pomocą współczynnika strat. Współczynnik ten może służyć również do oceny sprawności usługowej grupy urządzeń ulegających uszkodzeniom. W odróżnieniu od tradycyjnych wskaźników niezawodności, takich jak na przykład współczynnik gotowości, przeciętny czas utrzymywania się w stanie sprawności lub utrzymywania się w stanie niesprawności itp., współczynnik strat ma tę zaletę, że szacuje straty ruchu telefonicznego syntetycznie, uwzględniając zarówno aspekty niezawodnościowe urządzeń, jak i natężenie kierowanego na nie ruchu.

Jednakże mimo takiej zalety, współczynnik strat jest obecnie w minimalnym zakresie stosowany przy ocenie zawodnych urządzeń. Wydaje się, że powodem nieprzyjęcia się tego wskaźnika w praktyce projektowania i eksploatacji urządzeń telefonicznych jest, między innymi, przeświadczenie o związanych z nim trudnościach obliczeniowych.

Niniejsze opracowanie ma za zadanie zaznajomić czytelnika z problemem praktycznego obliczania wartości współczynnika strat dla wiązek zawodnych łączy telefonicznych. W celu nieskomplikowania rozważań ograniczymy się do mocno

uproszczonego modelu takiej wiązki, modelu, który można scharakteryzować następującymi założeniami:

- ruch telefoniczny załatwiany jest w systemie ze stratami;
- wysokość strat nie wpływa na natężenie ruchu oferowanego;
- wszystkie łącza wiązki są identyczne;
- łącza tworzą wiązkę doskonałą;
- uszkodzenie łącza pociąga natychmiastową blokadę tego łącza;
- jeżeli uszkodzenie łącza nastąpi w trakcie załatwiania zgłoszenia, to obsługa zgłoszenia zostaje przerwana, a samo zgłoszenie stracone;
- uszkodzone łącze zostaje natychmiast skierowane do naprawy; nie nakłada się żadnych ograniczeń na liczbę jednocześnie wykonywanych restytucji (odnów), w związku z czym nie występują kolejki w oczekiwaniu na rozpoczęcie naprawy;
- uszkodzenia oraz restytucje urządzeń są niezależne.

2. WPROWADZENIE

Dla matematycznego opisu analizowanej wiązki łączy zawodnych najbardziej efektywne jest stosowanie metod masowej obsługi. Dlatego w niniejszym punkcie przypomnimy podstawowe zależności dla dwóch charakterystycznych systemów masowej obsługi (SMO), stanowiących punkt wyjścia dla dalszych rozważań.

Otwarty nazywa się taki SMO, w którym strumień zgłoszeń dochodzi do systemu „z zewnątrz”, tj. źródła zgłoszeń nie należą do SMO, a generowany przez nie strumień zgłoszeń nie jest związany z chwilowym stanem, w którym przebywa SMO; w przeciwnym przypadku SMO nazywa się zamknięty. W zamkniętym SMO źródła ruchu należą do SMO, tzn. parametry strumienia ruchu zgłoszeń są związane ze stanem, w którym przebywa system.

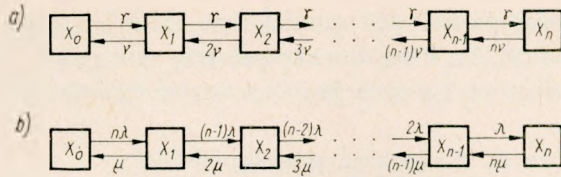
Jeżeli strumień zgłoszeń napływający do otwartego SMO jest przedstawiony za pomocą stacjonarnego procesu Poissona z parametrem γ (γ można interpretować jako przeciętną liczbę zgłoszeń napływających w ciągu jednostkowego czasu), natomiast czas obsługi zgłoszenia ma rozkład wykładniczy z intensywnością ν , to graf przejść międzystanowych dla SMO obejmującego n organów będzie miał postać pokazaną na rys. 1a. Stany SMO oznaczono przez x_j , gdzie wskaźnik j ($j = 0, 1, 2, \dots, n$) określa liczbę organów zajętych obsługą zgłoszeń.

Oznaczmy przez π_j stacjonarne prawdopodobieństwo znajdowania się SMO w stanie x_j . Wówczas układ równania *Chapmana-Kolmogorowa* otwartego SMO można zapisać w następującej postaci macierzowej

$$[\pi_j][S] = [0] \quad (1)$$

gdzie $[\pi_j]$ i $[0]$ są jednowierszowymi macierzami z elementami π_j i 0, a $[S]$ — kwadratowa macierz określona równaniem

$$[S] = [P] - [1]$$



Rys. 1. Grafy przejść międzystanowych: a) otwartego SMO, b) zamkniętego SMO

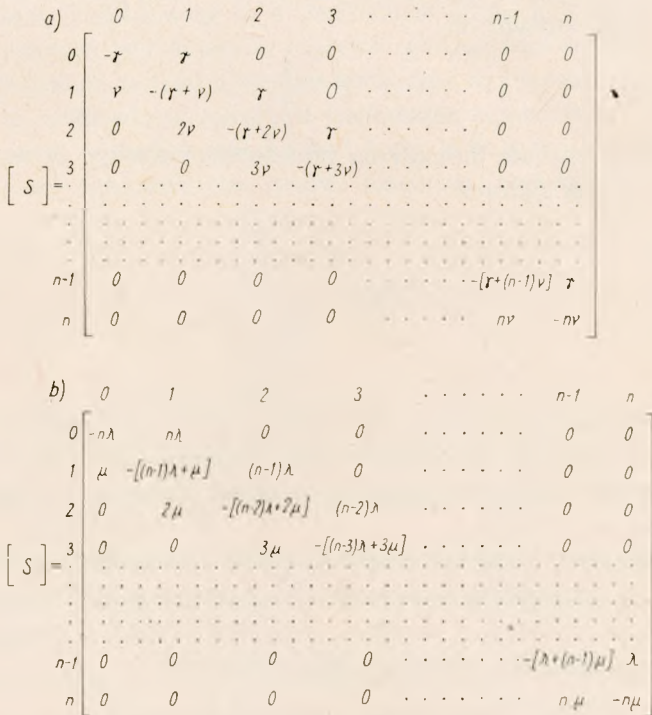
Tutaj $[P]$ oznacza macierz intensywności przejść międzystanowych SMO, $[I]$ — macierz jednostkowa. Macierz $[S]$ jest zapisana na rys. 2a.

Rozwiązanie układu równań (1) przy uwzględnieniu warunku normującego

$$\sum_{j=0}^n \pi_j = 1$$

ma postać

$$\pi_k = \frac{\left(\frac{\gamma}{v}\right)^k}{k!} \pi_0 \quad \pi_0^{-1} = \sum_{i=0}^n \frac{\left(\frac{\gamma}{v}\right)^i}{i!} \tag{2}$$



Rys. 2. Macierz $[S]$: a) otwartego SMO, b) zamkniętego SMO

Graf przejść międzystanowych zamkniętego SMO jest pokazany na rys. 1b, a macierz $[S]$ — na rys. 2b. Przez λ oznaczono przy tym parametr poissonowskiego procesu zgłoszeń, natomiast μ oznacza intensywność wykładniczego rozkładu czasu obsługi zgłoszenia.

