

SPIS TREŚCI

1. Ryszard Zienkiewicz — zakłócenia intermodulacyjne w sieciach radiokomunikacji ruchomej 3
2. Zbigniew Kowalski (*Habdank*) — Dokładność szacowania tłumienności odniesienia aparatów telefonicznych metodami obiektywnymi 58

СОДЕРЖАНИЕ

1. Р. Зенкевич — Помехи вызываемые взаимной модуляцией в сетях подвижной радиосвязи 3
2. Зб. Ковальски (*Габданк*) — Точность оценивания относительного затухания телефонных аппаратов объективным методом 58

CONTENTS

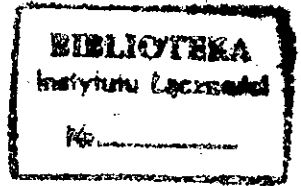
1. R. Zienkiewicz — Interference in the mobile radiocommunication networks caused by intermodulation 3
2. Zb. Kowalski (*Habdank*) — Exactness of estimating telephone sets reference equivalent by objective methods 58

SOMMAIRE

1. R. Zienkiewicz — Perturbations dans les réseaux de radiocommunication mobile causées par l'intermodulation 3
2. Zb. Kowalski (*Habdank*) — Exactitude d'évaluation de l'équivalent de référence des appareils téléphoniques au moyen des méthodes objectives 58

INHALTSVERZEICHNIS

1. R. Zienkiewicz — Intermodulationsstörungen in den beweglichen Funknetzen 3
2. Zb. Kowalski (*Habdank*) — Unsicherheit der Abschätzung der Bezugsdämpfung von Fernsprechapparaten mittels objektiver Messmethoden 58



PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XVIII

ZESZYT 1 (61)

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

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 25.XI.1970 r.

W pierwszej części pracy przedstawiono ogólne wiadomości dotyczące zjawiska intermodulacji. W szczególności rozpatrzono częstotliwości składowych intermodulacji (ich amplitudy i modulację) oraz powstawanie tych składowych w układach przemiany częstotliwości i w układach połączonych kaskadowo.

Następnie przeanalizowano powstawanie składowych intermodulacji w odbiornikach i nadajnikach radiokomunikacji ruchomej [oraz sposoby zmniejszenia tych składowych, jak również odpowiednie metody pomiaru włącznie z układami pomiarowymi i przykładowymi wynikami pomiarów. Podano przy tym szereg wskazówek praktycznych, dotyczących techniki wykonywania pomiarów i interpretacji uzyskiwanych wyników. Podano również obowiązujące wymagania krajowe, określające dopuszczalne wartości intermodulacji w odbiornikach i nadajnikach lądowych służb ruchomych.

Dalej zostały rozpatrzone zagadnienia zakłóceń intermodulacyjnych, występujące przy planowaniu sieci lądowej radiokomunikacji ruchomej. Między innymi podano tu oryginalny graficzny sposób analizy częstotliwości składowych intermodulacji, umożliwiający również szybkie określanie wszystkich kanałów częstotliwościowych wolnych od zakłóceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu. Wprowadzono przy tym pojęcia stref zagrożenia, ułatwiające wyszukiwanie źródeł zakłóceń intermodulacyjnych w przypadkach budowy nowych, jak i rozbudowy już istniejących sieci łączności radiowej.

W zakończeniu pracy omówiono charakterystyki typowych przyrządów używanych do pomiarów zakłóceń intermodulacyjnych oraz opisano szereg specjalnych przyrządów przeznaczonych do tych pomiarów, wykonanych w Instytucie Łączności.

1. WSTĘP

Jedną z istotnych cech charakterystycznych, odróżniających radiokomunikację ruchomą, a szczególnie lądową radiokomunikację ruchomą, od innych służb radiowych jest praca bardzo wielu urządzeń nadawczych na tych samych obszarach, w pobliżu siebie, przy wykorzystaniu stosunkowo wąskich i ściśle

ograniczonych pasm częstotliwości. W Polsce, podobnie jak i w innych krajach przemysłowych, liczba eksploatowanych urządzeń nadawczych lądowej radiokomunikacji ruchomej znacznie przekracza liczbę wszystkich innych urządzeń nadawczych. Sumaryczna zaś szerokość wszystkich pasm częstotliwości przydzielonych dla lądowych służb ruchomych stanowi tylko nieznaczną część widma częstotliwości radiowych [1]. Uwzględniając, że w czasie najbliższych lat nie można spodziewać się przydziału nowych zakresów częstotliwości dla lądowych służb ruchomych, potrzeby zaś gospodarki krajowej zmuszają do uruchamiania nowych sieci, należy się liczyć z możliwością występowania w znacznie większym stopniu wzajemnych zakłóceń pomiędzy urządzeniami wykorzystującymi zbliżone kanały częstotliwościowe.

Zgodnie z doświadczeniami zebranymi w innych krajach, najczęstszym powodem występujących tu zakłóceń jest zjawisko intermodulacji. O rozpowszechnieniu tego typu zakłóceń może świadczyć chociażby żartobliwe stwierdzenie jednego z autorów amerykańskich: „nic nie jest tak pewne na świecie, jak śmierć, podatki i intermodulacja” [27].

Zakłócenia intermodulacyjne mogą być jednak w wielu przypadkach usunięte lub zmniejszone przez zastosowanie odpowiednich środków, takich jak: zwiększenie odporności na zakłócenia intermodulacyjne stosowanych odborników, odpowiednie usytuowanie anten lub wprowadzenie dodatkowych urządzeń (jak filtry w.cz. czy cyrkulatory), odpowiedni dobór wykorzystywanych kanałów częstotliwościowych i w końcu przez wykorzystanie kanałów dwuczęstotliwościowych (praca duosimpleksowa lub semiduplexowa albo duplexowa) zamiast kanałów jednoczęstotliwościowych (praca simpleksowa). Zastosowanie tych czy innych środków może być celowe tylko po przeprowadzeniu analizy istniejącej sytuacji, opartej na dokładnej znajomości zachodzących zjawisk.

Badania teoretyczne i doświadczalne, prowadzone w tej dziedzinie od kilku lat w Instytucie Łączności pod kierunkiem autora, doprowadziły do wniosku, że chociaż w literaturze światowej jest wiele publikacji poświęconych zjawisku intermodulacji, to jednak nie przedstawiają one całokształtu zagadnienia. W wartościowych nawet pracach poświęconych niektórym zagadnieniom wycinkowym tego zjawiska występują czasem błędne sformułowania dotyczące innych wycinków tego samego zagadnienia.

Niniejsza praca stanowi próbę wypełnienia wspomnianej luki przez przedstawienie problemu zakłóceń intermodulacyjnych jako pewnej całości. Wydaje się więc, że może ona być interesująca dla różnych specjalistów z dziedziny radiokomunikacji ruchomej.

2. OGÓLNE ZALEŻNOŚCI OPISUJĄCE ZJAWISKO INTERMODULACJI

2.1. Powstawanie sygnałów intermodulacyjnych

Zjawisko intermodulacji zachodzi — jak wiadomo — wówczas, gdy do dowolnego układu lub elementu nieliniarnego, którego charakterystyka w postaci ogólnej może być przedstawiona¹⁾:

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots + a_n u^n + \dots \quad (1)$$

będzie doprowadzona suma dwóch lub więcej sygnałów o różnych częstotliwościach. Sygnały te nazywane wejściowymi mogą być w postaci ogólnej przedstawione na przykład jako:

$$u = U_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) + \dots + U_n \sin(\omega_n t + \varphi_n) \quad (2)$$

gdzie:

i — wartość chwilowa prądu płynącego przez dany układ lub element nieliniarny,

$a_0; a_1; a_2; \dots a_n$ — współczynniki charakteryzujące dany układ nieliniarny,

u — chwilowa wartość napięcia doprowadzonego do zacisków układu nieliniarnego,

$U_1; U_2; \dots U_n$ — amplitudy poszczególnych składowych sygnałów wejściowych,

$\omega_1 = 2\pi f_1; \omega_2 = 2\pi f_2; \dots \omega_n = 2\pi f_n$ — pulsacje sygnałów wejściowych,

$f_1; f_2; \dots f_n$ — częstotliwości sygnałów wejściowych,

$\varphi_1; \varphi_2 \dots \varphi_n$ — przesunięcia fazowe sygnałów wejściowych.

Istotą zjawiska intermodulacji jest powstawanie na wyjściu układu nieliniarnego składowych o nowych częstotliwościach, będących kombinacjami częstotliwości sygnałów wejściowych. Te nowe częstotliwości można obliczyć podstawiając zależność (2) do (1) i wykonując odpowiednie przekształcenia.

Jeśli na przykład do elementu nieliniarnego o charakterystyce kwadratowej określonej zależnością

$$i = a_2 u^2 \quad (3)$$

zostanie doprowadzona suma dwóch napięć

$$u = U_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2)$$

to, jak wiadomo, wystąpią składowe o częstotliwościach i fazach (będących sumą i różnicą częstotliwości i faz sygnałów składowych, tzn. składowe:

$$a_2 U_1 U_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1 - \varphi_2] \quad (4a)$$

¹⁾ Jak wiadomo, każda funkcja $i = f(u)$ może być rozłożona na odpowiedni szereg i przedstawiona w postaci równania (1). W przypadku jednak niektórych funkcji analiza zakłóceń intermodulacyjnych może być również wykonana bez posługiwania się równaniem (1) — jak na przykład w [23].

częstotliwości nieharmonicznej

$$f_{I_{2-1}} = f_1 - f_2 \quad (4b)$$

$$a_2 U_1 U_2 \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1 + \varphi_2] \quad (5a)$$

częstotliwości

$$f_{I_{2-2}} = f_1 + f_2 \quad (5b)$$

Wymienione składowe nazywa się składowymi lub produktami intermodulacji drugiego rzędu, ponieważ powstają one wskutek istnienia zależności drugiego stopnia pomiędzy sygnałem wejściowym i wyjściowym.

Jeśli natomiast dany element nieliniarny może być odwzorowany charakterystyką trzeciego stopnia, na przykład o kształcie

$$i = a_3 U^3$$

i zostanie do niego doprowadzona suma trzech napięć zmiennych

$$u = U_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) + U_3 \sin(\omega_3 t + \varphi_3)$$

to łatwo wykazać, że prąd płynący przez dany element będzie zawierał następujące składowe:

$$a) \frac{3}{4} a_3 U_1^3 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) - \frac{1}{4} a_3 U_1^3 \sin(3\omega_1 t + 3\varphi_1)$$

oraz dwa dalsze podobne wyrażenia zawierające składowe o częstotliwości podstawowej i trzeciej harmonicznej dla sygnałów wejściowych o częstotliwościach f_2 i f_3 :

$$b) \frac{3}{2} a_3 U_1^2 U_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) - \frac{3}{4} a_3 U_1^2 U_2 \sin[(2\omega_1 + \omega_2)t + 2\varphi_1 + \varphi_2] + \\ - \frac{3}{4} a_3 U_1^2 U_2 \sin[(2\omega_1 - \omega_2)t + 2\varphi_1 - \varphi_2]$$

oraz pięć dalszych tak samo zbudowanych wyrażen, w których odpowiednio zamiast indeksów 1 i 2 występują kolejno indeksy: 1 i 3, 2 i 1, 2 i 3, 3 i 1 oraz 3 i 2.

$$c) \frac{3}{2} a_3 U_1 U_2 U_3 \sin[(\omega_1 - \omega_2 + \omega_3)t + \varphi_1 - \varphi_2 + \varphi_3] + \\ + \frac{3}{2} a_3 U_1 U_2 U_3 \sin[(\omega_1 - \omega_2 - \omega_3)t + \varphi_1 - \varphi_2 - \varphi_3] + \\ - \frac{3}{2} a_3 U_1 U_2 U_3 \sin[(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)t + \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3] + \\ - \frac{3}{2} a_3 U_1 U_2 U_3 \sin[(\omega_1 + \omega_2 - \omega_3)t + \varphi_1 + \varphi_2 - \varphi_3]$$

Pomijając jako nieinteresujące składowe o częstotliwości podstawowej oraz trzeciej harmonicznej, pozostałe składowe (składowe intermodulacji) będą miały częstotliwości równe:

$$2f_1 - f_2, 2f_1 - f_3, 2f_2 - f_1, 2f_2 - f_3, 2f_3 - f_1, 2f_3 - f_2$$

$$f_1 + f_2 - f_3, f_1 + f_3 - f_2, -f_1 + f_2 + f_3 \text{ oraz } f_1 + f_2 + f_3$$

Pamiętając, że kolejność przebiegów wejściowych (i ich indeksy) może być dowolnie zmieniana, można ograniczyć dalsze rozważania tylko do składowych o częstotliwościach:

1) $f_{I_{3-1}} = 2f_1 - f_2$, a więc składowej

$$\frac{3}{4} a_3 U_1^2 U_2 \sin[(2\omega_1 - \omega_2)t + 2\varphi_1 - \varphi_2] \quad (6)$$

2) $f_{I_{3-2}} = f_1 + f_2 - f_3$, a więc składowej

$$\frac{3}{2} a_3 U_1 U_2 U_3 \sin[(\omega_1 + \omega_2 - \omega_3)t + \varphi_1 + \varphi_2 - \varphi_3] \quad (7)$$

3) $f_{I_{3-3}} = f_1 + f_2 + f_3$, a więc składowej

$$\frac{3}{2} a_3 U_1 U_2 U_3 \sin[(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)t + \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3] \quad (8)$$

Wymienione wyżej składowe nazywa się składowymi lub produktami intermodulacji trzeciego rzędu, ponieważ powstają one wskutek zależności trzeciego stopnia pomiędzy sygnałem wejściowym (w danym przypadku „ u ”) a wyjściowym (w danym przypadku „ i ”).

2.2. Częstotliwości składowych intermodulacji

Analizując powstawanie zakłóceń intermodulacyjnych, można w sposób ogólny określić częstotliwość dowolnej składowej intermodulacji rzędu „ k ” jako:

$$f_{Ik-i} = P_1 f_1 + P_2 f_2 + \dots + P_n f_n \quad (9)$$

gdzie indeks i — oznacza numer danej składowej intermodulacji rzędu k ,

P_1, P_2, \dots, P_n — dowolne liczby całkowite dodatnie lub ujemne,

f_1, f_2, \dots, f_n — częstotliwości sygnałów doprowadzonych do wejścia elementu nieliniarnego.

Rząd intermodulacji „ k ” jest przy tym określony przez zależność²⁾

$$k = p_1 + p_2 + \dots + p_n \quad (10)$$

gdzie: $p_1 = |P_1|$, $p_2 = |P_2|$... $p_n = |P_n|$.

W warunkach radiokomunikacji ruchomej elementy nieliniarne urządzeń (np. tranzystory lub lampy) są zawsze oddzielone od zacisków wyjściowych (w przypadku nadajnika) lub wejściowych (w przypadku odbiornika) przez jeden lub więcej obwodów rezonansowych, działających jako filtry eliminujące składowe o częstotliwościach odbiegających od częstotliwości sygnałów pożądaných. Wobec tego zakłócenia intermodulacyjne będą w praktyce występowały tylko wtedy, gdy wszystkie częstotliwości występujące w równaniu (9) będą miały zbliżone wartości. Ten warunek może być przedstawiony w następującej postaci matematycznej:

$$P_1 + P_2 + \dots + P_n = 1 \quad (11)$$

Jak łatwo jednak zauważyć, spełnienie warunku (11) jest możliwe tylko przez składowe intermodulacji rzędu nieparzystego (trzeciego, piątego itd.).

W dalszej części niniejszej pracy będą rozpatrywane tylko te składowe, których częstotliwości spełniają zależność (11). W celu zorientowania czytelnika, wszystkie częstotliwości sygnałów intermodulacyjnych trzeciego, piątego i siódmego rzędu, spełniające warunek (11), są wymienione w tabelicy 1, podanej na str. 11.

2.3. Amplitudy składowych intermodulacji

Wykorzystując poprzednio wprowadzone oznaczenia, amplitudę składowej intermodulacji rzędu k można przedstawić jako

$$I_{Ik-i} = c_i \cdot a_k \cdot U_1^{p_1} U_2^{p_2} \dots U_n^{p_n} \quad (12)$$

gdzie: c_i — stała, której wartość otrzymuje się wstawiając (2) do (1) i wykonując odpowiednie przekształcenia. Wartości c_i dla składowych intermodulacji trzeciego, piątego i siódmego rzędu są podane w tabl. 1.

Powyższa zależność przeważnie bywa stosowana w postaci logarytmicznej

$$20 \log I_{Ik-1} = 20 \log c_i a_k + 20 p_1 \log U_1 + 20 p_2 \log U_2 + \dots + 20 p_n \log U_n \quad (12a)$$

²⁾ Przy ścisłych rozważaniach należy uwzględnić, że wartość uzyskana na podstawie zależności (10) może być mniejsza o 2 lub całkowitą wielokrotność 2 od rzędu intermodulacji — patrz np. pierwsza składowa wymieniona w punkcie „a” przypadku, gdy element nieliniarny ma charakterystykę trzeciego stopnia. W warunkach praktycznych można jednak takie przypadki pominąć, ponieważ amplitudy odpowiednich składowych będą z reguły znacznie mniejsze od amplitud składowych o tych samych częstotliwościach, ale spełniających zależność (10), czyli od amplitud składowych niższych rzędów. Wartość współczynnika a_k jest bowiem z reguły znacznie mniejsza od wartości współczynnika a_{k-2} .

Należy zwrócić uwagę, że podobnie jak poprzednio symbole „ U ” oznaczają tu amplitudy odpowiednich składowych doprowadzonych do wejścia rozpatrywanego układu nieliniarnego, przy czym mogą to być zarówno amplitudy napięć, jak i amplitudy prądów. Symbol I_{Ik-i} oznacza natomiast amplitudę odpowiedniej składowej intermodulacji na wyjściu układu. Amplituda ta może być również zarówno amplitudą prądu, jak i amplitudą napięcia.

2.4. Modulacja składowych intermodulacji

Jeżeli sygnały wejściowe są modulowane, to — jak łatwo stwierdzić — każda z powstających składowych intermodulacji będzie zmodulowana równocześnie przez wszystkie sygnały pierwotne, wywołujące tę składową. W zasadzie, bez żadnych zmian „nałożą się na siebie” modulacje (amplitudy, częstotliwości lub fazy) tych wszystkich sygnałów pierwotnych, dla których odpowiadające im wartości „ p ”, określone na podstawie równania (9), będą równe jedności.

W przypadku gdy wartość „ p ” jest większa od jedności i odpowiadający jej sygnał pierwotny ma modulowaną fazę (co najczęściej ma miejsce w przypadku sygnałów radiokomunikacji ruchomej), głębokość modulacji (maksymalna zmiana kąta fazowego pod wpływem napięcia modulującego) będzie powiększona p razy. Można to zauważyć w przypadku wyżej omówionym, gdy element nieliniarny ma charakterystykę trzeciego stopnia i jeżeli założy się, że przesunięcia fazowe sygnałów pierwotnych φ_1 , φ_2 i φ_3 są zmienne odpowiednio do trzech różnych niezależnych sygnałów modulujących. W takim przypadku składowe określone przez równania (7) i (8) będą modulowane przez sumę wszystkich 3 sygnałów modulujących, ponieważ kąt fazowy jest równy sumie φ_1 , φ_2 i φ_3 ³⁾. Natomiast składowa określona przez równanie (6) będzie modulowana przez pierwszy sygnał modulujący z dwukrotnie większym kątem przesunięcia fazy (czynnik $2\varphi_1$) i przez drugi sygnał modulujący bez zmiany wartości kąta przesunięcia fazy.

Łatwo również udowodnić, że w przypadku gdy sygnał pierwotny ma modulowaną częstotliwość, dewiacja częstotliwości składowej intermodulacji, w stosunku do dewiacji odpowiedniego sygnału pierwotnego, będzie także powiększona p razy.

W przypadku gdy sygnał pierwotny ma modulowaną amplitudę, a odpowiadająca temu sygnałowi wartość $p > 1$, składowa intermodulacji będzie także miała większą głębokość modulacji amplitudowej, jednakże w tym przypadku wystąpią wyraźne zniekształcenia. Wynika to z porównania kształtu obwiedni amplitudowej modulacji sygnału pierwotnego

$$U = A(1 + m \sin \Omega t), \quad (13)$$

³⁾ W przypadku niezależnych sygnałów modulujących znaki minus i plus są sobie równoznaczne.

z obwiednią odpowiedniej składowej intermodulacji

$$I = U^p = A^p (1 + m \sin \Omega t)^p = A^p \left[1 + pm \sin \Omega t + \frac{1}{2} p(p-1) m^2 \sin^2 \Omega t + \dots \right] \quad (14)$$

gdzie: A — stała,
 m — wskaźnik głębokości modulacji sygnału pierwotnego,
 Ω — pulsacja pierwotnego sygnału modulującego.

2.5. Zestawienie podstawowych zależności, określających składowe intermodulacji trzeciego, piątego i siódmego rzędu

W tabelicy 1 zostały zestawione podstawowe zależności, określające wszystkie składowe intermodulacji trzeciego, piątego i siódmego rzędu, spełniające warunek (11).

2.6. Zjawisko intermodulacji w układach przemiany częstotliwości

Dotychczasowe rozważania obejmowały przypadki, w których na wejściu i wyjściu rozpatrywanego układu częstotliwość sygnału pożądanego była taka sama. W przypadku układu przemiany częstotliwości, do którego wejścia jest doprowadzony sygnał pożądaný wraz z innymi sygnałami o zbliżonych częstotliwościach, należy rozpatrzyć możliwość powstawania na jego wyjściu składowej intermodulacji o częstotliwości zbliżonej do częstotliwości wyjściowej sygnału pożądanego. W przypadku przemiany częstotliwości wykorzystuje się ogólnie jedną z trzech niżej wymienionych zależności⁴⁾:

$$f_s - f_0 = f_p \quad (17a)$$

$$f_0 - f_s = f_p \quad (17b)$$

$$f_0 - f_s = f_p \quad (17c)$$

gdzie: f_s — częstotliwość sygnału pożądanego przed przemianą,
 f_p — częstotliwość sygnału pożądanego po przemianie,
 f_0 — częstotliwość heterodiny.

Jak łatwo zauważyć, wymienione częstotliwości są odpowiednio równoznaczne częstotliwościom określonym przez (4) i (5).

Rozpatrując równania (4) i (5) można stwierdzić, że w przypadku układu przemiany częstotliwości z elementem o charakterystyce kwadratowej i przy

⁴⁾ Przemiana wykorzystująca harmoniczne częstotliwości heterodiny jest tu pominięta, ponieważ ze względu na różne swoje wady nie jest praktycznie stosowana w urządzeniach radiokomunikacji ruchomej.

Tabela 1

Częstotliwość	Amplituda ¹⁾	Głębokość modulacji ²⁾
Składowe intermodulacji trzeciego rzędu		
$2f_1 - f_2$	$\frac{3}{4} a_3 U_1^2 U_2$	$2m_1 + m_2$
$f_1 + f_2 - f_3$	$\frac{6}{4} a_3 U_1 U_2 U_3$	$m_1 + m_2 + m_3$
Składowe intermodulacji piątego rzędu		
$3f_1 - 2f_2$	$\frac{10}{16} a_5 U_1^3 U_2^2$	$3m_1 + 2m_2$
$3f_1 - f_2 - f_3$	$\frac{20}{16} a_5 U_1^3 U_2 U_3$	$3m_1 + m_2 + m_3$
$2f_1 + f_2 - 2f_3$	$\frac{30}{16} a_5 U_1^2 U_2 U_3^2$	$2m_1 + m_2 + 2m_3$
$2f_1 + f_2 - f_3 - f_4$	$\frac{60}{16} a_5 U_1^2 U_2 U_3 U_4$	$2m_1 + m_2 + m_3 + m_4$
$f_1 + f_2 + f_3 - 2f_4$	$\frac{60}{16} a_5 U_1 U_2 U_3 U_4^2$	$m_1 + m_2 + m_3 + 2m_4$
$f_1 + f_2 + f_3 - f_4 - f_5$	$\frac{120}{16} a_5 U_1 U_2 U_3 U_4 U_5$	$m_1 + m_2 + m_3 + m_4 + m_5$
Składowe intermodulacji siódmego rzędu		
$4f_1 - 3f_2$	$\frac{35}{64} a_7 U_1^4 U_2^3$	$4m_1 + 3m_2$
$4f_1 - 2f_2 - f_3$	$\frac{105}{64} a_7 U_1^4 U_2^2 U_3$	$4m_1 + 2m_2 + m_3$
$3f_1 + f_2 - 3f_3$	$\frac{140}{64} a_7 U_1^3 U_2 U_3^3$	$3m_1 + m_2 + 3m_3$
$2f_1 + 2f_2 - 3f_3$	$\frac{210}{64} a_7 U_1^2 U_2^2 U_3^3$	$2m_1 + 2m_2 + 3m_3$
$4f_1 - f_2 - f_3 - f_4$	$\frac{210}{64} a_7 U_1^4 U_2 U_3 U_4$	$4m_1 + m_2 + m_3 + m_4$
$3f_1 + f_2 - 2f_3 - f_4$	$\frac{420}{64} a_7 U_1^3 U_2 U_3^2 U_4$	$3m_1 + m_2 + 2m_3 + m_4$

Tablica 1 (cd.)

