

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA
Instytutu Łączności
Nr _____

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

NR 92 / 1985

WARSZAWA 1985
WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

1. Stanisław Dymowski — Układy liniowe poprawiające stosunek sygnału użytecznego do zakłóceń	3
2. Andrzej Kielkiewicz — Współczynniki ochronne emisji telewizji kolorowej systemu SECAM	41
3. Jan Bogucki — System automatycznego zbierania i przetwarzania danych propagacyjnych	87
4. Jan Bogucki — Badania propagacji fal w pasmie K	105

СОДЕРЖАНИЕ

1. Станислав Дымовски — Линейные схемы улучшающие отношение полезного сигнала к помехам	39
2. Анджей Келкевич — Защитные отношения для системы цветного телевидения СЕКАМ	84
3. Ян Богущки — Система автоматического собирания и обработки данных распространения	103
4. Ян Богущки — Исследования распространения радиоволн в диапазоне K	117

CONTENS

1. Stanisław Dymowski — Linear networks increasing the signal-to-noise ratio	39
2. Andrzej Kielkiewicz — Protection ratios for SECAM colour television system	84
3. Jan Bogucki — Automatic system of collecting and processing propagation data	103
4. Jan Bogucki — Recherche of wave propagation in band K	118

SOMMAIRE

1. Stanisław Dymowski — Circuits linéaires améliorant le rapport signal bruit	39
2. Andrzej Kielkiewicz — Rapport de protection pour le système la television en couleurs SECAM	85
3. Jan Bogucki — Système automatisé de captation et de traitement des données de propagation	103
4. Jan Bogucki — Études de propagation dans la bande K	118

INHALTSVERZEICHNIS

1. Stanisław Dymowski — Signal/Störung-Verhältnis verbessernde Linearschaltungen	40
2. Andrzej Kielkiewicz — Schutzabstände für SECAM-Farbfernsehen	85
3. Jan Bogucki — System für automatische Sammlung und Verarbeitung der Wellenausbreitungsdaten	104
4. Jan Bogucki — Wellenausbreitungsmessungen im K-Band	118

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA
Instytutu Łączności
Nr _____

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

NR 92

WARSZAWA 1985

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny
Redaktor Naczelny — prof. mgr inż. Lesław Kędzierski

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

Adres Redakcji:
Instytut Łączności 04-894 Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

© Copyright by Instytut Łączności, Warszawa 1985

ISSN 0020-451X

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności
Wydawnictwo nieperiodyczne

UKŁADY LINIOWE POPRAWIAJĄCE STOSUNEK SYGNAŁU UŻYTECZNEGO DO ZAKŁÓCEŃ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 15.II.1983 r.

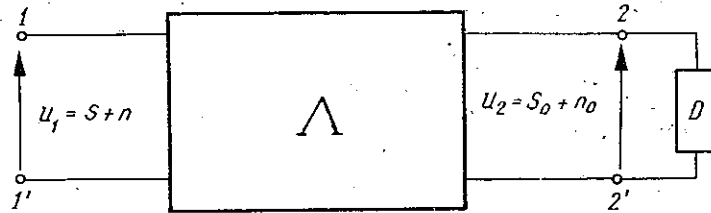
W artykule rozpatrzono układy liniowe poprawiające λ razy stosunek sygnału użytecznego do zakłóceń, tzw. układy Δ_1 . Założono, że na wejściu układu występuje w skończonym przedziale czasu suma statystycznie niezależnych sygnałów przypadkowych użytecznego s i zakłócającego n , scharakteryzowanych unormowanymi widmami energetycznymi Φ_s i Φ_n odpowiednio. W wyniku analizy przeprowadzonej w pracy dla danych Φ_s i Φ_n sformułowano warunki konieczne i wystarczające realizowalności układów Δ_1 .

1. WPROWADZENIE

Zagadnienie efektywnego wydzielenia sygnału użytecznego z sumy tegoż sygnału i zakłóceń jest od około 40 lat przedmiotem intensywnych prac badawczych, w rezultacie których uzyskano wiele interesujących wyników znajdujących zastosowanie w detekcji sygnałów. Na szczególną uwagę zasługują tu operacje liniowe nad sumą sygnału użytecznego i zakłóceń prowadzące do poprawy stosunku sygnału do zakłóceń, a mianowicie operacje filtracji i korelacji. Istotnymi osiągnięciami w tej dziedzinie są: podana przez N. Wienera w końcu lat czterdziestych teoria optymalnej filtracji, sformułowane na początku lat pięćdziesiątych przez Y. W. Lee, J. B. Wiesnera i T. P. Cheathama zasady odbioru korelacyjnego [10] oraz wprowadzona przez L. A. Zadeha i J. R. Ragazziniego [16] w latach pięćdziesiątych teoria tzw. filtrów dopasowanych do sygnału. Teorie te w istotny sposób wpłynęły na rozwój omawianej dziedziny, a ich podstawowe założenia i wyniki opisane są np. w monografiach [3, 5, 6, 8, 11, 12, 14]. W cytowanych pracach są również omówione dalsze udoskonalenia wspomnianych wyżej kierunków prac badawczych oraz ich konsekwencje aplikacyjne w telekomunikacji, radiolokacji i systemach automatycznego sterowania. Cechą wspólną omawianych wyżej kierunków rozwoju teorii układów liniowych poprawiających stosunek sygnału użytecznego do zakłóceń jest założenie stacjonarności sygnałów i zakłóceń.

W niniejszej pracy rozpatruje się układy liniowe Δ_1 , na wejściu których występuje w skończonym przedziale czasu przypadkowy sygnał u_1 .

będący sumą przypadkowego sygnału użytecznego s i przypadkowego sygnału zakłócającego n , przy czym zakłada się, że sygnały s i n są statystycznie niezależne. Z liniowości układu Λ wynika, że na jego wyjściu pojawia się sygnał przypadkowy u_2 , który jest sumą sygnału użytecznego s_0 i sygnału zakłócającego n_0 . Zakłada się, że wyjście układu jest obciążone pasywnym dwójnikiem liniowym D , tak jak to pokazano na rys. 1.



Rys. 1. Układ liniowy Λ

Oznaczając przez d_1 stosunek sygnału użytecznego do zakłóceń na wejściu 1,1' układu Λ , a przez d_2 stosunek sygnału użytecznego do zakłóceń na wyjściu układu Λ , definiuje się w pracy współczynnik poprawy stosunku sygnału do zakłóceń przez układ Λ , a mianowicie

$$\lambda = \frac{d_2}{d_1} \quad (1)$$

Celem pracy jest określenie warunków koniecznych realizowalności takich układów Λ , dla których $\lambda > 1$ oraz określenie warunków wystarczających realizowalności układów Λ dla danych, skończonych, większych od jedności wartości λ i danych widm energetycznych sygnału i zakłóceń.

Szczegółowe założenia o właściwościach sygnałów u_1 , właściwościach rozpatrywanych układów liniowych Λ i stosowane definicje stosunku sygnału użytecznego do zakłóceń omówiono poniżej w drugim i trzecim punkcie niniejszego artykułu.

2. KLASA ROZPATRYWANYCH SYGNAŁÓW WEJŚCIOWYCH

Napięcie u_1 na wejściu przedstawionego na rys. 1 układu Λ przybiera w sposób przypadkowy różne wartości rzeczywiste w przedziale czasu $[0, T]$ (gdzie T jest dodatnią liczbą skończoną) i jest tożsamościowo równe zeru poza tym przedziałem. Każda z realizacji przypadkowego napięcia u_1 jest funkcją całkowalną z kwadratem w przedziale $[0, T]$, a zatem proces przypadkowy u_1 jest elementem przestrzeni $L_2(0, T)$. Zgodnie z założeniami przyjętymi we wstępie napięcie u_1 jest sumą sygnału użytecznego s i sygnału zakłócającego n , które są wzajemnie statystycznie niezależne. Za-

równy sygnał s jak i sygnał n są elementami przestrzeni $L_2(0, T)$ w podanym wyżej sensie, tzn. każda z realizacji tych sygnałów jest elementem przestrzeni $L_2(0, T)$.

Przypadkowe wartości sygnału zakłócającego n oznaczamy przez $n(t; \gamma)$, gdzie γ jest wielowymiarową zmienną losową o realizacjach z_k . Zbiór realizacji z_k wielowymiarowej zmiennej γ oznaczamy przez Ω_γ . Zbiór Ω_γ jest zbiorem równoważnym zbiorowi możliwych realizacji sygnału n . Jeżeli jest to zbiór przeliczalny, to indeksy k są liczbami naturalnymi ($k \in \mathcal{N}$), a w przypadku nieprzeliczalnego zbioru Ω_γ indeksy k są liczbami rzeczywistymi ($k \in \mathcal{R}$). Wartości każdej realizacji sygnału zakłócającego $n(t; z_k)$ są równe zero poza przedziałem $[0, T]$.

Niech \varkappa będzie funkcją zmiennej rzeczywistej, to wartość oczekiwaną zmiennej losowej $\varkappa(n(t; \gamma))$, otrzymaną w wyniku uśrednienia na zbiorze Ω_γ oznaczamy przez

$$\overline{\varkappa(n(t; \gamma))}$$

W odniesieniu do rozpatrywanych sygnałów zakłócających n zakładamy, że

$$\overline{n(t; \gamma)} = 0 \quad (2)$$

Z przyjętych powyżej założeń wynika, że istnieje przekształcenie Fouriera sygnału zakłócającego n (por. np. [2, 7, 13]), a zatem oznaczając $\mathcal{F}\{n\} = N$ definiujemy widmo gęstości energii P_n sygnału zakłócającego n następująco:

$$P_n(f) = \overline{|\mathcal{F}\{n\}(jf; \gamma)|^2} = \overline{|N(jf; \gamma)|^2} = \overline{\left| \int_0^T n(t; \gamma) \exp(-j2\pi ft) dt \right|^2} \quad (3)$$

Funkcją autokorelacji φ_n sygnału zakłócającego n nazywamy odwrotną transformatę Fouriera widma gęstości energii, a mianowicie

$$\varphi_n = \mathcal{F}^{-1}\{P_n\} \quad (4)$$

Z właściwości przekształcenia Fouriera i przyjętych założeń o sygnale n wynika

$$\varphi_n(y) = \overline{\int_0^T n(t; \gamma) n(t+y; \gamma) dt} \quad (5)$$

Wartość $\varphi_n(0)$ nazywamy energią sygnału zakłócającego n .

Z kolei przypadkowe wartości sygnału użytecznego s oznaczamy przez $s(t; \xi)$, gdzie ξ jest wielowymiarową zmienną losową o realizacjach x_k , a zbiór realizacji x_k oznaczamy przez Ω_ξ . Analogicznie, jak w przypadku sygnału n , uśrednianie na zbiorze Ω_ξ równoważnym zbiorowi realizacji sygnału s oznaczamy poziomą kreską. Zakładamy, że wartości każdej realizacji $s(t; x_k)$ sygnału s są równe zero poza przedziałem $[t_0, T]$, przy

czym $0 \leq t_0 < T$. Widmo gęstości energii P_s i funkcję autokorelacji φ_s sygnału s definiujemy następująco:

$$P_s(f) = \overline{|\mathcal{F}\{s\}(jf; \xi)|^2} = \overline{|S(jf; \xi)|^2} = \left| \int_{t_0}^T s(t; \xi) \exp(-j2\pi ft) dt \right|^2 \quad (6)$$

$$\varphi_s = \mathcal{F}^{-1}\{P_s\} \quad (7)$$

a wartość $\varphi_s(0)$ nazywamy energią sygnału użytecznego s .

Wobec przyjętych wyżej założeń przypadkowe wartości napięcia wejściowego u_1 zapisujemy w postaci

$$u_1(t; \xi, \gamma) = s(t; \xi) + n(t; \gamma)$$

a wartość $\varphi_{u_1}(0)$ nazywamy energią sygnału wejściowego. Z założenia statystycznej niezależności sygnałów s i n (a zatem statystycznej niezależności wielowymiarowych zmiennych losowych ξ i γ) i z założenia (2) wynika

$$\begin{aligned} \varphi_{u_1}(0) &= \int_0^T u_1^2(t; \xi, \gamma) dt = \int_0^T [s(t; \xi) + n(t; \gamma)]^2 dt = \\ &= \varphi_s(0) + 2 \int_0^T s(t; \xi) n(t; \gamma) dt + \varphi_n(0) = \varphi_s(0) + \varphi_n(0) \end{aligned}$$

Dla celów dalszej analizy wprowadzamy pojęcie unormowanego widma energetycznego sygnału użytecznego Φ_s i unormowanego widma energetycznego sygnału zakłócającego Φ_n zdefiniowane następującymi równościami:

$$\Phi_s(f) = \frac{P_s(f)}{\varphi_s(0)} = \frac{P_s(f)}{2 \int_0^\infty P_s(f) df} \quad (8)$$

$$\Phi_n(f) = \frac{P_n(f)}{\varphi_n(0)} = \frac{P_n(f)}{2 \int_0^\infty P_n(f) df} \quad (9)$$

Funkcje Φ_s i Φ_n są rzeczywistymi funkcjami parzystymi częstotliwości i łatwo zauważamy, że

$$\int_0^\infty \Phi_s(f) df = \int_0^\infty \Phi_n(f) df = \frac{1}{2}$$

3. Klasa rozpatrywanych układów Δ

Rozpatrywane układy Δ są układami liniowymi spełniającymi zasadę przyczynowości, z której — po uwzględnieniu założeń o napięciu u_1 przyjętych w drugim punkcie niniejszej pracy — wynika, że napięcie u_2

na wyjściu układu A powinno być tożsamościowo równe zeru dla $t < 0$. Zakłada się, że układy A mogą realizować jedną z trzech następujących operacji:

- A) filtracja liniowa napięcia u_1
- B) korelacja wzajemna napięcia u_1 ze zdeterminowanym sygnałem q ,
- C) korelacja wzajemna zdeterminowanego sygnału p z napięciem u_1 .

Dla wyjaśnienia podajemy, że przez korelację wzajemną sygnału a z sygnałem b rozumiemy operację

$$\Psi_{a,b}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} a(x) b(x+t) dx. \quad (10)$$

Poniżej szczegółowiej omówimy kolejno operacje A, B i C.