Oznaczając przez P_i stacjonarne prawdopodobieństwo przebywania zamkniętego SMO w stanie x_i , w którym i ($i = 0, 1, 2, \dots, n$) organów jest zajętych obsługą zgłoszeń, układ równań równowagi takiego systemu zapisuje się w postaci analogicznej do (1):

$$[P_i][S] = [0] \quad (3)$$

Przy warunku

$$\sum_{i=0}^n P_i = 1$$

rozwiązaniem układu (3) jest

$$P_i = \binom{n}{i} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^i P_0, \quad P_0^{-1} = \left(1 + \frac{\lambda}{\mu}\right)^n \quad (4)$$

Ze wzorów (2) wynika, że otwarty SMO odpowiada stosowanemu w teorii ruchu telefonicznego modelowi *Erlanga* (modelowi załatwiania przez pełnodostępną wiązkę ruchu generowanego przez nieograniczenie wielką grupę abonentów). Wprowadzając bowiem oznaczenie

$$A = \frac{\gamma}{\nu} \quad (5)$$

otrzymujemy znany wzór *Erlanga* na prawdopodobieństwo, że wszystkie organy zajęte będą obsługą zgłoszeń:

$$E_n(A) = \frac{A^n}{n!} \frac{1}{\sum_{i=0}^n \frac{A^i}{i!}} \quad (6)$$

Wielkość A charakteryzuje obciążenie SMO i przedstawia przeciętną liczbę nowych zgłoszeń, napływających do SMO w czasie przeciętnego czasu obsługi jednego zgłoszenia. W teorii ruchu telefonicznego wielkość A nazywa się natężeniem ruchu telefonicznego oferowanego.

Zamknięty SMO może być modelem procesu uszkodzeń i restytucji grupy n identycznych urządzeń, przy czym nadejście zgłoszenia do SMO odpowiada wystąpieniu uszkodzenia jednego z urządzeń, natomiast obsługa zgłoszenia — restytucji uszkodzonego urządzenia. Wprowadzając oznaczenie

$$K = \frac{\mu}{\lambda + \mu} = p \quad (7)$$

które w teorii niezawodności nazywa się współczynnikiem gotowości urządzenia, otrzymuje się znany wzór na prawdopodobieństwo P_i , tj. prawdopodobieństwo, że spośród n urządzeń dokładnie i urządzeń znajduje się jednocześnie w stanie niesprawności

$$P_i = \binom{n}{n-i} p^{n-i} (1-p)^i \quad (8)$$

3. MODELE WIĄZKI Z ZAWODNYMI ŁĄCZAMI

Zgodnie z przyjętymi poprzednio założeniami, będziemy zajmować się wiązką n — łączową, pełnodostępną, przeznaczoną do załatwiania ruchu telefonicznego o stałym natężeniu $A = \frac{\gamma}{\nu}$ Erl. Wszystkie łączy tej wiązki są identyczne i charakteryzują się współczynnikiem gotowości o wartości $K = \frac{\mu}{\lambda + \mu}$.

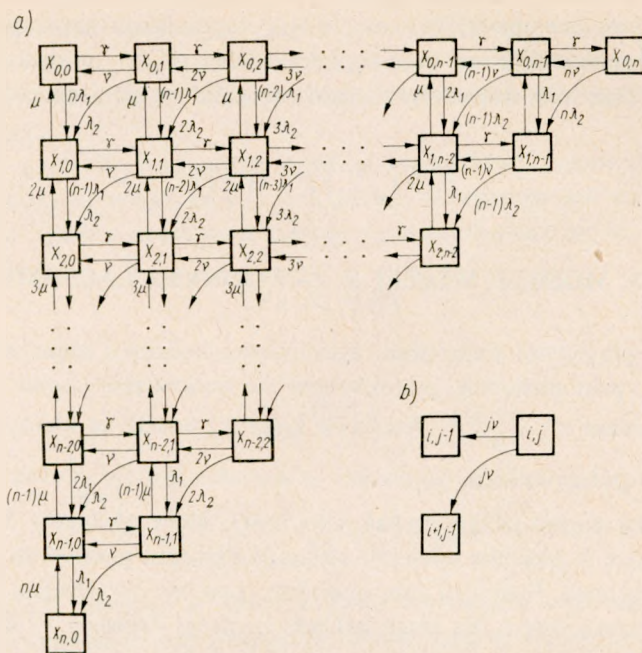
Wiązkę taką można interpretować jako SMO, który obsługuje dwa strumienie zgłoszeń. Jednym z nich jest właściwy strumień zgłoszeń generowany przez źródła ruchu telefonicznego. Strumień ten, charakteryzowany parametrem γ , jest obsługiwany z intensywnością ν . Na niego nakłada się drugi strumień — strumień uszkodzeń łączy. Strumień ten, o parametrze λ , jest obsługiwany przez SMO z intensywnością μ (łączy restytuowane są w przeciętnym czasie μ^{-1}). Proces uszkodzeń ma przy tym priorytet nad procesem napływu zgłoszeń telefonicznych.

Priorytet ten polega na tym, że obsługa uszkodzeń wykonywana jest w pierwszej kolejności. I tak nadchodzące zgłoszenie telefoniczne zostaje skierowane na jedno ze sprawnych i nie zajętych w danej chwili łączy, a w przypadku braku takiego łączy jest stracone. Zgłoszenie priorytetowe natomiast (uszkodzenie łączy) zostaje skierowane na jedno ze sprawnych łączy. Ponieważ kryterium wyboru łączy jest w tym przypadku jedynie warunek sprawnego jego stanu, to może zdarzyć się, że wybrane łączy jest w tym czasie zajęte obsługą zgłoszenia telefonicznego. W takim przypadku obsługa zgłoszenia telefonicznego zostaje przerwana, a samo zgłoszenie — stracone.

Ponieważ założono stałość strumienia zgłoszeń telefonicznych, natomiast intensywność powstawania uszkodzeń powinna być proporcjonalna do liczby łączy znajdujących się w stanie sprawności, to modelem dla strumienia napływu i załatwiania zgłoszeń powinien być otwarty SMO, natomiast dla strumienia uszkodzeń i restytucji — zamknięty SMO.

Graf przejść międzystanowych SMO, spełniający przedstawione powyżej zasady, będzie miał postać pokazaną na rys. 3a. System ten może przebywać w jednym z $\binom{n+2}{2}$ stanów.

Dla określenia tych stanów stosować będziemy oznaczenie dwuindeksowe $x_{i,j}$, w którym pierwszy z indeksów oznacza liczbę organów SMO zajętych obsługą zgłoszeń priorytetowych (liczbę łączy uszkodzonych i restytuowanych), natomiast



Rys. 3a. Graf przejść międzystanowych SMO z dwoma strumieniami zgłoszeń, z których jeden ma priorytet, b) fragment tego grafu

drugi — liczbę organów zajętych obsługą zgłoszeń niepriorytetowych (obsługujących zgłoszenia telefoniczne). Ponieważ SMO posiada n organów, to $0 \leq i, j \leq n$, przy czym dla każdej pary i, j powinien być spełniony warunek $0 \leq i+j \leq n$. Dla zachowania ogólności przyjęto, że intensywność uszkodzeń łączy zależy od stanu, w jakim łącze się znajduje: parametr procesu uszkodzeń dla łącza wolnego jest równy λ_1 , natomiast dla łącza zajętego obsługą — λ_2 .