Częstotliwość	Amplituda ¹⁾	Głębokość modulacji ²⁾
$2f_1+f_2+f_3-3f_4$	$\frac{420}{64} a_7 U_1^3 U_2 U_3 U_4^3$	$2m_1+m_2+m_3+3m_4$
$2f_1+2f_2-2f_3-f_4$	$\frac{630}{64} a_7 U_1^2 U_2^2 U_3^2 U_4$	$2m_1+2m_2+2m_3+m_4$
$3f_1+f_2-f_3-f_4-f_5$	$\frac{840}{64} a_7 U_1^3 U_2 U_3 U_4 U_5$	$3m_1+m_2+m_3+m_4+m_5$
$2f_1+2f_2-f_3-f_4-f_5$	$\frac{1260}{64} a_7 U_1^2 U_2^2 U_3 U_4 U_5$	$2m_1+2m_2+m_3+m_4+m_5$
$2f_1+f_2+f_3-2f_4-f_5$	$\frac{1260}{64} a_7 U_1^2 U_2 U_3 U_4^2 U_5$	$2m_1+m_2+m_3+2m_4+m_5$
$f_1+f_2+f_3+f_4-3f_5$	$\frac{840}{64} a_7 U_1 U_2 U_3 U_4 U_5^3$	$m_1+m_2+m_3+m_4+3m_5$
$2f_1+f_2+f_3-f_4-f_5-f_6$	$\frac{2520}{64} a_7 U_1^2 U_2 U_3 U_4 U_5 U_6$	$2m_1+m_2+m_3+m_4+m_5+m_6$
$f_1+f_2+f_3+f_4-2f_5-f_6$	$\frac{2520}{64} a_7 U_1 U_2 U_3 U_4 U_5^2 U_6$	$m_1+m_2+m_3+m_4+2m_5+m_6$
$f_1+f_2+f_3+f_4-f_5-f_6-f_7$	$\frac{5040}{64} a_7 U_1 U_2 U_3 U_4 U_5 U_6 U_7$	$m_1+m_2+m_3+m_4+m_5+m_6+m_7$

Uwagi:

- 1) Zgodnie z uwagą 1 do wzoru (10), podano tu zależności określające amplitudy poszczególnych składowych intermodulacji, z pominięciem wpływu krzywizny charakterystyki wyższych stopni niż rozpatrywany. Oznacza to, że amplitudy składowych intermodulacji trzeciego rzędu zostały określone przy założeniu $a_5 = a_7 = a_9 = \dots = 0$, a amplitudy składowych intermodulacji piątego rzędu przy założeniu $a_7 = a_9 = \dots = 0$. W ten sposób uzyskano znaczne uproszczenie uzasadnione w praktyce, ponieważ zwykle

$$a_5 \gg a_7 \gg a_9 \gg a_7 \gg a_9 \text{ itd.}$$

Dla dokładniejszych rozważań, z uwzględnieniem krzywizny do siódmego stopnia włącznie, w przypadku tylko dwóch napięć pierwotnych, wywołujących powstawanie składowych intermodulacji, można przyjmować amplitudę składowej trzeciego rzędu o częstotliwości $2f_1-f_2$ równą:

$$\frac{1}{4} U_1^2 U_2 \left[3a_3 + 5a_5 \left(U_1^2 + \frac{3}{2} U_2^2 \right) + \frac{105}{4} a_7 \left(\frac{1}{4} U_1^4 + \frac{1}{2} U_2^4 + U_1^2 U_2^2 \right) \right] \quad (15)$$

natomiast amplitudę składowej intermodulacji piątego rzędu o częstotliwości $3f_1-2f_2$ równą:

$$\frac{5}{8} U_1^3 U_2^2 \left[a_5 + \frac{2}{3} a_7 \left(\frac{3}{4} U_1^2 + U_2^2 \right) \right] \quad (16)$$

- 2) Kolumna zatytułowana „Głębokość modulacji” została wypełniona w sposób symboliczny. Symbole m_1, m_2, \dots, m_7 oznaczają głębokości modulacji odpowiednich sygnałów pierwotnych, przy czym mogą one oznaczać zarówno modulację fazy, modulację częstotliwości, jak i modulację amplitudy. Symbole „+” oznaczają, że dana składowa intermodulacji będzie równocześnie modulowana przez dwa lub więcej przebiegów modulujących sygnały pierwotne. Symbole $2m, 3m$ i $4m$ oznaczają odpowiednio powiększone głębokości modulacji, zgodnie z treścią rozdz. 2.4.

stałej amplitudzie napięcia heterodyny (np. U_2) proces przemiany zachodzi w sposób linearny, tzn. zmiany amplitudy sygnału na wyjściu układu są ściśle proporcjonalne do zmian amplitudy sygnału na wejściu układu.

W podobny sposób można udowodnić, że w przypadku elementu o charakterystyce czwartego stopnia powstaną składowe intermodulacji o częstotliwościach

$$(2f_1-f_2)-f_0; (f_1+f_2-f_3)-f_0; (f_1+f_2+f_3)-f_0 \quad (18)$$

albo

$$f_0-(2f_1-f_2); f_0-(f_1+f_2-f_3); f_0-(f_1+f_2+f_3) \quad (19)$$

lub też

$$f_0+(2f_1+f_2); f_0+(f_1+f_2-f_3); f_0+(f_1+f_2+f_3) \quad (20)$$

przy czym przy stałym poziomie napięcia heterodyny amplitudy tych składowych będą proporcjonalne do iloczynu $U_1^2 \cdot U_2$ bądź też $U_1 \cdot U_2 \cdot U_3$. Otrzymane składowe odpowiadają składowym intermodulacji trzeciego rzędu (równania 6 ... 8), o częstotliwościach zmienionych w taki sam sposób, jak częstotliwość sygnału pożądanego.

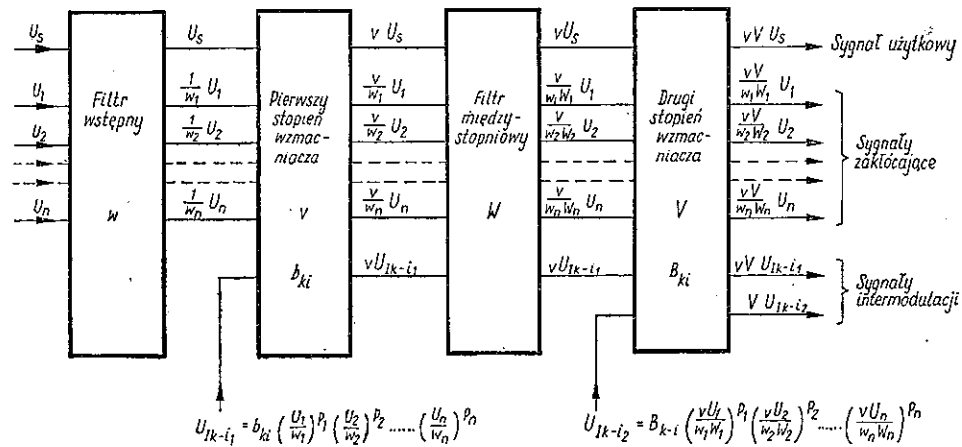
Uogólniając powyższe uwagi można przyjąć, że w układach przemiany częstotliwości mogą powstawać składowe intermodulacji, analogicznie jak i we wzmacniaczach, przy czym można się tu posługiwać tymi samymi zależnościami określającymi: częstotliwości poszczególnych składowych, ich amplitudy (z uwzględnieniem odpowiedniej stałej proporcjonalności) i ich obwiednie modulacji. Należy przy tym pamiętać, iż wszystkie składowe na wyjściu układu przemiany będą miały częstotliwości zmienione w taki sam sposób, jak częstotliwość sygnału pożądanego.

Warto również zwrócić uwagę, że w układzie przemiany częstotliwości może także powstawać wiele różnych innych składowych. W przypadku na przykład przemiany sygnału pożądanego $f_s-f_0=f_p$ mogą powstawać składowe o częstotliwościach zbliżonych do f_p , jak np.: f_0-f_1 (przemiana częstotliwości „lustrzanej”), $2f_1-2f_0$, $3f_1-3f_0$ i wiele innych. Analiza powstawania tych ostatnich składowych i sposoby tłumienia odpowiednich zakłóceń stanowią bardzo obszerny temat odbioru sygnałów o częstotliwościach niepożądanych w odbiornikach z przemianą częstotliwości. Temat ten wybiega jednak poza ramy niniejszej pracy i nie będzie tu rozpatrywany.

2.7. Powstawanie składowych intermodulacji w układach połączonych kaskadowo

W urządzeniach radiokomunikacji ruchomej, a szczególnie w odbiornikach, składowe intermodulacji mogą powstawać równocześnie w kilku elementach (układach) połączonych kaskadowo. W takich przypadkach przeważnie przed każdym elementem nieliniarnym (np. wzmacniaczem) jest włączany filtr, który przepuszcza sygnał pożądaną, a tłumii inne sygnały w zależności od ich częstotliwości.

Jako przykład ogólny można tu rozpatrzyć dwustopniowy wzmacniacz, o wzmocnieniu pierwszego stopnia równym „ v ” i drugiego stopnia „ V ”. Dla uproszczenia przyjmijmy, że tłumienie wstępnego filtra wzmacniacza „ w ” dla sygnału pożądanego o amplitudzie U_s jest równe jedności. Natomiast, dla sygnałów o amplitudach $U_1, U_2 \dots U_n$ wartości tłumienia tego filtra są równe odpowiednio: $w_1, w_2 \dots w_n$. Podobnie drugi filtr „ W ”, włączony pomiędzy obu stopniami wzmacniacza, ma również tłumienie równe jedności dla sygnału pożądanego i odpowiednio tłumienia $W_1, W_2, \dots W_n$ dla pozostałych sygnałów wejściowych wzmacniacza. Przedstawiając składowe intermodulacji (powstające w poszczególnych stopniach) jako napięcia zewnętrzne doprowadzone do tych stopni (w których one powstają), można przedstawić rozkład napięć w rozpatrywanym wzmacniaczu jak na rys. 1.



Rys. 1. Rozkład napięć we wzmacniaczu dwustopniowym

Uwaga. W celu łatwiejszej orientacji zaznaczono oddzielnie drogę każdego z rozpatrywanych sygnałów

Zgodnie z poprzednimi rozważaniami napięcie składowej intermodulacji „ i ” rzędu „ k ” na wejściu pierwszego wzmacniacza będzie równe

$$U_{Ik-i1} = b_{k-i} \left(\frac{U_1}{w_1}\right)^{p_1} \left(\frac{U_2}{w_2}\right)^{p_2} \dots \left(\frac{U_n}{w_n}\right)^{p_n} \quad (21)$$

Natomiast napięcie analogicznej składowej intermodulacji (o tej samej częstotliwości), powstające w drugim stopniu wzmacniacza, będzie równe

$$U_{Ik-i2} = B_{k-i} \left(\frac{vU_1}{w_1 W_1}\right)^{p_1} \left(\frac{vU_2}{w_2 W_2}\right)^{p_2} \dots \left(\frac{vU_n}{w_n W_n}\right)^{p_n} \quad (22)$$

Stosunek amplitudy sygnału pożądanego na wyjściu wzmacniacza U_{s-wy} do sumy amplitud rozpatrywanej składowej intermodulacji również na wyjściu wzmacniacza U_{Ik-iwy} będzie równy

$$\begin{aligned} \frac{U_{s-wy}}{U_{Ik-iwy}} &= \frac{vV U_s}{vV U_{Ik-i1} + V U_{Ik-i2}} = \\ &= \frac{U_s}{U_{Ik-i1}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{B_{k-i}}{b_{k-i}} \frac{1}{v} \left(\frac{v}{W_1}\right)^{p_1} \left(\frac{v}{W_2}\right)^{p_2} \dots \left(\frac{v}{W_n}\right)^{p_n}} \end{aligned} \quad (23)$$

Założono przy tym najbardziej niekorzystny przypadek, tj. gdy napięcia tych samych składowych intermodulacji, powstających w obu stopniach, mają na wyjściu tę samą fazę i dodają się arytmetycznie.

W ostatnim wyrażeniu drugi ułamek określa wpływ drugiego stopnia wzmacniającego na wynikowy stosunek napięcia sygnału do napięcia wypadkowej składowej intermodulacji. Jak łatwo zauważyć, w przypadku gdy

$$\frac{B_{k-i}}{b_{k-i}} \frac{1}{v} \left(\frac{v}{W_1}\right)^{p_1} \left(\frac{v}{W_2}\right)^{p_2} \dots \left(\frac{v}{W_n}\right)^{p_n} \ll 1 \quad (24)$$

na wyjściu wzmacniacza będzie przeważała składowa intermodulacji, powstająca w pierwszym stopniu tego wzmacniacza. W takim przypadku wprowadzenie lepszego filtra pomiędzy obu stopniami wzmacniacza (tzn. filtra o większych tłumieniach $W_1, W_2 \dots W_k$) lub zastosowanie innego sposobu zmniejszenia amplitudy składowej intermodulacji, powstającej w drugim stopniu wzmacniacza (zmniejszenie wartości B_{k-i}), nie jest uzasadnione, gdyż nie spowoduje zauważalnej zmiany wypadkowej składowej intermodulacji na wyjściu wzmacniacza.

Ponieważ w praktyce przeważnie

$$\frac{B_{k-i}}{b_{k-i}} \cdot \frac{1}{v} < 1 \quad (25)$$

to dla obliczeń orientacyjnych można przyjmować, że składowa intermodulacji będzie powstawała w pierwszym stopniu wzmacniacza, gdy

$$\left(\frac{v}{W_1}\right)^{p_1} \left(\frac{v}{W_2}\right)^{p_2} \dots \left(\frac{v}{W_n}\right)^{p_n} = \frac{v^k}{W_1^{p_1} W_2^{p_2} \dots W_n^{p_n}} < 1 \quad (26)$$

a więc gdy wzmocnienie pierwszego stopnia wzmacniacza będzie mniejsze od tłumienia filtra włączonego za tym wzmacniaczem dla każdego z odpowiednich napięć, powodujących powstawanie rozpatrywanej składowej intermodulacji. Na tej podstawie przy rozważaniach uproszczonych często przyjmuje się, iż

dowolna interesująca nas składowa intermodulacji powstaje tylko w tym stopniu nieliniarnym danego układu, na wejściu którego są największe amplitudy napięć powodujących powstawanie tej składowej.

Korzystając z zależności (23), można jeszcze określić wpływ zmiany odstępów pomiędzy częstotliwościami sygnałów zakłócających (albo wpływ zmian charakterystyk zastosowanych filtrów) na dopuszczalny stosunek sygnałów zakłócających do sygnału użytecznego na wejściu rozpatrywanego wzmacniacza przy założeniu, że stosunek składowej intermodulacji do sygnału użytecznego na wyjściu tego wzmacniacza nie przekracza pewnej ustalonej wartości stałej

$\frac{U_{Ik-1wy}}{U_{Swy}} = \text{const.}$ W celu określenia tego wpływu w prostej postaci, przydatnej do praktycznego zastosowania, można założyć, że wszystkie sygnały zakłócające, doprowadzane do wejścia wzmacniacza, mają równe amplitudy ($U_1 = U_2 = \dots = U_n$), oraz że w przypadku doprowadzenia do wejścia wzmacniacza sygnałów zakłócających o częstotliwościach bardzo bliskich do częstotliwości sygnału użytecznego i o napięciach $U_{10} = U_{20} = U_{n0}$ tłumienia filtrów są pomijalne ($w_{10} = w_{20} = w_{n0} = 0$ oraz $W_{10} = W_{20} = \dots = W_{n0} = 0$), wówczas:

$$\frac{U_1}{U_S} = y \sqrt[k]{\frac{w_1^{p_1} w_2^{p_2} \dots w_n^{p_n}}{1 + \frac{B_{k-1}}{b_{k-1}} \frac{1}{v} \left(\frac{v}{W_1}\right)^{p_1} \left(\frac{v}{W_2}\right)^{p_2} \dots \left(\frac{v}{W_n}\right)^{p_n}}} \quad (27)$$

gdzie:

$$y = \frac{U_{10}}{U_S} \sqrt[k]{1 + \frac{B_{k-1}}{b_{k-1}} v^{k-1}} \quad (27a)$$

Z podanych zależności wynika, że zależnie od częstotliwości sygnałów zakłócających, na wyjściu rozpatrywanego wzmacniacza może dominować składowa intermodulacji powstająca w drugim lub pierwszym stopniu tego wzmacniacza. Szersze omówienie tego zjawiska jest przedstawione dalej w rozdz. 3.1.

3. ZAKŁÓCENIA INTERMODULACYJNE W ODBIORNIKU

3.1. Zależności podstawowe

Podstawową cechą odbiornika radiokomunikacji ruchomej powinna być duża selektywność, czyli zdolność prawidłowego odbioru bardzo słabego sygnału pożądanego, przy równoczesnej obecności jednego lub więcej silnych sygnałów zakłócających o częstotliwościach zbliżonych do częstotliwości sygnału pożądanego. Uzyskanie dużej selektywności wymaga zastosowania znacznej liczby

filtrów o wąskim pasmie przenoszenia i bardzo stromych zboczach, czyli o wypadkowej charakterystyce zbliżonej do prostokąta. Ze względów konstrukcyjnych (stabilność charakterystyki i wymagane dobroć obwodów) jest najwygodniej, aby częstotliwość środkowa wspomnianych filtrów była stosunkowo nieduża, rzędu 0,5 MHz.

Zastosowanie filtrów o tak małej częstotliwości środkowej jest związane z przyjęciem zasady odbioru superheterodynowego. Ze względu na wymagane duże tłumienie sygnałów o częstotliwościach lustrzanych jest tu konieczne wprowadzenie dwu lub czasem nawet trzykrotnego obniżenia częstotliwości odbieranych sygnałów za pośrednictwem odpowiednich mieszaczy oddzielonych filtrami pomocniczych częstotliwości pośrednich (których główną rolą jest tłumienie dodatkowych częstotliwości lustrzanych). Wzmocnienie wszystkich stopni odbiornika, przez które przechodzą sygnały przed doprowadzeniem ich do podstawowego filtru dostrojonego do najniższej częstotliwości pośredniej (jak już wspomniano rzędu 0,5 MHz), powinno być możliwie małe, aby sygnały zakłócające o dużych amplitudach i częstotliwościach, zbliżonych do częstotliwości sygnału pożądanego, nie wpływały na przenoszenie słabych sygnałów poświadanych. Równocześnie, ze względu na wymaganą dużą czułość odbiornika, wzmocnienia wstępnych jego stopni nie mogą być zbyt małe (muszą być wyraźnie większe od jedności), aby skutek wpływu szumów dalszych stopni wypadkowy współczynnik szumu odbiornika nie był znacznie pogorszony w stosunku do współczynnika szumu pierwszego stopnia tego odbiornika⁵⁾.

Większość obecnie stosowanych odbiorników radiokomunikacji ruchomej była konstruowana zgodnie z wyżej przedstawionym sposobem rozumowania i dlatego dalsze rozważania zakłóceń intermodulacyjnych, powstających w odbiorniku, mogą być prowadzone na podstawie analizy schematu blokowego, typowego dla takich odbiorników i przedstawionego na rys. 2. Na tym rysunku zaznaczono strzałkami wszystkie stopnie, w których (ze względu na zjawisko intermodulacji) mogą powstawać składowe zakłócające.

Zakładając, że występujące w równaniu (1) współczynniki określające nieliniarność charakterystyki dla każdego zaznaczonego stopnia odbiornika mają wartość tego samego rzędu, można stwierdzić, iż składowe intermodulacji będą powstawały w zasadzie tylko w tych stopniach, do których zostały doprowadzone największe wartości napięć pierwotnych sygnałów zakłócających⁶⁾. W roz-

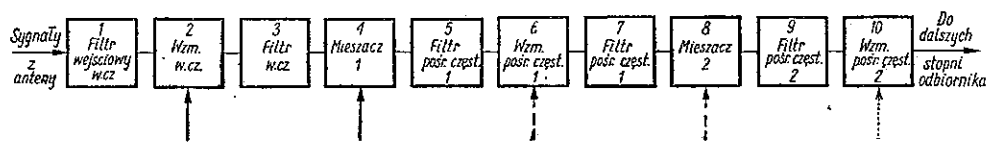
⁵⁾ Jak wiadomo, wypadkowy współczynnik szumu odbiornika jest równy [3]

$$F_w = F_1 + \frac{F_2^{-1}}{V'_1} + \frac{F_3^{-1}}{V'_1 V'_2} + \dots$$

gdzie: F_1 — współczynnik szumu pierwszego stopnia odbiornika,
 F_2, F_3, \dots — współczynniki szumu odpowiednio drugiego i dalszych stopni odbiornika,
 V'_1, V'_2, \dots — wzmocnienia mocy odpowiednio pierwszego, drugiego i dalszych stopni odbiornika.

⁶⁾ Patrz wyżej rozdział 2.7.

patrywanym odbiorniku sygnały zakłócające o częstotliwościach bardzo zbliżonych do częstotliwości sygnału pożądanego są tłumione dopiero przez filtr 9, włączony za drugim mieszaczem, i wobec tego największe ich poziomy wystąpią na wejściu drugiego mieszacza, oznaczonego numerem 8.



Rys. 2. Schemat blokowy wstępnych stopni typowego odbiornika radiokomunikacji ruchomej

Ponieważ zgodnie z treścią rozdz. 2.6. można przyjąć, że składowe intermodulacji powstające w układach przemiany częstotliwości ulegają takiej samej przemianie częstotliwości jak i sygnał pożądaný (z punktu widzenia zjawiska intermodulacji), można rozpatrywać ten mieszacz w taki sam sposób, jak i układ nie zmieniający częstotliwości. Jeżeli amplitudy sygnałów niepożądanych doprowadzonych do wejścia mieszacza 8 będą wystarczająco duże, a ich częstotliwości takie, że częstotliwość odpowiedniej składowej intermodulacji będzie równa lub prawie równa częstotliwości sygnału pożądanego, to wytworzona składowa nie będzie mogła być stłumiona przez żaden z dalszych filtrów odbiornika i będzie doprowadzona do wyjścia tego odbiornika jako sygnał zakłócający. Zakłócenie nie będzie przy tym ulegać zmianie, jeśli nie będzie się zmieniać amplituda odpowiedniej składowej intermodulacji. Biorąc na przykład pod uwagę składową określoną przez równanie (6) oznacza to, iż zakłócenia nie będą ulegały zmianie, jeżeli:

$$U_1^2 \cdot U_2 = \text{const.}$$

Zakładając, że we wszystkich stopniach poprzedzających rozpatrywany mieszacz nie występuje zjawisko intermodulacji, zakłada się tym samym, że wszystkie te stopnie pracują linearnie. Na tej podstawie można ułożyć podobne równanie dla napięć sygnałów doprowadzonych do wejścia rozpatrywanego odbiornika. Wyrażając te napięcia w postaci logarytmicznej, otrzyma się znaną zależność:

$$2E_1(\text{dB}) + E_2(\text{dB}) = C(\text{dB}) \quad (28)$$

gdzie:

- E_1 — poziom doprowadzonego do wejścia odbiornika sygnału o częstotliwości f_1 , wyrażony w dB,
- E_2 — poziom doprowadzonego do wejścia odbiornika sygnału o częstotliwości f_2 , wyrażony w dB,
- C — stała.

Równanie (28) będzie również słuszne, jeżeli rozpatrywana składowa intermodulacji będzie powstawała nie w mieszaczu, a w dowolnym innym stopniu

odbiornika (np. w jednym ze wzmacniaczy poprzedzających ten mieszacz). Dlatego też stosuje się je do całego odbiornika, a więc również w przypadkach, gdy nie jest znany stopień tego odbiornika, w którym powstaje rozpatrywana składowa intermodulacji.

Korzystając z zależności (12) można uogólnić równanie (28) dla każdej składowej intermodulacji rzędu „ k ”, otrzymując

$$p_1 E_1(\text{dB}) + p_2 E_2(\text{dB}) + \dots + p_n E_n(\text{dB}) = C_{k-i}(\text{dB}) \quad (29)$$

gdzie:

- p_1, p_2, \dots, p_n — są określone przy równaniu (9),
- E_1, E_2, \dots, E_n — poziomy sygnałów o częstotliwościach odpowiednio f_1, f_2, \dots, f_n , występujące na wejściu rozpatrywanego odbiornika i wyrażone w dB,
- C_{k-i} — stała dla danej składowej intermodulacji i określonego stopnia zakłóceń występujących na wyjściu odbiornika, wyrażona w dB.

Zależność (29) ma duże znaczenie praktyczne. Pozwala ona bowiem na podstawie jednego pomiaru (przy ustalonych kryteriach wpływu zakłóceń intermodulacyjnych na wyjściu odbiornika, a więc np. w przypadku, gdy zakłócenia intermodulacyjne są zaledwie zauważalne) określić wszystkie inne poziomy sygnałów (o tych samych częstotliwościach), doprowadzonych do wejścia odbiornika i wywołujących takie samo zakłócenie. Przykładem ilustrującym powyższą zależność może być pomierzona charakterystyka odbiornika, która jest przedstawiona na rys. 3 (krzywa „a”). Charakterystyka ta określa odporność odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu, powstające zgodnie z zależnością (6), a więc odpowiada ona zależności (28). Jak widać, istnieje stosunkowo znaczny zakres zmienności poziomów sygnałów wywołujących zakłócenie intermodulacyjne, w którym suma $2E_1 + E_2$ ma stałą wartość równą około 152 dB. Na obu krańcach charakterystyki występują typowe przegięcia (krzywa oddala się od osi), odpowiadające pewnemu zwiększeniu się wartości sumy $2E_1 + E_2$. Te odchylenia pojawiają się wówczas, gdy jeden z sygnałów wywołujących składową intermodulacji jest na tyle duży, że następuje przesterowanie i spadek wzmocnienia jednego ze stopni poprzedzających stopień, w którym powstaje składowa intermodulacji. Dalsze powiększenie poziomu silniejszego sygnału (odpowiednio E_1 lub E_2 zależnie od krańca charakterystyki) jest związane z powstaniem zakłóceń powodowanych tylko przez ten jeden sygnał, a więc zakłóceń innych niż zakłócenie intermodulacyjne.