A. Filtracja liniowa napięcia u_1

Właściwości realizowanego filtru liniowego opisuje odpowiedź impulsowa filtru k . Jest to zdeterminowana rzeczywista funkcja czasu taka, że $k(x) = 0$ dla $x < 0$ i $k \in L_2(0, \infty)$. W rozpatrywanym przypadku mamy $u_2 = k * u_1$, gdzie $*$ jest symbolem splotu (por. np. [1, 11]). Uwzględniając szczegółowe założenia przyjęte odnośnie u_1 operację splotu k i u_1 zapisujemy następująco

$$u_2(t; \xi, \gamma) = \begin{cases} 0 & , t < 0 \\ \int_0^t k(x) u_1(t-x; \xi, \gamma) dx = \int_0^t k(t-y) u_1(y; \xi, \gamma) dy, & 0 \leq t \leq T, \\ \int_{t-T}^t k(x) u_1(t-x; \xi, \gamma) dx = \int_0^T k(t-y) u_1(y; \xi, \gamma) dy, & t \geq T \end{cases} \quad (11)$$

Z. założeń przyjętych odnośnie właściwości k i u_1 wynika (por. [2, 7, 13]), że każda realizacja napięcia u_2 jest funkcją całkowalną z kwadratem, a zatem przebieg przypadkowy u_2 jest elementem przestrzeni $L_2(0, \infty)$. Oznaczając $\mathcal{F}\{u_2\} = U_2$ i $\mathcal{F}\{k\} = K$ mamy w rozpatrywanym przypadku

$$U_2(jf; \xi, \gamma) = K(jf) U_1(jf; \xi, \gamma) \quad (12)$$

a zatem

$$\overline{|U_2(jf; \xi, \gamma)|^2} = |K(jf)|^2 \overline{|U_1(jf; \xi, \gamma)|^2}$$

czyli zgodnie z wprowadzoną w rozdziale drugim definicją widma gęstości energii otrzymujemy

$$P_{u_2}(f) = |K(jf)|^2 P_{u_1}(f) \quad (13)$$

Definiując $\varphi_{u_2} = \mathcal{F}^{-1}\{P_{u_2}\}$, całkowitą energią sygnału u_2 nazywamy

$$\varphi_{u_2}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} |K(jf)|^2 P_{u_1}(f) df \quad (14)$$

B. Korelacja wzajemna napięcia u_1 z sygnałem q

Właściwości korelatora wynikają z właściwości zdeterminowanego rzeczywistego sygnału napięciowego q generowanego w tym układzie. Z warunku spełnienia zasady przyczynowości wynika $q(t) = 0$ dla $t < T$, a oprócz tego wyznaczamy $q \in L_2(T, \infty)$. W rozpatrywanym przypadku $u_2 = \Psi_{u_1, q}$, gdzie operację $\Psi_{a, b}$ zdefiniowano równością (10). Uwzględniając szczegółowe założenia przyjęte odnośnie u_1 operację $\Psi_{u_1, q}$ zapisujemy następująco:

$$u_2(t, \xi, \gamma) = \begin{cases} 0 & , t < 0, \\ \int_{T-t}^T u_1(x; \xi, \gamma) q(x+t) dx = \int_T^{T+t} u_1(y-t; \xi, \gamma) q(y) dy, & 0 \leq t \leq T, \\ \int_0^T u_1(x; \xi, \gamma) q(x+t) dx = \int_t^{t+T} u_1(y-t; \xi, \gamma) q(y) dy, & t \geq T, \end{cases} \quad (15)$$

Operacje szczegółowe rozpisane w równości (15) można zapisać w postaci

$$u_2(t; \xi, \gamma) = \int_0^T u_1(x; \xi, \gamma) q(x+t) dx \quad (16)$$

wobec czego oznaczając $\mathcal{F}\{q\} = Q$ i korzystając z twierdzenia Fubini (por. [7]) mamy

$$\begin{aligned} U_2(jf; \xi, \gamma) &= \int_0^{\infty} u_2(t; \xi, \gamma) \exp(-j2\pi ft) dt = \\ &= \int_0^{\infty} \left[\int_0^T u_1(x; \xi, \gamma) q(x+t) dx \right] \exp(-j2\pi ft) dt = \\ &= \int_0^T u_1(x; \xi, \gamma) \left[\int_0^{\infty} q(x+t) \exp(-j2\pi ft) dt \right] dx = \\ &= \int_0^T u_1(x; \xi, \gamma) \left[\int_x^{\infty} q(y) \exp(-j2\pi f(y-x)) dy \right] dx = \\ &= \int_0^T u_1(x; \xi, \gamma) \left[\int_T^{\infty} q(y) \exp(-j2\pi fy) dy \right] \exp(j2\pi fx) dx = \\ &= Q(jf) \cdot U_1(-jf; \xi, \gamma) = Q(jf) \cdot U_1^*(jf; \xi, \gamma) \end{aligned} \quad (17)$$

Wobec powyższego otrzymujemy

$$|U_2(jf; \xi, \gamma)|^2 = Q(jf)^2 \cdot |U_1^*(jf; \xi, \gamma)|^2$$

z czego wynika

$$P_{u_2}(f) = Q(jf)^2 P_{u_1}(f) \quad (18)$$

Z kolei z równości (18) wynika, że całkowita energia sygnału u_2 określona jest równością

$$\varphi_{u_2}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} Q(jf)^2 P_{u_1}(f) df \quad (19)$$

C. Korelacja wzajemna sygnału p z napięciem u_1

Właściwości korelatora są określone przez właściwości zdeterminowanego rzeczywistego sygnału napięciowego p generowanego w tym układzie. Z wymagania spełnienia zasady przyczynowości wynika $p(t) = 0$ dla $t > 0$ i ponadto zakładamy $p \in L_2(-\infty, 0)$. W rozpatrywanym przypadku $u_2 = \Psi_{p, u_1}$, gdzie operację $\Psi_{a, b}$ zdefiniowano równością (10). Uwzględniając szczegółowe założenia przyjęte odnośnie u_1 operację Ψ_{p, u_1} zapisujemy następująco:

$$u_2(t; \xi, \gamma) = \begin{cases} 0 & , t < 0 \\ \int_{-t}^0 p(x) u_1(x+t; \xi, \gamma) dx = \int_0^t p(y-t) u_1(y; \xi, \gamma) dy, & 0 \leq t \leq T, \\ \int_{-t}^{T-t} p(x) u_1(x+t; \xi, \gamma) dx = \int_0^T p(y-t) u_1(y; \xi, \gamma) dy, & t \geq T \end{cases} \quad (20)$$

Operacje przedstawione powyżej w równości (20) można bez szczegółowego rozpisywania granic całek zapisać w postaci

$$u_2(t; \xi, \gamma) = \int_0^T u_1(t; \xi, \gamma) p(y-t) dy \quad (21)$$

Oznaczając $F\{p\} = P$ i korzystając z twierdzenia Fubini wyznaczamy

$$\begin{aligned} U_2(jf; \xi, \gamma) &= \int_0^{\infty} u_2(t; \xi, \gamma) \exp(-j2\pi ft) dt = \\ &= \int_0^{\infty} \left[\int_0^T u_1(t; \xi, \gamma) p(y-t) dy \right] \exp(-j2\pi ft) dt = \\ &= \int_0^T u_1(y; \xi, \gamma) \left[\int_{-\infty}^0 p(x) \exp(j2\pi fx) dx \right] \exp(-j2\pi fy) dy = \\ &= U_1(jf; \xi, \gamma) P(-jf) = P^*(jf) U_1(jf; \xi, \gamma) \end{aligned} \quad (22)$$

Z równości (22) wynika

$$\overline{|U_2(jf; \xi, \gamma)|^2} = |P(jf)|^2 \overline{|U_1(jf; \xi, \gamma)|^2}$$

a zatem otrzymujemy

$$P_{u_2}(f) = |P(jf)|^2 P_{u_1}(f) \quad (23)$$

Zgodnie z przyjętymi wyżej określeniami w rozpatrywanym przypadku całkowita energia sygnału u_2 dana jest zależnością

$$\varphi_{u_2}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} |P(jf)|^2 P_{u_1}(f) df \quad (24)$$

Porównując równości (14), (19) i (24) zauważamy, że niezależnie od typu operacji realizowanej przez układ A całkowita energia sygnału wyjściowego u_2 jest określona równością

$$\varphi_{u_2}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} A^2(f) P_{u_1}(f) df = 2 \int_0^{\infty} A^2(f) P_{u_1}(f) df \quad (25)$$

w której A oznacza odpowiednie albo $|K|$, albo $|Q|$, albo $|P|$. Równość (25) będziemy wykorzystywali w dalszym ciągu niniejszej pracy bez potrzeby specyfikowania typu realizowanej operacji, co wynika z przyjętych poniżej definicji stosunku sygnału do zakłóceń^{*)} i podanego we wstępie określenia współczynnika λ .

Definicja 1. Stosunkiem sygnału użytecznego do zakłóceń w sygnale wejściowym $u_1 = s + n$ nazywamy pierwiastek kwadratowy ze stosunku energii całkowitej sygnału s do energii całkowitej sygnału n , a mianowicie

$$d_1^2 = \frac{\varphi_s(0)}{\varphi_n(0)} = \frac{2 \int_0^{\infty} P_s(f) df}{2 \int_0^{\infty} P_n(f) df} \quad (26)$$

Definicja 2. Stosunkiem sygnału użytecznego do zakłóceń w sygnale wyjściowym $u_2 = s_0 + n_0$ nazywamy pierwiastek kwadratowy ze stosunku energii całkowitej sygnału s_0 do energii całkowitej sygnału n_0 , a mianowicie

$$d_2^2 = \frac{\varphi_{s_0}(0)}{\varphi_{n_0}(0)} \quad (27)$$

^{*)} W teorii sygnałów spotykamy się z różnymi definicjami stosunku sygnału użytecznego do zakłóceń. Dyskusję na temat różnych określeń tej wielkości spotykamy już w pracach [9, 15] i powtarzają się one w znacznie późniejszych opracowaniach, np. [12, 14]. W niniejszej pracy przyjęto energetyczną definicję stosunku sygnału do zakłóceń.

Z założonej liniowości rozpatrywanych układów Δ wynika, że

$$\varphi_{s_0}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} A^2(f) P_s(f) df$$

$$\varphi_{n_0}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} A^2(f) P_n(f) df$$

a zatem współczynnik λ , zdefiniowany równością (1), w następujący sposób zależy od właściwości przypadkowych sygnałów s oraz n i właściwości układu Δ

$$\begin{aligned} \lambda^2 = \frac{d_2^2}{d_1^2} &= \frac{\int_{-\infty}^{\infty} A^2(f) P_s(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} A^2(f) P_n(f) df} \cdot \frac{\varphi_n(0)}{\varphi_s(0)} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} A^2(f) \frac{P_s(f)}{\varphi_s(0)} df}{\int_{-\infty}^{\infty} A^2(f) \frac{P_n(f)}{\varphi_n(0)} df} = \\ &= \frac{\int_{-\infty}^{\infty} A^2(f) \Phi_s(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} A^2(f) \Phi_n(f) df} = \frac{\int_0^{\infty} A^2(f) \Phi_s(f) df}{\int_0^{\infty} A^2(f) \Phi_n(f) df} \end{aligned} \quad (28)$$

przy czym funkcje Φ_s i Φ_n są unormowanymi widmami energetycznymi zdefiniowanymi odpowiednio równościami (8) i (9).

W dalszym ciągu niniejszej pracy będą określane warunki realizowalności takich układów Δ , dla których λ przybiera skończone wartości rzeczywiste większe od jedności i układy te będą nazywane układami Δ_1 .

4. Warunki konieczne realizowalności układów Δ_1

Zakładając, że dane są unormowane widma energetyczne sygnału użytecznego Φ_s i sygnału zakłócającego Φ_n , na podstawie równości (28) ustalamy warunki realizowalności układów Δ_1 .

W pierwszej kolejności zauważmy, że ze względu na fakt iż Φ_s i Φ_n są unormowanymi widmami energetycznymi nie może wystąpić równość $\Phi_s = \alpha \Phi_n$, gdzie α jest dowolną skończoną liczbą rzeczywistą dodatnią różną od jedności. Możliwa jest jedynie równość $\Phi_s = \Phi_n$ i w takim przypadku z (28), niezależnie od postaci funkcji A , wynika $\lambda^2 = 1$. Wobec powyższego prawdziwy jest następujący wniosek.

Wniosek 1. Jeżeli unormowane widma energetyczne sygnału użytecznego Φ_s i sygnału zakłócającego Φ_n są identyczne, to nie jest możliwe zrealizowanie układu liniowego poprawiającego stosunek sygnału użytecznego do zakłóceń tzw. układu Δ_1 .

Założenie $\Phi_s \neq \Phi_n$ jest zatem jednym z warunków koniecznych realizowalności układów Δ_1 . Przyjmując powyższe założenie zauważamy, że

dla danych unormowanych widm energetycznych Φ_s i Φ_n równość (28) jest równoważna równości

$$\int_0^{\infty} A^2(f) [\Phi_s(f) - \lambda^2 \Phi_n(f)] df = 0 \quad (29)$$

Wobec założeń przyjętych w punkcie drugim o funkcjach k , q i p , warunkiem koniecznym realizowalności układu \mathcal{A}_1 dla danych $\Phi_s \neq \Phi_n$ jest spełnienie równości (29) dla skończonych wartości $\lambda^2 > 1$ i rzeczywistych funkcji parzystych A takich, że $A \in L_2(-\infty, \infty)$ i A spełnia warunki wynikające z twierdzenia Paley-Wienera (por. [13], twierdzenie XII).

Niech

$$\Phi_s(f) - \lambda^2 \Phi_n(f) = g(f; \lambda) \quad (30)$$

to g jest rzeczywistą funkcją parzystą, nie równą tożsamościowo zeru oraz $g \in L(-\infty, \infty)$, a warunek (29) przybiera postać

$$\int_0^{\infty} A^2(f) g(f; \lambda) df = 0 \quad (31)$$

Zauważmy, że z przyjętych dotychczas założeń wynika, że funkcja A przybiera dla wszystkich wartości zmiennej wartości nieujemne, przy czym dla prawie wszystkich wartości zmiennej są to wartości dodatnie, a funkcja g nie jest tożsamościowo równa zeru. Wobec powyższego warunek (31) będzie spełniony wtedy i tylko wtedy, gdy dla skończonych wartości $\lambda^2 > 1$ funkcja g zdefiniowana równością (30) będzie zmieniała znak dla nieujemnych wartości zmiennej f . Biorąc pod uwagę parzystość funkcji g wystarcza sformułowanie, że dla większych od jedności wartości parametru λ funkcja g zmienia znak. Wobec powyższego prawdziwy jest następujący lemat.

LEMAT 1. Na to, aby dla sygnałów użytecznego i zakłócającego o znanych unormowanych widmach energetycznych Φ_s i Φ_n było możliwe zrealizowanie układu \mathcal{A}_1 jest konieczne aby:

- 1) $\Phi_s \neq \Phi_n$,
- 2) istniały takie rzeczywiste skończone wartości $\lambda > 1$, dla których rzeczywista funkcja g zdefiniowana równością (30) zmienia znak przy zmianie częstotliwości.

Spełnienie wymagań lematu 1 stwarza potencjalne możliwości wyznaczenia dla ustalonej wartości $\lambda > 1$ parzystej funkcji $A \in L_2(-\infty, \infty)$, charakteryzującej właściwości szerokiej klasy układów \mathcal{A}_1 . Wynika to z następującego rozumowania.

Jeżeli funkcja g spełnia warunki określone w lemacie 1, to dla ustalonej wartości $\lambda > 1$ przedział $(0, \infty)$ można rozdzielić na dwa rozłączne

zbiory wartości f , a mianowicie

$$\Omega^+ = \{f: g(f; \lambda) \geq 0\}$$

i

$$\Omega^- = \{f: g(f; \lambda) < 0\}$$

Definiujemy funkcje g^+ i g^- w następujący sposób:

$$g^+(f; \lambda) = \begin{cases} g(f; \lambda) & \text{dla } f \in \Omega^+ \\ 0 & \text{dla } f \in \Omega^- \end{cases} \quad (32)$$

$$g^-(f; \lambda) = \begin{cases} -g(f; \lambda) & \text{dla } f \in \Omega^- \\ 0 & \text{dla } f \in \Omega^+ \end{cases} \quad (33)$$

Łatwo zauważamy, że $g = g^+ - g^-$, a zatem warunek (31) przybiera postać

$$\int_{\Omega^+} A^2(f) g^+(f; \lambda) df = \int_{\Omega^-} A^2(f) g^-(f; \lambda) df \quad (34)$$

Jeżeli są spełnione warunki lematu 1, to istnieje ustalona wartość $\lambda_0 > 1$, dla której funkcja g zmienia znak przy zmianie częstotliwości od zera do nieskończoności i dla tej wartości λ_0 jednoznacznie są określone zbiory Ω^+ oraz Ω^- i funkcje g^+ i g^- . Wobec powyższego istnieje potencjalna możliwość wyznaczenia funkcji A , zależnej od g^+ i g^- , spełniającej równość (34). Sposób wyznaczania funkcji A dla danych Φ_s , Φ_n i ustalonej wartości $\lambda_0 > 1$ będzie omówiony przy rozpatrywaniu warunków wystarczających realizowalności układu A_1 .