Układ równań równowagi takiego SMO ma postać

$$[p_{i,j}] [S] = [0] \quad (9)$$

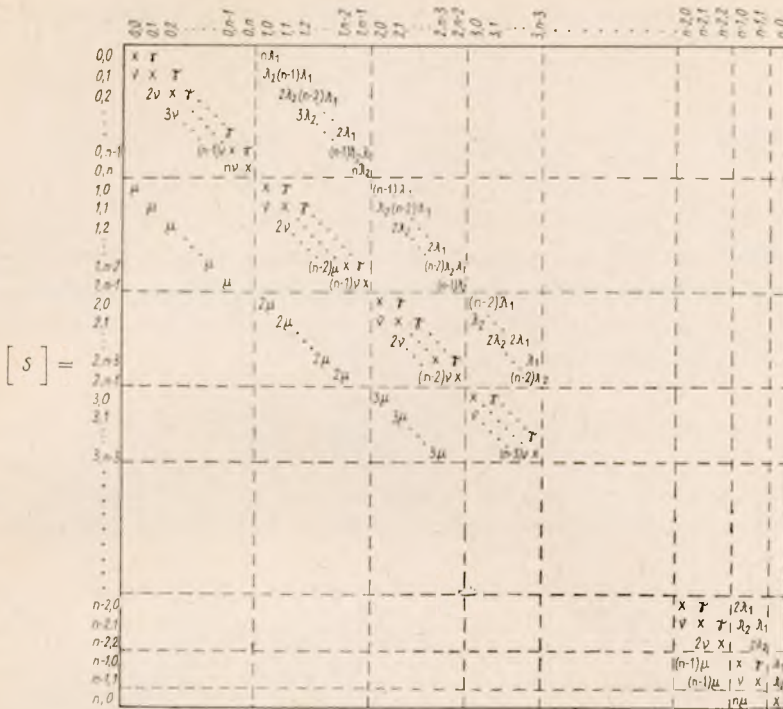
gdzie $[p_{i,j}]$ oznacza macierz prawdopodobieństw $p_{i,j}$, że SMO znajduje się w stanie $x_{i,j}$. Macierz $[S]$ jest pokazana na rys. 4. Każde równanie tego układu ma następującą formę:

$$(n-i-j+1)\lambda_1 p_{i-1,j} + (j+1)\lambda_2 p_{i-1,j+1} + \gamma p_{i,j-1} - \\ - [\gamma + jv + (n-i-j)\lambda_1 + j\lambda_2 + i\mu] p_{i,j} + (j+1)vp_{i,j+1} + \\ + (i+1)\mu p_{i+1,j} = 0, \quad 0 \leq i, j \leq n, \quad 0 \leq i+j \leq n$$

przy wypisywaniu tych równań obowiązuje zasada, że jeżeli $i+j = n$, to we współczynniku przy $p_{i,j}$ należy γ zamieniać zerem.

Rozwiązując układ (9) przy warunku normującym

$$\sum_{\substack{i,j=0 \\ i,j \leq n}}^n p_{i,j} = 1$$



Rys. 4. Macierz $[S]$ dla SMO obsługującego dwa strumienie zgłoszeń, przy czym jeden z nich jest z priorytetem. Elementy nie oznaczone w tabelcy są równe zero. Symbolem x oznaczono element równy sumie wszystkich pozostałych elementów wiersza, wziętej ze znakiem ujemnym

otrzymamy wartości prawdopodobieństw $p_{i,j}$. Zależność wartości $p_{i,j}$ od γ, ν, λ i μ jest bardzo skomplikowana i w literaturze spotyka się jedynie gotowe wzory dla niewielkich $n \leq 3$ (na przykład w [14] przy warunku $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda$). Zwykle jednak przy rozwiązywaniu konkretnego przypadku na EMC łatwiej jest zaprogramować sam układ równań (9) aniżeli jego rozwiązanie.

W celu uzyskania prostego i przejrzystego rozwiązania były poszukiwane możliwości dalszego uproszczenia modelu wyjściowego. Mogą być brane pod uwagę następujące cztery modele:

M1. $\lambda_1 = \lambda, \lambda_2 = 0$. Warunek ten odpowiada przypadkowi, kiedy organy SMO mogą ulegać uszkodzeniom jedynie w czasie oczekiwania, natomiast w czasie obsługi zgłoszenia — są zawsze sprawne.

Rozwiązanie odpowiedniego układu równań jest równie złożone jak rozwiązanie układu (9).

M2. $\lambda_1 = 0, \lambda_2 = \lambda$. Ten warunek odpowiada przypadkowi, kiedy organy SMO mogą ulegać uszkodzeniom tylko w czasie wykonywania obsługi zgłoszenia. SMO przy takim warunku badało wielu autorów, np. [6], [7], [9]. Otrzymane

w tym przypadku rozwiązanie daje się przedstawić w następującej zwartej formie:

$$p_{i,j} = \frac{1}{i!j!} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^i \left(\frac{\gamma}{\lambda+v}\right)^{i+j} p_{0,0} \quad (10)$$

$$p_{0,0}^{-1} = \sum_{k=0}^n \frac{1}{k!} \left[\frac{\gamma}{\lambda+v} \left(1 + \frac{\lambda}{\mu}\right) \right]^k$$

Przy obliczaniu tych prawdopodobieństw można korzystać z szeroko w telefonii stosowanych tablic i wykresów, opracowanych na podstawie wzoru *Erlanga*. Propozycje takie podano w [8], [9]. Mianowicie drogą prostych przekształceń można wyrażenia (10) sprowadzić do postaci

$$p_{i,j} = \frac{n!}{i!j!} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^i \left(\frac{\gamma}{\lambda+v}\right)^{i+j} \frac{E_n(A^*)}{(A^*)^n} \quad (11)$$

gdzie $E_n(A^*)$ oznacza wartość obliczoną za pomocą wzoru *Erlanga* (6), w którym jako wartość natężenia ruchu telefonicznego należy brać fikcyjne obciążenie

$$A^* = \frac{\gamma}{\lambda+v} \left(1 + \frac{\lambda}{\mu}\right) = \frac{\gamma}{v} \frac{1 + \frac{\lambda}{\mu}}{1 + \frac{\lambda}{v}} = A \frac{1 + \frac{\lambda}{\mu}}{1 + \frac{\lambda}{v}} \quad (12)$$

Jak zaznaczono już wyżej, model M1 można utożsamiać z grupą organów, które ulegają uszkodzeniom jedynie w czasie przebywania w stanie oczekiwania. Mogą to być zatem organy, które przeważającą część czasu przebywają w stanie spoczynku, a ich okresy pracy są tak krótkie, że nie zdążą się one w tym czasie uszkodzić (lub szkody wywołane uszkodzeniami występującymi w czasie pracy są tak małe, że można się z nimi nie liczyć w stosunku do następstw uszkodzeń powstających w stanie spoczynku).

Drugi model ilustruje wariant przeciwny. W pracy [9] jest analizowany szczególnie przypadek pośredni, w którym organy SMO mogą ulegać uszkodzeniom jedynie w czasie wykonywania obsługi zgłoszeń, ale oprócz tego może uszkadzać się jeszcze jeden organ znajdujący się w stanie spoczynku. Ten jeden organ można interpretować jako organ wstępnie przygotowany do podjęcia obsługi kolejnego zgłoszenia (organ „rozgrzany“). Taka interpretacja pozwala uwzględnić spotykany niekiedy fakt, że urzędnicy ze stanu spoczynku muszą przejść do stanu pracy przez pewną fazę przygotowawczą (której długość powinna być mała w porównaniu z okresami między nadchodzącymi zgłoszeniami).