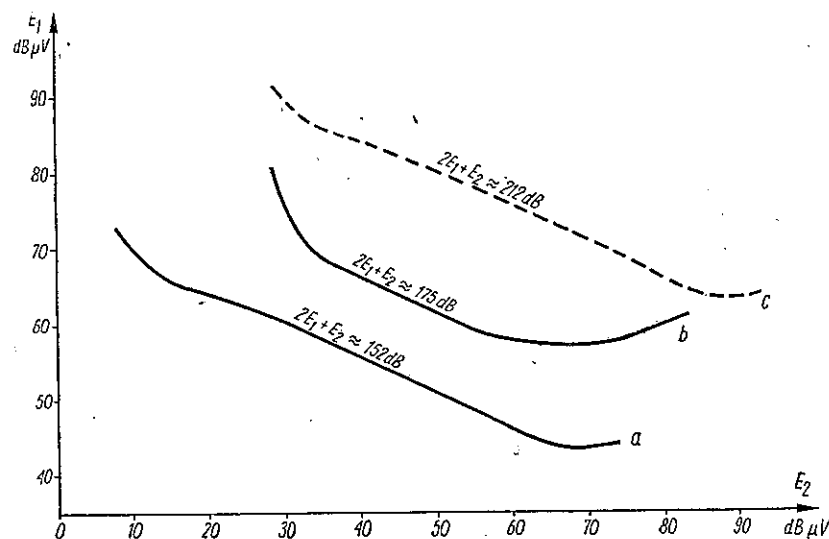
Charakterystyki podobne do przedstawionej na rys. 3 mogą być określone dla dowolnej składowej intermodulacji, przy czym w przypadku, gdy liczba zmiennych jest większa od 2, pozostałe zmienne mogą być już traktowane jako parametry. Wskutek tego to samo zakłócenie może być określone przez całą rodzinę krzywych.

Mając daną wartość C_{k-i} określającą, zgodnie z zależnością (29), poziomy sygnałów wywołujących pewne określone zakłócenie (np. ledwo zauważalne), można spróbować określić, jak będzie zachowywał się dany odbiornik, jeżeli poziomy wszystkich sygnałów doprowadzonych do jego wejścia zostaną powiększone, a więc gdy wartość C_{k-i} wzrośnie na przykład do tego stopnia, że odbiór sygnału pożądanego stanie się zupełnie niemożliwy. W takim przypadku, chcąc zmniejszyć zakłócenia na wyjściu odbiornika, trzeba odpowiednio powiększyć poziom sygnału pożądanego na wejściu tego odbiornika. Zakładając, że wzmocnienie wstępnych stopni odbiornika ma wartość stałą oraz uwzględniając, iż w celu zachowania stałego stosunku sygnału do zakłóceń na wyjściu odbiornika poziom sygnału pożądanego powinien wzrosnąć tak samo jak poziom zakłócającej składowej intermodulacji (a więc tyle, ile wzrosła wartość C_{k-i}), otrzymuje się:

$$q_s = p_1 q_1 + p_2 q_2 + \dots + p_n q_n \quad (30)$$

gdzie:

- q_s — wymagany wzrost poziomu sygnału użytecznego na wejściu odbiornika, wyrażony w dB,
 q_1, q_2, \dots, q_n — wzrost poziomów sygnałów o częstotliwościach odpowiednio f_1, f_2, \dots, f_n na wejściu odbiornika, wyrażony w dB.



Rys. 3. Odporność odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu ($2f_1 - f_2$), dla różnych poziomów sygnałów zakłócających

- a — zakłócenia zaledwie zauważalne, przy poziomie sygnału użytecznego odpowiadającym czułości odbiornika,
 b — zakłócenia zaledwie zauważalne, przy poziomie sygnału użytecznego większym o 20 dB od poziomu czułości odbiornika; odbiornik bez układu ARW
 c — zakłócenia zaledwie zauważalne, przy poziomie sygnału użytecznego większym o 20 dB od poziomu czułości odbiornika; odbiornik bez układu ARW z tłumikiem 20 dB na wejściu lub odbiornik z idealnym układem ARW

Jeśli $q_1 = q_2 = q_n$, to znaczy, gdy poziomy wszystkich sygnałów zakłócających wzrastają jednakowo

$$q_s = k q_1 \quad (31)$$

gdzie: k — rząd danej składowej intermodulacji zgodnie z określeniem (10).

Podane zależności wskazują, że chcąc utrzymać stały stosunek sygnału użytecznego do zakłóceń na wyjściu odbiornika, przy wzroście poziomów sygnałów pierwotnych wywołujących zakłócenie intermodulacyjne trzeba powiększyć w znacznie większym stopniu poziom użytecznego sygnału wejściowego. Innymi słowy, przy stałym stosunku napięcia użytecznego do napięć zakłócających na wejściu odbiornika zakłócenia występujące na jego wyjściu mogą się zmieniać i będą zależne od bezwzględnych wartości poziomów tych sygnałów. Im bowiem większe będą bezwzględne wartości tych poziomów, tym większe będzie zakłócenie intermodulacyjne na wyjściu odbiornika. Dowodem powyższego może być krzywa „b” na rys. 3. Stanowi ona wynik pomiaru tego samego odbiornika dla którego zmierzono charakterystykę „a”, ale przy powiększeniu poziomu sygnału użytecznego o 20 dB. Dla obu krzywych częstotliwości sygnałów, doprowadzonych do wejścia odbiornika, były odpowiednio równe sobie i dla obu krzywych przyjęto to samo kryterium obecności zakłóceń na wyjściu odbiornika (wartość SINAD⁷⁾ równa 17 dB).

Zgodnie z zależnością (30) lub (31) i w przypadku zakłócenia intermodulacyjnego trzeciego rzędu ($p_1 = 2; p_2 = 1; k = 3$) — przy powiększeniu poziomu sygnału użytecznego o 20 dB — efekt zakłóceń nie powinien ulec zmianie, jeżeli poziomy obu sygnałów wywołujących zakłócenie zostaną równocześnie powiększone zaledwie o $\frac{20}{3}$ dB. W rzeczywistości jednak, jak wykazuje porów-

nianie krzywych „a” i „b”, suma poziomów $2E_1 + E_2$ wzrosła nieco więcej niż o 20 dB. Ta różnica praktycznie pomijalna wynika stąd, że chociaż dla obu krzywych wartość SINAD była taka sama, to jednak przy pomiarze krzywej „a” sygnał pożądaný na wyjściu odbiornika był zakłócony nie tylko przez składową intermodulacji, ale i przez szum (pomiar wykonywano przy poziomie czułości odbiornika, a więc przy obecności szumu). W przypadku pomiaru krzywej „b” moc szumu na wyjściu odbiornika była do pominięcia (około sto razy mniejsza) i wobec tego moc składowej zakłóceń była w rzeczywistości większa niż dla krzywej „a”.

Zakrzywienia krańców krzywej „b” zaczynają się wcześniej i są znacznie bardziej wyraźne niż zakrzywienia krzywej „a”. Jest to spowodowane większymi poziomami sygnałów pomiarowych, które szybciej przesterowują wstępne stopnie odbiornika (początki zakrzywień pojawiają się przy tych samych wartościach poziomów odpowiednich sygnałów). Występujący przy tym pomiarze zapas

⁷⁾ Patrz dalej rozdz. 3.3.

wzmocnienia odbiornika zapewnia przy tym jego pracę nawet przy wyraźnych przesterowaniach. Powoduje to powiększenie długości obu końców łuków krzywej „b”.

Można łatwo zauważyć, że w przypadku gdy poziom sygnału użytecznego jest dostatecznie duży, to zakłócenia intermodulacyjne mogą być znacznie zmniejszone lub wyeliminowane przez wtrącenie pomiędzy źródło wszystkich sygnałów (antena) a dany odbiornik zwykłego tłumika oporowego. Dlatego jest pożądane, aby wzmocnienie odbiornika było możliwie jak najmniejsze przy danych warunkach odbioru sygnału pożądanego i dlatego w odbiornikach modulacji częstotliwościowej radiokomunikacji ruchomej jest celowe zastosowanie układu automatycznej regulacji wzmocnienia — ARW⁸⁾. Na przykład gdyby badany odbiornik (nie posiadający układu ARW) został wyposażony w taki układ o idealnym działaniu, to przy tym samym poziomie sygnału użytecznego jak przy pomiarze krzywej „b” można by uzyskać znacznie lepszą jego charakterystykę, określoną przez krzywą „c”.

Powiększanie w jednakowy sposób odstępów pomiędzy częstotliwością sygnału pożądanego a częstotliwościami pierwotnymi sygnałów, wywołujących zakłócenia intermodulacyjne, nie zmienia częstotliwości składowej intermodulacji⁹⁾. W przypadku jednak określonego odbiornika wspomniane powiększanie zmniejsza na ogół zakłócenia na jego wyjściu ze względu na większe tłumienie pierwotnych sygnałów zakłócających przez poszczególne filtry odbiornika włączone przed stopniem, w którym powstaje odpowiednia składowa intermodulacja. Jeżeli częstotliwości sygnałów wywołujących zakłócenia intermodulacyjne znajdują się na zboczu filtru o L obwodach, to zgodnie z teorią filtrów [3], przy dwukrotnym powiększeniu odstępów pomiędzy częstotliwościami, amplituda każdego z sygnałów wywołujących zakłócenie zmaleje o $6L$ (dB). Tym samym amplituda składowej intermodulacji rzędu „k” zmaleje o

$$6Lk \text{ (dB)} \quad (32)$$

Jeśli w odbiorniku byłyby tylko jeden stopień wytwarzający składowe intermodulacji, to wówczas przy powiększeniu odstępów pomiędzy częstotliwościami sygnałów pierwotnych trzeba by było równocześnie powiększać poziom każdego z sygnałów pierwotnych wywołujących zakłócenie o

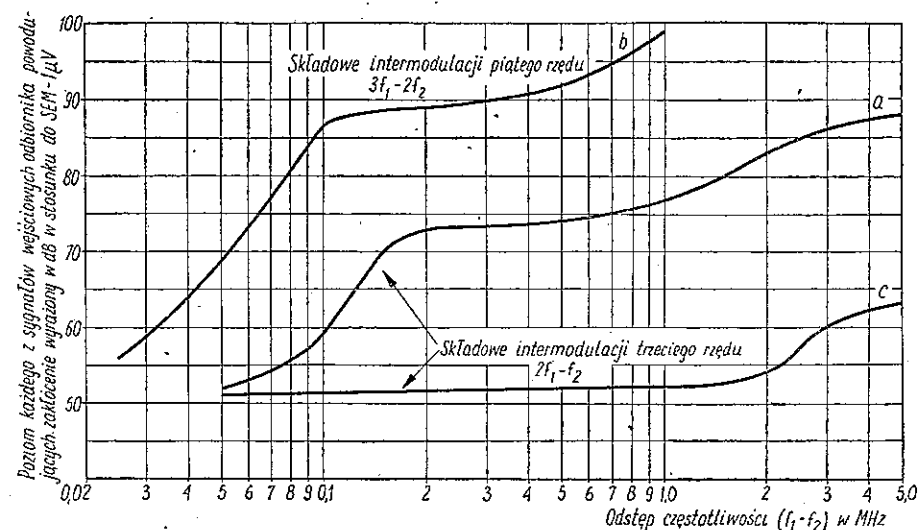
$$6L \text{ (dB/oktawa)} \quad (33)$$

aby efekt zakłócenia intermodulacyjnego pozostał nie zmieniony.

⁸⁾ Aby układ nie wprowadzał dodatkowych zakłóceń intermodulacyjnych, stopniem regulowanym jest na ogół tylko pierwszy stopień odbiornika, odpowiednio starannie zaprojektowany.

⁹⁾ Patrz dalej punkt 6.

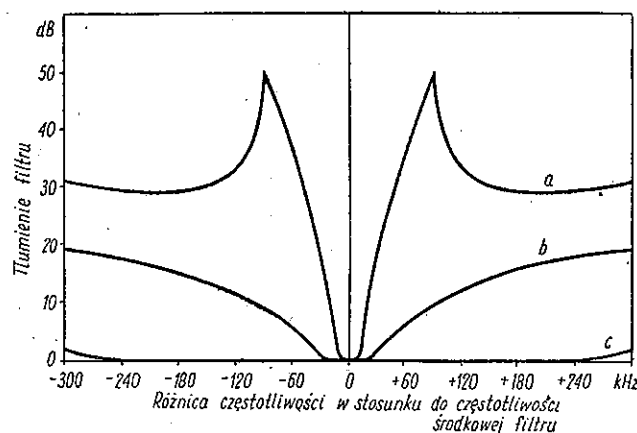
Rozpatrując zmierzoną charakterystykę odbiornika przedstawioną na przykład na rys. 4 (krzywa „a” lub „b”) łatwo zauważyć, iż w rzeczywistości średnie nachylenie tej charakterystyki jest stosunkowo małe i tylko na krótkich odcinkach może być spełniona zależność (33). Na przykład dla krzywej „a” będzie to odcinek ograniczony wartościami $2f_1 - f_2$, równymi 0,1 MHz i 0,15 MHz. Nachylenie tego odcinka krzywej jest równe około 18 dB/oktawa.



Rys. 4. Odporność odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne w zależności od częstotliwości pierwotnych sygnałów zakłócających

Mniejsze nachylenie charakterystyki powstaje dlatego, że w rzeczywistym odbiorniku jest kilka stopni, w których mogą powstawać składowe intermodulacji. Dlatego też przy powiększeniu poziomów sygnałów pierwotnych (związanym z powiększeniem odstępów pomiędzy częstotliwościami tych sygnałów) zaczynają pojawiać się składowe intermodulacji, powstające kolejno w stopniach coraz bliższych do wejścia odbiornika. Jest to zrozumiałe, gdyż stopnie bliższe do wejścia odbiornika są od niego oddzielone mniejszą liczbą filtrów, a jednocześnie filtry wejściowe mają znacznie większą szerokość pasma częstotliwości przepuszczanych. Na przykład w odbiorniku, którego schemat jest pokazany na rys. 2, już przy pewnym powiększeniu odstępów pomiędzy częstotliwościami sygnałów powodujących powstawanie składowej intermodulacji ich poziom na wejściu wzmacniacza pierwszej częstotliwości pośredniej 6 będzie większy niż na wejściu drugiego mieszacza. Wynika to stąd, że dla sygnałów o tych częstotliwościach tłumienie filtru 7, włączonego pomiędzy wyjściem wspomnianego wzmacniacza a wejściem mieszacza, będzie większe od wzmocnienia tego wzmacniacza.

miącego wszystkie sygnały o innych częstotliwościach. W przypadku jednak, gdy częstotliwości sygnałów niepożądanych są bardzo bliskie częstotliwości sygnału pożądanego, budowa takich filtrów jest bardzo trudna, gdyż wymaga zastosowania obwodów rezonansowych o bardzo dużej dobroci i odpowiedniej stabilności. Do niedawna takie filtry były wykonywane tylko z odcinków linii współosiowych o stosunkowo dużych średnicach. Tego typu filtry są omówione w dalszych rozdziałach niniejszej pracy. Stosunkowo niedawno jednak zostały opracowane filtry kwarcowe, nadające się do zastosowania jako filtry wejściowe odbiorników i pracujące nawet przy częstotliwościach środkowych rzędu 150 MHz. Takie filtry mogą praktycznie niemal całkowicie zapobiegać powstawaniu zakłóceń intermodulacyjnych w odbiorniku [17].



Rys. 7. Charakterystyki tłumieniowe trzech różnych filtrów pracujących w zakresie 136—174 MHz — według (17)

a — filtr kwarcowy, b — obwód wnekowy o dobroci 3600, c — selektywność obwodów wejściowych typowego odbiornika

Wysoka cena wąskopasmowych filtrów wielkiej częstotliwości i duże ich rozmiary oraz ciężar (z wyjątkiem filtrów kwarcowych) jak również i konieczność ich wymiany lub przestrajania przy zmianach częstotliwości roboczej odbiornika powodują, że są one stosowane rzadko i tylko w odbiornikach stacji bazowych (stałych), nie wymagających zmian częstotliwości roboczej. Właśnie ze względu na łatwość przestrajania odbiornika filtry wejściowe typowych odbiorników radiokomunikacji ruchomej mają stosunkowo szerokie pasmo częstotliwości przenoszonych. W zasadzie wszystkie seryjnie produkowane odbiorniki są przystosowane do odbioru sygnałów o różnych częstotliwościach, bez konieczności przestrajania filtrów wejściowych, a tylko przez zmianę częstotliwości heterodyny. Dla orientacji na rys. 7 pokazano charakterystyki tłumienia 3 różnych filtrów wejściowych, stosowanych w odbiornikach radiokomunikacji ruchomej, pracujących w zakresie częstotliwości około 150 MHz.

Obecnie razem z wprowadzeniem tranzystorów zaczęto szeroko stosować filtry kwarcowe dla pierwszej częstotliwości pośredniej, wynoszącej zwykle 10,7 MHz. Filtry te są seryjnie produkowane w wielu krajach, jak również i w Polsce. Ich selektywność jest przeważnie na tyle duża, że zastosowanie jednego takiego filtru całkowicie eliminuje powstawanie składowych intermodulacji we wszystkich stopniach odbiornika, włączonych za tym filtrem, tj. we wzmacniaczu pierwszej częstotliwości pośredniej i w stopniach następnych¹⁰⁾. Warto jeszcze dodać, że niezależnie od rodzaju filtrów, jakie konstruktor zdecydował się wbudować do odbiornika, powinien się on starać, aby pasmo częstotliwości przepuszczanych każdego z wstępnych filtrów, włączonych przed głównym filtrem określającym selektywność odbiornika, było możliwie jak najmniejsze. Jak bowiem wykazują rozważania zawarte w rozdz. 2.7, nawet stosunkowo małe tłumienia wstępnych filtrów mogą w znacznym stopniu zmniejszyć możliwość powstawania zakłóceń intermodulacyjnych.

Wprowadzenie w światowej technice odbiorczych urządzeń radiokomunikacji ruchomej tranzystorów zamiast lamp zostało dokonane w sposób bardzo szybki ze względu na wiele zalet urządzeń tranzystorowych. Jednak konwencjonalny tranzystor w porównaniu z lampą odznacza się mniejszym zakresem linearnej pracy. Z punktu widzenia możliwości powstawania składowych intermodulacji jest on więc gorszy od lampy. Te wady tranzystorów i jednocześnie zalety wprowadzanych filtrów kwarcowych w pewnej mierze wzajemnie się kompensowały, jeśli idzie o możliwości powstawania zakłóceń intermodulacyjnych. Dlatego też odbiorniki tranzystorowe bez większych trudności mogły odpowiadać tym samym wymaganiom dotyczącym odporności na zakłócenia intermodulacyjne, które obowiązywały w stosunku do odbiorników lampowych. Jednak ze względu na to, że we wszystkich prawie wymaganiach stawianych odbiornikom określa się jedynie ich odporność na zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu (powodowane przez sygnały o częstotliwościach dwóch kolejnych sąsiednich kanałów w stosunku do kanału roboczego odbiornika¹¹⁾), zastąpienie odbiornika lampowego bez filtru kwarcowego dla pierwszej częstotliwości pośredniej przez odbiornik tranzystorowy, wyposażony w taki filtr oraz spełniający te same wymagania, mogło w warunkach rzeczywistych często powodować wystąpienie zakłóceń intermodulacyjnych, wywoływanych przez silne sygnały o częstotliwościach bardziej oddalonych od częstotliwości roboczej odbiornika.

Zjawisko to można łatwo wyjaśnić pamiętając, że obwody wejściowe w.c.z. odbiornika mają znacznie szersze pasmo częstotliwości przepuszczanych niż konwencjonalne obwody LC dla pierwszej częstotliwości pośredniej, stosowane

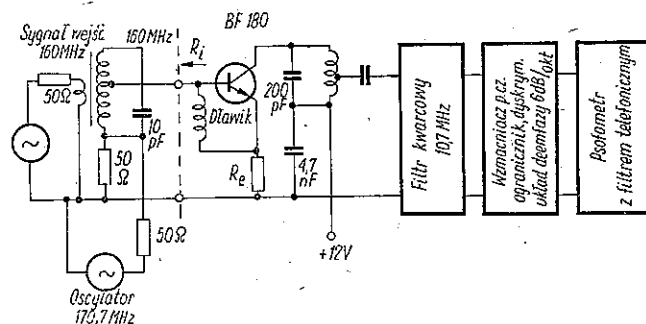
¹⁰⁾ Warto zauważyć na marginesie, że stosuje się również filtry kwarcowe o odpowiednio powiększonej selektywności (w stosunku do potrzeb wynikających z konieczności zapewnienia odpowiednio małych zakłóceń intermodulacyjnych), umożliwiające wykonanie wszystkich dalszych stopni odbiornika bez obwodów rezonansowych LC, a więc np. w postaci miniaturowych obwodów scalonych.

¹¹⁾ Patrz dalej rozdz. 3.3.

w odbiornikach lampowych. Wskutek tej różnicy w szerokościach pasm częstotliwości przepuszczanych odbiornik tranzystorowy, wyposażony w filtr kwarcowy dla pierwszej częstotliwości pośredniej oraz spełniający to samo wymaganie, będzie miał w porównaniu do odbiornika lampowego bez takiego filtra charakterystykę odporności na zakłócenia intermodulacyjne w funkcji częstotliwości sygnałów zakłócających o wyraźnie mniejszym nachyleniu. Przykładem może tu być krzywa „c” na rys. 4, stanowiąca wynik pomiaru jednego z odbiorników tranzystorowych opracowanych w kraju. Porównując krzywe „a” i „c” z rys. 4 należy stwierdzić, że przy znacznych różnicach częstotliwości sygnałów zakłócających odbiornik tranzystorowy jest wyraźnie gorszy od odbiornika lampowego.

Stale rosnąca liczba eksploatowanych sieci radiokomunikacji ruchomej, powodująca ciągły wzrost liczby niepożądanych sygnałów doprowadzanych do odbiorników, zmusiła do szukania sposobów polepszenia odporności odbiorników tranzystorowych na zakłócenia intermodulacyjne.

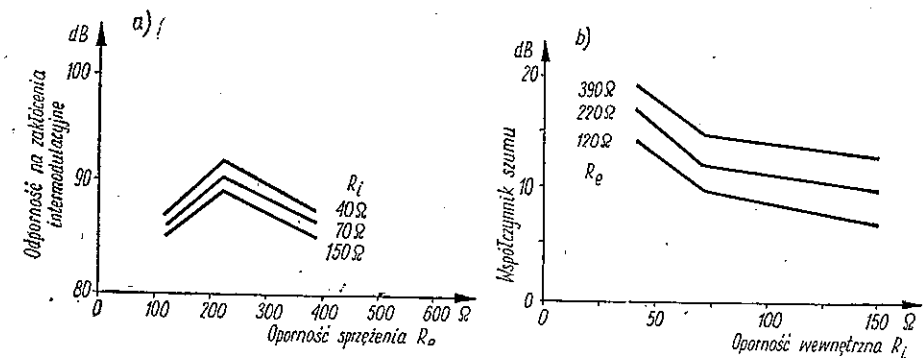
Jednym z kierunków tych poszukiwań są badania nad możliwością poprawienia linearności tranzystorów drogą wprowadzenia ujemnego sprzężenia zwrotnego. W przypadku gdy tranzystor pracuje w układzie ze wspólnym emitrem, takie sprzężenie może być stosunkowo łatwo zrealizowane przez włączenie w obwód emitera nie zablokowanego opornika o stosunkowo małej oporności, a więc przedstawiającego oporność rzeczywistą przy wielkich częstotliwościach. Sposób ten został zaproponowany i zbadany w laboratorium Poczty Szwajcarskiej [24]. Niektóre z uzyskanych tam wyników są przedstawione na rys. 8 i 9. Zgodnie z opublikowanymi danymi, wprowadzenie takiego sprzężenia zwrotnego może poprawić odporność odbiornika na sygnały wywołujące zakłócenie intermodulacyjne o 15 do 30 dB.



Rys. 8. Układ mieszacza ze sprzężeniem zwrotnym

Drugim kierunkiem poszukiwań są próby znalezienia i zastosowania nowych bardziej linearnych elementów, które mogłyby zastąpić konwencjonalne tranzystory w stopniach wejściowych odbiorników. Pierwszym krokiem w tym kierunku było wprowadzenie mieszaczy diodowych zamiast tranzystorowych [20, 39]. W takich mieszaczach są stosowane diody Schottky'ego, charakteryzujące

się małym współczynnikiem szumu. Pozwala to dodatkowo na pracę przy mniejszym wzmocnieniu w.c.z., a więc przy małych amplitudach napięć obcych sygnałów doprowadzonych do odbiornika, co jest korzystne. Szczególnie dużą odporność na zakłócenia intermodulacyjne można uzyskać [21] stosując dodatkową polaryzację diod (za pomocą odpowiednio zablokowanych oporników, z których każdy jest włączony w szereg z jedną z diod mieszacza), przy jednoczesnym doprowadzeniu dostatecznie dużego napięcia heterodyny.



Rys. 9. Charakterystyki układu mieszacza z rys. 8:

a) odporność na zakłócenia intermodulacyjne (mierzona metodą 2 sygnałów), b) współczynnik szumu

Dalsza poprawa odporności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne może być również osiągnięta przez zastąpienie tranzystorów konwencjonalnych przez tranzystory polowe [27 i 37]. Wśród tych ostatnich wyróżniają się tranzystory z dwiema bramkami (dual gate MOS FET), w których druga bramka, zmniejszając szkodliwą pojemność wewnętrznego sprzężenia zwrotnego, pozwala równocześnie na wybranie punktu pracy, odpowiadającego minimalnej wartości współczynnika a_3 .

Na zakończenie tych rozważań warto zwrócić uwagę, że wpływ zakłóceń intermodulacyjnych (podobnie jak i innych), powstających przy braku sygnału użytecznego, może być wyeliminowany przez zastosowanie urządzeń wywołania selektywnego, blokujących wyjście odbiornika dla wszystkich sygnałów nie przeznaczonych dla stacji, na której pracuje dany odbiornik.

3.3. Pomiary odporności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne

3.3.1. Metody pomiaru

Istnieją dwie podstawowe metody pomiaru odporności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne.

Zgodnie z pierwszą z tych metod każdy pomiar wykonuje się w dwóch fazach. Początkowo do wejścia badanego odbiornika doprowadza się sygnał użyteczny o częstotliwości równej częstotliwości roboczej badanego odbiornika i o takiej

amplitudzie, aby na wyjściu odbiornika otrzymać określony stosunek mocy sygnału do mocy szumu, na przykład równy 23 dB. Przy tej metodzie moc szumu jest mierzona przy wyłączonej modulacji sygnału pożądanego w.cz., natomiast moc sygnału mierzy się po włączeniu określonej modulacji sygnału pożądanego w.cz. (częstotliwość modulująca równa na przykład 1000 Hz i głębokość modulacji równa na przykład 2/3 maksymalnej głębokości modulacji przewidzianej dla danego typu odbiornika)¹²⁾.