5. WARUNKI WYSTARCZAJĄCE REALIZOWALNOŚCI UKŁADÓW

Zakładamy, że znane są unormowane widma energetyczne sygnału użytecznego Φ_s i sygnału zakłócającego Φ_n spełniające wymagania lematu 1. Z założonych właściwości sygnałów użytecznego i zakłócającego wynika, że Φ_s i Φ_n są rzeczywistymi funkcjami parzystymi będącymi elementami przestrzeni $L(-\infty, \infty)$. Ponieważ analizujemy warunki spełnienia równości (29) czy też równoważnej jej równości (31), interesują nas jedynie właściwości funkcji Φ_s , Φ_n i g dla nieujemnych wartości zmiennej. Z założonych właściwości sygnałów s i n wynika, że wartości $\Phi_s(0)$ i $\Phi_n(0)$ są skończone oraz że

$$\lim_{f \rightarrow \infty} \Phi_s(f) = \lim_{f \rightarrow \infty} \Phi_n(f) = 0$$

Wobec powyższego dla dowolnego skończonego λ wartość $g(0; \lambda)$ jest liczbą rzeczywistą skończoną i

$$\lim_{f \rightarrow \infty} g(f; \lambda) = 0$$

W niniejszej pracy warunkami wystarczającymi realizowalności układów \mathcal{A}_1 nazywamy zbiór wymagań na właściwości funkcji Φ_s , Φ_n i g , zawierający oczywiście wymagania sformułowane w lemacie 1, umożliwiające wyznaczenie realizowalnej funkcji A , charakteryzującej właściwości szerokiej klasy układów \mathcal{A}_1 .

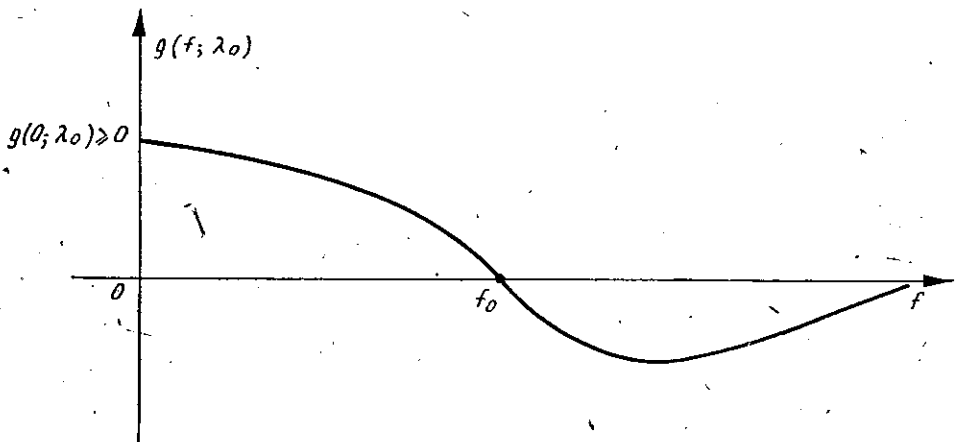
Dla zilustrowania powyższego określenia zauważmy, że jeżeli układ \mathcal{A}_1 będzie realizowalny, np. w postaci filtru liniowego, to funkcja A będzie charakterystyką amplitudową filtru, a zatem wyznaczenie A na podstawie danych Φ_s , Φ_n i założonej skończonej wartości $\lambda_0 > 1$ (czyli na podstawie funkcji g) jest równoważne określeniu klasy realizowanych filtrów liniowych o identycznych charakterystykach amplitudowych.

Dostateczność sformułowanych niżej warunków będzie wykazywana w postaci konstruktywnych dowodów formułujących metodę wyznaczania funkcji A w przypadkach szczególnych, a następnie otrzymane wyniki szczególne zostaną uogólnione.

Dla jednoznacznego określenia tych przypadków szczególnych należy ustalić odpowiednie kryterium. W tym celu zauważmy, że ze spełnienia warunku 2 lematu 1 wynika, że istnieje taka rzeczywista skończona liczba $\lambda_0 > 1$, dla której wartości $g(f; \lambda_0)$ zmieniają znak przy zmianie f od zera do nieskończoności. W konsekwencji ze spełnienia warunków lematu 1 wynika, że równanie

$$g(f; \lambda_0) = 0 \quad (35)$$

ma co najmniej jedno rzeczywiste dodatnie skończone rozwiązanie. Ogólnie rzecz biorąc, liczba skończonych rzeczywistych dodatnich rozwiązań równania (35) nie musi być liczbą skończoną; zbiór rozwiązań jest jednak zawsze zbiorem przeliczalnym. Odnośnie dalszej analizy zakładamy, że

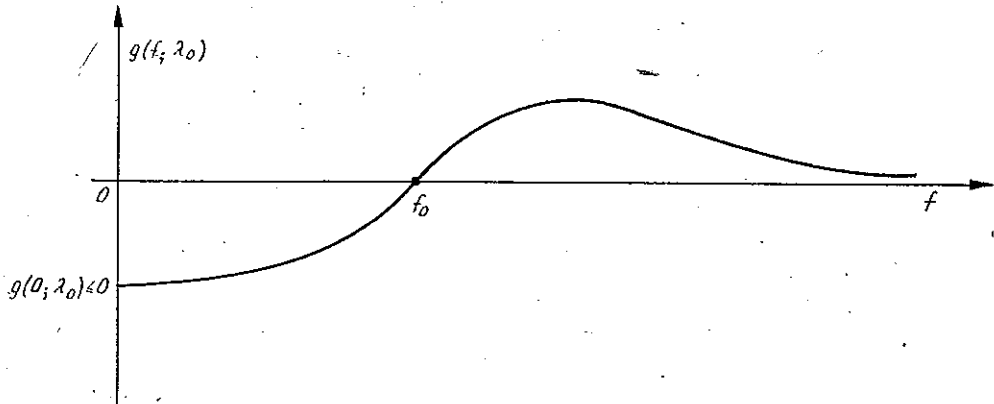


Rys. 2. Przykład wykresu funkcji g z pojedynczym zerem i $g(0; \lambda_0) \geq 0$

ograniczamy się jedynie do tych przypadków, w których liczba zmian znaku wartości funkcji g dla $f \in [0, \infty)$ jest skończona, a w konsekwencji liczba skończonych rzeczywistych dodatnich zer funkcji g jest również liczbą skończoną. Poniżej będą rozpatrywane dwa przypadki szczególne, w których liczba zer funkcji g jest równa albo jeden, albo dwa.

5.1. Przypadek pojedynczego zera funkcji g

Z założenia funkcja g , zdefiniowana równością (30) dla pewnej ustalonej wartości $\lambda_0 > 1$ posiada jedno skończone zero rzeczywiste dodatnie f_0 dla $f \geq 0$, tzn. $g(f_0; \lambda_0) = 0$. Z przyjętych poprzednio założeń wynika, że dla $f \in [0, \infty)$ możliwe są dwa typy funkcji g , których wykresy przedstawiono odpowiednio na rys. 2 i rys. 3.



Rys. 3. Przykład wykresu funkcji g z pojedynczym zerem i $g(0; \lambda_0) \leq 0$

W pierwszej kolejności ograniczymy się do rozpatrzenia przypadku przedstawionego na rys. 2. Zgodnie z określeniami przyjętymi w końcu pkt. 4 mamy $\Omega^+ = [0, f_0]$, $\Omega^- = (f_0, \infty)$, a zatem warunek (34), równoważny warunkowi (31), przybiera postać

$$\int_0^{f_0} A^2(f) g^+(f; \lambda_0) df = \int_{f_0}^{\infty} A^2(f) g^-(f; \lambda_0) df \quad (36)$$

Normując granice całkowania przez zamianę zmiennych całkowania otrzymujemy:

$$\int_0^{f_0} A^2(f) g^+(f; \lambda_0) df = f_0 \int_0^1 A^2(xf_0) g^+(xf_0; \lambda_0) dx$$

$$\int_{f_0}^{\infty} A^2(f) g^-(f; \lambda_0) df = f_0 \int_0^1 A^2\left(\frac{f_0}{x}\right) g^-\left(\frac{f_0}{x}; \lambda_0\right) dx$$

Wobec powyższego równość (36) przybiera postać

$$\int_0^1 A^2(xf_0) g^+(xf_0; \lambda_0) dx = \int_0^1 \frac{1}{x^2} A^2\left(\frac{f_0}{x}\right) g^-\left(\frac{f_0}{x}; \lambda_0\right) dx \quad (37)$$

Dla spełnienia równości (37) wystarcza, aby poszukiwana funkcja A miała następującą właściwość

$$\bigwedge_{x \in [0,1]} \frac{\frac{1}{x^2} A^2\left(\frac{f_0}{x}\right)}{A^2(xf_0)} = \frac{g^+(xf_0; \lambda_0) v(x)}{g^-\left(\frac{f_0}{x}; \lambda_0\right) v(x)} \quad (38)$$

przy czym v jest dowolną funkcją rzeczywistą przybierającą dla $x \in [0,1]$ wszędzie wartości nieujemne, a prawie wszędzie wartości dodatnie, taką że $v \in L(0,1)$. Wybierając zatem dla $x \in [0,1]$

$$\frac{1}{x^2} A^2\left(\frac{f_0}{x}\right) = v(x) g^+(xf_0; \lambda_0) \quad (39)$$

i

$$A^2(xf_0) = v(x) g^-\left(\frac{f_0}{x}; \lambda_0\right) \quad (40)$$

otrzymujemy formalne rozwiązanie równości (37), o ile tylko

$$\int_0^1 v(x) g^+(xf_0; \lambda_0) g^-\left(\frac{f_0}{x}; \lambda_0\right) dx < \infty \quad (41)$$

Z założeń przyjętych o sygnałach użytecznym i zakłócającym wynika, że unormowane widma energetyczne Φ_s i Φ_n są funkcjami ograniczonymi, tzn. istnieją takie skończone liczby rzeczywiste dodatnie M_s i M_n , że

$$\bigwedge_{f \in R} (\Phi_s(f) < M_s) \wedge (\Phi_n(f) < M_n)$$

Wobec powyższego istnieje taka skończona liczba rzeczywista dodatnia M , że

$$\bigwedge_{f \in R} |g(f; \lambda_0)| < M$$

a zatem zgodnie z określeniami (32) i (33) mamy

$$\bigwedge_{f \in R} (g^+(f; \lambda_0) < M) \wedge (g^-(f; \lambda_0) < M)$$

Uwzględniając powyższe łatwo wykazujemy, że przy przyjętych założeniach zawsze spełniony jest warunek (41), a mianowicie

$$\int_0^1 v(x) g^+(xf_0; \lambda_0) g^-\left(\frac{f_0}{x}; \lambda_0\right) dx < M^2 \int_0^1 v(x) dx = M^2 \int_0^1 |v(x)| dx < \infty$$

Podstawiając rozwiązania (39) i (40) odpowiednio do prawej i lewej strony równości (37) i zmieniając zmienne całkowania tak, aby otrzymać prawą i lewą stronę równości (36) mamy:

$$\begin{aligned} f_0 \int_0^1 A^2(xf_0) g^+(xf_0; \lambda_0) dx &= f_0 \int_0^1 v(x) g^-\left(\frac{f_0}{x}; \lambda_0\right) g^+(xf_0; \lambda_0) dx = \\ &= \int_0^{f_0} v\left(\frac{f}{f_0}\right) g^-\left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0\right) g^+(f; \lambda_0) df \end{aligned} \quad (42)$$

$$\begin{aligned} f_0 \int_0^1 \frac{1}{x^2} A^2\left(\frac{f_0}{x}\right) g^-\left(\frac{f_0}{x}; \lambda_0\right) dx &= f_0 \int_0^1 v(x) g^+(xf_0; \lambda_0) g^-\left(\frac{f_0}{x}; \lambda_0\right) dx = \\ &= \int_{f_0}^{\infty} \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 v\left(\frac{f_0}{f}\right) g^+\left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0\right) g^-(f; \lambda_0) df \end{aligned} \quad (43)$$

Porównując (42) z lewą stroną równości (36) i (43) z prawą stroną równości (36) otrzymujemy następujące rozwiązanie

$$A^2(f) = \begin{cases} v\left(\frac{f}{f_0}\right) g^-\left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0\right), & f \in [0, f_0] \\ \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 v\left(\frac{f_0}{f}\right) g^+\left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0\right), & f \in [f_0, \infty] \end{cases} \quad (44)$$

gdzie zgodnie z przyjętymi wyżej założeniami v jest dowolną funkcją rzeczywistą przybierającą w przedziale $[0,1]$ wszędzie wartości nieujemne a prawie wszędzie wartości dodatnie i $v \in L(0,1)$.

Uwzględniając definicje funkcji g^+ i g^- rozwiązanie (44) zapisujemy w postaci

$$A^2(f) = \begin{cases} -v\left(\frac{f}{f_0}\right) g\left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0\right), & f \in [0, f_0] \\ \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 v\left(\frac{f_0}{f}\right) g\left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0\right), & f \in [f_0, \infty] \end{cases} \quad (45)$$

Powyższe rozwiązanie podstawiamy do licznika i mianownika wyrażenia (28) i otrzymujemy:

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} A^2(f) \Phi_s(f) df &= f_0 \int_0^1 v(x) \left[g(xf_0; \lambda_0) \Phi_s\left(\frac{f_0}{x}\right) - g\left(\frac{f_0}{x}; \lambda_0\right) \Phi_s(xf_0) \right] dx = \\ &= \lambda_0^2 f_0 \int_0^1 v(x) \left[\Phi_n\left(\frac{f_0}{x}\right) \Phi_s(xf_0) - \Phi_n(xf_0) \Phi_s\left(\frac{f_0}{x}\right) \right] dx \end{aligned} \quad (46)$$

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} A^2(f) \Phi_n(f) df &= f_0 \int_0^1 v(x) \left[g(xf_0; \lambda_0) \Phi_n\left(\frac{f_0}{x}\right) - g\left(\frac{f_0}{x}; \lambda_0\right) \Phi_n(xf_0) \right] dx = \\ &= f_0 \int_0^1 v(x) \left[\Phi_n\left(\frac{f_0}{x}\right) \Phi_s(xf_0) - \Phi_n(xf_0) \Phi_s\left(\frac{f_0}{x}\right) \right] dx \end{aligned} \quad (47)$$

Porównując (46), (47) i (28) zauważamy, że w rozpatrywanym przypadku

$$\frac{\int_0^{\infty} A^2(f) \Phi_s(f) df}{\int_0^{\infty} A^2(f) \Phi_n(f) df} = \lambda_0^2$$

jeśli tylko spełniony jest warunek

$$\int_0^1 v(x) \left[\Phi_n\left(\frac{f_0}{x}\right) \Phi_s(xf_0) - \Phi_n(xf_0) \Phi_s\left(\frac{f_0}{x}\right) \right] dx \neq 0 \quad (48)$$

Rozpatrzmy właściwości funkcji D zdefiniowanej poniżej dla $x \in [0,1]$

$$D(x) = \Phi_n\left(\frac{f_0}{x}\right) \Phi_s(xf_0) - \Phi_n(xf_0) \Phi_s\left(\frac{f_0}{x}\right) \quad (49)$$

Ponieważ zgodnie z równością (30) mamy

$$\begin{aligned} \Phi_s(xf_0) &= g(xf_0; \lambda_0) + \lambda_0^2 \Phi_n(xf_0) \\ \Phi_s\left(\frac{f_0}{x}\right) &= g\left(\frac{f_0}{x}; \lambda_0\right) + \lambda_0^2 \Phi_n\left(\frac{f_0}{x}\right) \end{aligned}$$

to uwzględniając powyższe równości w (49) otrzymujemy

$$D(x) = g(xf_0; \lambda_0) \Phi_n\left(\frac{f_0}{x}\right) - g\left(\frac{f_0}{x}; \lambda_0\right) \Phi_n(xf_0) \quad (50)$$

Z definicji Φ_n wynika, że funkcja ta prawie wszędzie na osi rzeczywistej przyjmuje wartości dodatnie. Z kolei zauważamy, że dla $x \in [0,1]$ $g(xf_0; \lambda_0) = g^+(xf_0; \lambda_0)$, a dla $x \in (0,1)$ $-g(f_0/x; \lambda_0) = g^-(f_0/x; \lambda_0)$, wobec czego

$$D(x) = g^+(xf_0; \lambda_0) \Phi_n\left(\frac{f_0}{x}\right) + g^-\left(\frac{f_0}{x}; \lambda_0\right) \Phi_n(xf_0)$$

i dla $x \in [0,1]$ prawie wszędzie spełniona jest nierówność $D(x) > 0$. Z powyższego wynika, że

$$\int_0^1 v(x) D(x) dx > 0$$

a zatem przy przyjętych założeniach zawsze jest spełniony warunek (48).