Jeżeli intensywność uszkodzeń organów w tej przygotowawczej fazie jest taka sama jak organów znajdujących się w stanie pracy, to prawdopodobieństwa $p_{i,j}$ określone będą następującym wyrażeniem

$$p_{i,j} = \frac{n!}{i!j!} \left(\frac{\gamma}{\lambda+v}\right)^j \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^i \left(1 + \frac{\gamma}{\lambda+v}\right)^i \frac{E_n(A_1^*)}{(A_1^*)^n} \quad (11a)$$

w którym fikcyjne obciążenie SMO jest równe

$$A_i^* = \frac{\gamma}{\lambda + \nu} \left(1 + \frac{\lambda}{\mu}\right) + \frac{\lambda}{\mu} = A^* + \frac{\lambda}{\mu} \quad (12a)$$

M3. Wariant ten jest opisany w [4], [11]. Przyjęte w nim uproszczenie doprowadza do układu równań SMO, który zawiera nie $\frac{(n+2)(n+1)}{2}$ niewiadomych, lecz tylko $n+1$. Uzyskuje się to przez operowanie pewnymi podzbiorymi stanów $x_{i,j}$. Niech P_i ($i = 0, 1, 2, \dots, n$) oznacza prawdopodobieństwo, że w SMO wystąpi jednocześnie dokładnie i uszkodzonych organów, tj.

$$P_i = \sum_{j=0}^{n-i} p_{i,j} \quad (13)$$

natomiast π_j ($j = 0, 1, 2, \dots, n$) niech oznacza prawdopodobieństwo, że w SMO dokładnie j organów jest zajętych obsługą zgłoszeń.

$$\pi_j = \sum_{i=0}^{n-j} p_{i,j} \quad (14)$$

Grupowanie stanów SMO w określone powyżej podzbiory stanów pokazano schematycznie na rys. 5a.

Wykorzystując fakt, że strumień uszkodzeń jest obsługiwany przez SMO z priorytetem, można prawdopodobieństwa P_i obliczyć w taki sposób, jak dla zamkniętego SMO obsługującego jeden strumień uszkodzeń. Wykorzystując wzory (4), możemy zatem napisać, że

$$P_i = \binom{n}{i} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^i \left(1 + \frac{\lambda}{\mu}\right)^{-n}$$

Zakładając następnie przybliżenie

$$p_{i,j} = P_i \pi_j \quad (15)$$

można układ (9) sprowadzić do postaci

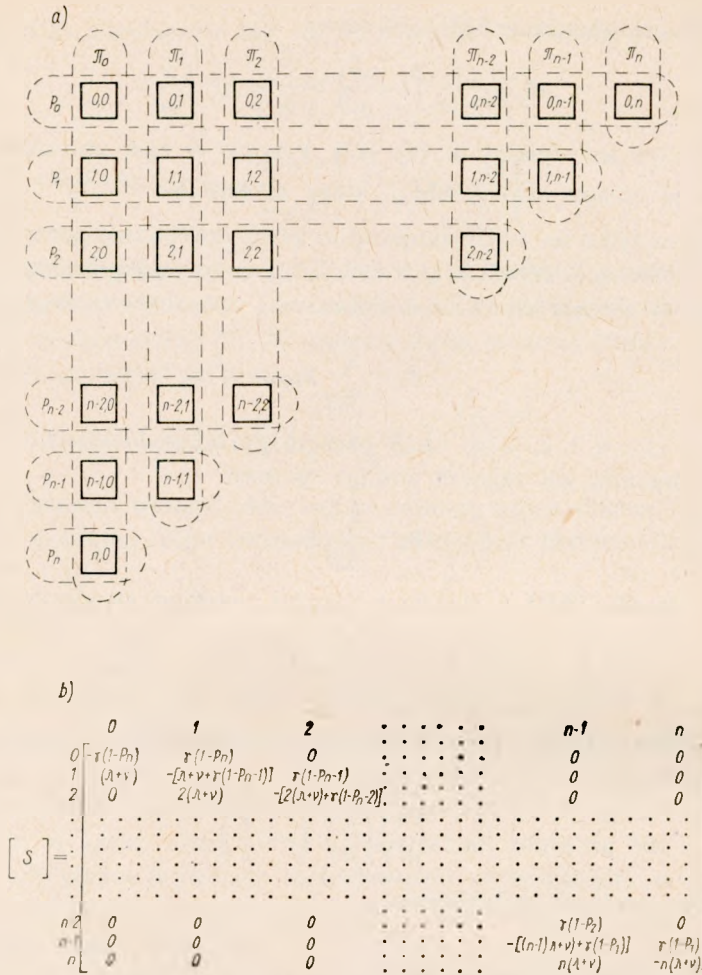
$$[\pi_j][S] = [0]$$

przy czym macierz $[S]$ będzie miała postać pokazaną na rys. 5b. Rozwiązując ten układ równań przy warunku normującym

$$\sum_{j=0}^n \pi_j = 1$$

otrzymamy następujący wzór na prawdopodobieństwa π_j :

$$\pi_j = \frac{\frac{1}{j!} \left(\frac{\gamma}{\lambda + \nu}\right)^j \prod_{s=0}^j (1 - P_{n-s+1})}{\sum_{k=0}^n \frac{1}{k!} \left(\frac{\gamma}{\lambda + \nu}\right)^k \prod_{s=0}^k (1 - P_{n-s+1})} \quad (16)$$



Rys. 5a. Grupowanie stanów SMO w podzbiory P_i oraz π_j , b) macierz $[S]$ równania macierzyowego $[\pi_j] [S] = [0]$

w którym prawdopodobieństwa P_i oblicza się za pomocą (4), a $P_{n+1} = 0$. Następnie za pomocą wyrażenia (15) oblicza się wartości p_i, j .

M4. Skrajna możliwość uproszczenia analizy rozpatrywanego SMO polega na potraktowaniu obsługi obu strumieni — zgłoszeń telefonicznych i uszkodzeń — jako procesów niezależnych, z tym jednak, że strumień uszkodzeń pozostaje priorytetowy. W podobnym przypadku analizę SMO można przeprowadzić w następujący sposób.

Najpierw należy obliczyć, analogicznie jak w modelu M3, prawdopodobieństwa P_i , że i organów znajduje się równocześnie w stanie uszkodzenia. Obliczenia te wykonuje się na modelu zamkniętego SMO — wzór (4).

Następnie dla każdej wartości $j = n-i$ oblicza się prawdopodobieństwa $E_j(A)$,

że SMO zawierający j organów przy obciążeniu $A = \frac{\lambda}{\mu}$ znajdować się będzie w stanie, w którym wszystkie j organy zajęte będą obsługą zgłoszeń. Obliczenia te wykonuje się na modelu otwartego SMO — wykorzystując wzór *Erlanga*.