W drugiej fazie pomiaru odłącza się sygnał użyteczny, a zamiast niego do wejścia badanego odbiornika doprowadza się dwa sygnały zakłócające w.cz., mające spowodować powstanie odpowiedniej składowej intermodulacji. Częstotliwości wspomnianych sygnałów wybiera się w taki sposób, aby częstotliwość powstałej składowej intermodulacji (określona na podstawie odpowiedniego wiersza pierwszej kolumny podanej wyżej tablicy 1) była równa częstotliwości roboczej odbiornika. Zachowując jednakowe poziomy obu sygnałów doprowadzonych do wejścia badanego odbiornika, ustala się ich wartość w taki sposób, aby na wyjściu odbiornika uzyskać stosunek mocy sygnału do mocy szumu taki sam jak w pierwszej fazie pomiaru. Przy określaniu tego stosunku włącza się i wyłącza modulację sygnału zakłócającego o częstotliwości nośnej bardziej oddalonej od częstotliwości roboczej badanego odbiornika. Drugi sygnał zakłócający pozostaje stale bez modulacji. W tej fazie pomiaru częstotliwość modulująca i głębokość modulacji są przeważnie takie same jak w pierwszej fazie pomiaru. Jako ostateczny wynik pomiaru przyjmuje się wyrażony w dB stosunek mocy jednego z sygnałów zakłócających doprowadzonych do wejścia odbiornika w drugiej fazie pomiaru do mocy sygnału użytecznego doprowadzonego do odbiornika w pierwszej fazie pomiaru. Opisana metoda pomiaru jest często nazywana metodą dwusygnałową.

Zgodnie z drugą metodą pomiar jest również wykonywany w dwóch fazach. Podobnie jak poprzednio, do wejścia odbiornika jest doprowadzany tylko sygnał użyteczny w.cz. o określonej modulacji (częstotliwość modulująca równa z reguły 1000 Hz, a głębokość modulacji równa przeważnie 30 lub 60% maksymalnej głębokości modulacji, przewidzianej dla danego typu odbiornika). Poziom sygnału użytecznego ustawia się w taki sposób, aby na wyjściu odbiornika uzyskać określony stosunek mocy:

$$\frac{\text{sygnał} + \text{szum} + \text{zniekształcenia}}{\text{szum} + \text{zniekształcenia}}$$

Ten stosunek nazywa się często angielskim skrótem SINAD. W tej (pierwszej) fazie pomiaru najczęściej przyjmuje się SINAD równy 20 lub 12 dB. Pomiar tego stosunku wykonuje się za pomocą miernika zniekształceń¹³⁾.

¹²⁾ Poziom sygnału w.cz., określony na podstawie tego pomiaru, odpowiada czułości odbiornika zmierzonej tzw. metodą pomiaru stosunku sygnał/szum.

¹³⁾ Poziom sygnału w.cz., określony na podstawie tego pomiaru, odpowiada czułości odbiornika zmierzonej tzw. metodą SINAD.

W drugiej fazie pomiaru, pozostawiając sygnał użyteczny o nie zmienionym poziomie i o tej samej modulacji, do wejścia odbiornika doprowadza się dodatkowo dwa sygnały zakłócające w.cz., powodujące powstawanie odpowiedniej składowej intermodulacji. Częstotliwości obu sygnałów zakłócających powinny być wybrane podobnie jak w poprzedniej metodzie pomiaru. Podobnie też jak poprzednio sygnał o częstotliwości bardziej odległej od częstotliwości sygnału użytecznego jest modulowany. Jednak w tym przypadku częstotliwość modulująca jest równa przeważnie 400 Hz, a głębokość modulacji 50 lub 60% maksymalnej głębokości modulacji, do której jest przystosowany badany odbiornik. W drugiej fazie pomiaru, przy nie zmienionym poziomie sygnału użytecznego jak w fazie pierwszej, reguluje się jednocześnie jednakowe poziomy obu sygnałów powodujących zakłócenia tak, aby na wyjściu odbiornika uzyskać określone pogorszenie wartości SINAD, na przykład o 3 dB (lub o 6 dB). Jako wynik pomiaru przyjmuje się wyrażony w dB stosunek mocy sygnałów doprowadzonych do wejścia odbiornika, tzn. mocy jednego z sygnałów powodującego zakłócenie do mocy sygnału użytecznego. Ta metoda pomiaru jest nazywana w skrócie metodą trzysygnałową lub metodą SINAD.

W tablicy 2 zestawiono główne dane charakteryzujące różne wersje obu stosowanych w praktyce metod pomiaru.

Tablica 2

Najczęściej stosowane metody pomiaru odporności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu

Określenie metody pomiaru	Rodzaj metody	Modulacja sygnałów pomiarowych			SINAD lub stosunek sygnał/szum	
		Sygnał pożądaný	Sygnał zakłócający 1	Sygnał zakłócający 2	Bez sygnałów zakłócających	W obecności sygnałów zakłócających
Wymagania krajowe (4, 5, 6, 7)	3 sygn.	1000 Hz 30%	bez modul.	400 Hz 50%	20 dB	17 dB
EIA ¹⁾ (12, 40, 42)	3 sygn.	1000 Hz 2/3 maks.	bez modul.	400 Hz 2/3 maks.	12 dB	6 dB
IEC (projekt) (44)	3 sygn.	1000 Hz 60%	bez modul.	400 Hz 60%	A dB ²⁾	A—6 dB
Wymagania radzieckie GOST (46)	3 sygn.	1000 Hz z dewiacją 3 lub 5 kHz	bez modul.	400 Hz z dewiacją 3 lub 5 kHz	12 dB ³⁾	6 dB ³⁾
Wymagania francuskie (43)	2 sygn.	1000 Hz 2/3 maks.	bez modul.	1000 Hz 2/3 maks.	23 dB	23 dB
Wymagania brytyjskie (41)	2 sygn.	1000 Hz 30%	bez modul.	400 Hz 50%	10 i 30 dB	10 i 30 dB
Wymagania NRF (15)	2 sygn.	1000 Hz 70%	bez modul.	1000 Hz 70%	12 i 20 dB	12 i 20 dB

Uwagi:

¹⁾ Metoda ogólnie przyjęta w USA i w zakładach produkcyjnych wielu krajów [39].

²⁾ IEC proponuje przyjęcie wartości A równej 12 lub 20 dB.

³⁾ Stosunek sygnał/szum na wyjściu odbiornika uzyskany w wyniku pomiarów przy włączonej i wyłączonej modulacji sygnału pożądanego.

Zależności pomiędzy wynikami pomiarów uzyskanymi przy stosowaniu obu metod zostały teoretycznie określone przez Freytaga [19], jednakże ze względu na przyjęte różne założenia upraszczające powinny być one stosowane z dużą ostrożnością.

Porównując obie opisane powyżej metody pomiaru odporności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne z rzeczywistymi warunkami pracy odbiornika, można zauważyć, że pierwsza z nich określa przypadek powstawania zakłóceń przy nasłuchu (braku odbioru sygnału pożądanego), a druga przypadek powstawania zakłócenia w czasie odbioru sygnału pożądanego. Biorąc jednak pod uwagę, że zakłócenia powstające przy nasłuchu mogą być, jak już wspomniano, wyeliminowane przez zastosowanie urządzeń wywołania selektywnego, a także brak możliwości określenia za pomocą pierwszej metody odporności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne w czasie odbioru sygnału pożądanego o dużej amplitudzie (między innymi utrudnia to lub uniemożliwia określenie wpływu układu automatycznej regulacji wzmacnienia odbiornika — patrz wyżej punkt 3.1.), należy uznać trzysygnałową metodę pomiaru odbiornika za wyraźnie lepszą. Dlatego też właśnie ta metoda jest coraz częściej stosowana i prawdopodobnie będzie ona również zalecana do stosowania przez CCIR i IEC.

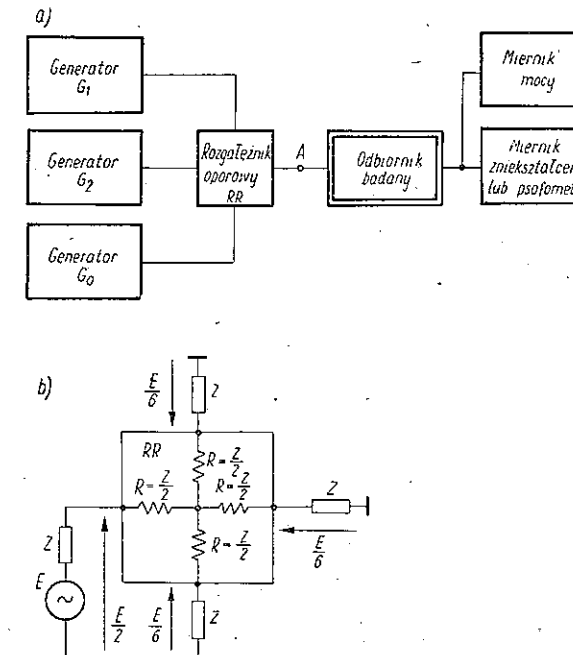
Pomiary odporności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne, powstające wskutek doprowadzenia do wejścia tego odbiornika więcej niż dwóch sygnałów zakłócających, są wykonywane stosunkowo rzadko (patrz dalej 3.3.3.). Nie ma więc znormalizowanych odpowiednich metod pomiarowych, a jedynie w razie potrzeby adaptuje się jedną z wyżej opisanych, wprowadzając wymaganą liczbę dodatkowych sygnałów zakłócających.

3.3.2. Układy pomiarowe

Układ do pomiaru odporności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne wynika bezpośrednio z wyżej opisanych metod pomiarowych. Ponieważ układ do pomiaru metodą trzysygnałową może być również wykorzystywany jako układ do pomiarów dwusygnałowych, ten ostatni więc nie będzie tu rozważany.

Najprostszą i do niedawna najbardziej rozpowszechnioną wersją układu do pomiarów intermodulacji jest przedstawiona na rys. 10. Wskutek zastosowania w tym układzie rozgałęźnika oporowego RR, każdy z sygnałów z odpowiedniego generatora jest doprowadzony nie tylko do wejścia badanego odbiornika, ale również do pozostałych generatorów układu. Jeżeli na przykład impedancje wyjściowe wszystkich generatorów i impedancja wejściowa odbiornika są sobie równe, to zgodnie z rys. 10b wartość tłumienia rozgałęźnika pomiędzy dowolną parą zacisków jest równa w przybliżeniu 10 dB. Przy badaniu odbiorników charakteryzujących się dużą odpornością na zakłócenia intermodulacyjne zastosowanie układu z rys. 10a może prowadzić do uzyskania przy pomiarze wartości mniejszych od spodziewanych (szczególnie przy pomiarach odporności odbior-

nika na zakłócenia intermodulacyjne w obecności sygnału pożądanego o znacznej amplitudzie, tj. gdy zachodzi konieczność ustawienia tłumików wyjściowych generatorów w położeniach zbliżonych do minimum tłumienia). W takim przypadku należy się obawiać, że wynik pomiaru jest niemiarodajny ze względu na składową intermodulacji powstałą w jednym z generatorów pomiarowych¹⁴⁾ (zwykle w generatorze wytwarzającym sygnał zakłócający o częstotliwości bliższej do częstotliwości roboczej badanego odbiornika).



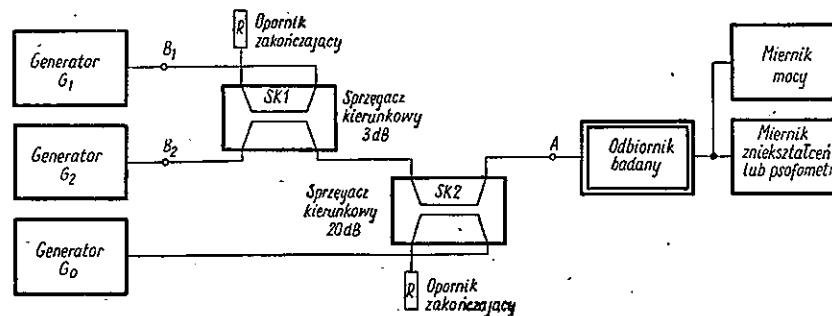
Rys. 10. Układ do pomiaru odporności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne z rozgałęźnikiem oporowym

a) schemat blokowy układu, b) schemat rozgałęźnika oporowego RR. W metodzie trzysygnałowej stosuje się miernik zniekształceń, natomiast przy metodzie dwusygnałowej stosuje się miernik mocy albo psosometr w zależności od sposobu określenia

W celu zmniejszenia tego rodzaju obaw w Instytucie Łączności opracowano i wprowadzono do stosowania [7 i 8] układ do pomiaru odporności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne, przedstawiony na rys. 11. W tym układzie rozgałęźnik oporowy RR został zastąpiony przez dwa sprzęgacze kierunkowe: SK1 — o tłumieniu 3 dB (sprzęgacz symetryczny) i SK2 — o dużym tłumieniu, np. 20 dB, odpowiednio zakończone opornikami R. W tym układzie tłumienie pomiędzy wyjściem każdego z generatorów sygnałów zakłócających a wejściem badanego odbiornika jest równe tylko 3 dB (tłumienie sprzęgacza SK2 dla tych

¹⁴⁾ Powstawanie składowych intermodulacji w generatorach i określenie częstotliwości oraz amplitud tych składowych jest omówione dalej w rozdz. 7.

sygnałów może być na ogół pominięte, gdyż na przykład dla sprzęgacza 20 dB będzie ono równe około 0,1 dB). Natomiast tłumienie pomiędzy wyjściami obu generatorów G_1 i G_2 jest w tym układzie znacznie większe. Bez trudności można tu osiągnąć wartość tłumienia 20 dB i więcej. W przypadkach specjalnych amplitudy składowych intermodulacji, powstających w generatorach G_1 i G_2 , mogą być jeszcze bardziej zmniejszone przez włączenie w punktach B_1 i B_2 izolatorów ferrytowych dodatkowo tłumiących sygnały obce, doprowadzone do wyjścia każdego z generatorów. Warto zaznaczyć, że składowe intermodulacji, powstające w generatorze sygnału użytecznego G_0 , we wszystkich przypadkach praktycznych mogą być pominięte.



Rys. 11. Schemat blokowy układu z dwoma sprzęgaczami kierunkowymi, stosowany do pomiaru odporności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne

3.3.3. Uwagi na temat możliwości interpretacji wyników pomiarów

Zgodnie z poprzednimi rozważaniami, wszechstronna ocena odporności danego odbiornika za zakłócenia intermodulacyjne wymaga wykonania bardzo wielu pomiarów. Liczba tych pomiarów może być jednak zmniejszona przez odpowiednie wykorzystanie podanych wyżej zależności teoretycznych. Można na przykład na podstawie danych z tabl. 1 określić odporność odbiornika na zakłócenie intermodulacyjne, powstające wskutek oddziaływania kilku sygnałów, jeżeli jest już określona odporność odbiornika na tego samego rzędu zakłócenie, powodowane przez dwa sygnały zakłócające. W przypadku na przykład intermodulacji trzeciego rzędu uzyskanie takiego samego efektu zakłóceń na wyjściu odbiornika wymaga spełnienia równości

$$\frac{3}{4} a_3 U_1^2 U_2 = \frac{6}{4} a_3 U'_1 U'_2 U'_3$$

Zakładając więc $U_1 = U_2$ oraz $U'_1 = U'_2 = U'_3$, otrzymuje się

$$\frac{U_1}{U'_1} = \sqrt[3]{2}$$

Oznacza to, że odporność odbiornika na zakłócenie intermodulacyjne trzeciego rzędu przy trzech sygnałach zakłócających jest mniejsza o 6 dB/3 (czyli o 2 dB) od odporności tego odbiornika zmierzonej przy dwóch sygnałach zakłócających. Naturalnie wartość tę należy odpowiednio skorygować, uwzględniając selektywność obwodów wejściowych włączonych przed stopniem, w którym powstaje składowa intermodulacji.

3.4. Wymagania krajowe, stawiane odbiornikom lądowej radiokomunikacji ruchomej i uwagi na temat oceny podatności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne w warunkach jego rzeczywistej pracy

Zgodnie z obowiązującymi wymaganiami krajowymi [4, 5, 6, 7], odbiorniki lądowej radiokomunikacji ruchomej powinny charakteryzować się następującą odpornością na zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu (pomiar metodą trzysygnałową; częstotliwości sygnałów zakłócających równe częstotliwościom dwóch kolejnych sąsiednich kanałów w stosunku do kanałów roboczego odbiornika):

- przy sygnale użytecznym o poziomie odpowiadającym poziomowi czułości danego odbiornika: 50 dB
- przy sygnale użytecznym o poziomie o 20 dB większym od poziomu czułości danego odbiornika: 40 dB
- przy sygnale użytecznym o poziomie o 40 dB większym od poziomu czułości danego odbiornika: 30 dB

Jak łatwo sprawdzić na podstawie zależności (31), te trzy wymagania nie są równoważne. W przypadku odbiornika bez układu ARW (automatycznej regulacji wzmocnienia) najtrudniej jest spełnić wymaganie „c”, natomiast przy jego spełnieniu wymaganie „b” będzie zawsze spełnione z zapasem $3\frac{1}{3}$ dB, a wymaganie „a” nawet z zapasem $6\frac{2}{3}$ dB lub większym. W przypadku odbiornika wyposażonego w skutecznie działający układ ARW najtrudniej jest spełnić wymaganie „a”, natomiast wymagania „b” i „c” powinny być spełnione bez większych trudności.

Podane wymagania nie określają w pełni odporności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu. Trzeba tu w szczególności podkreślić dwie sprawy z tym związane, a mianowicie: odporność odbiornika na sygnały zakłócające o częstotliwościach bardziej oddalonych od częstotliwości roboczej odbiornika (zagadnienie to zostało przedyskutowane w rozdz. 3.2) i wpływ czułości odbiornika.

Czułość odbiornika, która stanowi odniesienie przy pomiarach odporności odbiornika na zakłócenia intermodulacyjne, określa w sposób pośredni wartości

napięć sygnałów zakłócających, które mogą być doprowadzone do wejścia odbiornika, nie powodując jeszcze zakłóceń na jego wyjściu. Ponieważ w warunkach rzeczywistej pracy odbiornika napięcia zakłócające doprowadzone do jego wejścia nie zależą od jego czułości, zastąpienie odbiornika o małej czułości przez inny o większej czułości może powodować występowanie zakłóceń intermodulacyjnych, jeżeli odporność na zakłócenia tego nowego odbiornika nie będzie odpowiednio większa. Na przykład, zastępując odbiornik o czułości $3 \mu\text{V}$ i odporności na zakłócenia intermodulacyjne (selektywności) 50 dB przez odbiornik o czułości $1 \mu\text{V}$ i selektywności 54 dB , można się spotkać z pojawieniem się zakłóceń intermodulacyjnych, które nie występowały przed tą zmianą. Uwzględniając bowiem, że pierwszy odbiornik (niewątpliwie gorszy) był odporny na sygnały zakłócające o wartości do 1 mV (50 dB ponad $3 \mu\text{V}$), a drugi może pracować przy sygnałach zakłócających nie przekraczających $0,5 \text{ mV}$ (54 dB ponad $1 \mu\text{V}$), będzie to zupełnie zrozumiałe. Jeżeli czułość pierwszego odbiornika była wystarczająca, to najprostszym sposobem wyeliminowania zakłóceń w nowym odbiorniku jest włączenie do jego wejścia tłumika $6-10 \text{ dB}$. Warto zwrócić uwagę, że stosowanie tłumika na wejściu odbiornika jest prawie zawsze celowe, jeżeli dany odbiornik pracuje przy ciągłej obecności dowolnych, silnych sygnałów zakłócających, ograniczających jego czułość.

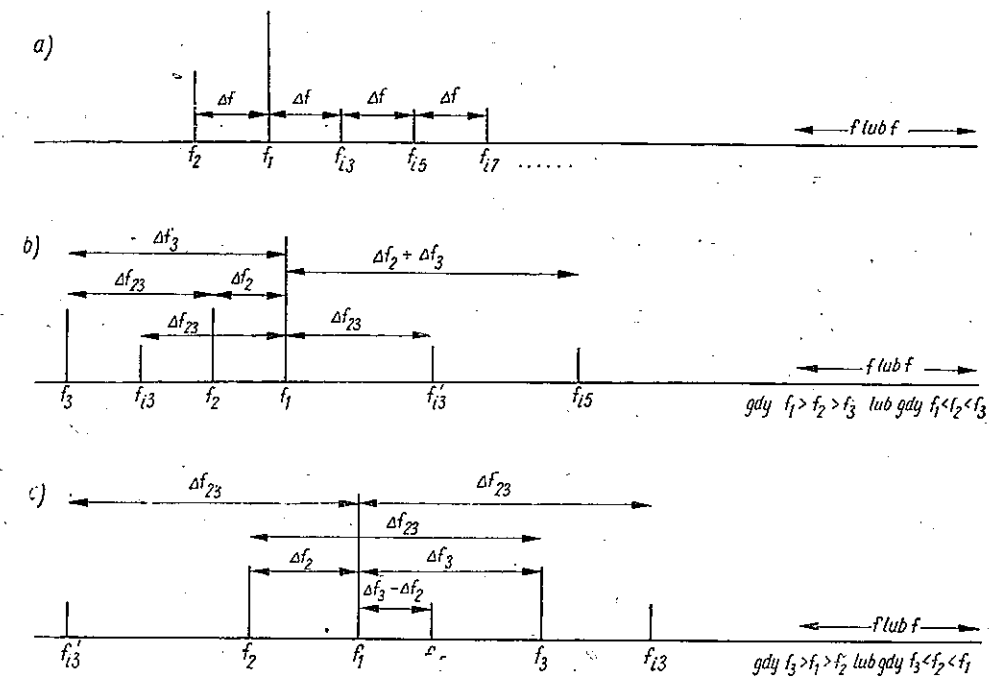
4. ZAKŁÓCENIA INTERMODULACYJNE W NADAJNIKU

4.1. Powstawanie zakłóceń w nadajniku i podstawowe zależności

Zakłócenie intermodulacyjne może być powodowane przez nadajnik, jeżeli do jego wyjścia zostanie doprowadzony dodatkowy sygnał, pochodzący na przykład z innego nadajnika o częstotliwości różniącej się od częstotliwości roboczej tego nadajnika. W takim przypadku sygnał dodatkowy, dochodzący aż do ostatniego pracującego nieliniarnie elementu nadajnika, na przykład do ostatniej lampy wzmacniającej sygnał użyteczny (do obwodu anodowego tej lampy), powoduje pojawienie się w tym elemencie prądu o nowej częstotliwości, odpowiadającej składowej intermodulacji. Ten prąd spowoduje z kolei pojawienie się na wyjściu nadajnika nowej składowej (składowej intermodulacji), która razem z sygnałem użytecznym zostanie wypromieniowana przez antenę, powodując zakłócenie znajdujących się w pobliżu odbiorników dostrojonych do odpowiedniej częstotliwości. Z punktu widzenia zakłóceń intermodulacyjnych nadajnik może być więc traktowany jako dwójnik, przy czym podstawowym parametrem tego dwójnika będzie zdolność zamiany energii doprowadzonej do niego (z jednego lub wielu innych źródeł) na energię o innej częstotliwości (lub częstotliwościach) oddawanych przez ten dwójnik.

Rozważając zagadnienie powstawania składowych intermodulacji w nadajniku należy pamiętać, że jednym z przebiegów pierwotnych jest zawsze sygnał użyteczny nadajnika, którego amplituda jest stała i wielokrotnie większa od amplitud pozostałych sygnałów, powodujących pojawienie się składowej intermodulacji. Z tego powodu amplitudy składowych intermodulacji tego samego rzędu będą miały różne wartości.

Największe amplitudy będą miały te składowe, w których występuje najwyższa potęga jednego z napięć powodujących powstanie tej składowej (patrz tabl. 1). W przypadku na przykład składowej intermodulacji trzeciego rzędu największą amplitudę będzie miała składowa o częstotliwości $2f_1 - f_2$, przy czym częstotliwość f_1 będzie dla tej składowej równa częstotliwości roboczej rozpatry-



Rys. 12. Wzajemne rozmieszczenie częstotliwości składowych intermodulacji o największych amplitudach generowanych w nadajniku pracującym na częstotliwości f_1 : a) w przypadku gdy do wyjścia rozpatrywanego nadajnika jest z zewnątrz doprowadzony sygnał o częstotliwości f_2 ; b) i c) w przypadku dwóch sygnałów o częstotliwościach f_2 i f_3 doprowadzonych z zewnątrz do wyjścia rozpatrywanego nadajnika

- a) f_{13} — składowa intermodulacji trzeciego rzędu, o częstotliwości $f_{13} = 2f_1 - f_2$
 f_{15} — składowa intermodulacji piątego rzędu, o częstotliwości $f_{15} = 3f_1 - 2f_2$
 f_{17} — składowa intermodulacji siódmego rzędu, o częstotliwości $f_{17} = 4f_1 - 3f_2$
- b) f_{13} — składowa intermodulacji trzeciego rzędu, o częstotliwości $f_{13} = f_1 - f_2 + f_3$
 f'_{13} — składowa intermodulacji trzeciego rzędu, o częstotliwości $f'_{13} = f_1 + f_2 - f_3$
 f_{15} — składowa intermodulacji piątego rzędu, o częstotliwości $f_{15} = 3f_1 - f_2 - f_3$

(c) Oznaczenia jak na rys. b)

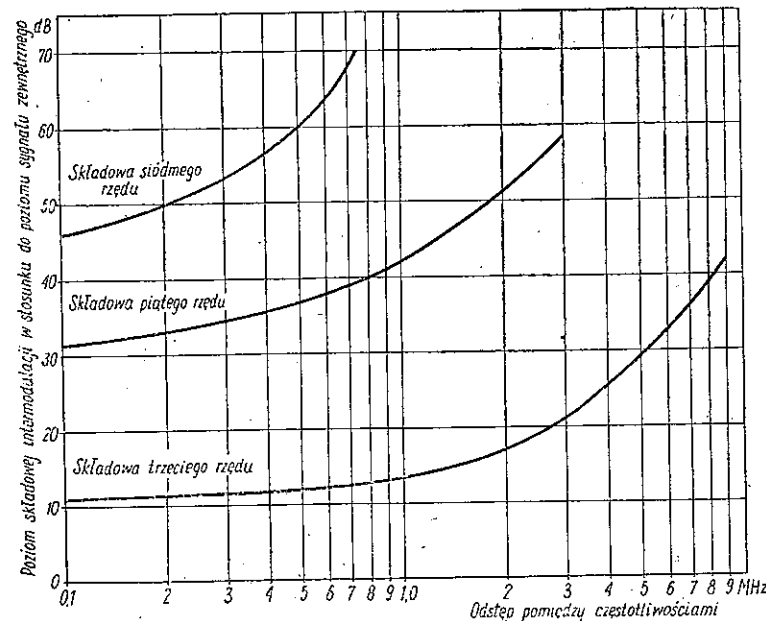
wanego nadajnika, a częstotliwość f_2 będzie równa częstotliwości sygnału doprowadzonego z zewnątrz (z innego nadajnika). Ponieważ w tym przypadku amplituda U_1 ma wartość stałą, to zgodnie z danymi tabl. 1 amplituda składowej intermodulacji będzie wprost proporcjonalna do amplitudy U_2 sygnału doprowadzonego z zewnątrz.