Formalnością byłoby dowodzenie zbieżności całki występującej w (48), gdyż w świetle wyjaśnień podanych poniżej zależności (41) wynika, że D jest funkcją ograniczoną, a zatem z założenia $v \in L(0,1)$ mamy

$$\int_0^1 v(x) D(x) dx < \infty$$

Na podstawie przyjętych założeń i powyższych wyjaśnień bez trudu wykazujemy, że uzyskane rozwiązanie (44) spełnia jedno z narzuconych wymagań, a mianowicie $A \in L_2(0, \infty)$

$$\begin{aligned} \int_0^\infty A^2(f) df &= \int_0^{f_0} v\left(\frac{f}{f_0}\right) g^-\left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0\right) df + \int_{f_0}^\infty \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 v\left(\frac{f_0}{f}\right) g^+\left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0\right) df < \\ &< M \int_0^{f_0} v\left(\frac{f}{f_0}\right) df + M \int_{f_0}^\infty \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 v\left(\frac{f_0}{f}\right) df = \\ &= M f_0 \int_0^1 v(x) dx - M f_0 \int_1^0 v(x) dx = 2M f_0 \int_0^1 |v(x)| dx < \infty \end{aligned}$$

Zgodnie z wymaganiami narzuconymi na funkcje k , p i q w rozdziale drugim, funkcja A — będąca modulem przekształcenia Fouriera jednej z tych funkcji — powinna być rzeczywistą funkcją parzystą, całkowalną z kwadratem, prawie wszędzie przyjmującą wartości dodatnie i spełniającą (por. [13] twierdzenie XII) warunek

$$\int_0^\infty \frac{|\ln A^2(f)|}{1+(2\pi f)^2} df < \infty \quad (51)$$

Twierdzenie Paley-Wienera, z którego wynika warunek (51), dopuszcza występowanie takich rozwiązań A , które na zbiorze miary zero przyjmują wartość zerową. Z punktu widzenia praktycznej realizowalności klas układów scharakteryzowanych funkcją A należy wykluczyć występowanie zerowych i nieskończonych wartości funkcji A nawet na zbiorze miary zero. Rozważmy ten problem na przykładzie filtrów liniowych, w którym to przypadku A jest charakterystyką amplitudową filtru, a $\ln A$ jest charakterystyką tłumieniową filtru. Występowanie zerowych lub nieskończonych wartości charakterystyki amplitudowej, czyli nieskończenie wielkich wartości tłumienności, nie jest możliwe z technicznego punktu widzenia, a zatem jest konieczne wprowadzenie dodatkowych ograniczeń. Wobec powyższego wymagamy, aby dla każdej skończonej wartości f

$$0 < A(f) < \infty \quad (52)$$

Dla uzyskanego rozwiązania (44) ograniczenie to zapisujemy w postaci

$$\left. \begin{aligned} \bigwedge_{f \in [0, f_0]} 0 < v \left(\frac{f}{f_0} \right) g^- \left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0 \right) < \infty \\ \bigwedge_{f \in [f_0, \infty)} 0 < v \left(\frac{f_0}{f} \right) g^+ \left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0 \right) < \infty \end{aligned} \right\} \quad (53)$$

i poniżej wykazemy, że spełnienie warunków (53) implikuje spełnienie wymagania (51).

Ze spełnienia warunków (53) wynika, że istnieją takie skończone liczby rzeczywiste dodatnie $M_1 < M_2$ i $M_3 < M_4$, że

$$\bigwedge_{f \in [0, f_0]} M_1 < v \left(\frac{f}{f_0} \right) g^- \left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0 \right) < M_2$$

i

$$\bigwedge_{f \in [f_0, \infty)} M_3 < v \left(\frac{f_0}{f} \right) g^+ \left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0 \right) < M_4$$

a zatem

$$\bigwedge_{f \in [0, f_0]} \ln M_1 < \ln \left[v \left(\frac{f}{f_0} \right) g^- \left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0 \right) \right] < \ln M_2$$

$$\bigwedge_{f \in [f_0, \infty)} \ln M_3 < \ln \left[v \left(\frac{f_0}{f} \right) g^+ \left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0 \right) \right] < \ln M_4$$

z czego w konsekwencji wynika

$$\bigwedge_{f \in [0, f_0]} \left| \ln \left[v \left(\frac{f}{f_0} \right) g^- \left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0 \right) \right] \right| < \max \{ |\ln M_1|, |\ln M_2| \} = M_{12}$$

i

$$\bigwedge_{f \in [f_0, \infty)} \left| \ln \left[v \left(\frac{f_0}{f} \right) g^+ \left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0 \right) \right] \right| < \max \{ |\ln M_3|, |\ln M_4| \} = M_{34}$$

Dla uzyskanego rozwiązania (44) całkę występującą w warunku (51) szacujemy następująco

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} \frac{|\ln A^2(f)|}{1+(2\pi f)^2} df &= \int_0^{f_0} \frac{\left| \ln \left[v \left(\frac{f}{f_0} \right) g^- \left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0 \right) \right] \right|}{1+(2\pi f)^2} df + \\ &+ \int_{f_0}^{\infty} \frac{\left| 2 \ln \left(\frac{f_0}{f} \right) + \ln \left[v \left(\frac{f_0}{f} \right) g^+ \left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0 \right) \right] \right|}{1+(2\pi f)^2} df \leq \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \leq \int_0^{f_0} \frac{\left| \ln \left[v \left(\frac{f}{f_0} \right) g^- \left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0 \right) \right] \right|}{1+(2\pi f)^2} df + \int_{f_0}^{\infty} \frac{\left| \ln \left[v \left(\frac{f_0}{f} \right) g^+ \left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0 \right) \right] \right|}{1+(2\pi f)^2} df + \\
 & + 2 \int_{f_0}^{\infty} \frac{\left| \ln \left(\frac{f_0}{f} \right) \right|}{-1+(2\pi f)^2} df < M_{12} \int_0^{f_0} \frac{df}{1+(2\pi f)^2} + M_{34} \int_{f_0}^{\infty} \frac{df}{1+(2\pi f)^2} + 2 \int_{f_0}^{\infty} \frac{\ln \left(\frac{f}{f_0} \right)}{1+(2\pi f)^2} df = \\
 & = \frac{M_{12}}{2\pi} \operatorname{arc} \operatorname{tg} (2\pi f_0) + \frac{M_{34}}{2\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \operatorname{arc} \operatorname{tg} (2\pi f_0) \right] + 2 \int_{f_0}^{\infty} \frac{\ln \left(\frac{f}{f_0} \right)}{1+(2\pi f)^2} df
 \end{aligned}$$

Zgodnie z przyjętymi założeniami pierwsze dwa składniki powyższej sumy są liczbami dodatnimi skończonymi, a zatem pozostaje wykazanie ograniczoneści trzeciego składnika.

Korzystając z wyników podanych w [4] mamy

$$\begin{aligned}
 \int_{f_0}^{\infty} \frac{\ln \left(\frac{f}{f_0} \right)}{1+(2\pi f)^2} df &= \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi f_0}^{\infty} \frac{\ln \left(\frac{x}{2\pi f_0} \right)}{1+x^2} dx = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \left| \int_{2\pi f_0}^{\infty} \frac{\ln(x) - \ln(2\pi f_0)}{1+x^2} dx \right| = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \left| \int_{2\pi f_0}^{\infty} \frac{\ln(x)}{1+x^2} dx - \ln(2\pi f_0) \int_{2\pi f_0}^{\infty} \frac{dx}{1+x^2} \right| \leq \\
 &\leq \frac{1}{2\pi} \left| \int_{2\pi f_0}^{\infty} \frac{\ln x}{1+x^2} dx \right| + \frac{1}{2\pi} |\ln(2\pi f_0)| \left[\frac{\pi}{2} - \operatorname{arc} \operatorname{tg} (2\pi f_0) \right] \leq \\
 &\leq \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi f_0}^{\infty} \frac{|\ln(x)|}{1+x^2} dx + \frac{1}{2\pi} |\ln(2\pi f_0)| \left[\frac{\pi}{2} - \operatorname{arc} \operatorname{tg} (2\pi f_0) \right] < \\
 &< \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_0^{\infty} \frac{|\ln(x)|}{1+x^2} dx + |\ln(2\pi f_0)| \left[\frac{\pi}{2} - \operatorname{arc} \operatorname{tg} (2\pi f_0) \right] \right\} = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \left\{ 2G + |\ln(2\pi f_0)| \left[\frac{\pi}{2} - \operatorname{arc} \operatorname{tg} (2\pi f_0) \right] \right\}
 \end{aligned}$$

gdzie $G = 0,915965\dots$ jest tzw. stałą Katalana.

Wobec powyższego spełnienie wynikających z realizowalności technicznej warunków (53) faktycznie implikuje spełnienie nierówności (51), z czego

wobec $A \in L_2(-\infty, \infty)$ (oczywista jest możliwość parzystego przedłużenia otrzymanego wyniku (44) na przedział $f \in (-\infty, \infty)$), na podstawie twierdzenia Paley-Wienera wynika, że rozwiązanie (44) wraz z ograniczeniami (53) gwarantuje, iż funkcje k, p, q są tożsamościowo równe zero na półosi rzeczywistej.

Z przeprowadzonej wyżej analizy wynika prawdziwość lematu 2 i wniosku 2 sformułowanych poniżej.

LEMAT 2. Na to aby dla sygnałów użytecznego i zakłócającego o znanych unormowanych widmach energetycznych Φ_s i Φ_n było możliwe zrealizowanie układu A_1 wystarcza, aby:

- 1) $\Phi_s \neq \Phi_n$,
- 2) istniały takie rzeczywiste skończone wartości $\lambda > 1$, dla których rzeczywista funkcja g , zdefiniowana równością (30), zmienia znak przy zmianie częstotliwości i posiada jedno rzeczywiste skończone dodatnie zero.

Wniosek 2. Jeżeli są spełnione wymagania lematu 2 i dla ustalonej wartości $\lambda_0 > 1$ rzeczywiste skończone dodatnio zero funkcji g oznaczymy przez f_0 , to klasa realizowalnych układów A_1 charakteryzuje się następującą parzystą funkcją A , zdefiniowaną poniżej dla $f \in [0, \infty)$

$$A^2(f) = \begin{cases} -v\left(\frac{f}{f_0}\right)g\left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0\right), & f \in [0, f_0] \\ \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 v\left(\frac{f_0}{f}\right)g\left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0\right), & f \in [f_0, \infty) \end{cases} \quad (54)$$

W równości (54) v jest dowolną funkcją rzeczywistą przyjmującą w przedziale $[0, 1]$ wszędzie wartości nieujemne, a prawie wszędzie wartości dodatnie, $v \in L(0, 1)$ i prócz tego funkcja v spełnia warunki

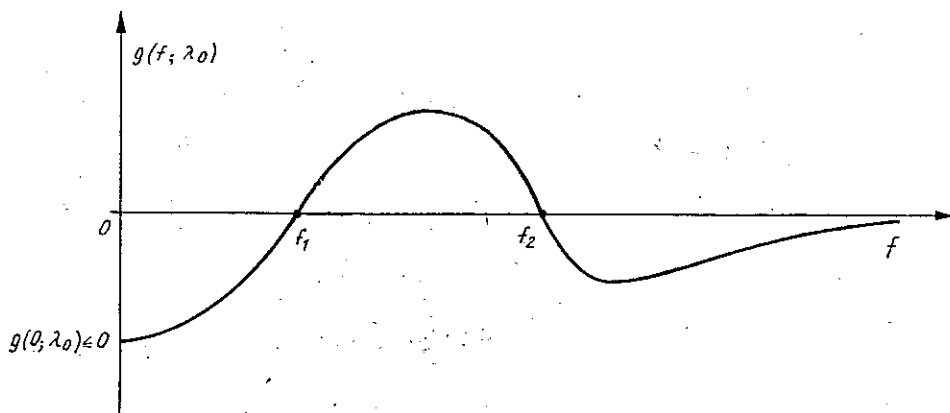
$$\bigwedge_{f \in [0, f_0]} 0 < -v\left(\frac{f}{f_0}\right)g\left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0\right) < \infty \quad (55)$$

$$\bigwedge_{f \in [f_0, \infty)} 0 < v\left(\frac{f_0}{f}\right)g\left(\frac{f_0^2}{f}; \lambda_0\right) < \infty \quad (56)$$

W podobny sposób można przeanalizować przypadek przedstawiony na rys. 3 i sformułować wynik analogiczny do wniosku 2, potwierdzający prawdziwość lematu 2.

5.2. Przypadek dwóch zer funkcji g

Z założenia funkcja g , zdefiniowana równością (30), dla pewnej ustalonej wartości $\lambda_0 > 1$ posiada dwa rzeczywiste skończone dodatnie zera f_1 i f_2 , przy czym $f_2 > f_1$, dla $f \in [0, \infty)$, tzn. $g(f_1; \lambda_0) = 0$ i $g(f_2; \lambda_0) = 0$. Wobec


 Rys. 4. Przykład wykresu funkcji g z dwoma zerami i $g(0; \lambda_0) \leq 0$

przyjętych uprzednio założeń możliwe są dwa typy funkcji g , których wykresy dla $f \in [0, \infty)$ przedstawiono odpowiednio na rys. 4 i rys. 5.