Wówczas prawdopodobieństwo $p_{i, n-i}$, że SMO znajduje się w stanie $x_{i, n-i}$, w którym brak będzie wolnych organów, gdyż i organów znajduje się w stanie uszkodzenia, natomiast reszta zajęta jest obsługą zgłoszeń, będzie równa

$$p_{i, n-i} = P_i E_{n-i}(A) \quad (17)$$

Wykorzystując wzory (4) i (6), można wyrażenie (17) przepisać w następującej postaci

$$p_{i, n-i} = \frac{\binom{n}{i} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^i}{\left(1 + \frac{\lambda}{\mu}\right)^n} E_{n-i}\left(\frac{\gamma}{\nu}\right) \quad (18)$$

4. OBLICZANIE WSPÓLCZYNNIKA STRAT

Podstawową charakterystyką sprawności usługowej układu obsługującego ruch telefoniczny w systemie ze stratami jest prawdopodobieństwo wystąpienia strat ruchu telefonicznego, którą to wielkość nazywa się współczynnikiem strat. Współczynnik strat najczęściej interpretuje się jako stosunek liczby straconych zgłoszeń do liczby zgłoszeń oferowanych (w teorii ruchu telefonicznego istnieje kilka różnych definicji współczynnika strat, wszystkie jednak dają asymptotycznie) z prawdopodobieństwem 1 (jedną i tę samą wartość średnich strat [10]).

W SMO z zawodnymi organami straty zgłoszeń występują w dwóch przypadkach:

- 1) Zgłoszenie napływające do SMO zostanie nie zaakceptowane (odrzucone), jeżeli w chwili nadejścia tego zgłoszenia nie będzie w SMO żadnego wolnego organu. (Wszystkie organy SMO są zajęte obsługą innych wcześniejszych zgłoszeń lub znajdują się w stanie niesprawności i są restytuowane, tj. $i+j = n$).
- 2) Zgłoszenie było przyjęte do obsługi, jednak na skutek uszkodzenia obsługującego organu — nie zostało obsłużone do końca. (Organ obsługujący zgłoszenie niepriorytetowe przerwał jego obsługę w celu obsłużenia zgłoszenia priorytetowego).

Dla otwartego SMO z jednym strumieniem napływających zgłoszeń współczynnik strat obliczony jako stosunek natężenia ruchu odrzuconego do natężenia ruchu oferowanego

$$B = \frac{A - \gamma}{A} \quad (19)$$

gdzie A oznacza natężenie ruchu oferowanego, ν — natężenie ruchu przyjętego do obsługi, będzie równy prawdopodobieństwu, że wszystkie n organy SMO będą zajęte:

$$B_1 = \pi_n = E_n(A) = \frac{A^n}{n!} \bigg/ \sum_{i=0}^n \frac{A^i}{i!} \quad (20)$$

Przez B_1 oznaczono straty związane z nieprzyjęciem zgłoszeń do obsługi.

Przenosząc ten wynik na SMO z zawodnymi organami stwierdzimy, że współczynnik strat B_1 takiego systemu będzie równy sumie prawdopodobieństw występowania stanów, w których wszystkie organy są zajęte obsługą innych zgłoszeń lub są uszkodzone:

$$B_1 = \sum_{\substack{0 \leq i, j \leq n \\ i+j=n}} p_{i,j} = \sum_{i=0}^n p_{i,n-i} \quad (21)$$

Jeżeli zamiast prawdopodobieństw $p_{i,j}$ zostały obliczone prawdopodobieństwa P_i oraz π_j (przy wykorzystaniu uproszczonego modelu M3), to współczynnik strat należy obliczać za pomocą wyrażenia

$$B_1 = \sum_{i=0}^n P_i \pi_{n-i} \quad (22)$$

Natomiast przy traktowaniu obsługi obu strumieni (zgłoszeń i uszkodzeń) jako procesów niezależnych (model M4) wyrażenie (21) przybiera znaną ([2], [3]) postać:

$$B_1 = \sum_{i=0}^n P_i E_{n-i}(A) \quad (23)$$

Przy obliczaniu strat wywołanych nieobsłużeniem zgłoszeń do końca na skutek uszkodzenia obsługującego organu spotyka się wykorzystywanie różnych definicji strat. Na przykład, przyjmując „czasową” definicję określoną wyrażeniem

$$B = \sum_x B(x) P(x) \quad (24)$$

gdzie $B(x)$ oznacza prawdopodobieństwo wystąpienia strat, gdy system znajduje się w stanie x , a $P(x)$ — prawdopodobieństwo wystąpienia stanu x , otrzymuje się następujący wzór (współczynnik strat wywołanych nieobsłużeniem zgłoszeń do końca oznaczono przez B_2).

$$B_2 = \frac{\lambda}{\lambda + \nu} \sum_{\substack{0 \leq i \leq n \\ 1 \leq j \leq n \\ 0 \leq i+j \leq n}} p_{i,j} \quad (25)$$

Wyprowadzenie wzoru (25) jest oparte na sytuacji pokazanej na rys. 3b. Obsługa zgłoszenia przez SMO, znajdujący się w stanie $x_{i,j}$, może zostać zakończona po przeciętnym czasie obsługi ν^{-1} lub przerwana po przeciętnym czasie λ^{-1} . Zajście tych zdarzeń powoduje przejście SMO odpowiednio do stanu $x_{i,j-1}$ lub $x_{i+1,j-1}$. Wynika stąd, że przerwanych będzie przeciętnie $\frac{\lambda}{\lambda+\nu}$ zgłoszeń obsługiwanych w stanie $x_{i,j}$. Przeglądając graf przejść międzystanowych SMO (rys. 3a), łatwo sprawdzić, że omówiona powyżej sytuacja będzie zachodzić dla wszystkich stanów z indeksami $0 \leq i \leq n$, $1 \leq j \leq n$.

Przy uwzględnieniu definicji (14) wzór (25) przyjmie postać

$$B_2 = \frac{\lambda}{\lambda+\nu} \sum_{j=1}^n \pi_j \quad (26)$$

Inne wyrażenie otrzymuje się przy definiowaniu strat ruchu „względem obciążenia”:

$$B = 1 - \frac{\sum_k k P(k)}{\gamma} \quad (27)$$

gdzie $P(x)$ oznacza prawdopodobieństwo, że SMO znajduje się w stanie, w którym dokładnie k organów zajętych jest obsługą zgłoszeń. Drugi wyraz wzoru (27) przedstawia przeciętne obciążenie przyjęte przez SMO do obsługi, zatem

$$\lambda \frac{\sum_k k P(k)}{\gamma}$$

wyznacza przeciętną część obciążenia nie obsłużonego do końca. Dlatego w tym przypadku

$$B_2 = \frac{\lambda}{\gamma} \sum_{k=1}^n k \pi_k \quad (28)$$

W ogólnym przypadku współczynnik strat będzie oczywiście równy sumie obu składowych

$$B = B_1 + B_2 \quad (29)$$

W realnych przypadkach spotykanych w praktyce udział strat wywołanych przerwaniem obsługi zgłoszeń jest pomijalnie mały w stosunku do strat powstających na skutek odmowy obsługi zgłoszeń. Wynika to na przykład ze składnika $\frac{\lambda}{\lambda+\nu}$ występującego we wzorze (25). Zakładając mianowicie przeciętny czas utrzymywania się organu w stanie sprawności $\lambda^{-1} = 10^3 \text{h}$, a przeciętny czas obsługi jednego zgłoszenia $\nu^{-1} = 6 \text{min} = 10^{-1} \text{h}$, otrzymamy

$$B_2 \leq \frac{\lambda}{\lambda+\nu} \approx \frac{\lambda}{\nu} = \frac{10^{-1}}{10^3} = 10^{-4}$$

co oznacza, że straty B_2 wynosić będą co najwyżej dziesiątą część promila (przy B_1 rzędu procentów). Z powyższego względu przyjmuje się najczęściej

$$B = B_1 \quad (30)$$

Dokładną wartość współczynnika strat według (29) obliczać warto jedynie w przypadku bardzo małych wiązek albo wiązek, dla których słuszne jest założenie, że uszkodzać się one mogą tylko w czasie pracy (model M2). W tym ostatnim przypadku otrzymuje się bowiem bardzo prostą postać wzoru (29):

$$B = E_n(A^*) + \frac{n}{\frac{\gamma}{\lambda} \left(1 + \frac{\lambda}{\mu}\right)} \frac{E_n(A^*)}{E_{n-1}(A^*)} \quad (31)$$

przy czym jako obciążenie A^* należy brać fikcyjne obciążenie określone wzorem (12). (Wyrażenie (31) uzyskane zostało przy nieco inaczej określonych granicach sumowania, niż to przyjęto w (25), a mianowicie $0 \leq i, j \leq n-1$, $0 \leq i+j \leq n-1$, [6], [8]).