Rozpatrując dalej tablicę 1 można stwierdzić, że w przypadku składowych intermodulacji piątego rzędu największe amplitudy będą miały składowe o częstotliwościach

$$3f_1 - 2f_2 \text{ oraz } 3f_1 - f_2 - f_s.$$

Amplituda pierwszej z tych składowych będzie oczywiście proporcjonalna do kwadratu amplitudy sygnału doprowadzonego z zewnątrz, a amplituda drugiej składowej intermodulacji będzie z kolei proporcjonalna do iloczynu amplitud obu sygnałów doprowadzonych z zewnątrz.

Dla lepszej orientacji na rys. 12 przedstawiono graficznie zależności pomiędzy częstotliwościami poszczególnych sygnałów. Warto zaznaczyć, że w przypadku jednego sygnału doprowadzonego do rozpatrywanego nadajnika z zewnątrz, powstające w tym nadajniku składowe intermodulacji o większych amplitudach trzeciego, piątego i dalszych rzędów mają częstotliwości umieszczone na skali częstotliwości, w stosunku do prążka sygnału promieniowanego przez dany



Rys. 13. Charakterystyka tłumienia wprowadzanego przez nadajnik przy powstawaniu składowych intermodulacji, w zależności od odstępu częstotliwości, dla typowego nadajnika zakresu 160 MHz

nadajnik, po przeciwnej stronie niż częstotliwość sygnału doprowadzonego z zewnątrz do tego nadajnika.

Przy zmianie częstotliwości sygnałów doprowadzonych z zewnątrz lub częstotliwości roboczej rozpatrywanego nadajnika amplituda składowej intermodulacji na wyjściu nadajnika ulega zmianie, odpowiednio do tłumienia filtru włączonego pomiędzy stopniem nieliniarnym (ostatnią lampą nadajnika) a zaciskami wyjściowymi tego nadajnika. Rozpatrując przy tym zależność amplitudy od częstotliwości, należy pamiętać, że przy powiększaniu odstępów pomiędzy częstotliwościami należy uwzględnić zarówno tłumienie sygnału doprowadzonego z zewnątrz, wywołującego powstanie odpowiedniej składowej intermodulacji (przy czym należy uwzględnić odpowiednią proporcjonalność), jak i tłumienie już powstałej składowej intermodulacji. Typowy przebieg zależności tu występujących jest przedstawiony na rys. 13 [12, 13].

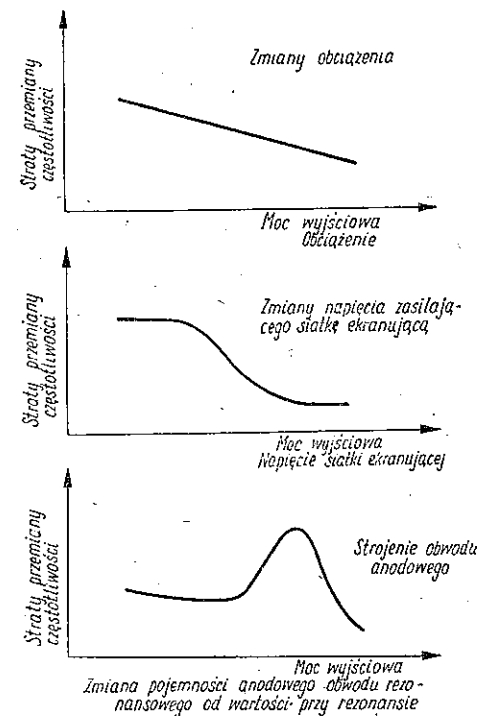
4.2. Sposoby zmniejszenia zakłóceń intermodulacyjnych wprowadzanych przez nadajnik

Zakłócenia intermodulacyjne, których źródłem jest nadajnik, mogą być zmniejszone do dopuszczalnego poziomu albo przez odpowiednią konstrukcję nadajnika, zapewniającą dostatecznie duże tłumienie wprowadzane przez ten nadajnik przy zachodzącej w nim przemianie częstotliwości, albo przez odpowiednie zmniejszenie poziomów sygnałów doprowadzonych z zewnątrz (z innych nadajników) do rozpatrywanego nadajnika. Istnieje również możliwość tłumienia już powstałej składowej intermodulacji, tzn. ograniczenia jej mocy doprowadzonej do anteny. Ten ostatni sposób jest jednak trudny do realizacji i mało skuteczny, dlatego też bywa stosowany jedynie jako uzupełnienie innych sposobów.

4.2.1. Wpływ konstrukcji nadajnika na generację składowych intermodulacji

Literatura światowa, poświęcona analizie wpływu konstrukcji nadajnika na generację składowych intermodulacji, jest bardzo uboga [18]. Nie ulega jednak wątpliwości, iż niezależnie od tego, czy w stopniu końcowym nadajnika pracuje lampa czy też tranzystor (ewentualnie dioda powielacza częstotliwości), zastosowany element ze względu na sprawność musi pracować w klasie C. Praca jego będzie więc nieliniarna. Wydaje się, że dobierając odpowiednio kąt przepływu prądu, można wyraźnie powiększyć współczynnik strat przemiany częstotliwości (tłumienie wprowadzone przez rozpatrywany nadajnik przy zamianie sygnałów do niego doprowadzonych na niepożądaną składową intermodulacji), a szczególnie dla najbardziej groźnej składowej intermodulacji trzeciego rzędu o częstotliwości $2f_1 - f_2$. We wspomnianej pracy [18] przedstawiono wyniki badania wpływu

wów: obciążenia, napięcia zasilającego siatkę ekranującą lampy ostatniego stopnia nadajnika i dostrojenia obwodu anodowego na wartość współczynnika strat przemiany częstotliwości. Wyniki te przedstawiono na rys. 14.



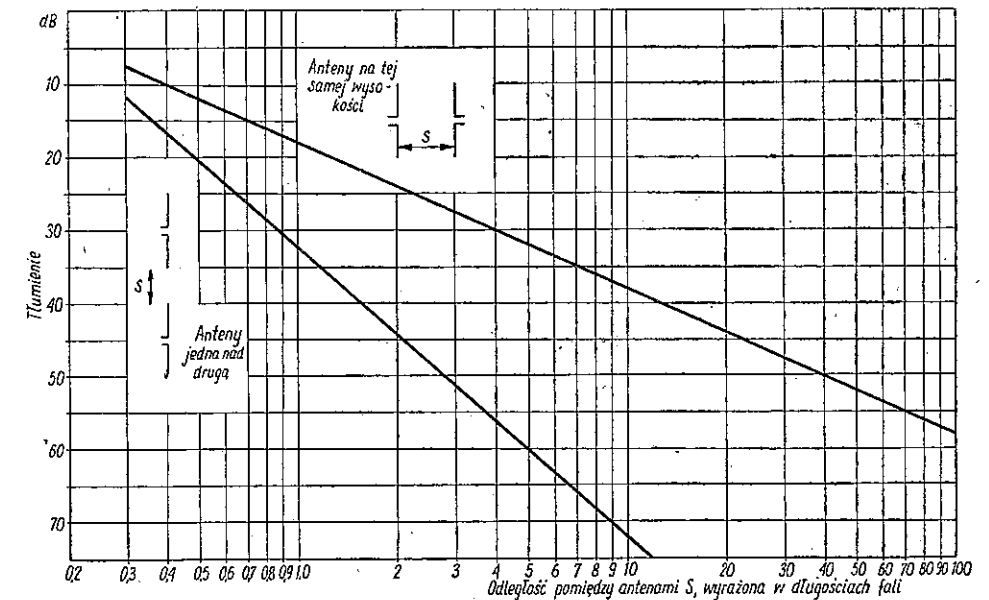
Rys. 14. Zależność współczynnika strat przemiany częstotliwości i mocy wyjściowej nadajnika z pojedynczym stopniem wyjściowym, pracującym w klasie C, w zależności od warunków pracy tego stopnia

4.2.2. Wpływ czynników zewnętrznych na generację składowych intermodulacji w nadajniku

Jak już wspomniano, amplitudy składowych intermodulacji, generowanych w danym nadajniku, zależą od amplitud sygnałów zewnętrznych (z innych nadajników) doprowadzonych do wyjścia tego nadajnika. W celu liczbowego określenia wartości tych amplitud powinna być znana wartość tłumienia drogi każdego z sygnałów zewnętrznych od wyjścia odpowiedniego nadajnika wytwarzającego ten sygnał (jako sygnał roboczy) do wyjścia rozpatrywanego nadajnika. W przypadku gdy każdy z nadajników współpracuje z oddzielną anteną w postaci pionowego dipola półfalowego, wartość tłumienia pomiędzy parą takich anten może na przykład być oszacowana na podstawie wykresu podanego na rys. 15 [18]. Przy posługiwaniu się tym rysunkiem należy jednak pamiętać, iż w zależności od warunków lokalnych, tj. zabudowy i przedmiotów znajdujących się

pomiędzy rozpatrywanymi antenami i w ich otoczeniu, otrzymane wartości tłumienia będą odbiegać od wartości rzeczywistych, przy czym różnica może dochodzić do ± 10 dB.

W razie potrzeby wartość tłumienia pomiędzy antenami może być stosunkowo łatwo zmierzona przy wykorzystaniu typowego odbiornika radiokomunikacji ruchomej i typowego generatora w.cz. Pomiar powinien być wykonywany przy częstotliwości równej lub bardzo zbliżonej do częstotliwości sygnału, dla którego wartość tłumienia jest określana.



Rys. 15. Tłumienie pomiędzy dwoma dipolami półfalowymi umieszczonymi w wolnej przestrzeni

Początkowo generator łączy się bezpośrednio z odbiornikiem wyposażonym w miernik prądu ogranicznika. Generator dostrojony do częstotliwości roboczej odbiornika powinien mieć tak dobrany poziom wyjściowy, aby nawet małe zmiany tego poziomu powodowały wyraźne zmiany prądu ogranicznika. Następnie wejście odbiornika łączy się z jedną anteną, a wyjście generatora z drugą. Liczba decybeli, o którą należy powiększyć poziom wyjściowy sygnału z generatora, aby otrzymać tę samą co poprzednio wartość prądu ogranicznika w odbiorniku, stanowi wynik pomiaru.

Pomiar tłumienia między antenami może być również wykonany innymi metodami, na przykład przy wykorzystaniu nadajnika, który normalnie współpracuje z daną anteną, i selektywnego miernika (np. miernika natężenia pola), dołączonego do drugiej anteny.

Jak wynika z rysunku 15, duże tłumienie pomiędzy dwiema antenami o polaryzacji pionowej można uzyskać najłatwiej, jeżeli anteny będą umieszczone

jedna nad drugą. Przy takim umieszczeniu anten mogą występować trudności związane z koniecznością doprowadzenia kabli zasilających anteny w taki sposób, aby nie zmniejszyć wartości tłumienia występującego pomiędzy antenami. Przykład rozwiązania konstrukcyjnego zasilania dwóch anten umieszczonych nad sobą jest podany w literaturze [45].

Najtrudniejsze warunki występują w przypadku, gdy kilka nadajników, z pewnych względów, musi współpracować z jedną anteną. Wówczas, w celu uzyskania dużej wartości tłumienia pomiędzy poszczególnymi nadajnikami, można je łączyć parami, wykorzystując w tym celu specjalne urządzenia rozgałęźne w.cz., tak zwane sprzęgacze kierunkowe 3 dB. Dwie pary nadajników łączy się ponownie za pośrednictwem jeszcze jednego takiego samego urządzenia rozgałęźnego (sprzęgacza kierunkowego 3 dB) i czynność tę powtarza się aż do chwili uzyskania połączenia wszystkich nadajników.

Sprzęgacz kierunkowy 3 dB jest opisany w dalszej części niniejszej pracy i dlatego w tym miejscu wystarczy podkreślić, iż jest to urządzenie działające na zasadzie mostka, podobnie jak transformator rozwidlający stosowany w urządzeniach telefonicznych. W sprzęgaczu kierunkowym 3 dB — podobnie jak w transformatorze rozwidlającym — energia dostarczona z każdego z nadajników do zacisków wejściowych sprzęgacza 3 dB dzieli się na dwie równe części, z których jedna jest wykorzystywana jako energia użyteczna, pozostała zaś jest tracona w oporniku równoważącym układ. Podobnie również jak w przypadku układu z transformatorem rozwidlającym, wartość tłumienia pomiędzy dwoma nadajnikami dołączonymi do tego samego sprzęgacza może być teoretycznie równa nieskończoności, ale praktycznie jest ograniczona ze względu na trudności związane z uzyskaniem dokładnych dopasowań. W szczególności dotyczy to linii zasilającej antenę wraz z samą anteną. Przy starannym wykonaniu można w praktyce osiągnąć wartość tłumienia pomiędzy parami zacisków tego samego sprzęgacza, do których są dołączone nadajniki, równą około 30 dB [18].

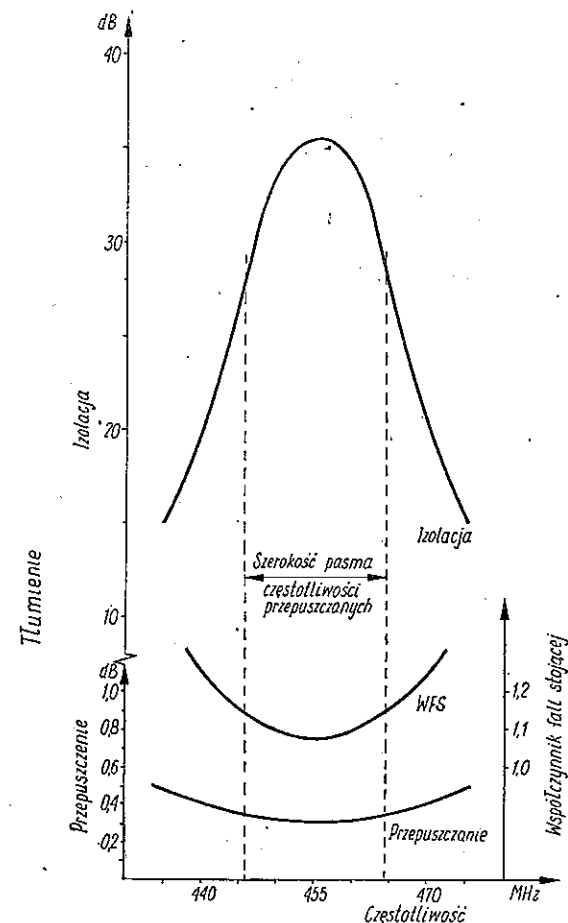
Jeżeli tłumienie pomiędzy nadajnikami jest zbyt małe, to można je zwiększyć włączając pomiędzy antenę a rozpatrywany nadajnik (w którym powstaje składowa intermodulacji) izolator lub cyrkulator ferrytowy bądź obwód rezonansowy o bardzo dużej dobroci.

Izolator ferrytowy jest czwórnikiem, który wnosi małe tłumienie dla energii przesyłanej w jednym kierunku, a duże tłumienie dla energii w.cz. płynącej w kierunku przeciwnym [3].

Cyrkulatory ferrytowe stosowane w technice radiokomunikacji ruchomej mają po trzy ramiona (trzy pary zacisków). Energia doprowadzona do jednej pary zacisków jest skierowana do sąsiedniej pary zacisków zgodnie z ustalonym kierunkiem cyrkulacji, natomiast energia przesyłana w kierunku przeciwnym jest silnie tłumiona [3]. Jeżeli do jednej pary zacisków cyrkulatora będzie dołączony opornik zakończający, to taki cyrkulator może zastępować izolator ferrytowy. Jest to istotne, ponieważ dla interesujących zakresów częstotliwości

nie wytwarza się typowych izolatorów ferrytowych, a tylko cyrkulatory. Te ostatnie są produkowane od około 70 MHz do wielu tysięcy MHz.

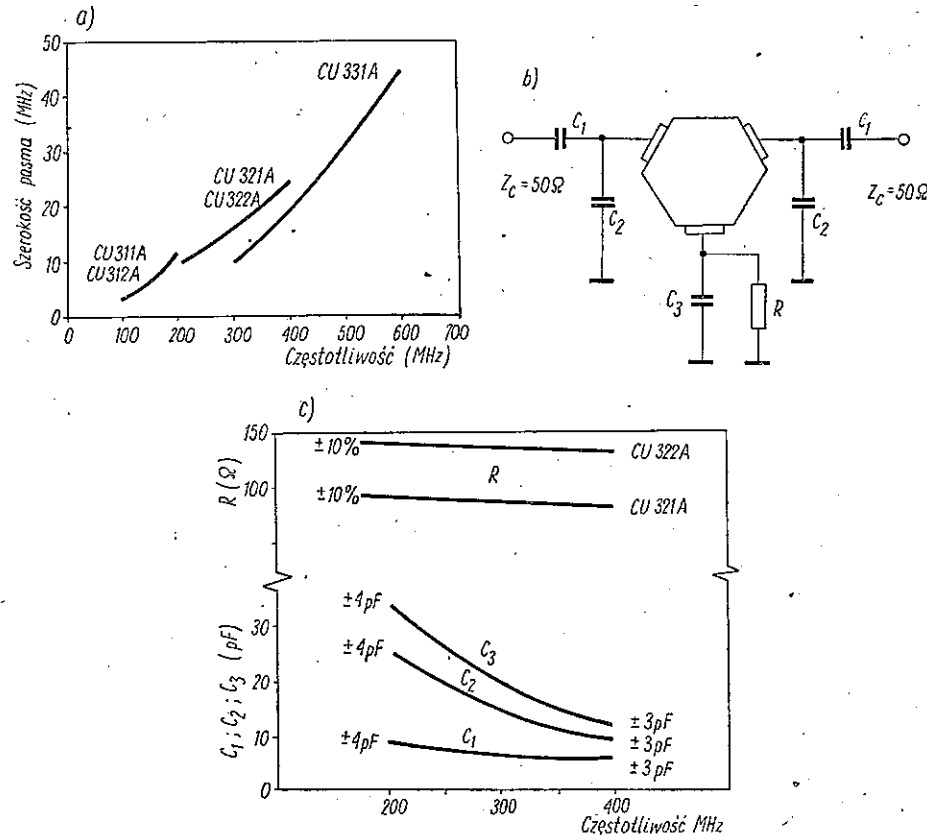
Urządzenia tego typu, przystosowane do pracy w zakresach fal wykorzystywanych przez radiokomunikację ruchomą, mają w kierunku przepustowym wartość tłumienia od około 0,5 do 2 dB, a w kierunku zaporowym od 15 do około 30 dB. Pewną wadą tych urządzeń jest stosunkowo mała szerokość pasma częstotliwości przepuszczanych (rzędu 2 do 4% częstotliwości roboczej), w którym są zachowane podane wartości tłumień (rys. 16).



Rys. 16. Charakterystyki typowego cyrkulatora ferrytowego, stosowanego w technice radiokomunikacji ruchomej (typu HB-8-455 firmy Melabs)

Stosunkowo niedawno zostały opracowane izolatory przestrajane za pomocą układów zewnętrznych, które mogą pracować w znacznie szerszych pasmach częstotliwości. Przykładem tego ostatniego urządzenia może być tak zwany „Heksalator”, którego charakterystyki są podane na rys. 17. Heksalatory są

małe (jeden zajmuje miejsce o średnicy 33 mm lub 43 mm i o wysokości 15 mm) i, zgodnie z informacjami producenta, ich cena ma być stosunkowo nieduża. W związku z tym można przypuszczać, że znajdą one szerokie zastosowanie w technice radiokomunikacji ruchomej.



Rys. 17. Charakterystyki przestrajanych cyrkulatorów ferrytowych przewidzianych do pracy jako izolatory:

a) szerokość pasma, w którym tłumienie wsteczne przekracza wartość 20 dB; b) schemat włączenia;

c) wartości elementów dostrojczych
(Dane dotyczą tzw. „Heksalatorów” firmy TDK Electronics Co. Ltd. — Tokio)

W celu zmniejszenia mocy składowych intermodulacji generowanych w nadajniku stosuje się również jednoobwodowe filtry w.cz., włączane pomiędzy wyjściem nadajnika a anteną. Jak łatwo udowodnić, w przypadku dopasowania sprawność takiego filtru jest równa:

$$\eta = 1 - \frac{2Q_{OB}}{Q_L} \quad (34)$$

gdzie: Q_{OB} = dobroć obwodu obciążonego,
 Q_L = dobroć obwodu nieobciążonego.

Ponieważ filtr powinien tłumić sygnały o częstotliwościach stosunkowo bliższych do częstotliwości przepuszczanej, dobroć obwodu obciążonego Q_{OB} powinna być możliwie duża. Konieczność równoczesnego uzyskania dużej sprawności zmusza do stosowania obwodów o bardzo dużej dobroci bez obciążenia Q_L , dochodzącej do rzędu dziesiątków tysięcy. Powoduje to, że obwody takie są duże (przeważnie obwód jest zbudowany z ćwierćfalowego odcinka linii współosiowej na jednym końcu zwartej, a na drugim rozwartej). Wymagana przy tym duża stabilność obwodu powiększa koszty wykonania filtru.

Parametry typowych filtrów jednoobwodowych, stosowanych w technice radiokomunikacji ruchomej, są przedstawione w tabl. 3.

Tablica 3

Parametry filtrów jednoobwodowych według danych firmy Phelps Dodge Comm. Comp.

Typ filtru	Zakres częstotliwości (MHz)	Rozmiary obwodu rezonansowego		Wartość tłumienia przy rezonansie (dB)	Dobroć obwodu obciążonego
		Średnica (mm)	Długość (mm)		
500—509	144—174	około	około	0,5	340
		152	559	1,0	650
495—509	406—470	około	około	1,5	920
		76	203	0,5	230
				1,0	440
				1,5	625

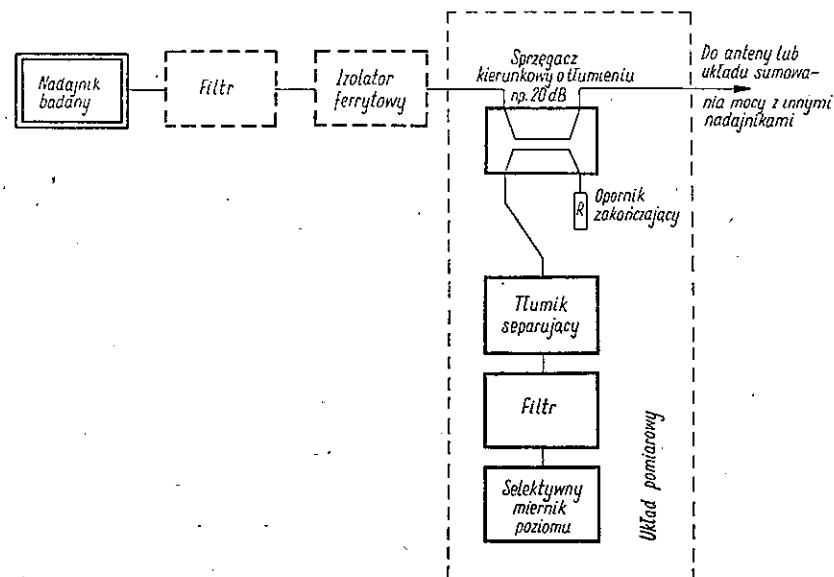
Opis i parametry podobnych filtrów opracowanych w Instytucie Łączności, przeznaczonych do pomiarów intermodulacji w nadajnikach i odbiornikach, są podane dalej w rozdz. 7.

4.3. Pomiary składowych intermodulacji generowanych w nadajniku

Dla celów praktycznych jest interesujące określenie mocy składowych intermodulacji promieniowanych przez antenę danego nadajnika w warunkach rzeczywistej jego pracy, to jest przy normalnej pracy tego nadajnika i wszystkich innych nadajników, które mogą powodować generację składowych intermodulacji przez dany nadajnik. Z tego względu dla celów praktycznych jest najlepiej wykonywać pomiary w miejscu zainstalowania badanego nadajnika. Pomiar najwygodniej jest przeprowadzić włączając sprzęgacz kierunkowy o dużym tłumieniu (np. 20 dB) w szereg z kablem antenowym nadajnika. Do odpowiedniego wyjścia sprzęgacza dołącza się selektywny miernik napięcia¹⁵⁾, a do drugiego

¹⁵⁾ Przy braku takiego przyrządu można również wykorzystać odbiornik modulacji częstotliwościowej z miernikiem wskazującym prąd ogranicznika. Przed odbiornikiem powinien być włączony regulowany tłumik, a skalowanie i pomiar należy wykonywać ustawiając odpowiednio tłumienie tłumika w taki sposób, aby prąd ogranicznika miał wartość stałą.

wyjścia opornik zakończający. W celu uniknięcia możliwości powstania zakłóceń intermodulacyjnych w samym mierniku na jego wejściu powinien być włączony dodatkowy filtr tłumiący sygnały o częstotliwości roboczej badanego nadajnika. Schemat blokowy opisanego układu pomiarowego jest pokazany na rys. 18.