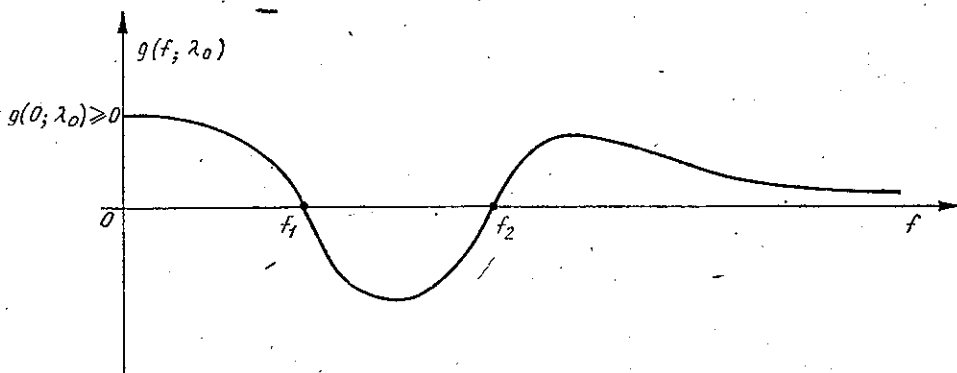
W niniejszym podpunkcie ograniczymy się jedynie do rozpatrzenia przypadku funkcji g przedstawionego na rys. 4. Zgodnie z wprowadzonymi uprzednio określeniami mamy $\Omega^+ = [f_1, f_2]$, $\Omega^- = [0, f_1) \cup (f_2, \infty)$, a zatem warunek (34), równoważny warunkowi (31), przybiera postać

$$\int_{f_1}^{f_2} A^2(f) g^+(f; \lambda_0) df = \int_0^{f_1} A^2(f) g^-(f; \lambda_0) df + \int_{f_2}^{\infty} A^2(f) g^-(f; \lambda_0) df \quad (57)$$

Dla dogodniejszego sformułowania powyższego warunku rozpatrzmy pomocniczą funkcję h taką, że dla $f \in [0, \infty)$

$$h(f) = \int_0^f A^2(x) g(x; \lambda_0) dx$$

Z warunku (31) wynika $h(\infty) = 0$, a z przyjętych założeń odnośnie zmian znaku wartości funkcji g (por. rys. 4) wynika: $h(f_1) < 0$, $h(f_2) - h(f_1) > 0$,

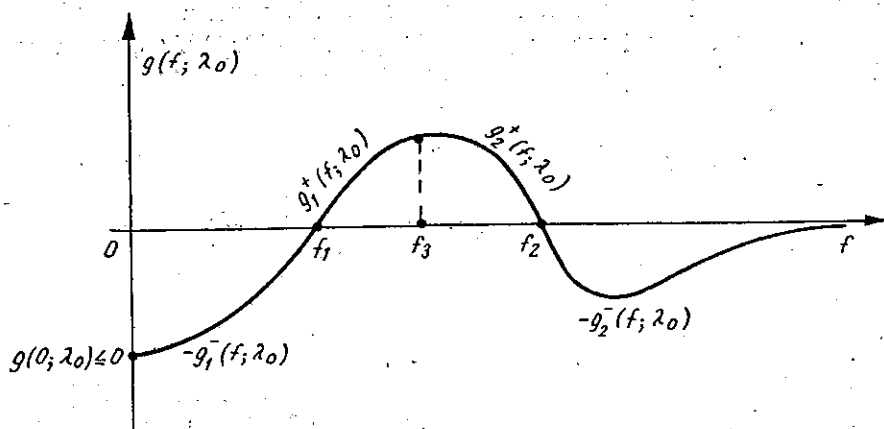

 Rys. 5. Przykład wykresu funkcji g z dwoma zerami i $g(0; \lambda_0) \geq 0$

$h(\infty) - h(f_2) < 0$. Z ostatniego warunku mamy $h(f_2) > h(\infty) = 0$, a zatem istnieje taka wartość f_3 , że $f_1 < f_3 < f_2$ i $h(f_3) = 0$. Wobec powyższego spełnienie warunku (57) jest równoważne jednoczesnemu spełnieniu następujących równości:

$$\int_0^{f_3} A^2(f) g(f; \lambda_0) df = 0 \quad (58)$$

$$\int_{f_3}^{\infty} A^2(f) g(f; \lambda_0) df = 0 \quad (59)$$

Na rys. 6 zaznaczono wartość częstotliwości f_3 i dla wygody dalszej analizy gałąź funkcji g^+ w przedziale $[f_1, f_3]$ oznaczono przez g_1^+ , a gałąź tejże funkcji w przedziale $(f_3, f_2]$ oznaczono przez g_2^+ . Analogicznie gałąź funkcji g^- w przedziale $(0, f_1]$ oznaczono przez g_1^- , a gałąź tejże funkcji w przedziale (f_2, ∞) przez g_2^- .



Rys. 6. Oznaczenia gałęzi funkcji g z dwoma zerami

Wykorzystując powyższe oznaczenia równość (58) zapisujemy w postaci

$$\int_{f_1}^{f_3} A^2(f) g_1^+(f; \lambda_0) df = \int_0^{f_1} A^2(f) g_1^-(f; \lambda_0) df \quad (60)$$

a równość (59) jako

$$\int_{f_3}^{f_2} A^2(f) g_2^+(f; \lambda_0) df = \int_{f_2}^{\infty} A^2(f) g_2^-(f; \lambda_0) df \quad (61)$$

Warunki (60) i (61) są równoważne warunkowi (57) i poniżej analizujemy

wymagania, jakie powinna spełniać funkcja A w odpowiednich przedziałach częstotliwości dla spełnienia równości (60) i (61).

W pierwszej kolejności rozpatrzmy równość (60). Normując granice całkowania przez zamianę zmiennych całkowania otrzymujemy

$$\int_{f_1}^{f_3} A^2(f) g_1^+(f; \lambda_0) df = (f_3 - f_1) \int_0^1 A^2((f_3 - f_1)x + f_1) g_1^+((f_3 - f_1)x + f_1; \lambda_0) dx$$

$$\int_0^1 A^2(f) g_1^-(f; \lambda_0) df = f_1 \int_0^1 A^2(f_1 x) g_1^-(f_1 x; \lambda_0) dx$$

Równość (60) przybiera zatem postać

$$\int_0^1 A^2((f_3 - f_1)x + f_1) (f_3 - f_1) g_1^+((f_3 - f_1)x + f_1; \lambda_0) dx =$$

$$= \int_0^1 A^2(f_1 x) g_1^-(f_1 x; \lambda_0) f_1 dx \quad (62)$$

Dla spełnienia równości (62) wystarcza, aby poszukiwana funkcja A miała następującą właściwość

$$\bigwedge_{x \in [0,1]} \frac{A^2((f_3 - f_1)x + f_1)}{A^2(f_1 x)} = \frac{f_1 g_1^-(f_1 x; \lambda_0) w(x)}{(f_3 - f_1) g_1^+((f_3 - f_1)x + f_1; \lambda_0) w(x)}$$

gdzie w jest dowolną funkcją rzeczywistą przybierającą dla $x \in [0,1]$ wartości nieujemne, a prawie wszędzie wartości dodatnie, taką, że $w \in L(0,1)$. Formalne rozwiązanie równości (62) otrzymujemy wybierając dla $x \in [0,1]$

$$A^2((f_3 - f_1)x + f_1) = f_1 g_1^-(f_1 x; \lambda_0) w(x) \quad (63)$$

i

$$A^2(f_1 x) = (f_3 - f_1) g_1^+((f_3 - f_1)x + f_1; \lambda_0) w(x) \quad (64)$$

Rozwiązanie takie istnieje, gdy

$$\int_0^1 w(x) g_1^+((f_3 - f_1)x + f_1; \lambda_0) g_1^-(f_1 x; \lambda_0) dx < \infty \quad (65)$$

Wobec ograniczoneści funkcji g (por. dyskusja poniżej zależności (41)) i całkowności funkcji w przedziale $[0,1]$ wykazanie prawdziwości nierówności (65) jest jedynie formalnością.

Podstawiając otrzymane rozwiązania (63) i (64) odpowiednio do lewej i prawej strony równości (62) i zmieniając zmienne całkowania tak, aby otrzymać prawą i lewą stronę równości (60) mamy

$$\int_0^1 A^2((f_3 - f_1)x + f_1) g_1^+((f_3 - f_1)x + f_1; \lambda_0) (f_3 - f_1) dx =$$

$$\begin{aligned}
&= \int_0^1 f_1 g_1^-(f_1 x; \lambda_0) w(x) g_1^+((f_3 - f_1)x + f_1; \lambda_0) (f_3 - f_1) dx = \\
&= \int_{f_1}^{f_3} f_1 g_1^-\left(f_1 \frac{f - f_1}{f_3 - f_1}; \lambda_0\right) w\left(\frac{f - f_1}{f_3 - f_1}\right) g_1^+(f; \lambda_0) df \\
&\qquad \int_0^1 A^2(f_1 x) g_1^-(f_1 x; \lambda_0) f_1 dx =
\end{aligned} \tag{66}$$

$$\begin{aligned}
&= \int_0^1 (f_3 - f_1) g_1^+((f_3 - f_1)x + f_1; \lambda_0) w(x) g_1^-(f_1 x; \lambda_0) f_1 dx = \\
&= \int_0^{f_1} (f_3 - f_1) g_1^+\left(\frac{f_3 - f_1}{f_1} f + f_1; \lambda_0\right) w\left(\frac{f}{f_1}\right) g_1^-(f; \lambda_0) df
\end{aligned} \tag{67}$$

Porównując (66) z lewą stroną równości (60) oraz (67) z prawą stroną równości (60) otrzymujemy następujące rozwiązanie równości (60)

$$A^2(f) = \begin{cases} (f_3 - f_1) g_1^+\left(\frac{f_3 - f_1}{f_1} f + f_1; \lambda_0\right) w\left(\frac{f}{f_1}\right), & f \in [0, f_1) \\ f_1 g_1^-\left(f_1 \frac{f - f_1}{f_3 - f_1}; \lambda_0\right) w\left(\frac{f - f_1}{f_3 - f_1}\right), & f \in (f_1, f_3) \end{cases} \tag{68}$$

Kolejno rozpatrzmy równość (61) i wyznaczmy funkcję A spełniającą tę równość. Normując przez zamianę zmiennych całkowania granice całkowania w równości (61) otrzymujemy

$$\begin{aligned}
\int_{f_3}^{f_1} A^2(f) g_2^+(f; \lambda_0) df &= \int_0^1 A^2((f_2 - f_3)x + f_3) g_2^+((f_2 - f_3)x + f_3; \lambda_0) (f_2 - f_3) dx \\
\int_{f_2}^{\infty} A^2(f) g_2^-(f; \lambda_0) df &= \int_0^1 \frac{f_2}{x^2} A^2\left(\frac{f_2}{x}\right) g_2^-\left(\frac{f_2}{x}; \lambda_0\right) dx
\end{aligned}$$

Wobec powyższego równość (61) przybiera postać

$$\begin{aligned}
&\int_0^1 A^2((f_2 - f_3)x + f_3) g_2^+((f_2 - f_3)x + f_3; \lambda_0) (f_2 - f_3) dx = \\
&= \int_0^1 \frac{1}{x^2} A^2\left(\frac{f_2}{x}\right) g_2^-\left(\frac{f_2}{x}; \lambda_0\right) f_2 dx
\end{aligned} \tag{69}$$

Dla spełnienia powyższej równości wystarczy, aby nieznana funkcja A posiadała następującą właściwość

$$\bigwedge_{x \in [0,1]} \frac{A^2((f_2 - f_3)x + f_3)}{\frac{1}{x^2} A^2\left(\frac{f_2}{x}\right)} = \frac{f_2 g_2^- \left(\frac{f_2}{x}; \lambda_0\right) z(x)}{(f_2 - f_3) g_2^+((f_2 - f_3)x + f_3; \lambda_0) z(x)}$$

przy czym z jest dowolną funkcją rzeczywistą przybierającą dla $x \in [0,1]$ wartości nieujemne, przy tym prawie wszędzie wartości dodatnie, taką, że $z \in L(0,1)$. Dla otrzymania formalnych rozwiązań równania (69) przyjmujemy dla $x \in [0,1]$

$$A^2((f_2 - f_3)x + f_3) = f_2 g_2^- \left(\frac{f_2}{x}; \lambda_0\right) z(x) \quad (70)$$

i

$$\frac{1}{x^2} A^2\left(\frac{f_2}{x}\right) = (f_2 - f_3) g_2^+((f_2 - f_3)x + f_3; \lambda_0) z(x) \quad (71)$$

Istnienie powyższych rozwiązań uwarunkowane jest zbieżnością całki

$$\int_0^1 g_2^- \left(\frac{f_2}{x}; \lambda_0\right) g_2^+((f_2 - f_3)x + f_3; \lambda_0) z(x) dx$$

która jest zagwarantowana wobec ograniczoności funkcji g (por. dyskusja poniżej zależności (41)) i całkowalności funkcji z w przedziale $[0,1]$.

Podstawiając rozwiązania (70) i (71) odpowiednio do lewej i prawej strony równości (69) i zmieniając zmienne całkowania tak, aby otrzymać lewą i prawą stronę równości (61) mamy

$$\begin{aligned} & \int_0^1 A^2((f_2 - f_3)x + f_3) g_2^+((f_2 - f_3)x + f_3; \lambda_0) (f_2 - f_3) dx = \\ & = \int_0^1 f_2 g_2^- \left(\frac{f_2}{x}; \lambda_0\right) z(x) g_2^+((f_2 - f_3)x + f_3; \lambda_0) (f_2 - f_3) dx = \\ & = \int_{f_2}^{f_3} f_2 g_2^- \left(f_2 \frac{f_2 - f_3}{f - f_3}; \lambda_0\right) z\left(\frac{f - f_3}{f_2 - f_3}\right) g_2^+(f; \lambda_0) df \quad (72) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \int_0^1 \frac{1}{x^2} A^2\left(\frac{f_2}{x}\right) g_2^- \left(\frac{f_2}{x}; \lambda_0\right) f_2 dx = \\ & = \int_0^1 (f_2 - f_3) g_2^+((f_2 - f_3)x + f_3; \lambda_0) z(x) g_2^- \left(\frac{f_2}{x}; \lambda_0\right) f_2 dx = \\ & = \int_{f_2}^{\infty} (f_2 - f_3) \left(\frac{f_2}{f}\right)^2 g_2^+ \left(\frac{(f_2 - f_3)f_2}{f} + f_3; \lambda_0\right) z\left(\frac{f_2}{f}\right) g_2^-(f; \lambda_0) df \quad (73) \end{aligned}$$

Porównując (72) z lewą stroną równości (61) i (73) z prawą stroną równości (61) otrzymujemy następujące rozwiązanie równości (61)

$$A^2(f) = \begin{cases} f_2 g_2^- \left(f_2 \frac{f_2 - f_3}{f - f_3}; \lambda_0 \right) z \left(\frac{f - f_3}{f_2 - f_3} \right), & f \in (f_3, f_2), \\ (f_2 - f_3) \left(\frac{f_2}{f} \right)^2 g_2^+ \left(\frac{(f_2 - f_3) f_2}{f} + f_3; \lambda_0 \right) z \left(\frac{f_2}{f} \right), & f \in (f_2, \infty) \end{cases} \quad (74)$$

Łącznie rezultaty (68) i (74) stanowią rozwiązanie równości (57), a zatem uwzględniając wprowadzone określenia funkcji $g_1^+, g_1^-, g_2^+, g_2^-$ zapisujemy ostateczny wynik w następującej postaci

$$A^2(f) = \begin{cases} (f_3 - f_1) g \left(\frac{f_3 - f_1}{f_1} f + f_1; \lambda_0 \right) w \left(\frac{f}{f_1} \right), & f \in [0, f_1), \\ -f_1 g \left(f_1 \frac{f - f_1}{f_3 - f_1}; \lambda_0 \right) w \left(\frac{f - f_1}{f_3 - f_1} \right), & f \in (f_1, f_3), \\ -f_2 g \left(f_2 \frac{f_2 - f_3}{f - f_3}; \lambda_0 \right) z \left(\frac{f - f_3}{f_2 - f_3} \right), & f \in (f_3, f_2), \\ (f_2 - f_3) \left(\frac{f_2}{f} \right)^2 g \left(\frac{(f_2 - f_3) f_2}{f} + f_3; \lambda_0 \right) z \left(\frac{f_2}{f} \right), & f \in (f_2, \infty) \end{cases} \quad (75)$$

Powyższe rozwiązanie podstawiamy do licznika i mianownika wyrażenia (28) i kolejno otrzymujemy:

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} A^2(f) \Phi_s(f) df &= \int_0^{f_1} (f_3 - f_1) g \left(\frac{f_3 - f_1}{f_1} f + f_1; \lambda_0 \right) w \left(\frac{f}{f_1} \right) \Phi_s(f) df + \\ &\quad - \int_{f_1}^{f_3} f_1 g \left(f_1 \frac{f - f_1}{f_3 - f_1}; \lambda_0 \right) w \left(\frac{f - f_1}{f_3 - f_1} \right) \Phi_s(f) df + \\ &\quad - \int_{f_3}^{f_2} f_2 g \left(f_2 \frac{f_2 - f_3}{f - f_3}; \lambda_0 \right) z \left(\frac{f - f_3}{f_2 - f_3} \right) \Phi_s(f) df + \\ &\quad + \int_{f_2}^{\infty} (f_2 - f_3) \left(\frac{f_2}{f} \right)^2 g \left(\frac{(f_2 - f_3) f_2}{f} + f_3; \lambda_0 \right) z \left(\frac{f_2}{f} \right) \Phi_s(f) df = \\ &= \lambda_0^2 f_1 (f_3 - f_1) \int_0^1 w(x) [\Phi_n(x f_1) \Phi_s((f_3 - f_1)x + f_1) - \Phi_n((f_3 - f_1)x + f_1) \Phi_s(x f_1)] dx + \\ &\quad + \lambda_0^2 f_2 (f_2 - f_3) \int_0^1 z(x) \left[\Phi_n \left(\frac{f_2}{x} \right) \Phi_s((f_2 - f_3)x + f_3) - \Phi_n((f_2 - f_3)x + f_3) \Phi_s \left(\frac{f_2}{x} \right) \right] dx \end{aligned} \quad (76)$$

$$\begin{aligned}
 & \int_0^{\infty} A^2(f) \Phi_n(f) df = \\
 & = f_1(f_3 - f_1) \int_0^1 w(x) [\Phi_n(xf_1) \Phi_s((f_3 - f_1)x + f_1) - \Phi_n((f_3 - f_1)x + f_1) \Phi_s(xf_1)] dx + \\
 & + f_2(f_2 - f_3) \int_0^1 z(x) \left[\Phi_n\left(\frac{f_2}{x}\right) \Phi_s((f_2 - f_3)x + f_3) - \Phi_n((f_2 - f_3)x + f_3) \Phi_s\left(\frac{f_2}{x}\right) \right] dx
 \end{aligned} \tag{77}$$

Porównując (76), (77) i (28) zauważamy, że w rozpatrywanym przypadku

$$\frac{\int_0^{\infty} A^2(f) \Phi_s(f) df}{\int_0^{\infty} A^2(f) \Phi_n(f) df} = \lambda_0^2$$

o ile tylko jest spełniony warunek, że wyrażenie (77) jest różne od zera. Postępując analogicznie jak w przypadku warunku (48) wykazujemy, że wyrażenie (77) jest dodatnie i ograniczone.