5. PRZYKŁAD LICZBOWY

Dla zobrazowania zarówno techniki przeprowadzania obliczeń sprawności usługowej, jak i uzyskiwanych liczbowych wartości rozważmy następującą wiązkę łączy.

Dana jest wiązka 12-łączowa ($n = 12$). Wiązka ta jest przeznaczona do załatwiania ruchu telefonicznego o natężeniu $A = 7$ Erl, przy czym ruch ten charakteryzuje się parametrem procesu napływu zgłoszeń $\gamma = 140$ i przeciętnym czasem załatwiania zgłoszenia $\nu^{-1} = 0,05$ h.

Wskaźniki niezawodnościowe każdego łącza mają następujące wartości: przeciętny czas utrzymywania się w stanie sprawności $\lambda^{-1} = 10^3$ h oraz przeciętny czas restytucji łącza $\mu^{-1} = 5$ h.

Jeśliby łącza tej wiązki były absolutnie niezawodne, to współczynnik strat takiej wiązki (pełnodostępnej) byłby równy

$$B_0 = E_n(A) = 0,027081$$

Przystępując do obliczeń, rozważmy najpierw model oznaczony M2, zakładający, że łącza uszkodzają się jedynie w czasie obsługiwanie zgłoszeń telefonicznych. Zgodnie ze wzorami (30), (21) i (11) współczynnik strat wyniesie w takim przypadku

$$A^* = A \frac{1 + \frac{\lambda}{\mu}}{1 + \frac{\lambda}{\nu}} = 7 \frac{1 + 5 \cdot 10^{-3}}{1 + 5 \cdot 10^{-5}} = 7,035$$

$$B \cong B_1 = E_n(A^*) = 0,027799$$

W przypadku zmodyfikowanego modelu M2, tj. przy dopuszczeniu możliwości uszkodzania się dodatkowo także jednego (przygotowanego wstępnie do pracy) łącza wolnego, natężenie fikcyjnego ruchu będzie równe (12a):

$$A_1^* = A^* + \frac{\lambda}{\mu} = 7,035 + 5 \cdot 10^{-3} = 7,040$$

wobec czego współczynnik strat osiągnie wartość

$$B = E_n(A_1^*) = 0,027\ 902$$

Obliczone powyżej wartości strat ujmują tylko straty wywołane odrzucaniem napływających zgłoszeń z braku wolnych (i sprawnych) łączy. Straty związane z przerywaniem obsługi zgłoszeń w wyniku uszkodzenia się obsługującego łącza będą nie większe od

$$\frac{\lambda}{\lambda + \nu} = \frac{10^{-3}}{20,201} = 0,000\ 050$$

i na przykład ich wartość obliczona z odpowiedniej części wzoru (31) będzie równa

$$B_2 = \frac{n}{\lambda \left(1 + \frac{\lambda}{\mu}\right)} \frac{E_n(A^*)}{E_{n-1}(A^*)} = \frac{12}{14,10^4} \frac{0,027\ 799}{1,005\ 048\ 767} = 0,000\ 049$$

Otrzymane wartości potwierdzają wniosek, że straty związane z przerywaniem obsługi zgłoszeń są pomijalnie małe w stosunku do strat powodowanych odrzucaniem zgłoszeń.

Przejdźmy z kolei do obliczania strat, które otrzymuje się w wyniku przyjęcia dla danej wiązki modelu M4. Zakłada on, że oba strumienie (zgłoszeń i uszkodzeń) są obsługiwane niezależnie. Obliczamy w takim przypadku ze wzoru (4) wartości P_i — prawdopodobieństwa, że i z n łączy jednocześnie znajdują się będzie w stanie niesprawności, oraz ze wzoru (6) $E_{n-i}(A)$ — prawdopodobieństwa, że sprawne łącza są zajęte. Wartości P_i oraz $E_{n-i}(A)$, a także ich iloczyn są zestawione w tabelicy. Współczynnik strat będzie zatem równy

$$B = \sum_{i=0}^n P_i E_{n-i}(A) \approx \sum_{i=0}^3 P_i E_{n-i}(A) = 0,028\ 330$$

T a b l i c a

| i | P_i | $E_{n-i}(A)$ | $P_i E_{n-i}(A)$ | II_{n-i} | $P_i II_{n-i}$ |
|-----|---------------|--------------|------------------|------------|----------------|
| 0 | 0,941 905 273 | 0,027 081 | 0,025 508 | 0,025 545 | 0,024 061 |
| 1 | 0,056 514 321 | 0,047 717 | 0,002 697 | 0,046 417 | 0,002 623 |
| 2 | 0,001 554 146 | 0,078 741 | 0,000 122 | 0,073 087 | 0,000 114 |
| 3 | 0,000 025 902 | 0,122 101 | 0,000 003 | 0,104 376 | 0,000 003 |
| 4 | 0,000 000 291 | 0,178 822 | 0,000 000 | 0,134 204 | 0,000 000 |
| 5 | 0,000 000 002 | 0,248 871 | 0,000 000 | 0,153 384 | 0,000 000 |
| 6 | 0,000 000 000 | 0,331 330 | 0,000 000 | 0,153 391 | 0,000 000 |

 $\Sigma = 0,028\ 330$
 $\Sigma = 0,026\ 801$

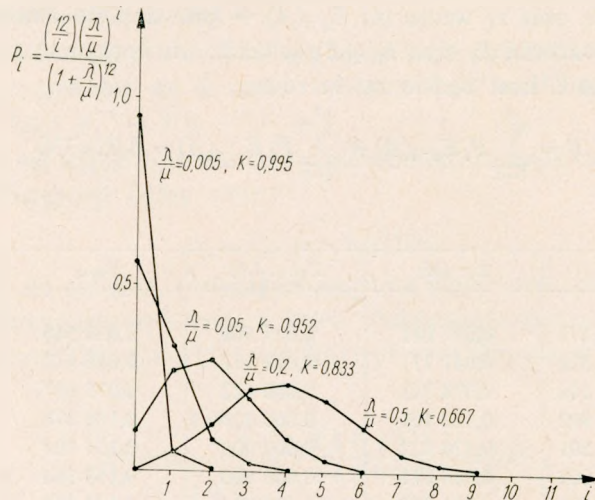
Pozostaje jeszcze do rozpatrzenia model M3, który dopuszcza możliwość powstawania uszkodzeń zarówno w czasie obsługi zgłoszeń telefonicznych, jak i w czasie oczekiwania, uproszczenie zaś polega na przyjęciu przybliżonej zależności (15). Określenie strat ruchu rozpoczynamy w tym przypadku od obliczenia wartości P_i — prawdopodobieństw, że i z n łączy jednocześnie znajdować się będzie w stanie niesprawności — i korzystamy ze wzoru (4). Następnie oblicza się ze wzoru (16) wartości π_{n-i} — prawdopodobieństwa, że $n-i$ łączy (wszystkie sprawne łącza) zajętych będzie obsługą. Wartości te i ich iloczyn są również podane w tablicy. Współczynnik strat będzie zatem, zgodnie ze wzorem (22), równy

$$B = \sum_{i=0}^n P_i \pi_{n-i} \approx \sum_{i=0}^3 P_i \pi_{n-i} = 0,026 801$$

Jest to mniejsza wartość od wartości obliczonej dla modelu M4. Z porównania wzorów (16) i (6), określających wartości prawdopodobieństw π_{n-i} i $E_{n-i}(A)$, wynika, że jest to prawidłowością.