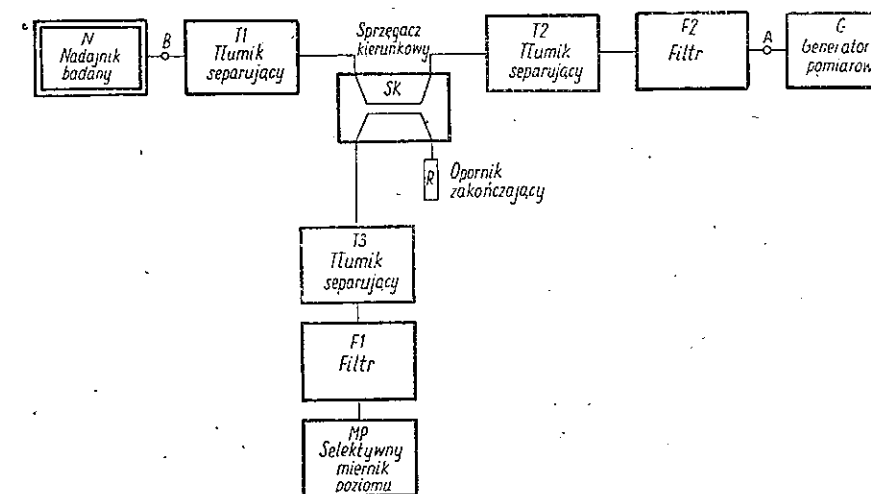
Rys. 18. Schemat blokowy układu do pomiaru mocy składowych intermodulacji, generowanych w nadajniku w przypadku istnienia wspólnego układu antenowego dla dwóch lub więcej nadajników

Przy projektowaniu obiektów wyposażonych w wiele nadajników, przewidzianych do równoczesnej pracy, należy z góry przewidywać odpowiednie urządzenia zmniejszające moce wytwarzanych składowych intermodulacji poniżej dopuszczalnej wartości granicznej. W tym celu konieczna jest znajomość charakterystyk instalowanych nadajników (patrz np. rys. 13).

Pomiar interesujących charakterystyk w przypadku wykorzystywania nadajników jako źródeł sygnałów jest znany i może być wykonywany na podstawie wskazówek podanych w literaturze [33 i 46]. Wykonanie takich pomiarów jest jednak często niemożliwe ze względu na brak źródeł sygnałów o odpowiednich mocach. Jak wykazały badania przeprowadzone w Instytucie Łączności pod kierownictwem autora niniejszej pracy, pomiary charakterystyk intermodulacji nadajników mogą być również wykonywane przy wykorzystaniu typowego generatora sygnałowego o wielokrotnie mniejszej mocy od mocy badanego nadajnika. Opracowany układ pomiarowy jest przedstawiony na rys. 19.

Trzeba również zwrócić uwagę, że wymagania stawiane przyrządom używanym do pomiaru intermodulacji w nadajniku są stosunkowo wysokie i dlatego

przed przystąpieniem do wykonywania tych pomiarów należy określić poziomy składowych intermodulacji, powstających w samym układzie pomiarowym (selektywnym mierniku i w generatorze), aby móc ocenić, w jakich granicach poziomów i w jakim zakresie częstotliwości może być używany dysponowany zestaw przyrządów.



Rys. 19. Schemat blokowy układu do pomiaru podatności nadajnika na wytwarzanie składowych intermodulacji

Uwaga. Filtr F_2 może być uzupełniony lub zastąpiony przez odpowiedni izolator ferrytowy (patrz uwaga w tekście przykładu umieszczonego w rozdz. 4.3.)

Taka analiza (potwierdzona pomiarowo) dla jednego z zestawów przyrządów opracowanych w Instytucie Łączności jest przedstawiona w poniższym przykładzie.

Przykład

Obliczenie wyniku pomiaru podatności nadajnika na wytwarzanie składowej intermodulacji trzeciego rzędu $f_{I3-1} = 2f_N - f_G$ oraz analiza składowych intermodulacji, powstających w układzie pomiarowym (w generatorze i w mierniku poziomym).

1. Dane układu pomiarowego (według rys. 19)

T_1 23 dB;

T_2 5 dB;

T_3 4,5 dB;

SK 5 dB (kierunkowość ≥ 26 dB); opracowanie IŁ 70135/3 Nr 1;

F1 opracowanie IŁ 70135/11 Nr 1 (wartości tłumień podane odpowiednio poniżej);

F2 opracowanie IŁ 70122/1 Nr 1 (wartości tłumień podane odpowiednio poniżej);

N MORS FM 302; $f_N = 171,4$ MHz; +145 dB μV^{16}

G SMFA $f_G = 165,4$ MHz; +123 dB μV

MP ESU jak stwierdzono pomiarowo, miernik ten wytwarza wewnątrz składową intermodulacji f_{I3-1} o poziomie odpowiadającym 0 dB μV , przy doprowadzeniu do wejścia dwóch napięć o częstotliwościach odległych odpowiednio o 6 i 12 MHz oraz o jednakowych poziomach równych +70 dB μV .

Mierzona składowa intermodulacji $f_{I3-1} = 176,4$ MHz.

2. Obliczenie wyniku pomiaru podatności nadajnika na wytwarzanie składowej intermodulacji f_{I3-1}

a) Poziom sygnału o częstotliwości f_G z generatora G doprowadzony do wejścia badanego nadajnika

Poziom wyjściowy generatora +123 dB μV

Wartości tłumień

Filtr F2 (dla f_G) -2 dB

Tłumik T2 -5 dB

Sprzęgacz SK (dla f_G) -2 dB

Tłumik T1 -24 dB

+90 dB μV

b) Poziom składowej intermodulacji na wyjściu badanego nadajnika

Poziom zmierzony miernikiem +10 dB μV

Wartości tłumień:

Filtr F1 (dla f_{I3-1}) +1,5 dB

Tłumik T3 +4,5 dB

Sprzęgacz SK (dla f_{I3-1}) +5,0 dB

Tłumik T1 +24 dB

+45 dB μV

c) Podatność nadajnika (współczynnik przemiany częstotliwości): +45 dB μV —
-90 dB $\mu V = -45$ dB

3. Określenie poziomu składowej intermodulacji na wejściu miernika, wytworzonej w generatorze

¹⁶⁾ Poziom odniesiony do napięcia 1 μV ; w danym przykładzie operowanie poziomami napięć było dopuszczalne, ponieważ wszystkie elementy układu miały jednakowe impedancje równe 50 Ω .

a) Poziom sygnału z badanego nadajnika na wejściu generatora

Poziom sygnału na wyjściu nadajnika +145 dB μV

Wartości tłumień:

Tłumik T1 -24 dB

Sprzęgacz SK (dla f_N) -2 dB

Tłumik T2 -5 dB

Filtr F2 (dla f_N) -44 dB

+70 dB μV

b) Poziom składowej intermodulacji na wejściu generatora

Poziom sygnału doprowadzonego z nadajnika +70 dB μV

Straty związane z przemianą częstotliwości -46 dB

+24 dB μV

Uwaga

Wartość strat równa 46 dB została przyjęta na podstawie uprzednio zmierzonej charakterystyki generatora, analogicznej do charakterystyki przedstawionej dalej w rozdz. 7. Należy jednak zaznaczyć, że charakterystyki dotyczą składowej intermodulacji o częstotliwości $2f_G - f_N$. W danym przypadku jest natomiast interesująca składowa o częstotliwości $2f_N - f_G$, dla której, zgodnie z poprzednimi rozważaniami, straty przemiany będą większe. Powoduje to, że w obliczeniu jest „ukryty” pewien zapas. Zostało to również potwierdzone eksperymentalnie. Zwarto mianowicie filtr F2 i w tych warunkach odczytano na mierniku MP poziom o około 6 dB mniejszy, niż to wynika z przyjętej wartości.

c) Poziom składowej intermodulacji z generatora na wejściu miernika poziom:

Poziom składowej na wyjściu generatora +24 dB μV

Wartości tłumień

Tłumik T2 -5 dB

Filtr F2 -43 dB

Sprzęgacz kierunkowy (w kierunku zaporowym) -26 dB

Tłumik T3 -4,5 dB

Filtr F1 -1,5 dB

-56 dB μV

Przy tak małym poziomie wpływ zjawiska intermodulacji w generatorze może być pominięty.

Uwaga

Przyjmując, że poziom składowej intermodulacji, powstającej w badanym nadajniku, zmierzony miernikiem, jest równy +10 dB μV (patrz wyżej punkt 2b) oraz zakładając, iż dla żądanej dokładności pomiaru wystarczy, aby składowa intermodulacji z generatora była na przykład tylko o 10 dB mniejsza od składowej z badanego nadajnika, można określić minimalną wartość tłumienia filtra F2,

przy której pomiar będzie jeszcze prawidłowy. Jak łatwo obliczyć, w danym przypadku wartość ta będzie równa 15,5 dB (zarówno dla sygnału z nadajnika, jak i dla składowej intermodulacji z generatora). Wynika z tego również, że w danym przypadku filtr F_2 może być zastąpiony przez cyrkulator (jeden lub kilka) o kierunkowości większej lub równej 31 dB.

4. Określenie poziomu składowej intermodulacji generowanej w mierniku poziomym MP

a) Poziom sygnału z badanego nadajnika na wejściu miernika poziomym

Poziom sygnału na wyjściu nadajnika +145 dB μV

Wartości tłumień:

Tłumik T_1	-24 dB
Sprzęgacz SK	-5 dB
Tłumik T_3	-4,5 dB
Filtr F_1 (dla f_N)	-47 dB
	<hr/>
	+64,5 dB μV

Uwaga

Powyższa wartość może być łatwo sprawdzona bezpośrednio przez odpowiednie dostrojenie miernika poziomym.

b) Poziom sygnału z generatora na wejściu miernika poziomym

Poziom sygnału na wyjściu generatora +123 dB μV

Wartości tłumień:

Tłumik T_2	-5 dB
Filtr F_2 (dla f_G)	-2 dB
Sprzęgacz kierunkowy (w kierunku zaporowym)	-26 dB
Tłumik T_3	-4,5 dB
Filtr F_1	-52 dB
	<hr/>
	+33,5 dB μV

Uwaga

Powyższa wartość może być łatwo sprawdzona bezpośrednio przez odpowiednie dostrojenie miernika poziomym.

c) Poziom składowej intermodulacji generowanej w mierniku poziomym

Na podstawie powyższych danych oraz wyników pomiaru odbiornika (miernika poziomym) określanych wyżej w punkcie 1 oraz korzystając z zależności (30) otrzymuje się

$$q_s = 2(64,5 - 70) + 1(33,5 - 70) = -47,5 \text{ dB}$$

Stąd szukany poziom wynosi

$$0 \text{ dB } \mu V - 47,5 \text{ dB} = -47 \text{ dB } \mu V$$

Otrzymana wartość wskazuje, że w danych warunkach wpływ zjawiska intermodulacji w mierniku poziomym może być pominięty.

Uwaga

Wprowadzając założenia analogiczne jak wyżej w uwadze do punktu 3 c), można określić minimalne wartości tłumienia filtru F_1 , przy których pomiar będzie jeszcze prawidłowy. W danym przypadku dopuszczalne jest zmniejszenie tych wartości tylko o $47,5/3 \approx 16$ dB. Przy określaniu minimalnych wartości tłumienia filtru F_1 należy zwracać uwagę, aby poziom sygnału z badanego nadajnika nie przesterował stopni wejściowych używanego miernika poziomym.

4.4. Wymagania określające dopuszczalny poziom składowych intermodulacji generowanych w nadajniku

Ostatnio zostały już rozpoczęte w kraju prace mające na celu ustalenie dopuszczalnych mocy składowych intermodulacji, generowanych w nadajnikach lądowej radiokomunikacji ruchomej. W ramach tych prac Instytut Łączności opracował „Projekt wymagań technicznych dla zespołu nadajników stacji stałej, współpracującego z jednym wspólnym układem antenowym w sieciach lądowej radiokomunikacji ruchomej” [9]. Konieczność wydania takich wymagań wynika z przewidywanego szybkiego wzrostu liczby sieci i urządzeń lądowej radiokomunikacji ruchomej, związanego ze znacznym wzrostem zagęszczenia nadajników eksploatowanych na ograniczonych terenach dużych miast i obszarów przemysłowych. Warto tu zwrócić uwagę, że wspomniane wymagania dotyczą nie tyle samego nadajnika czy urządzenia radiotelefonicznego, ile całości instalacji antenowej od wyjścia nadajnika aż do anteny. Instalacja antenowa powinna być tak rozbudowana, aby w danych warunkach moc składowych intermodulacji nadajnika promieniowanych przez antenę nie przekraczała wartości dopuszczalnych. Z powyższego wynika, iż budowa nowego nadajnika w pobliżu innego już pracującego powinna być związana nie tylko z odpowiednim wyposażeniem toru antenowego tego nowego nadajnika, lecz także z przebadaniem zmiany warunków pracy już pracującego nadajnika i ewentualnym uzupełnieniem jego instalacji antenowej przez odpowiednie filtry bądź też izolatory czy cyrkulatory ferrytowe.

Najbardziej istotne stwierdzenie wspomnianego projektu wymagań brzmi jak następuje:

„Moc sygnału, powstałego w wyniku zjawiska intermodulacji 3 rzędu zachodzącego w dowolnym nadajniku, na który oddziałuje jeden lub kilka sygnałów z innych nadajników za pośrednictwem wspólnego układu antenowego, mierzona na zaciskach anteny, nie powinna przekraczać wartości 10 μW . Zaleca się, aby powyższa moc nie przekraczała 2,5 μW .”

Użyte tu pojęcie „wspólny układ antenowy” obejmuje różne możliwe sposoby rozwiązań współpracy dwóch czy więcej nadajników ze wspólną anteną

lub też antenami umieszczonymi w takiej odległości od siebie, że wartość tłumienia pomiędzy nimi jest mniejsza od 63 dB¹⁷⁾.

4.5. Przykłady rozwiązania współpracy kilku nadajników na podstawie obliczeń poziomów składowych intermodulacji

Podane wiadomości pozwalają określić zarówno drogę postępowania przy analizie projektów rozwiązań współpracy kilku nadajników z jednym układem antenowym, jak i konieczne wyposażenie instalacji antenowych w urządzenia dodatkowe, zapobiegające powstawaniu składowych intermodulacji o nadmiernych amplitudach. Poniższe przykłady stanowią uzupełniającą ilustrację dotychczasowych rozważań.

Przykład 1

Obliczyć, w jakiej najbliższej odległości mogą być zainstalowane anteny dwóch typowych nadajników radiokomunikacji ruchomej, z których jeden ma moc wyjściową $P_1 = 1$ W, a drugi $P_2 = 10$ W, przy czym moc składowej intermodulacji na zaciskach anteny nie powinna przekraczać $10 \mu\text{W}$. Oba nadajniki pracują w zakresie częstotliwości 160 MHz na częstotliwościach odległych od siebie o około $f_1 - f_2 = 0,5$ MHz.

W przypadku braku wyników pomiarów podatności każdego z założonych nadajników na generację składowych intermodulacji można założyć, że odpowiednie charakterystyki obu nadajników są jednakowe i zgodne z podanymi na rys. 13. Przy jednakowych charakterystykach obu nadajników można od razu zauważyć, że wśród powstających składowych intermodulacji największą moc będzie miała składowa o częstotliwości $f_{I3-1} = 2f_1 - f_2$, generowana w nadajniku o mniejszej mocy wyjściowej. Żądana różnica poziomów pomiędzy mocą silniejszego nadajnika o mocą składowej intermodulacji, powstającej wskutek istnienia tego sygnału w nadajniku o mniejszej mocy, będzie równa:

$$10 \text{ dBw} - (-50 \text{ dBw}) = 60 \text{ dB}^{18)}$$

Zgodnie z charakterystyką podaną na rys. 13, przy różnicy częstotliwości 0,5 MHz generowana składowa intermodulacji trzeciego rzędu będzie miała poziom o 12 dB mniejszy od poziomu sygnału doprowadzonego z zewnątrz do rozpatrywanego nadajnika. Na tej podstawie można określić minimalną dopuszczalną wartość tłumienia pomiędzy wyjściami obu nadajników:

$$60 \text{ dB} - 12 \text{ dB} = 48 \text{ dB}$$

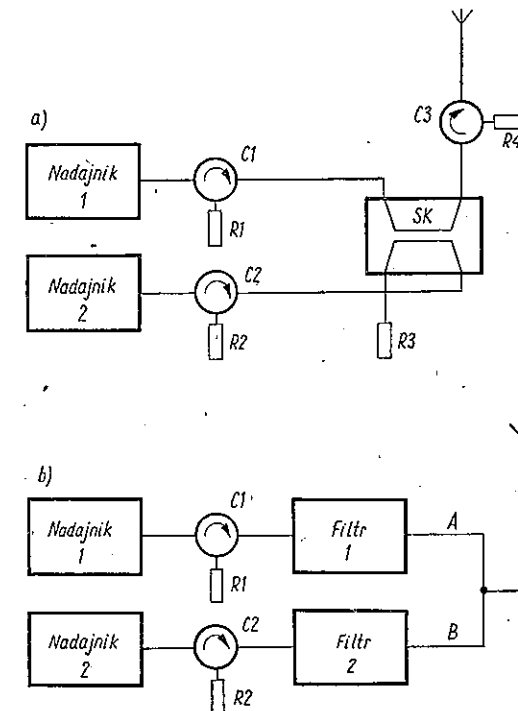
¹⁷⁾ Przyjęto, że w warunkach lądowej radiokomunikacji ruchomej i przy istniejących w kraju ograniczeniach mocy nadajników wartość tłumienia pomiędzy antenami większa lub równa 63 dB zawsze zapewni dostatecznie małą moc każdej ze składowych intermodulacji, generowanych w nadajniku.

¹⁸⁾ Skrót dBw oznacza poziom mocy odniesiony do mocy 1 W.

Zakładając, iż sumaryczna wartość tłumienia kabli antenowych obu nadajników jest równa 3 dB i że nie przewiduje się stosowania dodatkowych urządzeń, jak filtry czy izolatory ferrytowe, otrzymuje się minimalną dopuszczalną wartość tłumienia pomiędzy antenami równą 45 dB. Posługując się nomogramem z rys. 15, można określić, że ta wartość odpowiada odległości pomiędzy dwoma dipolami półfalowymi równej 22λ (w danym przypadku będzie to około 41 m), jeśli znajdują się one w przybliżeniu na tej samej wysokości nad ziemią, lub odległości $2,1\lambda$ (około 4 m), gdy oba dipole będą umieszczone jeden nad drugim. Ze względu na możliwość oddziaływania różnych przedmiotów znajdujących się w otoczeniu obu anten, określone wyżej minimalne odległości powinny być potwierdzone drogą pomiaru wykonanej instalacji. Pomiar taki jest przeważnie niepotrzebny, jeżeli wartość tłumienia pomiędzy antenami, określona na podstawie nomogramu z rys. 15, przekracza o 10 dB lub więcej minimalną dopuszczalną wartość tego tłumienia.

Przykład 2

Porównać układy współpracy dwóch nadajników tego samego typu z jedną anteną, przedstawione na rys. 20a) i b), na podstawie wartości parametrów podanych przez *Eakina* [18] i przyjętych w poniższych obliczeniach.



Rys. 20. Schematy blokowe układów współpracy dwóch nadajników z jedną anteną:

a) układ ze sprzegaczem kierunkowym 3 dB; b) układ z filtrami
 R_1, R_2, R_3, R_4 — oporniki zakończone; C_1, C_2, C_3 — cyrkulatory; SK — sprzegacz kierunkowy 3 dB (układ mostkowy)
 A — linia o długości $\lambda/4$ dla częstotliwości nadajnika 2; B — linia o długości $\lambda/4$ dla częstotliwości nadajnika 1

- a) Układ z rysunku 20a)
 Poziom składowej intermodulacji trzeciego rzędu na wejściu anteny, na przykład z nadajnika 1:
- | | |
|---|---------------------------|
| Poziom na wyjściu nadajnika 2 (100 W) | +20 dBw |
| Cyrkulator C2 | -0,5 dB |
| Sprzęgacz SK (kierunek zaporowy) | -30 dB |
| Cyrkulator C1 (kierunek zaporowy) | -20 dB |
| Podatność nadajnika 1 (straty przemiany) | -30 dB |
| Cyrkulator C1 | -0,5 dB |
| Sprzęgacz SK | -3 dB |
| Poziom składowej o częstotliwości $2f_1-f_2$ na wejściu anteny | -64 dBw
(0,25 μ W) |
| Poziom sygnału pożądanego na wejściu anteny, na przykład z nadajnika 1: | |
| Poziom na wyjściu nadajnika 1 (100 W) | +20 dBw |
| Cyrkulator 1 | -0,5 dB |
| Sprzęgacz SK | -3 dB |
| Cyrkulator 3 | 0,5 dB |
| Poziom sygnału pożądanego | +16 dBw (40 W) |
- b) Układ z rysunku 20b)
 Poziom składowej intermodulacji trzeciego rzędu na wejściu anteny, na przykład z nadajnika 1:
- | | |
|---|---------------------------|
| Poziom na wyjściu nadajnika 2 (100 W) | +20 dBw |
| Cyrkulator 2 | -0,5 dB |
| Filtr 2 | -1 dB |
| Filtr 1 (pasmo zaporowe) | -20 dB |
| Cyrkulator 1 (kierunek zaporowy) | -20 dB |
| Podatność nadajnika 1 (straty przemiany) | -30 dB |
| Cyrkulator 1 | -0,5 dB |
| Filtr 1 (pasmo zaporowe) | -20 dB |
| Poziom składowej o częstotliwości $2f_1-f_2$ na wejściu anteny | -72 dBw
(0,06 μ W) |
| Poziom sygnału pożądanego na wejściu anteny, na przykład z nadajnika 1: | |
| Poziom na wyjściu nadajnika 1 (100 W) | +20 dBw |
| Cyrkulator 1 | -0,5 dB |
| Filtr 1 | -1 dB |
| Straty wnoszone przez linię B | -0,5 dB |
| Poziom sygnału pożądanego | +18 dBw (63 W) |
- c) Porównanie układów

Wyniki obliczeń wskazują, że układ z rys. 20b) ma zarówno większą sprawność, jak i zapewnia mniejsze moce składowych intermodulacji trzeciego rzędu na wejściu wspólnej anteny. (Obliczenia wykonane dla składowej o częstotliwości $2f_1-f_2$, generowanej w nadajniku 1, są również słuszne i dla składowej o częstotliwości $2f_2-f_1$ generowanej w nadajniku 2). Trzeba jednak zwrócić uwagę na istotną zaletę układu z rys. 20a), a mianowicie pełną jego sprawność przy bardzo małych różnicach pomiędzy częstotliwościami obu współpracujących nadajników, podczas gdy w układzie z rys. 20b) dysponowane filtry narzucają minimalny odstęp pomiędzy tymi częstotliwościami, który nie może być przekroczony. Z tego powodu w praktyce częściej stosuje się różne wersje układu z rys. 20a. W literaturze opisano nawet układ łączący 8 nadajników za pośrednictwem siedmiu sprzęgaczy kierunkowych 3 dB, w którym równocześnie zastosowano 9 cyrkulatorów [25]. Układ ten wprowadza straty mocy każdego z sygnałów z nadajników równe 10 dB (przy czym wspólna antena zapewnia równocześnie zysk 6 dB), pozwalając uzyskać poziom składowych intermodulacji mniejszy o 70,5 dB od poziomu każdego z sygnałów użytecznych.

Warto wyjaśnić, że cyrkulator stosowany na wyjściach układów ze sprzęgaczem kierunkowym 3 dB (patrz C3 na rys. 20a) służy do tłumienia energii odbitej od anteny, która może znacznie zmniejszyć skuteczność działania sprzęgacza kierunkowego.

5. SKŁADOWE INTERMODULACJI POWSTAJĄCE POZA NADAJNIKIEM I ODBIORNIKIEM

5.1. Źródła zakłóceń i sposoby ich usuwania

Zgodnie z opisem powstawania składowych intermodulacji, podanym w rozdz. 1, będą one powstawać zawsze tam, gdzie do dowolnego elementu nieliniarnego będzie doprowadzone kilka napięć o różnych częstotliwościach. W praktyce zauważa się powstawanie szkodliwych składowych intermodulacji w różnych przedmiotach metalowych, znajdujących się w otoczeniu anteny dołączonej do kilku nadajników lub grupy kilku anten, znajdujących się w pobliżu siebie i połączonych z różnymi nadajnikami. Najczęściej elementami nieliniarnymi, wywołującymi powstawanie niepożądanych składowych, są miejsca połączeń mechanicznych różnych elementów metalowych. Na przykład, jeżeli dwa pręty żelazne wchodzące w skład konstrukcji masztu antenowego są ze sobą połączone za pomocą nitu lub śruby, to pod wpływem działania korozji styk pomiędzy tymi prętami (bezpośredni lub za pośrednictwem nitu lub śruby) może mieć znaczną oporność o charakterystyce nieliniarnej. Następnie, jeżeli wskutek pracy dwóch lub więcej nadajników we wspomnianych prętach będą

indukowały się takie siły elektromotoryczne, że pomiędzy połączonymi ich końcami będzie występować różnica napięć, to wówczas, zgodnie z rozwinięciem równania (1), prąd płynący przez miejsce styku będzie miał składowe o częstotliwościach intermodulacji. Te same pręty, w których indukowały się siły elektromotoryczne pod wpływem pracy nadajników (będące pewnego rodzaju anteną odbiorczą dla sygnałów z nadajników), będą równocześnie promieniowały składowe intermodulacji (będą więc anteną promieniującą sygnały zakłócające).

Podany przykład, wyjaśniając zjawisko powstawania składowych intermodulacji poza nadajnikiem i odbiornikiem, tłumaczy również, dlaczego w sposób popularny jest ono znane jako „efekt zardzewiałych połączeń”.

Sformułowanie ogólnych wskazówek, określających rodzaje przedmiotów mogących być źródłem powstawania składowych intermodulacji, jest niemożliwe. Każdy bowiem przedmiot odpowiedniej wielkości, składający się z kilku połączonych ze sobą części metalowych, jest potencjalnym źródłem zakłóceń. W literaturze jest nawet opisany przypadek generacji składowych intermodulacji przez stary samochód ciężarowy, stojący w odległości około 30 m od stacji, wyposażonej w kilka jednocześnie pracujących nadajników służb ruchomych [33]. Zakłócenia te zostały wyeliminowane po odjeździe samochodu na odległość większą niż 60 m od masztu antenowego.