Pozostaje jeszcze wykazanie, że rozwiązanie (75) spełnia wymaganie całkowalności funkcji A z kwadratem i warunek (51) wynikający z twierdzenia Paley-Wienera.

Korzystając z faktu ograniczoności funkcji g (por. dyskusja poniżej zależności (41)) wykazujemy, że

$$\begin{aligned}
 \int_0^{\infty} A^2(f) df & < M \left\{ (f_3 - f_1) \int_0^{f_1} w\left(\frac{f}{f_1}\right) df + f_1 \int_{f_1}^{f_3} w\left(\frac{f - f_1}{f_3 - f_1}\right) df + \right. \\
 & \left. + f_2 \int_{f_3}^{f_2} z\left(\frac{f - f_3}{f_2 - f_3}\right) df + (f_2 - f_3) \int_{f_2}^{\infty} \left(\frac{f_2}{f}\right)^2 z\left(\frac{f_2}{f}\right) df \right\} = \\
 & = 2M \left[f_1(f_3 - f_1) \int_0^1 w(x) dx + f_2(f_2 - f_3) \int_0^1 z(x) dx \right] < \infty
 \end{aligned}$$

Zatem $A \in L_2(0, \infty)$, z czego wobec możliwości parzystego przedłużenia funkcji A wynika $A \in L_2(-\infty, \infty)$.

Uwzględniając dyskusję przeprowadzoną w podpunkcie 5.1 poniżej nierówności (51), ze względu na możliwości techniczne realizowalności układów Λ_1 zaostrzamy wymagania wobec funkcji A , a mianowicie żądamy aby

$$\left. \begin{aligned} \bigwedge_{f \in [0, f_1]} 0 < w \left(\frac{f}{f_1} \right) g^+ \left(\frac{f_3 - f_1}{f_1} f + f_1; \lambda_0 \right) < \infty, \\ \bigwedge_{f \in [f_1, f_3]} 0 < w \left(\frac{f - f_1}{f_3 - f_1} \right) g^- \left(f_1 \frac{f - f_1}{f_3 - f_1}; \lambda_0 \right) < \infty, \\ \bigwedge_{f \in [f_3, f_2]} 0 < z \left(\frac{f - f_3}{f_2 - f_3} \right) g^- \left(f_2 \frac{f_2 - f_3}{f - f_3}; \lambda_0 \right) < \infty, \\ \bigwedge_{f \in [f_2, \infty)} 0 < z \left(\frac{f_2}{f} \right) g^+ \left(\frac{(f_2 - f_3) f_2}{f} + f_3; \lambda_0 \right) < \infty \end{aligned} \right\} (78).$$

Ze spełnienia wymagań (78) wynika (por. dyskusja poniżej (53)), że istnieją takie skończone liczby rzeczywiste dodatnie $M_1 < M_2$, $M_3 < M_4$, $M_5 < M_6$ i $M_7 < M_8$, że

$$\begin{aligned} \bigwedge_{f \in [0, f_1]} \left| \ln \left[(f_3 - f_1) w \left(\frac{f}{f_1} \right) g^+ \left(\frac{f_3 - f_1}{f_1} f + f_1; \lambda_0 \right) \right] \right| < \max \{ |\ln M_1|, |\ln M_2| \} = M_{12} \\ \bigwedge_{f \in [f_1, f_3]} \left| \ln \left[f_1 w \left(\frac{f - f_1}{f_3 - f_1} \right) g^- \left(f_1 \frac{f - f_1}{f_3 - f_1}; \lambda_0 \right) \right] \right| < \max \{ |\ln M_3|, |\ln M_4| \} = M_{34} \\ \bigwedge_{f \in [f_3, f_2]} \left| \ln \left[f_2 z \left(\frac{f - f_3}{f_2 - f_3} \right) g^- \left(f_2 \frac{f_2 - f_3}{f - f_3}; \lambda_0 \right) \right] \right| < \max \{ |\ln M_5|, |\ln M_6| \} = M_{56} \\ \bigwedge_{f \in [f_2, \infty)} \left| \ln \left[(f_2 - f_3) z \left(\frac{f_2}{f} \right) g^+ \left(\frac{(f_2 - f_3) f_2}{f} + f_3; \lambda_0 \right) \right] \right| < \max \{ |\ln M_7|, |\ln M_8| \} = M_{78} \end{aligned}$$

Zatem w rozpatrywanym przypadku mamy

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} \frac{|\ln A^2(f)|}{1 + (2\pi f)^2} df < M_{12} \int_0^{f_1} \frac{df}{1 + (2\pi f)^2} + M_{34} \int_{f_1}^{f_3} \frac{df}{1 + (2\pi f)^2} + \\ + M_{56} \int_{f_3}^{f_2} \frac{df}{1 + (2\pi f)^2} + M_{78} \int_{f_2}^{\infty} \frac{df}{1 + (2\pi f)^2} + 2 \int_{f_2}^{\infty} \frac{\ln \left(\frac{f}{f_2} \right)}{1 + (2\pi f)^2} df < \\ < \frac{1}{2\pi} \left\{ M_{12} \operatorname{arc} \operatorname{tg} (2\pi f_1) + M_{34} [\operatorname{arc} \operatorname{tg} (2\pi f_3) - \operatorname{arc} \operatorname{tg} (2\pi f_1)] + \right. \\ + M_{56} [\operatorname{arc} \operatorname{tg} (2\pi f_2) - \operatorname{arc} \operatorname{tg} (2\pi f_3)] + M_{78} \left[\frac{\pi}{2} - \operatorname{arc} \operatorname{tg} (2\pi f_2) \right] + \\ \left. + 4G + 2 |\ln (2\pi f_2)| \left[\frac{n}{2} - \operatorname{arc} \operatorname{tg} (2\pi f_2) \right] \right\} < \infty \end{aligned}$$

Wobec powyższego w niniejszym podpunkcie wykazaliśmy prawdziwość lematu 3 i wniosku 3 sformułowanych poniżej.

LEMAT 3. Na to aby dla sygnałów użytecznego i zakłócającego o znanych unormowanych widmach energetycznych Φ_s i Φ_n było możliwe zrealizowanie układu Λ_1 wystarcza, aby:

- 1) $\Phi_s \neq \Phi_n$,
- 2) istniały takie rzeczywiste skończone wartości $\lambda > 1$, dla których rzeczywista funkcja g , zdefiniowana równością (30), dwa razy zmienia znak przy zmianie częstotliwości i posiada dwa skończone rzeczywiste dodatnie zera.

Wniosek 3. Jeżeli są spełnione wymagania lematu 3 i dla ustalonej wartości $\lambda_0 > 1$ skończone rzeczywiste dodatnie zera funkcji g , oznaczymy przez f_1 i f_2 , przy czym $f_2 > f_1$, to klasa realizowalnych układów Λ_1 jest scharakteryzowana parzystą funkcją A zdefiniowaną dla $f \in [0, \infty)$ równością (75). W równości (75) w i z są funkcjami rzeczywistymi przybierającymi w przedziale $[0,1]$ prawie wszędzie wartości dodatnie, a wszędzie wartości nieujemne, całkowalnymi w przedziale $[0,1]$ i spełniającymi warunki (78).

Analogiczny wniosek można sformułować dla przypadku funkcji g przedstawionego na rys. 5, potwierdzając poprawność lematu 3.

5.3. Uogólnienie wyników otrzymanych w podpunktach 5.1 i 5.2

Niech funkcja g , zdefiniowana równością (30), spełnia wymagania lematu 1 i dla pewnej ustalonej wartości $\lambda_0 > 1$ posiada dla $f \in [0, \infty)$ $N > 2$ pojedynczych skończonych zer rzeczywistych dodatnich: $f_1 < f_2 < \dots < f_N$. W takiej sytuacji funkcja h określona równością

$$h(f) = \int_0^1 A^2(x) g(x; \lambda_0) dx$$

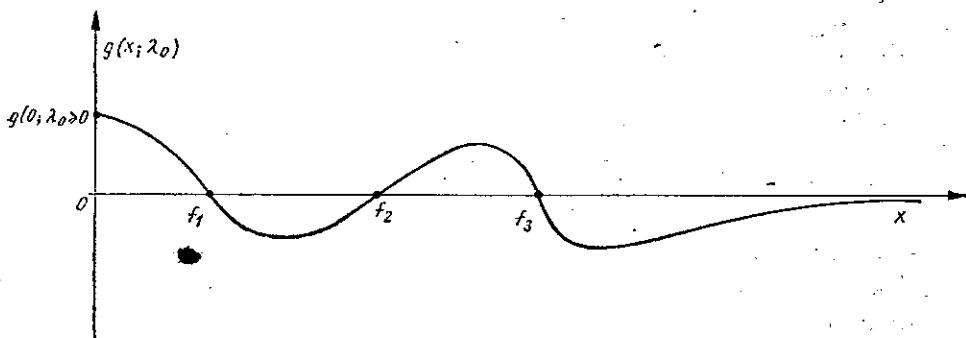
przyjmuje dla częstotliwości f_1, f_2, \dots, f_N wartości ekstremalne. Wynika to z faktu, że

$$h^{(1)}(f) = \frac{dh(f)}{df} = A^2(f) g(f; \lambda_0)$$

ponieważ zgodnie z przyjętymi uprzednio ograniczeniami wymagamy, aby dla skończonych wartości częstotliwości wartości $A^2(f)$ były skończone dodatnie. Zatem zera funkcji g są zerami $h^{(1)}$, a prócz tego znak $h^{(2)}$ w punkcie f_k , $k \in \{1, 2, \dots, N\}$, zależy jedynie od znaku pochodnej funkcji g , gdyż

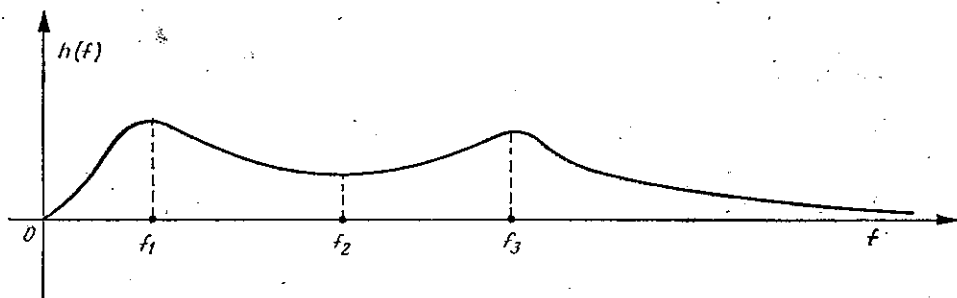
$$h^{(2)}(f_k) = A^2(f_k) g^{(1)}(f_k; \lambda_0)$$

Z wymagań dotychczas przyjętych odnośnie poszukiwanej funkcji A bynajmniej nie wynika znak każdego ekstremum funkcji h . Znaki te były



Rys. 7. Przykład wykresu funkcji g z trzema zerami i $g(0; \lambda_0) \geq 0$

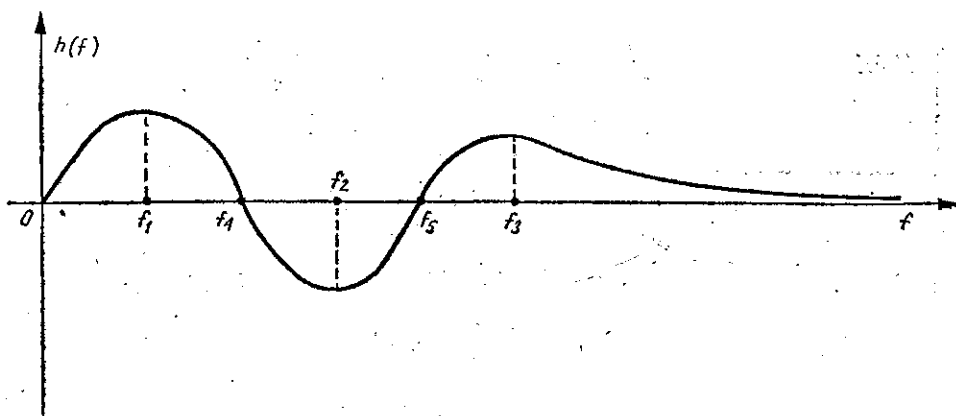
jednoznacznie określone dla $N = 1$ i $N = 2$, a mianowicie dla funkcji g z rys. 2 jednoznacznie wynika $h(f_0) > 0$, a dla funkcji g z rys. 4 jednoznacznie wynika $h(f_1) < 0$ i $h(f_2) > 0$. Jednak już dla $N = 3$ (por. rys. 7) jednoznacznie są określone jedynie znaki $h(f_1)$ i $h(f_3)$, a mianowicie $h(f_1) > 0$ i $h(f_3) > 0$ i funkcja h odpowiadająca funkcji g z rys. 7 może przyjmować zarówno wartości przedstawione na rys. 8, jak i wartości przedstawione na rys. 9.