Otrzymane wyniki świadczą, że współczynnik strat rozpatrywanej wiązki za wodnych łączy niewiele różni się od wartości B_0 — współczynnika strat analogicznej wiązki zestawionej z łączy absolutnie niezawodnych. Stan taki został spowodowany przyjęciem dla rozpatrywanej wiązki stosunkowo dobrych pod względem niezawodnościowym łączy: stosunek $\frac{\lambda}{\mu} = 0,005$, czemu odpowiada współczynnik gotowości łącza $K = 0,995$.

Pogorszenie własności niezawodnościowych łączy powoduje wzrost wartości współczynnika strat. Wzrost ten przejawia się głównie przez zmianę prawdopo-



Rys. 6. Rodzina rozkładów prawdopodobieństw P_i , że i łączy 12-łączowej wiązki jednocześnie przebywa w stanie niesprawności

bieństw P_i . Rozkłady tych prawdopodobieństw dla kilku wybranych wartości stosunku $\frac{\lambda}{\mu}$ są pokazane na rys. 6 (przy $n = 12$). Rozkłady te (rozkłady *Poissona*) charakteryzują się tym, że dla malejących $\frac{\lambda}{\mu}$ prawdopodobieństwa P_i silnie maleją przy rosnących wskaźnikach i , tj. prawdopodobieństwo znajdowania się większej liczby łączy równocześnie w stanie niesprawności staje się znikomo małe. Fakt ten pozwolił na ograniczenie ilości uwzględnianych wyrazów w sumie (22) lub (23). W rozpatrywanym przypadku, tj. dla $\frac{\lambda}{\mu} = 0,005$, wystarczyło uwzględnienie tylko czterech wyrazów, natomiast na przykład dla $\frac{\lambda}{\mu} = 0,05$ należy uwzględniać wyrazy z indeksami $0 \leq i \leq 6$, co, wraz ze zmianą wartości poszczególnych P_i , prowadzi do współczynnika strat (obliczonego metodą M4) równego $B = 0,040\ 031$.

6. ZAKOŃCZENIE

Analiza opisanych w niniejszym artykule metod obliczania współczynnika strat dla pełnodostępnej wiązki, zestawionej z zawodnych łączy, pozwala stwierdzić, że przy obliczaniu sprawności usługowej takich wiązek wystarcza praktycznie posługiwanie się przybliżonym modelem takiej wiązki, oznaczonym tutaj symbolem M2. Model ten zakłada występowanie uszkodzeń łączy jedynie w czasie obsługi zgłoszeń telefonicznych, co prowadzi do bardzo prostego wyrażenia na współczynnik strat, wyrażenia pozwalającego na wykorzystanie stabelaryzowanego wzoru *Erlanga*.

Oczywiście model M2 może być stosowany tylko dla wiązek zestawionych z łączy identycznych pod względem niezawodnościowym. W przypadku wiązek niezawodnościowo niejednorodnych można zamiast M2 zalecać metodę M4. Metoda ta wymaga znajomości prawdopodobieństw P_i ($i = 0, 1, 2, \dots, n$), że i łączy wiązki jednocześnie znajdować się będzie w stanie niesprawności. W niniejszym opracowaniu zostały podane wzory (4) i (8), słuszne tylko dla wiązek jednorodnych. Metody obliczania prawdopodobieństw P_i dla wiązek niejednorodnych (wraz z zapisem odpowiedniej procedury w języku ALGOL-60) są przedstawione w [15].

Powyższe stwierdzenia są słuszne przy poczynionych na wstępie założeniach. Spośród tych założeń największe zastrzeżenia może budzić założenie o stałości natężenia ruchu telefonicznego podawanego na wejście wiązki. Jednakże dla usunięcia tego założenia niezbędne jest dysponowanie probabilistycznymi charakterystykami zmian tego ruchu w funkcji chwilowych strat. Uzyskanie tego rodzaju rozkładów prawdopodobieństw wymaga przeprowadzenia odpowiednich badań i pomiarów ruchu, analogicznych do podanych na przykład w [16].

Inne poczynione zastrzeżenia nie są zbyt ograniczające. I tak wydaje się, że obliczanie sprawności usługowej wiązek niepełnodostępnych nie powinno być zbyt

uciążliwe, zwłaszcza przy korzystaniu z modelu M4; dopuszczenie powstawania kolejek w oczekiwaniu na rozpoczęcie restytucji łączy pociągnie jedynie zmianę we wzorach określających prawdopodobieństwa P_i [11] [12] itd.

Jeżeli natomiast chodzi o przyjęte charakterystyki procesu napływu i załatwiania zgłoszeń oraz procesu uszkodzeń i restytucji łączy, to należy zwrócić uwagę na to, że przyjęcie wykładniczego rozkładu czasu obsługi zgłoszeń oraz wykładniczego rozkładu czasu restytucji łączy nie wprowadza błędu. Mianowicie, jak to wykazano w [13] i [6], podane wzory będą słuszne dla dowolnych rozkładów czasu obsługi i czasu restytucji pod warunkiem, że czasy te mają skończoną wartość średnią. Należy bowiem przyjmować w takim przypadku

$$\nu^{-1} = \int_0^{\infty} [1 - H(x)] dx$$

$$\mu^{-1} = \int_0^{\infty} [1 - G(x)] dx$$

gdzie przez $H(x)$ oznaczono dystrybuantę czasu obsługi zgłoszenia telefonicznego, a przez $G(x)$ — dystrybuantę czasu restytucji łącza.

Na zakończenie uwaga dotycząca wpływu zawodności łączy na wysokość strat ruchu w wiązce. Według danych przykładu liczbowego wpływ ten jest stosunkowo niewielki. I tak na przykład przy $\frac{\lambda}{\mu} = 0,005$ wzrost strat ruchu w stosunku do wiązki absolutnie niezawodnej wynosi około 5%. Otóż należy podkreślić, że wynik taki jest spowodowany ograniczeniem się, zgodnie z poczynionymi na wstępie założeniami, do indywidualnych uszkodzeń łączy. Przy niezależności tych uszkodzeń prawdopodobieństwo jednoczesnego znajdowania się wszystkich łączy wiązki w stanie niesprawności jest pomijalnie małe.