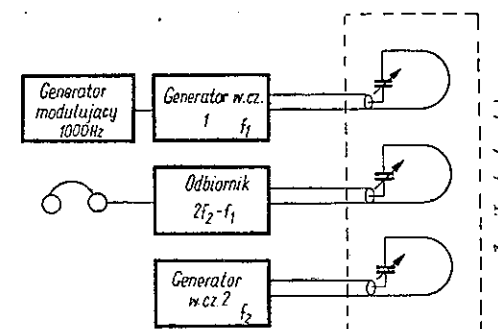
Opisane zakłócenia intermodulacyjne są w ogólności usuwane albo przez zapewnienie pewnych styków elektrycznych pomiędzy wszystkimi połączonymi ze sobą częściami metalowymi (stosuje się spawanie bezpośrednie odpowiednich części z sobą lub za pośrednictwem bardzo krótkich odcinków grubych linek miedzianych), albo też przez staranne elektryczne odizolowanie części połączonych ze sobą w sposób mechaniczny [29 i 33]. Ten ostatni sposób jest przeważnie trudniejszy, a więc znacznie droższy i dlatego jest stosowany rzadko.

Składowe intermodulacji mogą również powstawać wskutek niepewnych styków złączy kablowych w obwodzie antenowym wspólnym dla kilku nadajników. Jak wykazują wyniki pomiarów [28], w przypadku odpowiedniej jakości złączy amplitudy odpowiednich składowych intermodulacji, nawet po długim okresie eksploatacji, są stosunkowo małe i w większości przypadków mogą być pominięte.

5.2. Wykrywanie źródeł zakłóceń

Wykrywanie źródeł rozpatrywanych zakłóceń jest bardzo trudne i pracochłonne. Z tego względu przy budowie urządzeń antenowych, przewidzianych do pracy z kilkoma nadajnikami, należy zwracać szczególną uwagę na odpowiednią działalność profilaktyczną (zapewnienie trwałych i pewnych połączeń elektrycznych wszystkich części połączonych mechanicznie).

Zagadnienie metod i przyrządów do wyszukiwania źródeł omawianych zakłóceń intermodulacyjnych dotychczas w kraju nie było rozpatrywane. Na podstawie doświadczeń z USA [33] do wyszukiwania zakłóceń można zalecić specjalny przyrząd, którego schemat blokowy jest pokazany na rys. 21. Przyrząd ten składa się z dwóch generatorów w.cz. (o dużej stałości częstotliwości), odbiornika ze słuchawkami lub z miernikiem napięcia wejściowego i zespołu trzech anten, wykonanego w postaci sondy. Częstotliwości generatorów i odbiornika



Rys. 21. Schemat blokowy przyrządu do wyszukiwania nieliniarnych złączy, będących źródłami zakłóceń intermodulacyjnych

są tak dobrane, że spełniają one równanie (6). Zbliżenie zespołu anten do miejsca będącego źródłem zakłóceń intermodulacyjnych powoduje pojawienie się odpowiedniej składowej intermodulacji, rejestrowanej przez odbiornik. Przy budowie i wykorzystaniu przyrządu należy zwracać uwagę, aby częstotliwości generatorów były zbliżone do częstotliwości roboczych nadajników, powodujących powstawanie szkodliwej składowej intermodulacji. Elementy konstrukcyjne wchodzące w skład obwodu o charakterystyce nielinearnej, mogą bowiem tworzyć elektryczny obwód rezonansowy, uwypuklający sygnały o pewnych, jedynie określonych częstotliwościach.

Dalszy ciąg tego artykułu (od rozdz. 6 do 7) będzie zamieszczony w numerze 2 (62)
 Окончательная часть статьи (от п. 6 до п. 7) следует в 2(62)
 Final part of the paper (from p. 6 to p. 7) in the No 2 (62)
 Suite de l'article (de pt 6 à pt 7) dans le No 2 (62)
 Schlussfolgerung des Artikels (p. 6 p. 7) im Heft N 2 (62)

ZBIGNIEW KOWALSKI (HABDANK)

534.6.088 : 621.395.721

DOKŁADNOŚĆ SZACOWANIA TŁUMIENNOŚCI ODNIESIENIA APARATÓW TELEFONICZNYCH METODAMI OBIEKTYWNYMI

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego w dn. 18.IX.1970 r.

Przedstawiono model matematyczny szacowania tłumienności odniesienia przy założeniu niezmienniczej w czasie liniowej zależności korelacyjnej między wynikami pomiarów, uzyskiwanych metodami: obiektywną oraz subiektywną.

Podano wzory umożliwiające (na podstawie wyników porównawczych badań telefonometrycznych obiema metodami losowej próby aparatów danego typu) wyznaczenie określonych miar dokładności szacowania tłumienności odniesienia.

Zaproponowano przyjęcie tymczasowego kryterium dopuszczalnych błędów szacowania i na kilku konkretnych przykładach wykazano praktyczną ważność przedstawionego problemu.

W zakończeniu sformułowano dalsze problemy i podano sugestie ich rozwiązania.

1. WPROWADZENIE; USTALENIA OBOWIĄZUJĄCEJ NORMY

Ponieważ pomiary telefonometryczne przeprowadzane tradycyjnymi metodami subiektywnymi¹⁾ są bardzo pracochłonne, przy badaniach kontrolnych większej liczby aparatów telefonicznych z reguły przeprowadza się szybkie pomiary metodami obiektywnymi²⁾. Dotychczas produkowane urządzenia do obiektywnych pomiarów telefonometrycznych dają wyniki pomiarów aparatów telefonicznych z reguły różniące się od wyników uzyskanych metodami subiektywnymi [2÷6]. Mimo tych rozbieżności względy ekonomiczne decydują o powszechności stosowania metod obiektywnych. Istnieje przeto potrzeba wprowadzenia odpowiednich poprawek do wskazań przyrządów przy pomiarach obiektywnych.

¹⁾ To jest „na mowę i słuch” przez ekipę złożoną z czterech albo pięciu specjalnie wybranych i przeszkolonych osób; wynik pomiaru oblicza się jako średnią wyników szeregu porównań głośności dźwięków transmitowanych przez układ badany oraz układ wzorcowy [1, 2].

²⁾ To jest za pomocą urządzeń pomiarowych; wynik pomiaru odczytuje się bezpośrednio na skali przyrządu.

Aktualnie obowiązująca norma na aparaty telefoniczne [7] ustala następujący sposób wyznaczania wartości y tłumienności odniesienia aparatu telefonicznego na podstawie wartości x wyniku pomiaru³⁾ tego aparatu za pomocą określonego urządzenia do obiektywnych pomiarów telefonometrycznych:

$$y = x + d \quad (*)$$

gdzie d — wartość poprawki stałej dla danego typu aparatu telefonicznego (wyposażonego w określony typ wkładek).

Poprawkę tę oblicza się ze wzoru:

$$d = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i - \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$$

gdzie n — liczba aparatów danego typu, z których każdy jest badany metodami: subiektywną i obiektywną, przy czym y_i oznacza wynik pomiaru uzyskany metodą subiektywną, a x_i — wynik pomiaru uzyskany metodą obiektywną (za pomocą danego urządzenia) i -tego aparatu.

Norma stawia wymaganie, aby liczba porównywanych aparatów była nie mniejsza od 10.

Wyznaczona według wzoru (*) wartość tłumienności odniesienia każdego z aparatów telefonicznych zbadanego za pomocą urządzenia do obiektywnych pomiarów telefonometrycznych stanowi podstawę do alternatywnej klasyfikacji jakości tego aparatu⁴⁾, a przy badaniu próbki aparatów — do decyzji o przyjęciu albo też o odrzuceniu całej partii aparatów.

Aby nie popełniać błędów klasyfikacyjnych, wartość y tłumienności odniesienia każdego ze zbadanych aparatów musi być wyznaczona dostatecznie dokładnie. Z tego względu ocenę dokładności wyznaczania wartości tłumienności odniesienia aparatów telefonicznych na podstawie pomiarów obiektywnych należy uznać za sprawę ważną. Ponieważ sprawę tę pomijano nie tylko w istniejących normach⁵⁾, lecz nawet w dotychczasowej literaturze telefonometrycznej, niniejsze opracowanie stanowi próbę rozwiązania tego istotnego zagadnienia metrologicznego.

³⁾ Należy zwrócić uwagę, iż w tym miejscu tekstu celowo nie podano nazwy mierzonej wielkości, bowiem koncepcja działania urządzeń do obiektywnych pomiarów telefonometrycznych opiera się na porównaniu intensywności (a nie głośności) dźwięków — stąd mierzona wielkością nie jest tłumienność odniesienia.

⁴⁾ Aparat telefoniczny uznaje się za zły, jeżeli jego tłumienność odniesienia y przekracza ustaloną w normie wartość graniczną.

⁵⁾ Należy zwrócić uwagę, że zarówno w normie krajowej [7], jak i we wszystkich dostępnych w Polsce zagranicznych (państwowych) normach na aparaty telefoniczne [13÷18] nie ma wzmianki nawet o wymaganej dokładności wyników pomiarów tłumienności odniesienia.

2. MODEL MATEMATYCZNY SZACOWANIA TŁUMIENNOŚCI ODNIESIENIA APARATÓW TELEFONICZNYCH NA PODSTAWIE OBIEKTYWNYCH POMIARÓW TELEFONOMETRYCZNYCH

Dany jest zbiór elementów (aparatów telefonicznych określonego typu) o wielowymiarowych charakterystykach wektorowych, mierzonych skalarnie dwiema metodami. Załóżmy niezmienniczość w czasie⁶⁾ zarówno charakterystyk transmisyjnych elementów zbioru, jak i charakterystyk metrologicznych metod pomiarowych.

Oznaczmy symbolem X zmienną losową wyników pomiarów elementów zbioru według metody I (obiektywnej), symbolem zaś Y zmienną losową wyników pomiarów elementów zbioru według metody II (subiektywnej). Zbiór elementów jest charakteryzowany dwuwymiarową zmienną losową (X, Y) .

Oznaczmy symbolem $\Delta = Y - X$ różnicę wyników pomiarów elementów zbioru według obu metod pomiarowych. Różnica ta jest również zmienną losową. Istnieją uzasadnione podstawy do przyjęcia założenia o normalności rozkładu⁷⁾

$$\Delta \in N(\delta, \sigma)$$

gdzie δ jest wartością oczekiwaną, zaś σ — odchyleniem standardowym różnic wyników pomiarów.

Problem szacowania tłumienności odniesienia na podstawie pomiarów obiektywnych sprowadza się do wyznaczenia rozkładu warunkowego $Y|X = x$.

Ponieważ

$$Y = X + \Delta$$

przeto

$$(Y|X = x) = x + \Delta$$

Dla uproszczenia zapisu wprowadźmy oznaczenie

$$(Y|X = x) = Y_x$$

będzie zatem

$$Y_x = x + \Delta$$

⁶⁾ Jest to podstawowe założenie przedstawianej metody szacowania. W rozważanym zagadnieniu oznacza ono, iż w funkcji czasu nie ulegają zmianom właściwości transmisyjne aparatów telefonicznych oraz nie ulegają zmianom parametry rozkładów błędów układów pomiarowych, reprezentujących każdą z metod.

⁷⁾ Aspekt matematyczny tego zagadnienia ujmuje tzw. centralne twierdzenie graniczne [8]. Zmienna losowa Δ jest bowiem sumą trzech wzajemnie niezależnych zmiennych losowych: błędów pomiarowych metody I, błędów pomiarowych metody II oraz błędów niezgodności obu metod (tzn. różnic „wartości prawdziwych” skalarów X i Y). Należy zwrócić uwagę, że aż dwie z powyższych składowych (a mianowicie błędów pomiarowych każdej z metod) z reguły mają rozkłady przynajmniej zbliżone do normalnego.

Wartość oczekiwana tego rozkładu warunkowego:

$$\bar{Y}_x = x + \delta$$

odchylenie zaś standardowe:

$$\sigma_{Y_x} = \sigma$$

Rozkład warunkowy Y_x będzie zatem miał postać normalną o parametrach $x + \delta$ oraz σ :

$$Y \in N(x + \delta, \sigma)$$

W rzeczywistości parametrów δ oraz σ rozkładu warunkowego Y_x nie znamy, możemy je jednak oszacować na podstawie próby.

Założmy, iż ze zbioru elementów pobrano próbę losową o liczności n . Każdy z elementów został pomierzony obiema metodami. W wyniku otrzymujemy ciąg liczb $\{x_i, y_i\}$, gdzie $i = 1, 2, 3, \dots, n$.

Na podstawie wyników próby wyznaczamy oszacowanie y na podstawie x z zależności:

$$\hat{y} = x + d \quad (1)$$

Niedokładność oszacowania tłumienności odniesienia poszczególnych aparatów na podstawie pomiaru wartości x oraz wzoru (1) jest tym większa, im większa jest różnica $|\hat{y} - y|$ dla każdego z aparatów. Przy szacowaniu tłumienności odniesienia dużej liczby aparatów zazwyczaj dąży się do oszacowania takiego rodzaju, aby dla możliwie dużej liczby aparatów uzyskać możliwie małe błędy szacowania.

W języku matematycznym mówi się, iż oszacowanie (1) staje się optymalne w sensie L^2 , tzn. zachodzi minimalizacja odchylenia średniokwadratowego błędów oszacowania:

$$S = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\hat{y}_i - y_i)^2} \quad (2)$$

wówczas, gdy

$$d = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n d_i \quad (3)$$

gdzie

$$d_i = y_i - x_i \quad (4)$$

jest różnicą wyników odpowiadających sobie pomiarów y oraz x każdego i -tego elementu⁸⁾.

Uzyskana z próby wartość d , spełniająca równania (3) i (4), jest nieobciążonym i najefektywniejszym estymatorem wartości oczekiwanej δ rozkładu różnic

⁸⁾ Warunek: (3)+(4) uzyskuje się z zależności $\frac{dS}{dd} = 0$, gdzie S otrzymuje się z równania (2) po podstawieniu: $\hat{y}_i = x_i + d$.

Δ dla całego zbioru, wartość zaś \hat{y} spełniająca równanie (1) — analogicznym estymatorem wartości \bar{Y}_x . Z tego względu \hat{y} stanowi najlepsze (w sensie L^2) oszacowanie w zbiorze wartości y na podstawie wartości x .

Przy spełnieniu warunków (1), (3) i (4) odchylenie średniokwadratowe błędów szacowania wartości y na podstawie wartości x w próbie wynosi:

$$S_d = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (d_i - d)^2} \quad (5)$$

Wartość S_d nazywa się błędem standardowym oszacowania w próbie.

Ponieważ elementy wchodzące do próby były pobierane w sposób losowy, przeto charakteryzujące je wielkości (x , y) też są zmiennymi losowymi. Stąd też zmiennymi losowymi są indywidualne różnice d_i , jak również średnia arytmetyczna d oraz odchylenie standardowe S_d rozkładu tych różnic. Z tego względu na podstawie wyników próby nie jest możliwe jednoznaczne określenie stałych parametrów zbioru: δ oraz σ .

Wyniki uzyskane z badania próby losowej dają jednak możliwość określenia przedziałów wartości pokrywających z określonym prawdopodobieństwem nieznane wartości parametrów δ oraz σ . Na podstawie parametrów d oraz S_d , obliczonych z n -elementowej próby losowej, można mianowicie twierdzić z ryzykiem α popełnienia błędu, że

$$1^\circ \quad |\delta - d| \leq \frac{t}{\sqrt{n-1}} \cdot S_d \quad (6)$$

oraz

$$2^\circ \quad \sigma \leq \sqrt{\frac{n}{\chi^2}} \cdot S_d \quad (7)$$

gdzie:

t — oznacza kwantyl rzędu $(1-\alpha/2)$ rozkładu *Studenta* o $(n-1)$ stopniach swobody,

χ^2 — oznacza kwantyl rzędu α rozkładu *Chi-kwadrat* o $(n-1)$ stopniach swobody.

Wielkość

$$\sqrt{\frac{n}{\chi^2}} \cdot S_d = S_g \quad (8)$$

stanowi górną granicę błędu standardowego oszacowania tłumienności odniesienia w zbiorze na podstawie zależności (1), przy czym prawdopodobieństwo, iż ta wartość graniczna zostanie przekroczona, wynosi α , tzn.:

$$P(\sigma > S_g) = \alpha \quad (9)$$

Uzyskana wartość S_g umożliwia określenie błędów szacowania tłumienności odniesienia poszczególnych elementów zbioru. Oczywiście w zbiorze aparatów danego typu błąd szacowania tłumienności odniesienia:

$$Y_x - \hat{y}$$

jest zmienną losową.

Dopuszczając ryzyko α błędnego wnioskowania statystycznego, wyniki uzyskane z badania próby losowej dają możliwość określenia frakcji zbioru elementów co najmniej równej f , dla której wartość bezwzględna błędu szacowania tłumienności odniesienia nie przekroczy wartości granicznej Δ_g :

$$|Y_x - \hat{y}| \leq \Delta_g \quad (10)$$

z zależności [9]:

$$f = \Phi\left(\frac{1}{\sqrt{n}} + \frac{\Delta_g}{S_g}\right) - \Phi\left(\frac{1}{\sqrt{n}} - \frac{\Delta_g}{S_g}\right) \quad (11)$$

gdzie $\Phi(u)$ oznacza dystrybuantę standaryzowanego rozkładu normalnego w punkcie u ⁹⁾. Można również założyć dopuszczalną część $(1-f)$ zbioru elementów, dla której co najwyżej zostanie przekroczona wartość graniczna Δ_g błędu szacowania tłumienności odniesienia.

Dokładność szacowania uważa się za zadowalającą, jeśli wartość graniczna błędu szacowania nie przekroczy wartości dopuszczalnej:

$$\Delta_g \leq \Delta_a \quad (12)$$

Wartość dopuszczalną Δ_a błędu szacowania Y_x zakłada się odpowiednio dla każdego zbioru elementów. Dla aparatów telefonicznych — ze względu na zdolność rozdzielczą słuchu ludzkiego z punktu widzenia głośności dźwięku¹⁰⁾ — proponuje się przyjąć tymczasowo jako wartość dopuszczalną błędu szacowania tłumienności odniesienia:

$$\Delta_a = 1 \text{ dNp}$$

W przyszłości wartość tę powinno się odpowiednio zmniejszyć stosownie do potrzeb aktualnych planów transmisji telefonicznej, które wymagają znacznie dokładniejszego precyzowania parametrów transmisyjnych poszczególnych ogniw łańcuchów w sieci telefonicznej¹¹⁾.

⁹⁾ Równanie (11) stanowi tylko przybliżone rozwiązanie problemu wyznaczania granic tolerancji. Daje ono taki wynik, przy którym założony poziom ufności $(1-\alpha)$ wnioskowania statystycznego jest spełniony z dokładnością lepszą niż $1/n^2$. Dokładne rozwiązanie problemu jest możliwe przy wykorzystaniu niecentralnego rozkładu *Studenta* [10]. Jednak przy niezbyt dużej liczności n próby obliczenia metodą dokładną są skomplikowane.

¹⁰⁾ To jest próg dostrzegalności różnicy głośności dźwięku.

¹¹⁾ Należy zwrócić uwagę, że już obecnie rozdzielczość pomiarów tłumienności łączy transmisyjnych jest rzędu 1 mNp (przy zastosowaniu mierników cyfrowych).

3. PRZYKŁADOWE WYNIKI BADAŃ

3.1. Badanie I

Przeprowadzono telefonometryczne badania porównawcze właściwości odbiorczych 10 aparatów typu CB662, wyposażonych w dynamiczne wkładki słuchawkowe typu W66. Badania polegały na wyznaczeniu tłumienności odniesienia na odbiór każdego z aparatów metodą subiektywną z udziałem 4-osobowej ekipy badaniowej oraz metodą obiektywną za pomocą urządzenia „Telephone Set Test Equipment” typu EJ5, produkcji duńskiej firmy Telefon Fabrik Automatic.

Jako wynik y_i pomiaru tłumienności odniesienia i -tego aparatu przyjmowano średnią arytmetyczną z dwunastu ocen tłumienności po zaokrągleniu jej do $1/2$ dNp¹²⁾. Jako wynik x_i pomiaru telefonometrycznego metodą obiektywną przyjmowano pojedynczy odczyt wskazania przyrządu pomiarowego z dokładnością do $1/10$ dNp¹³⁾.

Wyniki pomiarów (w dNp) oraz obliczenia parametrów rozkładu różnic w próbie zestawiono w tabeli 1.

Z obliczeń wynika, że dla przebadanej próby wartość „poprawki” wynosi

$$d = -1,95 \text{ dNp}$$

błąd zaś standardowy oszacowania

$$S_d = 1,0385 \text{ dNp}$$

Zakładając, że zgłoszone do telefonometrycznych badań porównawczych aparaty były pobrane losowo ze zbioru aparatów typu CB662 oraz przyjmując $\alpha = 5$ -procentowe ryzyko popełnienia błędu przy wnioskowaniu o zbiorze aparatów

¹²⁾ Przy ekipie złożonej z czterech osób ($p = 4$) ilość kombinacji par: mówiący — słuchający wynosi $p(p-1) = 4 \cdot 3 = 12$. Zaokrąglenie średniej do $1/2$ dNp wynika z rozproszenia poszczególnych ocen tłumienności (w rozważanym przypadku dokładniejsze precyzowanie wyniku nie ma uzasadnienia). Wszystkie wyniki podano zatem z kwantem miary równym $1/2$ dNp, co oznacza, że wynik dowolnego pomiaru może przyjmować każdą wartość liczbową, stanowiącą wielokrotność $1/2$ dNp.

¹³⁾ Ze względu na nieznaczne wahania wskazówki przyrządu podczas pomiaru obserwacja wskazań była długotrwała (co najmniej kilka sekund); podczas obserwacji wyznaczano średnie położenie wskazówki i przyjmowano je jako wskazanie przyrządu pomiarowego. W tym przypadku wszystkie wyniki pomiarów podano stosując kwant miary równy $1/10$ dNp.

typu CB662 na podstawie przebadanej próby 10 szt. aparatów, możemy stwierdzić, że:

1° — tłumienność odniesienia na odbiór aparatów typu CB662 mierzonych telefonometrycznie przyrządem typu EJ5 należy szacować na podstawie zależności (ze wzoru 1)

$$\hat{y} = x - 1,95 \text{ dNp}$$

2° — uzyskana z próby wartość poprawki $d = -1,95$ dNp nie jest pewna; gdyby do próby weszły inne aparaty, uzyskana wartość poprawki byłaby inna, ale na podstawie wyników badania tej właśnie próby można twierdzić z 5-procentowym ryzykiem popełnienia błędu, że wartość prawdziwa δ poprawki znajduje się w przedziale (ze wzoru: 6)¹⁴⁾:

$$1,176 \leq \delta \leq 2,724 \text{ dNp}$$

Tabela 1

Tabela obliczeń średniej arytmetycznej d oraz odchylenia standardowego S_d dla danych z badania I (wszystkie wartości w [dNp])

1	2	3	4	5	6
i	y_i	x_i	d_i	$d_i - d$	$(d_i - d)^2$
1	-7,0	-4,8	-2,2	-0,25	0,0625
2	-8,0	-5,7	-2,3	-0,35	0,1225
3	-7,5	-5,0	-2,5	-0,55	0,3025
4	-6,5	-3,6	-2,9	-0,95	0,9025
5	-6,5	-5,7	-0,8	+1,15	1,3225
6	-9,0	-6,8	-2,2	-0,25	0,0625
7	-7,5	-5,5	-2,0	-0,05	0,0025
8	-8,0	-5,4	-2,6	-0,65	0,4225
9	-7,5	-4,8	-2,7	-0,75	0,5625
10	-6,5	-7,2	+0,7	+2,65	7,0225
\sum	-74,0	-54,5	-19,5	0	10,7850
$1/10 \sum$	-7,40	-5,45	-1,95	0	1,0785

$$d = -1,95$$

$$S_d^2 = 1,0785$$

$$S_d = 1,0385$$

Rubryka 1 zawiera numerację aparatów objętych badaniami porównawczymi.

W rubryce 2 podano wyniki subiektywnych pomiarów tłumienności odniesienia, a w rubryce 3 — wyniki pomiarów telefonometrycznych metodą obiektywną.

Rubryka 4 zawiera wartości różnic wyników pomiarów oboma metodami.

W rubryce 5 podano wartości indywidualnych błędów szacowania, a w rubryce 6 — ich kwadraty.

Na dole rubryk podano odpowiednie sumy i średnie.

¹⁴⁾ Z tablic rozkładu Studenta [11, str. 77] dla $\alpha = 0,05$ oraz $r = n - 1 = 9$ mamy: $t = 2,262$.

3° — uzyskana z próby wartość błędu standardowego oszacowania $S_{\bar{a}} = 1,0385$ dNp nie umożliwia jednoznacznego określenia błędu standardowego oszacowania tłumienności odniesienia w zbiorze aparatów typu CB662, ale na podstawie wyników badania tej właśnie próby można twierdzić z 5-procentowym ryzykiem popełnienia błędu, że wartość błędu standardowego oszacowania w zbiorze σ nie przekroczy granicy (ze wzoru 8)¹⁵⁾:

$$S_{\sigma} = 1,80 \text{ dNp}$$

4° — w zbiorze aparatów typu CB662 wystąpią różnej wielkości błędy oszacowania tłumienności odniesienia (z zależności: $\hat{y} = x - 1,95$ dNp). Na podstawie wyników przebadanej próby można z 5-procentowym ryzykiem popełnienia błędu wyznaczyć frakcję (względna liczba) f zbioru aparatów typu CB662, dla których wartość bezwzględna błędu oszacowania nie przekroczy wartości uznanej za dopuszczalną: $\Delta_{\bar{a}} = 1$ dNp. Ponieważ:

$$\frac{\Delta_{\bar{a}}}{S_{\sigma}} = 0,556$$

a więc (ze wzoru: 11)¹⁶⁾:

$$f = 41\%$$

Oczywiście nie można uznać za zadowalający stan, gdy do 59% aparatów zbadanych obiektywną metodą telefonometryczną posiada praktycznie nie kontrolowaną tłumienność odniesienia.