Rys. 8. Przykład wykresu funkcji h z dodatnim minimum dla $f = f_2$

W przypadku ogólnym jednoznacznie są określone jedynie znaki $h(f_1)$ i $h(f_N)$, a zatem zastosowanie metody wyznaczania A użytej dla $N = 2$ dla wyższych wartości N nie jest możliwe bez dodatkowych założeń o właściwościach A . Chcąc nadal stosować metodę wyznaczania A przedstawioną w podpunktach 5.1 i 5.2 wystarczy założyć, że poszukiwana funkcja A ma takie właściwości, że funkcja h dla $f \in [0, \infty)$ posiada jednoznacznie określone znaki N wartości ekstremalnych, tzn. maksima tej funkcji są dodatnie, a minima są ujemne. Wobec powyższego funkcja h posiada $N-1$ pojedynczych skończonych zer $f_{N+1}, f_{N+2}, \dots, f_{2N-1}$ przeplatających się z zerami funkcji g , tzn.

$$0 < f_1 < f_{N+1} < f_2 < f_{N+2} < f_3 < \dots < f_{2N-1} < f_N$$

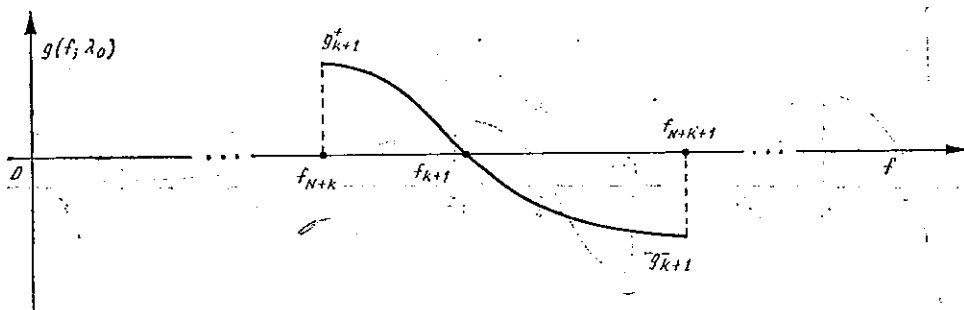

 Rys. 9. Przykład wykresu funkcji h z ujemnym minimum dla $f = f_2$

Przedział $[0, \infty)$ dzielimy na N podprzedziałów, a mianowicie: $[0, f_{N+1})$, (f_{N+1}, f_{N+2}) , ..., $(f_{2N,2}, f_{2N-1})$, (f_{2N-1}, ∞) , w których jednocześnie są spełnione warunki

$$\left. \begin{aligned} \int_0^{f_{N+1}} A^2(f) g(f; \lambda_0) df &= 0, \\ \int_{f_{N+1}}^{f_{N+2}} A^2(f) g(f; \lambda_0) df &= 0, \\ &\vdots \\ \int_{f_{2N-2}}^{f_{2N-1}} A^2(f) g(f; \lambda_0) df &= 0, \\ \int_{f_{2N-1}}^{\infty} A^2(f) g(f; \lambda_0) df &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (79)$$

Jednoczesne spełnienie warunków (79) jest równoważne spełnieniu warunków (31) i (34), a zatem na podstawie powyższych N warunków możemy wyznaczyć wartości funkcji A w N rozpatrywanych podprzedziałach przedziału $[0, \infty)$. Sposób wyznaczania funkcji A w podprzedziałach krańcowych, tzn. $[0, f_{N+1})$ i (f_{2N-1}, ∞) został szczegółowo opisany w podpunkcie 5.2, a zatem pozostaje omówienie wyznaczania funkcji A w dowolnym podprzedziale wewnętrznym (f_{N+k}, f_{N+k+1}) , $k \in \{1, 2, \dots, N-2\}$. Dla każdego $k \in \{1, 2, \dots, N-2\}$ wewnątrz przedziału (f_{N+k}, f_{N+k+1}) występuje wartość f_{k+1} będąca zerem funkcji g , a więc możliwe są dwie sytuacje przedstawione odpowiednio na rys. 10 i rys. 11.

W pierwszej kolejności rozpatrzmy przypadek przedstawiony na rys. 10 i dla wygody dalszej analizy gałęzie funkcji g występujące w podprze-

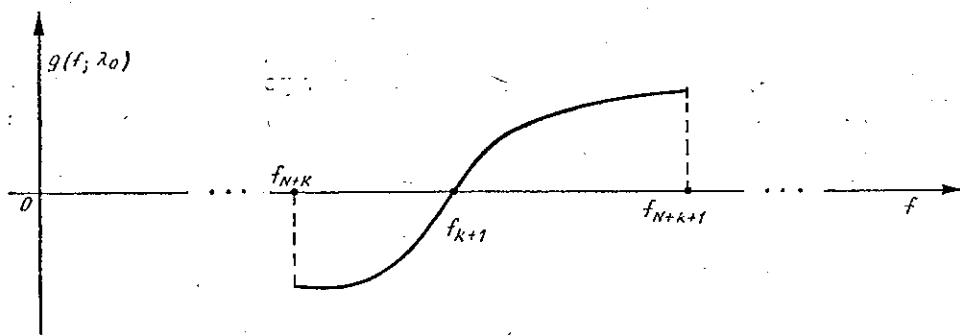
Rys. 10. Przykład fragmentu wykresu funkcji g dla $f \in [f_{N+k}, f_{N+k+1}]$

działach (f_{N+k}, f_{k+1}) i (f_{k+1}, f_{N+k+1}) oznaczymy odpowiednio przez g_{k+1}^+ i g_{k+1}^- . Dla rozpatrywanego przedziału częstotliwości warunek (79) zapisujemy w postaci

$$\int_{f_{N+k}}^{f_{k+1}} A^2(f) g_{k+1}^+(f; \lambda_0) df = \int_{f_{k+1}}^{f_{N+k+1}} A^2(f) g_{k+1}^-(f; \lambda_0) df \quad (80)$$

Poprzez odpowiednią zamianę zmiennych w całkach występujących po lewej i prawej stronie równości (80) otrzymujemy:

$$\begin{aligned} & \int_{f_{N+k}}^{f_{k+1}} A^2(f) g_{k+1}^+(f; \lambda_0) df = \\ &= \int_0^1 A^2((f_{k+1} - f_{N+k})x + f_{N+k}) g_{k+1}^+((f_{k+1} - f_{N+k})x + f_{N+k}; \lambda_0) (f_{k+1} - f_{N+k}) dx \\ & \int_{f_{k+1}}^{f_{N+k+1}} A^2(f) g_{k+1}^-(f; \lambda_0) df = \\ &= \int_0^1 A^2((f_{N+k+1} - f_{k+1})x + f_{k+1}) g_{k+1}^-((f_{N+k+1} - f_{k+1})x + f_{k+1}; \lambda_0) (f_{N+k+1} - f_{k+1}) dx \end{aligned}$$

Rys. 11. Przykład fragmentu wykresu funkcji g dla $f \in [f_{N+k}, f_{N+k+1}]$

Wobec powyższego równość (80) przybiera następującą równoważną postać

$$\begin{aligned} & \int_0^1 A^2 ((f_{k+1} - f_{N+k})x + f_{N+k}) (f_{k+1} - f_{N+k}) g_{k+1}^+ ((f_{k+1} - f_{N+k})x + f_{N+k}; \lambda_0) dx = \\ & = \int_0^1 A^2 ((f_{N+k+1} - f_{k+1})x + f_{k+1}) (f_{N+k+1} - f_{k+1}) g_{k+1}^- ((f_{N+k+1} - f_{k+1})x + f_{k+1}; \lambda_0) dx \end{aligned} \quad (81)$$

Dla spełnienia równości (81) wystarcza, aby poszukiwana funkcja A posiadała następującą właściwość

$$\begin{aligned} & \bigwedge_{x \in [0,1]} \frac{A^2 ((f_{k+1} - f_{N+k})x + f_{N+k})}{A^2 ((f_{N+k+1} - f_{k+1})x + f_{k+1})} = \\ & = \frac{(f_{N+k+1} - f_{k+1}) v_{k+1}(x) g_{k+1}^- ((f_{N+k+1} - f_{k+1})x + f_{k+1}; \lambda_0)}{(f_{k+1} - f_{N+k}) v_{k+1}(x) g_{k+1}^+ ((f_{k+1} - f_{N+k})x + f_{N+k}; \lambda_0)} \end{aligned}$$

gdzie v_{k+1} jest dowolną funkcją rzeczywistą przybierającą dla $x \in [0,1]$ prawie wszędzie wartości dodatnie, a zawsze wartości nieujemne i $v_{k+1} \in L(0,1)$.

Jako rozwiązanie równości (81) wybieramy zatem dla $x \in [0,1]$

$$A^2 ((f_{k+1} - f_{N+k})x + f_{N+k}) = (f_{N+k+1} - f_{k+1}) v_{k+1}(x) g_{k+1}^- ((f_{N+k+1} - f_{k+1})x + f_{k+1}; \lambda_0) \quad (82)$$

i

$$A^2 ((f_{N+k+1} - f_{k+1})x + f_{k+1}) = (f_{k+1} - f_{N+k}) v_{k+1}(x) g_{k+1}^+ ((f_{k+1} - f_{N+k})x + f_{N+k}; \lambda_0) \quad (83)$$

Istnienie takich rozwiązań wynika z faktu bezwzględnej całkowalności funkcji v_{k+1} w przedziale $[0,1]$ i z faktu ograniczoneści funkcji g (por. dyskusja poniżej zależności (41)). Podstawiając otrzymane wyżej rozwiązania (82) i (83) odpowiednio do lewej i prawej strony równości (81) i zmieniając zmienne całkowania tak, aby otrzymać lewą i prawą stronę równości (80) mamy:

$$\begin{aligned} & \int_0^1 (f_{N+k+1} - f_{k+1}) v_{k+1}(x) g_{k+1}^- ((f_{N+k+1} - f_{k+1})x + f_{k+1}; \lambda_0) \times \\ & \quad \times g_{k+1}^+ ((f_{k+1} - f_{N+k})x + f_{N+k}; \lambda_0) (f_{k+1} - f_{N+k}) dx = \\ & = \int_{f_{N+k}}^{f_{k+1}} (f_{N+k+1} - f_{k+1}) v_{k+1} \left(\frac{f - f_{N+k}}{f_{k+1} - f_{N+k}} \right) g_{k+1}^- \left((f_{N+k+1} - f_{k+1}) \frac{f - f_{N+k}}{f_{k+1} - f_{N+k}} + f_{k+1}; \lambda_0 \right) \times \\ & \quad \times g_{k+1}^+ (f; \lambda_0) df \end{aligned} \quad (84)$$

$$\begin{aligned}
& \int_0^1 (f_{k+1} - f_{N+k}) v_{k+1}(x) g_{k+1}^+((f_{k+1} - f_{N+k})x + f_{N+k}; \lambda_0) \times \\
& \times g_{k+1}^-((f_{N+k+1} - f_{k+1})x + f_{k+1}; \lambda_0) (f_{N+k+1} - f_{k+1}) dx = \\
& = \int_{f_{k+1}}^{f_{N+k+1}} (f_{k+1} - f_{N+k}) v_{k+1} \left(\frac{f - f_{k+1}}{f_{N+k+1} - f_{k+1}} \right) \times \\
& \times g_{k+1}^+ \left((f_{k+1} - f_{N+k}) \frac{f - f_{k+1}}{f_{N+k+1} - f_{k+1}} + f_{N+k}; \lambda_0 \right) g_{k+1}^-(f; \lambda_0) df \quad (85)
\end{aligned}$$

Porównując (84) z lewą stroną równości (80) i (85) z prawą stroną równości (80) otrzymujemy następujące rozwiązanie równości (80)

$$\begin{aligned}
& A^2(f) = \\
& = \begin{cases} (f_{N+k+1} - f_{k+1}) v_{k+1} \left(\frac{f - f_{N+k}}{f_{k+1} - f_{N+k}} \right) g_{k+1}^- \left((f_{N+k+1} - f_{k+1}) \frac{f - f_{N+k}}{f_{k+1} - f_{N+k}} + f_{k+1}; \lambda_0 \right), & \text{dla } f \in (f_{N+k}, f_{k+1}), \\ (f_{k+1} - f_{N+k}) v_{k+1} \left(\frac{f - f_{k+1}}{f_{N+k+1} - f_{k+1}} \right) g_{k+1}^+ \left((f_{k+1} - f_{N+k}) \frac{f - f_{k+1}}{f_{N+k+1} - f_{k+1}} + f_{N+k}; \lambda_0 \right), & \text{dla } f \in (f_{k+1}, f_{N+k+1}). \end{cases} \quad (86)
\end{aligned}$$

w którym zgodnie z poczynionymi na początku niniejszego podpunktu założeniami wymagamy, aby

$$\left. \begin{aligned}
& \bigwedge_{f \in [f_{N+k}, f_{k+1}]} 0 < v_{k+1} \left(\frac{f - f_{N+k}}{f_{k+1} - f_{N+k}} \right) g_{k+1}^- \left((f_{N+k+1} - f_{k+1}) \frac{f - f_{N+k}}{f_{k+1} - f_{N+k}} + f_{k+1}; \lambda_0 \right) < \infty \\
& \bigwedge_{f \in [f_{k+1}, f_{N+k+1}]} 0 < v_{k+1} \left(\frac{f - f_{k+1}}{f_{N+k+1} - f_{k+1}} \right) g_{k+1}^+ \left((f_{k+1} - f_{N+k}) \frac{f - f_{k+1}}{f_{N+k+1} - f_{k+1}} + f_{N+k}; \lambda_0 \right) < \infty
\end{aligned} \right\} \quad (87)$$

Analogiczne rozwiązanie otrzymuje się dla przypadku przedstawionego na rys. 11, a więc potrafimy wyznaczyć rozwiązanie dla $N-2$ podprzedziałów wewnętrznych przedziału $[0, \infty)$. Wobec przyjętych założeń rozwiązania te są całkowalne z kwadratem i spełniają warunki wynikające z twierdzenia Paley-Wienera. Zatem jest prawdziwy następujący lemat.

LEMAT 4. Na to aby dla sygnałów użytecznego i zakłócającego o znanych unormowanych widmach energetycznych Φ_s i Φ_n było możliwe zrealizowanie układu Λ_1 wystarcza, aby:

- 1) $\Phi_s \neq \Phi_n$,
- 2) istniały takie rzeczywiste skończone wartości $\lambda > 1$, dla których rzeczywista funkcja g zdefiniowana równością (30) zmienia skończoną liczbę razy znak przy zmianie częstotliwości i posiada skończoną liczbę pojedynczych rzeczywistych skończonych zer.

6. WNIOSKI

W lemacie 1, w czwartym punkcie niniejszej pracy, sformułowano warunki konieczne realizowalności zdefiniowanych uprzednio układów Λ_1 , a w piątym punkcie wykazano, że spełnienie warunków koniecznych w różnych wariantach (różne liczby zmian znaku funkcji g) wystarcza dla wyznaczenia funkcji A opisującej właściwości szerokiej klasy układów Λ_1 . W ten sposób faktycznie zostały sformułowane warunki konieczne i wystarczające realizowalności układów Λ_1 . Przed ostatecznym sformułowaniem tych warunków w postaci twierdzenia zauważmy, że z definicji funkcji g podanej w równości (30) wynika, że jeśli istnieje zbiór skończonych wartości $\lambda > 1$, dla których funkcja g zmienia znak, to jest zbiór nieprzeliczalny. Uwzględniając powyższe, wyniki analizy przeprowadzonej w pracy można sformułować w postaci następującego twierdzenia.

Twierdzenie. Warunkami koniecznymi i wystarczającymi realizowalności układu liniowego poprawiającego λ razy stosunek sygnału do zakłóceń (czyli tzw. układu Λ_1) dla danych unormowanych widm energetycznych sygnału użytecznego Φ_s i sygnału zakłócającego Φ_n są:

- 1) $\Phi_s \neq \Phi_n$,
- 2) istnienie nieprzeliczalnego zbioru takich rzeczywistych skończonych dodatnich liczb $\lambda > 1$, dla których funkcja $g = \Phi_s - \lambda^2 \Phi_n$ skończoną liczbę razy zmienia znak dla rzeczywistych wartości zmiennej i posiada skończoną liczbę różnych od zera pojedynczych rzeczywistych skończonych zer.

Sformułowane wyżej twierdzenie, poza swoimi walorami poznawczymi, umożliwi opracowanie metod projektowania układów liniowych poprawiających λ razy stosunek sygnału do zakłóceń. Dla zastosowań praktycznych — zdaniem autora — najistotniejsze znaczenie mają przypadki omówione w podpunktach 5.1 i 5.2 i dlatego też zostały one wnikliwie przeanalizowane. W niniejszej pracy nie rozstrzygnięto szeregu problemów ważnych przy projektowaniu, a mianowicie: jak praktycznie dobierać funkcje v , w i z , wymagać dla $N > 1$ ciągłości funkcji A czy też nie, jak dla ustalonej funkcji A zaprojektować jeden z trzech typów układów omówionych w trzecim punkcie.