W realnych warunkach prawdopodobieństwo to ma jednak skończoną wartość, przy czym wywołane jest to uszkodzeniami urządzeń wspólnych wiązki. Uszkodzenie takich urządzeń, na przykład urządzeń zasilających czy odcinków linii, za pomocą których realizowane są łącza wiązki, pociąga za sobą unieruchomienie, tj. stan niesprawności, wszystkich łączy. Dla uwzględnienia tego rodzaju uszkodzeń należy korzystać ze zmodyfikowanych metod obliczania niezawodności, opartych na szeregowo-równoległym połączeniu elementów niezawodnościowych. Tego rodzaju metoda jest przedstawiona w [15]. W określonych warunkach uszkodzenia urządzeń, pociągające za sobą niesprawny stan wszystkich łączy wiązki, mogą wywierać istotny wpływ na sprawność usługową wiązki. Na przykład, gdyby rozpatrywana w przykładzie wiązka ulegała dodatkowo „w całości” uszkodzeniom, scharakteryzowanym stosunkiem $\frac{\lambda}{\mu} = 0,01$, to straty ruchu wzrosną o około 38%, a przy $\frac{\lambda}{\mu} = 0,05$ — aż o 185%.

WYKAZ LITERATURY

1. *Kuhn S.*: Zagadnienia ruchowe w telefonii automatycznej. PWN. Warszawa 1957
2. *Klimontowicz A.*: Ocena efektywności działania wiązek doskonałych zawodnych łączy telefonicznych. Rozprawa dokt. PW 1969
3. *Frydrych Z.*: Obliczanie strat ruchu telefonicznego z uwzględnieniem uszkodzeń odcinków w podstawowej sieci linii telefonicznych. Prace IŁ. 1969 nr 4(56)
4. *Гнеденко Б. В., Коваленко И. Н.*: Лекции по теории массового обслуживания. КВИРТУ, Киев 1963
5. *Гнеденко Б. В., Коваленко И. Н.*: Введение в теорию массового обслуживания. Наука. Москва 1966
6. *Марьянович Т. П.*: Обобщение формул Эрланга на случай, когда приборы могут выходить из строя и восстанавливаться. Украинский Математ. Журнал. 1960 № 3
7. *Емельянов Г. В.*: Системы массового обслуживания с приборами, которые могут выходить из строя и восстанавливаться. Проблемы передачи информ. 1967 № 3
8. *Жук П.*: Об одном преобразовании формул Эрланга. Кибернетика. 1969 № 4
9. *Якушев Ю. Ф.*: Об одной задаче обслуживания потока вызовов ненадежными приборами. Проблемы передачи информ. 1969 № 4
10. *Башарин Г. П., Харкевич А. Д., Шлепс М. А.*: Массовое обслуживание в телефонии. Наука. Москва 1968
11. *Новиков О. А., Петухов С. И.*: Прикладные вопросы теории массового обслуживания. Сов. Радио. Москва 1969
12. *Овчаров Л. А.*: Прикладные задачи теории массового обслуживания. Машиностроение. Москва 1969
13. *Севастьянов В. А.*: Эргодическая теорема для марковских процессов и ее приложение к телефонным системам с отказами. Теория вероятностей и ее применение. 1957 № 1
14. *Presia H.J.*: Ueber eine Verallgemeinerung der Erlangischen Formeln. Wissenschaftliche Zeitschrift der TH Ilmenau. 1967 nr 4, cz. 2
15. *Frydrych Z.*: O badaniu niezawodności sieci telekomunikacyjnych. Problemy Łączności (w druku)
16. *Le Gall P.*: Sur l'influence de répétitions d'appels dans l'écoulement du trafic téléphonique. Scth int. teletraf. congr. Munich 1970

3. *Фрыдрых*

РАСЧЁТ КОЭФФИЦИЕНТА ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ
(ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКСПЛУАТАЦИИ) ПУЧКОВ
НЕ ВПОЛНЕ НАДЕЖНЫХ ТЕЛЕФОННЫХ ЛИНИЙ

Резюме

Является общеизвестным, что коэффициент полезного действия (эффективность эксплуатации) пучка линий связи зависит не только от интенсивности направляемой на него телефонной нагрузки, но также от степени надёжности этих линий. Расчётные методы, применяемые для определения коэффициента потерь телефонной нагрузки для линий не вполне надёжных, пока мало распространены, видимо по поводу упрощений, вводимых для осуществления достаточной простоты расчёта.

В статье проводится обзор методов расчёта коэффициента потерь для пучка линий полной доступности. Указано методы пригодные для практического применения. Рассматриваемый вопрос пояснен расчётным примером.

Z. Frydrych

WORKING EFFICIENCY CALCULATION OF GROUPS OF UNRELIABLE TELEPHONE LINES

Summary

It is generally known that the coefficient of working efficiency (coefficient of utilization) of a group of telephone lines depends not only on traffic load directed to this group but also on the reliability degree of the lines themselves. However the methods of calculating the loss factor for groups of unreliable lines are not widely used, presumably because of simplifications necessary if the calculations are to be performed in an easy way.

In the paper different methods of calculating the loss factor for groups of lines with full accessibility have been presented. Methods have been indicated suitable for practical application. The question has been illustrated by a numerical example.

Z. Frydrych

CALCUL DU RENDEMENT D'EXPLOITATION DES FAISCEAUX DE VOIES TÉLÉPHONIQUES DÉFAILLANTES

Résumé

Il est bien évident que le coefficient du rendement d'exploitation d'un faisceau des voies téléphoniques dépend non seulement de l'intensité du trafic dirigé vers ce faisceau mais aussi du degré de fiabilité des voies. Cependant les méthodes de calcul du coefficient de perte du trafic téléphonique d'un faisceau des voies défaillantes sont peu répandues à cause peut-être des transformations nécessaires pour rendre le calcul suffisamment simple.

Dans l'article on passe en revue les méthodes de calcul du coefficient de perte du trafic pour un faisceau de voies à une accessibilité complète. On a indiqué les méthodes qui se prêtent à l'utilisation pratique. Un exemple numérique a été examiné pour faire la chose plus claire.

Z. Frydrych

BERECHNUNG DER BETRIEBSWIRKUNGSGRADES DER BÜNDEL VON UNZUVERLÄSSIGEN FERNSPRECHVERBINDUNGEN

Zusammenfassung

Wie bekannt ist, hängt der Betriebswirkungsgrad des Bündels von Fernsprechverbindungen nicht nur von dem darauf gerichteten Fernsprechverkehr sondern auch von der Zuverlässigkeit dieses Bündels ab. Die Methoden der Berechnung des Verlustgrades des Verkehrs für ein Bündel von unzuverlässigen Verbindungen sind jedoch wenig verbreitet; es ist zu vermuten, dass diese Tatsache den unverlässigen Vereinfachungen zu zuschreiben ist.

Im dargelegten Artikel ist eine Übersicht von Berechnungsmethoden des Verlustgrades des Verkehrs für Bündel von Verbindungen mit voller Zugänglichkeit gemacht worden. Die für die praktische Anwendung passenden Methoden wurden gezeigt. Für bessere Anschauung ist ein Berechnungsbeispiel angeführt worden.

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1971

Wydanie pierwsze. Nakład 550+60 egz. Ark. wyd. 4,21. Ark. druk. 4. Oddano do składania w czerwcu 1971. Podpisano do druku we wrześniu 1971. Druk ukończono w październiku 1971. Papier druk. sat. kl. V 70 g z Włocławka. Zam. P/109/71. K/6576.

Pozn. Zakł. Graf. im. M. K. — Poznań Zam. 5457/71 — Z — 1/930