O wielkości błędów występujących przy takim szacowaniu tłumienności odniesienia aparatów można przekonać się, wyznaczając wartość graniczną błędu dla dostatecznie dużej wartości frakcji f elementów zbioru.

5° — przyjmując wartość $f = 99\%$ otrzymamy (z równania 11)¹⁷⁾: wartość graniczną błędu szacowania:

$$\Delta_{\sigma} = 4,85 \text{ dNp}$$

¹⁵⁾ Z tablic rozkładu Chi-kwadrat [11, str. 75] dla $\alpha = 0,05$ oraz $r = n - 1 = 9$ mamy: $\chi^2 = 16,919$.

¹⁶⁾ Przy $n = 10$ jest $u_1 = \frac{1}{\sqrt{n}} - \frac{\Delta_{\sigma}}{S_{\sigma}} \cong -0,240$, zaś $u_2 = \frac{1}{\sqrt{n}} + \frac{\Delta_{\sigma}}{S_{\sigma}} \cong 0,872$; z tablic rozkładu normalnego [11, str. 42 i 43] mamy: $\Phi(u_2) \cong 0,81$ oraz $\Phi(u_1) \cong 0,40$.

¹⁷⁾ Rozwiązanie otrzymuje się metodą iteracji [12, cz. I, str. 113], po sprowadzeniu równania (11) do postaci:

$$z_k = \frac{1}{\sqrt{n}} - \Phi^{-1} \left[\Phi \left(\frac{1}{\sqrt{n}} + z_{k-1} \right) - f \right]$$

gdzie $z = \frac{\Delta_{\sigma}}{S_{\sigma}}$, indeks zaś k oznacza numer kolejnego kroku iteracji, przy czym dla pierwszego kroku przyjmujemy wartość $z_0 = \Phi^{-1}(f)$; symbol Φ^{-1} oznacza tu funkcję odwrotną do dystrybuanty, tzn. $\Phi^{-1}(p)$ jest kwantylem rzędu p standaryzowanego rozkładu normalnego [11, str. 42 i 43].

Oznacza to, iż do 1% aparatów zbadanych obiektywną metodą telefonometryczną będzie wykazywać tłumienność odniesienia różniącą się od oszacowanej na podstawie wzoru: $\hat{y} = x - 1,95$ dNp więcej niż o $\pm 1/2$ Np. Oczywiście tego rodzaju procedurę szacowania tłumienności odniesienia aparatów należy uznać nie tylko za niedopuszczalną, ale również za absurdalną. Absurdalną dlatego, że obiektywne pomiary telefonometryczne są przeprowadzane ze stosunkowo dużą dokładnością, gdyż po starannej kalibracji przyrządów pomiarowych typu EJ5 można uzyskać powtarzalność wyników pomiarów poszczególnych aparatów nawet w granicach ± 1 cNp.

3.2. Badanie II

Przeprowadzono telefonometryczne badania porównawcze właściwości odbiorczych 14 aparatów typów CB663 i CB664, wyposażonych w dynamiczne wkładki słuchawkowe typu W66. Badania polegały na wyznaczeniu tłumienności odniesienia na odbiór każdego z aparatów metodą subiektywną z udziałem 3-osobowej ekipy badaniowej oraz dwiema metodami obiektywnymi za pomocą różnych urządzeń do pomiarów telefonometrycznych.

Jako wynik y_i pomiaru tłumienności odniesienia i-tego aparatu przyjmowano zaokrągloną do $1/2$ dNp średnią arytmetyczną z dwukrotnie przeprowadzanych sześciu ocen tłumienności.

Jako wynik x_i pomiaru telefonometrycznego metodą obiektywną przyjmowano pojedynczy odczyt wskazania przyrządu pomiarowego z dokładnością do $1/10$ dNp.

Wyniki pomiarów (w dNp) oraz obliczenia parametrów rozkładu różnic w próbie zestawiono: w tabeli 2 dla pierwszego urządzenia pomiarowego oraz w tabeli 3 dla drugiego urządzenia pomiarowego.

Z obliczeń wynika, że dla przebadanej próby aparatów wartość „poprawki” wynosi:

dla pierwszego urządzenia

dla drugiego urządzenia

$$d_I = -2,9 \text{ dNp}$$

$$d_{II} = -3,3 \text{ dNp}$$

błąd zaś standardowy oszacowania — odpowiednio:

$$S_{dI} = 0,775 \text{ dNp}$$

$$S_{dII} = 1,281 \text{ dNp}$$

Zakładając losowość próby zbadanych 14 aparatów — tłumienność odniesienia na odbiór aparatów wzmiankowanych typów należy szacować na podstawie zależności:

$$\hat{y} = x_I - 2,9 \text{ dNp}$$

$$\hat{y} = x_{II} - 3,3 \text{ dNp}$$

odpowiednio dla wyników pomiarów wykonywanych za pomocą pierwszego oraz drugiego urządzenia.

Z $\alpha = 5$ -procentowym ryzykiem popełnienia błędu można twierdzić, iż wartość prawdziwa δ poprawki zawiera się w przedziale — odpowiednio:

$$2,42 \leq \delta_I \leq 3,35 \text{ dNp}$$

$$2,56 \leq \delta_{II} \leq 4,10 \text{ dNp}$$

Tabela 2

Tabela obliczeń średniej arytmetycznej d i odchylenia standardowego S_d dla pierwszego porównania z badania II (wszystkie wartości w [dNp])

1	2	3	4	5	6
i	y_i	x_i	d_i	$d_i - \hat{d}$	$(d_i - \hat{d})^2$
1	-10,5	-7,8	-2,7	+0,2	0,04
2	-11,5	-8,7	-2,8	+0,1	0,01
3	-10,5	-8,1	-2,4	+0,5	0,25
4	-10,5	-8,4	-2,1	+0,8	0,64
5	-12,0	-7,5	-4,5	-1,6	2,56
6	-10,0	-8,2	-1,8	+1,1	1,21
7	-10,5	-6,8	-3,7	-0,8	0,64
8	-10,0	-7,6	-2,4	+0,5	0,25
9	-11,0	-7,7	-3,3	-0,4	0,16
10	-10,0	-7,2	-2,8	+0,1	0,01
11	-8,0	-5,9	-2,1	+0,8	0,64
12	-10,0	-7,2	-2,8	+0,1	0,01
13	-10,0	-7,3	-2,7	+0,2	0,04
14	-11,5	-7,2	-4,3	-1,4	1,96
\sum			-40,4		8,42
$1/14 \sum$			-2,8857		0,60143

$$d = -2,8857 \dots$$

$$\hat{d} = -2,9$$

$$d - \hat{d} = 0,0143$$

$$(d - \hat{d})^2 = 0,000204$$

$$S_d^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (d_i - \hat{d})^2 - (d - \hat{d})^2 = 0,60143 - 0,00020 = 0,60123$$

$$S_d = 0,77537$$

Z takim samym ryzykiem popełnienia błędu można twierdzić, że wartość błędu standardowego oszacowania tłumienności odniesienia w zbiorze aparatów badanych typów nie przekroczy granicy — odpowiednio:

$$S_{gI} = 1,20 \text{ dNp}$$

$$S_{gII} = 1,98 \text{ dNp}$$

Z 5-procentowym ryzykiem popełnienia błędu można wyznaczyć frakcję f aparatów wymienionych typów, dla których wartość bezwzględna błędu oszacowania tłumienności odniesienia na podstawie odpowiedniego wzoru na \hat{y} nie przekroczy wartości uznanej za dopuszczalną: $\Delta_d = 1 \text{ dNp}$.

Tabela 3

Tabela obliczeń średniej arytmetycznej d i odchylenia standardowego S_d dla drugiego porównania z badania II (wszystkie wartości w [dNp])

1	2	3	4	5	6
i	y_i	x_i	d_i	$d_i - \hat{d}$	$(d_i - \hat{d})^2$
1	-10,5	-6,5	-4,0	-0,7	0,49
2	-11,5	-7,6	-3,9	-0,6	0,36
3	-10,5	-7,0	-3,5	-0,2	0,04
4	-10,5	-9,5	-1,0	+2,3	5,29
5	-12,0	-6,8	-5,2	-1,9	3,61
6	-10,0	-7,8	-2,2	+1,1	1,21
7	-10,5	-5,4	-5,1	-1,8	3,24
8	-10,0	-5,2	-4,8	-1,5	2,25
9	-11,0	-8,7	-2,3	+1,0	1,00
10	-10,0	-8,8	-1,2	+2,1	4,41
11	-8,0	-4,4	-3,6	-0,3	0,09
12	-10,0	-7,4	-2,6	+0,7	0,49
13	-10,0	-6,8	-3,2	+0,1	0,01
14	-11,5	-7,5	-4,0	-0,7	0,49
\sum			-46,6		22,98
$1/14 \sum$			-3,32857		1,64143

$$d = -3,32857 \dots$$

$$\hat{d} = -3,3$$

$$d - \hat{d} = -0,02857$$

$$(d - \hat{d})^2 = 0,00082$$

$$S_d^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (d_i - \hat{d})^2 - (d - \hat{d})^2 = 1,64143 - 0,00082 = 1,64061$$

$$S_d = 1,2808$$

Ponieważ dla rozważanych urządzeń pomiarowych stosunki $\frac{\Delta a}{S_g}$ wynoszą odpowiednio:

$$\left(\frac{\Delta a}{S_g}\right)_I = 0,835 \quad \left(\frac{\Delta a}{S_g}\right)_{II} = 0,505$$

więc frakcje:

$$f_I = 58\% \quad f_{II} = 37,5\%$$

Oznacza to, że mimo przeprowadzania pomiarów telefonometrycznych metodą obiektywną, praktycznie nie kontrolowaną tłumienność odniesienia wykazuje

przy pomiarach pierwszym urządzeniem:	przy pomiarach drugim urządzeniem:
do 42% aparatów	do 62,5%

Wielkość błędów szacowania tłumienności odniesienia występujących dla aparatów zbadanych typów można ocenić, zakładając na przykład $f = 99\%$. Wówczas (z równania 11):

$$\frac{\Delta_g}{S_g} = 2,66$$

Stąd wartość graniczna błędu szacowania tłumienności odniesienia wynosi — odpowiednio:

$$\Delta_{gI} = 3,18 \text{ dNp} \quad \Delta_{gII} = 5,26 \text{ dNp}$$

Oznacza to, że przy pomiarach aparatów wzmiankowanych typów za pomocą każdego z rozważanych urządzeń do obiektywnych badań telefonometrycznych co najwyżej jeden procent zbadanych aparatów będzie wykazywać błędy oszacowania tłumienności odniesienia, przekraczające wyżej podane granice (odpowiednio — około: $\pm 1/3 \text{ Np}$ oraz $\pm 1/2 \text{ Np}$).

Jak więc widać, i w tym przypadku nie można dopuścić do stosowania procedury szacowania tłumienności odniesienia aparatów na podstawie pomiarów wykonywanych za pomocą rozważanych urządzeń.

Należy jednak zwrócić uwagę, iż według dokonanej oceny na podstawie pomiarów pierwszym urządzeniem można uzyskać dostatecznie dokładne oszacowanie tłumienności odniesienia aż 58% zbadanych aparatów, podczas gdy drugie urządzenie umożliwia zadowalające oszacowanie zaledwie 37,5% pomierzonych aparatów.

Na podstawie przedstawionego niniejszym przykładem badania porównawczego można więc wysunąć przypuszczenie, że pierwsze urządzenie do obiektywnych pomiarów telefonometrycznych jest lepsze od urządzenia drugiego.

Ale ponieważ wyniki liczbowe uzyskane z prób losowych są realizacjami zmiennych losowych, konieczna jest statystyczna weryfikacja hipotezy o istotności różnicy między pierwszym a drugim urządzeniem pomiarowym pod względem „dobroci telefonometrycznej”.

Sposób wykazania istotności tej różnicy nie leży jednak w ramach tematu niniejszego opracowania.

4. WNIOSKI I DEZYDERATY

Przedstawione przykłady wykazały nie tylko teoretyczną, lecz również i praktyczną ważność¹⁸⁾ problemu wyznaczania dokładności szacowania tłumienności odniesienia aparatów telefonicznych na podstawie pomiarów telefonometrycznych metodami obiektywnymi.

Ze względu na to, że występujące w praktyce błędy szacowania nie są pomijalnie małe w stosunku do wartości dopuszczalnej, wartość tych błędów powinna być wyznaczana przy każdej procedurze szacowania. Konieczne jest zatem uzupełnienie istniejącej normy przepisami ujmującymi metodę wyznaczania błędów szacowania tłumienności odniesienia oraz sposób postępowania w przypadku, gdy wyznaczone błędy okażą się większe od dopuszczalnych.

To ostatnie stwierdzenie natychmiast stwarza nowy problem do rozwiązania:

I. Przeprowadzanie badań porównawczych w sposób warunkujący uzyskanie dostatecznie małych błędów szacowania

Pojawiają się natychmiast pytania:

1° — jakie są główne czynniki warunkujące błędy szacowania tłumienności odniesienia?

oraz

2° — czy przy każdej obiektywnej metodzie telefonometrycznej możliwe jest uzyskanie dostatecznie małych błędów szacowania, a jeżeli do dyspozycji istnieje kilka obiektywnych metod pomiarowych, to którą z nich zalecać do przeprowadzania badań telefonometrycznych?

¹⁸⁾ Należy zwrócić uwagę, iż dostatecznie dokładne wyznaczanie wartości tłumienności odniesienia ma istotne znaczenie nie tylko przy przeprowadzaniu alternatywnej klasyfikacji aparatów telefonicznych badanych podczas odbiorów technicznych (o czym była mowa w rozdz. 1). Mimo iż tylko taki sposób oceny jakości aparatów (dobry — zły) był dotychczas w Polsce stosowany, jest on zupełnie niezadowalający z punktu widzenia obowiązujących obecnie statystycznych kryteriów oceny jakości transmisji w sieciach telefonicznych. Ze względu bowiem na sprawdzalność zaleceń każdego krajowego planu transmisji telefonicznej (który musi być zgodny z aktualnymi zaleceniami CCITT [1] konieczne jest stworzenie warunków przeprowadzania pomiarów tłumienności odniesienia wszystkich ogniów sieci telefonicznej (a więc i aparatów) z dostateczną dokładnością. Z tego względu już w niedalekiej przyszłości zajdzie konieczność wprowadzenia badania jakości transmisyjnego każdego aparatu telefonicznego na dokładną wartość tłumienności odniesienia (a następnie wyznaczania wartości średniej i odchylenia standardowego zbadanej próbki aparatów). To ostatnie stwierdzenie dotyczy oczywiście nie tylko aparatów nowych (podczas odbiorów technicznych), lecz również aparatów użytkowanych przez abonentów (podczas okresowej kontroli eksploatacyjnej).

Tu powstają następne problemy do rozwiązania:

II. Wybór kryteriów „rzetelności telefonometrycznej”

III. Wybór optymalnej metody obiektywnych pomiarów telefonometrycznych

Zdaniem autora głównymi czynnikami warunkującymi błędy szacowania tłumienności odniesienia są:

- 1) niezgodność skalarnych miar transmisyjnych stosowanej pary metod pomiarowych (subiektywnej i obiektywnej),
- 2) niepewność wyników pomiarów każdej ze stosowanych metod pomiarowych.
- 3) niespełnienie założenia o niezmienniczości w czasie parametrów transmisyjnych aparatów oraz charakterystyk metrologicznych porównywanych metod pomiarowych.

Najefektywniejszym sposobem zmniejszenia wynikowych błędów szacowania tłumienności odniesienia jest oddziaływanie na największą składową tych błędów.

Praktyczne rozwiązanie problemu przeprowadzania badań porównawczych przy z góry zadanej dokładności szacowania musi być zatem poprzedzone kontrolą wartości występujących w praktyce błędów niepewności każdej ze stosowanych metod pomiarowych, a następnie wyznaczeniem wartości błędów niezgodności dla każdej z możliwych par porównywanych metod: obiektywnych oraz subiektywnej. Natomiast same badania porównawcze muszą być przeprowadzane przy zastosowaniu kontroli spełnienia założenia o niezmienniczości.

Według rozeznania autora błędy niepewności obiektywnych metod telefonometrycznych są zazwyczaj pomijalne w porównaniu z błędami niepewności subiektywnej metody pomiaru tłumienności odniesienia oraz z błędami niezgodności porównywanej pary metod: obiektywnej z subiektywną.

Konieczna jest zatem analiza czynników warunkujących dokładność wyników subiektywnej metody pomiaru tłumienności odniesienia oraz takie oddziaływanie na te czynniki, aby osiągnąć zadowalające zmniejszenie błędów niepewności tej metody.

Według rozeznania autora głównymi czynnikami warunkującymi dokładność wyników subiektywnej metody pomiaru tłumienności odniesienia, oprócz liczności ekipy badaniowej, są błędy niepoprawności oraz błędy niepewności — niejednakowe u każdego z nasłuchujących członków ekipy.

Oprócz dobrania odpowiedniej liczebnie ekipy konieczne jest zatem:

- 1) opracowanie dodatkowych kryteriów oceny poszczególnych członków ekipy z punktu widzenia wyżej wzmiankowanych błędów (wykrywalnych metodą analizy czynnikowej wyników pomiarów),
- 2) eliminacja z ekipy członków wykazujących najniższe oceny,
- 3) dokooptowanie osób, które (na podstawie wstępnych badań) wykazują wysokie oceny.

Po skutecznym zmniejszeniu błędów niepewności subiektywnej metody pomiaru tłumienności odniesienia konieczne jest przeprowadzenie eliminacji

tych obiektywnych metod telefonometrycznych, które wykazują największe błędy niezgodności w stosunku do metody subiektywnej.

Tutaj dochodzimy do problemu wyboru kryteriów rzetelności telefonometrycznej. W tej sprawie autor jest zdania, że konieczne jest uwzględnienie dwóch czynników:

- pierwszy — liniowość zależności korelacyjnej między skalarnymi miarami wyznaczanymi każdą z porównywanych metod,
- drugi — błąd standardowy niezgodności tych miar.

Ponieważ oba te czynniki mogą być wspólnie scharakteryzowane przez współczynnik korelacji, wybór optymalnej metody obiektywnych pomiarów telefonometrycznych może być oparty na maksymalizacji (na zbiorze wszystkich metod obiektywnych) współczynnika korelacji między wzmiankowanymi skalarnymi miarami.

Przedstawione w niniejszym rozdziale sugestie mają oczywiście charakter dyskusyjny. Jednakże autor zdecydował się opublikować te sugestie właśnie w celu wywołania dyskusji i przyspieszenia w ten sposób rozwiązania całej grupy zagadnień związanych z obiektywizacją metod pomiarowych, stanowiącą obecnie — nawet w skali światowej — węzłowy problem telefonometrii.

*
* *

Na zakończenie warto zwrócić uwagę, iż przedstawiony w rozdz. 2 model matematyczny porównywania wyników pomiarów, uzyskiwanych dwoma niezależnymi sposobami, nie ogranicza się oczywiście do pomiarów tłumienności odniesienia aparatów telefonicznych i może znaleźć szerokie zastosowanie w praktyce metrologicznej.

*
* *

Autor pragnie wyrazić podziękowanie Panu prof. dr inż. Januszowi Kacprowskiemu, Panu dr inż. Jerzemu Dudziewiczowi oraz Panu mgr inż. Aleksemu Brodowskiemu za wnikliwe uwagi, dzięki którym ostateczna redakcja artykułu zyskała na ścisłości i komunikatywności.

WYKAZ LITERATURY

1. CCITT: White Book, Vol. V. Telephone transmission quality, local networks and telephone sets ITU, 1969.
2. *Stepień H.*: Pomiarы telefonometryczne. Wiad. Telekom., 1968 nr 8, 9, 10.
3. *Gleiss N.*: Subjective Measurements in Telephony. Tele, 1968 t. XX nr 2.
4. *Cragg W.D.*: Subjektive und objektive Verfahren zur Lautstärkebestimmung von Fernsprechapparaten. Elektr. Nachrichtenwesen, 1968 t. 43, cz. I: nr 1, cz. II: nr 3.
5. *Barnes G.J.*: Lautstärkebestimmung bei Fernsprechapparaten durch subjektive und objektive Verfahren. Elektr. Nachrichtenwesen, 1969 t. 44 nr 4.
6. *Staniewicz J.*: Pomiarы telefonometryczne subiektywne i obiektywne. Prz. Telekom., 1969 nr 10.
7. Norma branżowa BN-69-3221-04. Aparaty telefoniczne CB. Ogólne wymagania i badania. Wyd. Norm., 1969.
8. *Fisz M.*: Rachunek prawdopodobieństwa i statystyka matematyczna. PWN, 1967.
9. *Wald A., Wolfowitz J.*: Tolerance limits for a normal distribution. AMS, 1946 t. 17.
10. *Johnson N., Welch B.*: Applications of the non — central t — Distribution. Biometrika, 1939 t. 31.
11. Tablice statystyczne. PWN, 1957.
12. *Demidowicz B., Maron J.*: Metody numeryczne. PWN, 1965.
13. STAS 7710-66. Aparate telefonice de abonat BC pentru centrale manuale si automate. OSS, 1966.
14. BDS 3725-66. Aparati telefonni. Tehničeski iziskvanija. ISMIU, 1966.
15. GOST 9686-68. Aparaty telefonnye obščego primenenija dlja avtomatičeskich telefonnych stancij (ATS). Tehničeskie trebovanija. KSMIPSM, 1968.
16. GOST 7153-68. Aparaty telefonnye obščego primenenija. Metody ispytanij. KSMIPSM, 1968.
17. RS 1635-68. Telefonnye aparaty obščego primenenija. Tehničeskie trebovanija. SEV, 1968.
18. RS 1636-68. Telefonnye aparaty obščego primenenija. Metody ispytanij i izmerenij. SEV, 1968.

36. Ковальски (Габданк)

ТОЧНОСТЬ ОЦЕНИВАНИЯ ОТНОСИТЕЛЬНОГО ЗАТУХАНИЯ ТЕЛЕФОННЫХ АППАРАТОВ ОБЪЕКТИВНЫМ МЕТОДОМ

Резюме

Представлено математическую модель оценивания относительного затухания при положении постоянной по времени линейной корреляционной зависимости между результатами измерений получаемыми объективным и субъективным методом. Поданы формулы способствующие (на основании результатов сравнительных телефонметрических испытаний обоими методами при случайной выборке телефонных аппаратов данного типа) определению конкретных мер точности оценивания относительного затухания.

Предлагается принятие предварительного критерия допустимых погрешностей оценивания и на нескольких конкретных примерах доказано практическое значение рассматриваемого вопроса.

В заключении сформулировано дальнейшие проблемы и подано предложения их решений.

Zb. Kowalski (Habdanek)

EXACTNESS OF ESTIMATING TELEPHONE SETS REFERENCE EQUIVALENT BY OBJECTIVE METHODS

Summary

The Author gives a mathematical model of reference equivalent estimation, assuming the constancy in time of the linear correlation dependence between the results obtained by means of objective and subjective methods.

Formulae are given, enabling (on the base of the results of telephonometric comparatory tests carried out by means of both methods, using the random sampling of telephone sets of a given type) defining precise measuring exactness of reference equivalent estimations.

Adoption of a temporary criterion of permissible estimation errors is proposed and the practical importance of the presented question is demonstrated on the base of several concrete examples.

In the final part of the paper, further problems are formulated and ways of their solution suggested.

Zb. Kowalski (Habdanek)

EXACTITUDE D'ÉVALUATION DE L'ÉQUIVALENT DE RÉFÉRENCE DES APPAREILS TÉLÉPHONIQUES AU MOYEN DES MÉTHODES OBJECTIVES

Résumé

On a présenté le modèle mathématique d'évaluation de l'équivalent de référence, la dépendance linéaire de corrélation entre les résultats des mesures obtenus au moyen des méthodes objective et subjective étant donnée constante dans le temps.

On a donné des formules permettant de déterminer les mesures définies d'exactitude d'évaluation de l'équivalent de référence sur la base des résultats comparatifs des recherches téléphonométriques effectuées par l'application des deux méthodes à sondage aléatoire aux appareils du type donné.

On a proposé l'adoption d'un critère temporaire des erreurs d'évaluation admissibles et on a démontré l'importance pratique du problème en question en donnant plusieurs exemples concrets.

Enfin on a formulé d'autres problèmes et on a suggéré les moyens de les résoudre.

Zb. Kowalski (Habdank)

UNSICHERKEIT DER ABSCHÄTZUNG DER BEZUGSDÄMPFUNG
VON FERNSPRECHAPPARATEN MITTELS OBJEKTIVER MESSMETHODEN

Zusammenfassung

Ein mathematisches Modell der Abschätzung der Bezugsdämpfung wird dargelegt bei der Annahme einer zeitinvarianten, linearen Korrelationsabhängigkeit zwischen den mit objektiven und subjektiven Methoden erhaltenen Messergebnissen.

Die Formeln sind angegeben worden, die die Auswertung der bestimmten Masse der Unsicherheit der Abschätzung der Bezugsdämpfung (auf Grund der Ergebnisse von telephonometrischen Vergleichsprüfungen — mittels beider Methoden — der zufälliger Probe von Apparaten des gegebenen Types) ermöglichen.

Die Annahme des vorläufigen Kriteriums der zulässigen Abschätzungsunsicherheit wird vorgeschlagen und praktische Bedeutung des vorgestellten Problems mit einigen konkreten Beispielen nachgewiesen.

In der Schlussfolgerung sind weitere Probleme sowie die Vorschläge derer Lösung formuliert worden.

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1971

Wydanie I. Nakład 550+60 egz. Ark. wyd. 5,32. Ark. druk. 4,75. Oddano do składania w maju 1971. Podpisano do druku we wrześniu 1971. Druk ukończono w listopadzie 1971. Papier druk. sat. kl V 70 g z Włocławka. Zam. P/89/71. K 6532.

WROCLAWSKA DRUKARNIA DZIEŁOWA Zam. 1727/A — K-10