Z drugiej strony dla zaprojektowania układu liniowego poprawiającego stosunek sygnału do zakłóceń dla określonego typu przypadkowych sy-

gnałów i zakłóceń są potrzebne jeszcze dodatkowe wymagania odnośnie jakości transmisji sygnałów użytecznych, których również nie sformułowano w niniejszej pracy. Wprowadzenie takich kryteriów niewątpliwie ograniczy zbiór wartości λ , dla których jest możliwe zaprojektowanie omawianych układów. Wszystkie wymienione wyżej zagadnienia będą przedmiotem dalszych prac, a natomiast wyniki przedstawione w niniejszej pracy należy traktować jako realne z inżynierskiego punktu widzenia, lecz jednak formalne określenie wymagań na układy liniowe poprawiające stosunek sygnału użytecznego do zakłóceń.

WYKAZ LITERATURY

1. Bennett W. K.: Introduction to signal transmission. Mc Graw-Hill, New York 1970.
2. Dźrbaszjan M.M.: Integralnyje preobrazowanija funkcji w kompleksnoj obłasti. Moskwa 1966.
3. Fink L. M.: Teoria pieredaczi dyskretnych soobszczenij. Sowietskoje Radio, Moskwa 1963.
4. Gradstein I. S., Ryzik I. M.: Tablicy integralow, sum, rjadow i proizwiedienij. Moskwa 1963.
5. Gregg D. W.: Analog and digital communication: concepts, systems, applications and services in electrical dissemination of aural, visual and data information. J. Wiley, 1977.
6. Helstrom C. W.: Statistical theory of signal detection. Pergamon Press, 1960. Tłumaczenie polskie: Statystyczna teoria detekcji. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1964.
7. Hewit E., Stromberg K.: Real and abstract analysis. Springer Verlag, 1965.
8. Klujew N. I.: Informacjonnyje osnovy pieredaczi soobszczenij. Sowietskoje Radio, Moskwa 1966.
9. Lawson J. L., Uhlenbeck G. E.: Threshold signals. MIT Radiation Laboratory Series, vol. 24, Mc Graw-Hill, 1950
10. Lee Y. W., Cheatham T. P., Wiesner J. B.: Application of correlation analysis to the detection of periodic signals in noise. Proc. IRE, vol. 38, 1950.
11. Lee Y. W.: Statistical theory of communication. J. Wiley, 1960.
12. Middleton D.: An Introduction to statistical communication theory. 1960.
13. Paley R. E. A., Wiener N.: Fourier transforms in the complex domain. American Mathematical Society, New York 1934. Tłumaczenie rosyjskie: Preobrazowanije Furije w kompleksnoj obłasti. Nauka, Moskwa 1964.
14. Rowe H. E.: Signals and noise in communications systems. D. van Nostrand, 1965.
15. Van Vleck J. H., Middleton D.: A theoretical comparison of the visual, aural and meter reception of pulsed signals in presence of noise. J. Appl. Phys., 17, 1946.
16. Zadeh L. A., Ragazzini J. R.: Optimum filters for the detection of signals in noise. Proc. IRE, vol. 40, 1952.

Stanisław Dymowski

ЛИНЕЙНЫЕ СХЕМЫ УЛУЧШАЮЩИЕ ОТНОШЕНИЕ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА К ПОМЕХАМ

Резюме

В статье рассмотрены линейные схемы увеличивающие в λ раза отношение полезного сигнала к помехам т.е. так называемые схемы Δ_1 .

Положено, что на входе схемы в течение определенного временного промежутка выступает сумма статистически независимых, случайных полезных сигналов s и помех n , определенных энергетическими нормированными спектрами, соответственно Φ_s и Φ_n . В итоге проведенного в статье анализа для данных Φ_s и Φ_n установлено требуемые и достаточные условия для осуществления схем Δ_1 .

Stanisław Dymowski

LINEAR NETWORKS INCREASING THE SIGNAL-TO-NOISE RATIO

Summary

In the paper the linear networks increasing λ times the signal-to-noise ratio, so called Δ_1 networks, have been discussed.

It has been assumed, that at the network input during a finished time interval there is a sum statistically independent random signals namely the useful signals „s” and those noise n , characterized by the normalized energy spectra, Φ_s and Φ_n respectively.

As a result of the analysis carried on in the paper for the given values of Φ_s and Φ_n the necessary and sufficient conditions for the realization of Δ_1 networks, have been determined.

Stanisław Dymowski

CIRCUITS LINÉAIRES AMÉLIORANT LE RAPPORT SIGNAL BRUIT

Résumé

Dans l'article sont examinés les circuits linéaires améliorant λ fois le rapport signal bruit, appelés circuits Δ_1 . Il est admis, qu'au cours d'une intervalle de temps finie, à l'entrée du circuit, existe une somme de signaux aléatoires statistiquement indépendants, notamment celui d'usage s et celui de bruit n , caractérisés relativement par des spectres énergétiques réglés, Φ_s et Φ_n .

En conséquence de l'analyse, faite dans l'article pour Φ_s et Φ_n donnés, les conditions exigées et suffisantes à réaliser les circuits Δ_1 ont été précisées.

Stanisław Dymowski

SIGNAL/STÖRUNG-VERHÄLTNIS VERBESSERENDE LINEARSCHALTUNGEN

Zusammenfassung

In der Arbeit wurden die das Signal/Störung-Verhältnis λ -mal verbessernden, sogenannten \mathcal{A}_1 Linearschaltungen untersucht. Es wurde angenommen, daß im geschlossenen Zeitabschnitt am Eingang der Schaltung die Summe der statistisch unabhängigen durch normierte energetische Spektren Φ_s und Φ_n charakterisierten Zufallssignale Nutzsignal s und Störsignal n auftritt.

Als Ergebnis der in der Arbeit durchgeführten Analyse wurden die für gegebene Φ_s und Φ_n notwendigen und genügenden Bedingungen für die Realisierung der \mathcal{A}_1 -Schaltungen formuliert.

Andrzej Kietkiewicz

621.397.132:621.391.08

WSPÓLCZYNNIKI OCHRONNE EMISJI TELEWIZJI KOLOROWEJ SYSTEMU SECAM

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 2.II.1984 r.

Przeanalizowano zagadnienia związane z metodyką badań i określeniem wartości współczynników ochronnych dla telewizji kolorowej D/SECAM i K/SECAM. Omówiono rodzaje zakłóceń kolorowego obrazu telewizyjnego przez sygnały niepożądane. Określono warunki, w jakich powinny być wykonywane pomiary współczynników ochronnych oraz wymagania stawiane urządzeniom pomiarowym. Opisano strukturę i działanie zestawu pomiarowego oraz przebieg badań zakłóceń wspólnokanałowych przy pracy ze zwykłym i precyzyjnym przesuwem częstotliwości, sąsiednikanałowych i w kanałach częściowo pokrywających się oraz zakłóceń przy odbiorze sygnałów lustrzanych. Przy badaniach uwzględniono zakłócające oddziaływanie sygnału telewizyjnego D/SECAM lub B/SECAM oraz sygnału sinusoidalnego niemodulowanego, modulowanego amplitudowo lub modulowanego częstotliwościowo.

Przedstawiono wyniki pomiarów i na ich podstawie określono wartości współczynników ochronnych dla telewizji kolorowej D/SECAM i K/SECAM przy różnych typach zakłóceń.

CZĘŚĆ I

SPECYFIKA BADAŃ WSPÓLCZYNNIKÓW OCHRONNYCH SYGNAŁÓW TELEWIZYJNYCH

1. WPROWADZENIE

Zapewnienie dobrych warunków odbioru telewizyjnego wymaga przede wszystkim takiego zaprojektowania sieci nadawczej, aby pożądaný sygnał radiowy docierający do anteny odbiorczej wyraźnie dominował nad wszystkimi innymi sygnałami, które mogłyby zakłócać obraz telewizyjny. Oznacza to, że poziom sygnału pożądanego na wejściu odbiornika powinien być dostatecznie wysoki w stosunku do poziomu sygnału zakłócającego. Stosunek poziomów obu tych sygnałów (wyrażany w decybelach) dający określony efekt zakłócenia obrazu telewizyjnego nosi nazwę współczynnika ochronnego.

Badania współczynników ochronnych dla telewizji monochromatycznej i kolorowej były przez szereg lat prowadzone w wielu krajach. W wyniku

tych badań opracowano w ramach Międzynarodowego Doradczego Komitetu Radiokomunikacyjnego (CCIR) szereg dokumentów, określających zarówno wartości współczynników ochronnych, jak i metodykę ich badań.

Wartości współczynników ochronnych są jednym z głównych parametrów przyjmowanym do obliczeń nadawczej sieci telewizyjnej. Obowiązującym źródłem tych danych są dokumenty CCIR:

- Zalecenie 418-3 (Kyoto 1978) — Stosunek sygnału pożądanego do sygnału zakłócającego w telewizji monochromatycznej.
- Sprawozdanie 306-4 (Genewa 1982) — Stosunek sygnału pożądanego do sygnału zakłócającego dla systemów telewizji kolorowej o modulacji amplitudowej z częściowo tłumioną wstęgą boczną modulacji.

Niestety dokumenty te nie zawierają niektórych danych niezbędnych do prawidłowego obliczania sieci nadawczej dla standardu telewizyjnego D/SECAM i K/SECAM, obowiązujących w Polsce. Z tego powodu w stosowanej dotychczas metodzie obliczania nadawczej sieci telewizyjnej przyjęto prowizorycznie niektóre wartości współczynników ochronnych, nie sprawdzone w wyniku odpowiednich badań.

W celu uzupełnienia tej luki zostały przeprowadzone w Instytucie Łączności badania współczynników ochronnych dla telewizji kolorowej standardu D/SECAM i K/SECAM. Wymagały one przygotowania bardzo rozbudowanego zestawu aparatury pomiarowej, która spełniałaby warunki, jakie są wymagane przy tego rodzaju badaniach.

Artykuł przedstawia wyniki tych badań łącznie z opisem stosowanej metodyki badań i wykorzystywanej aparatury.

2. ODDZIAŁYWANIE SYGNAŁU ZAKŁÓCAJĄCEGO NA OBRAZ TELEWIZYJNY

Odbiornik telewizyjny ma, jak wiadomo, własności selektywnego odbioru sygnałów radiowych. Odbiera on więc prawidłowo jedynie sygnały zawarte w określonym przedziale częstotliwości (zwanym kanałem telewizyjnym). Sygnały pojawiające się poza tym przedziałem są natomiast silnie tłumione, głównie przez obwody pośredniej częstotliwości odbiornika. Charakterystyka selektywności odbiornika telewizyjnego jest ściśle dostosowana do charakterystyki modulacji nadajnika (górną wstęgą boczną modulacji jest tu przenoszona całkowicie, a dolna wstęga boczna — częściowo wytłumiona). Upraszczając nieco zagadnienie można powiedzieć, że zakłócenie obrazu powstaje, gdy różnica częstotliwości sygnału zakłócającego f_z i nośnej wizyjnej sygnału pożądanego f_{pw} ($\Delta f = f_z - f_{pw}$) zawiera się w granicach pasma częstotliwości wizyjnych. Dostrzegalność tego zakłócenia jest przy tym zależna nie tylko od poziomu sygnału zakłócającego na wejściu odbiornika względem poziomu sygnału pożądanego, ale

także od struktury zakłócenia, na którą ma wpływ wartość Δf oraz rodzaj modulacji sygnału zakłócającego.

W najprostszym przypadku, gdy zakłócenie powstaje pod wpływem niemodulowanego sygnału sinusoidalnego, na obrazie powstaje struktura prążkowa tym drobniejsza, im większa jest wartość Δf różnicy częstotliwości sygnałów zakłócającego i pożądanego. Jednocześnie maleje dostrzegalność zakłócenia, jeśli nie zmienia się poziom sygnału zakłócającego.

Istotną cechą zakłócenia tego typu jest położenie prążków, od czego w silnym stopniu zależy dostrzegalność tego zakłócenia. Jeśli wartość Δf jest równa całkowitej wielokrotności częstotliwości linii, wówczas powstaje wyraźnie zauważalna struktura prążków pionowych, natomiast jeśli Δf jest równa nieparzystej wielokrotności połowy częstotliwości linii — to tworzą się prążki poziome, które niejako zlewają się z liniową strukturą obrazu telewizyjnego i przez to stają się mało widoczne. Przy pośrednich wartościach Δf prążki przyjmują położenie skośne.

Bardziej skomplikowane struktury zakłóceń tworzą się przy oddziaływaniu sygnału modulowanego. Jeśli sygnał zakłócający jest np. modulowany częstotliwościowo, wówczas struktura prążkowa zakłócenia rozmywa się i położenie prążków staje się niewidoczne. Można je zauważyć jedynie w chwilach braku modulacji. Zakłócenie takie występuje w warunkach praktycznych, gdy pochodzi od sygnału dźwięku towarzyszącego z obcej stacji telewizyjnej.

Najbardziej interesujące i najczęściej zresztą występujące w warunkach praktycznych są zakłócenia obcym sygnałem telewizyjnym. Nośna wizyjna modulowana amplitudowo sygnałem wizyjnym wywołuje w obrazie telewizyjnym zakłócenia o charakterze prążkowym, jednakże składowe modulacji powodują pojawienie się konturów obrazu zakłócającego, co dodatkowo może zwiększać dostrzegalność zakłócenia. W tych przypadkach obserwuje się najczęściej stosunkowo wolne przesuwanie się w kierunku poziomym konturów obrazu zakłócającego. Ponieważ na terenie Europy są eksploatowane różne standardy telewizyjne, lecz odznaczające się jednakową liczbą linii wybierania obrazu, równą 625, oraz liczbą pól obrazu na sekundę, równą 50, to częstotliwość linii wszystkich tych systemów jest jednakowa i wynosi 15 625 Hz. Niewielkie różnice wynikają z dopuszczalnych tolerancji tej częstotliwości; w praktyce nie przekraczają one jednak kilku Hz. One to właśnie są przyczyną przesuwania się obrazu zakłócającego względem obserwowanego.

W telewizji kolorowej należy się również liczyć z oddziaływaniem sygnału zakłócającego na sygnał chrominancji sygnału pożądanego. Jeśli bowiem wartość Δf różnicy częstotliwości sygnału zakłócającego i pożądanego zawiera się w granicach pasma chrominancji, wówczas w wyniku procesów dekodowania sygnału chrominancji w odbiorniku następuje prze-

nieśnienie sygnału zakłócającego w zakres stosunkowo małych częstotliwości. Powoduje to kolorowe zakłócenia obrazu telewizyjnego, bardzo wyraźnie dostrzegalne.

3. METODYKA BADAŃ

Biorąc pod uwagę, że współczynniki ochronne emisji telewizji kolorowej systemu SECAM są niezbędne nie tylko do planowania sieci stacji telewizyjnych w danym kraju, lecz również i przy uzgodnieniach międzynarodowych, dotyczących ewentualnych wzajemnych oddziaływań sieci telewizyjnych różnych krajów, metodyka stosowana przy badaniach współczynników ochronnych powinna być ujednolicona w skali międzynarodowej. Pozwala to bowiem na jednoznaczną interpretację wyników.

Ujednolicona metodyka badań subiektywnej oceny jakości obrazu telewizyjnego została opracowana przez CCIR i podana w Zaleceniu 500-2. Metodyka ta jest obecnie powszechnie stosowana przy wszelkiego rodzaju badaniach wpływu różnych czynników na jakość obrazu telewizyjnego, a więc również i przy badaniach współczynników ochronnych.

Zalecenie 500-2 określa warunki, w jakich powinny być wykonywane badania subiektywne, a więc podaje skalę ocen, warunki obserwacji obrazu, liczbę i dobór obserwatorów, dobór obrazów podlegających ocenie oraz sposób ich prezentacji.

Zaleca się przy tym stosowanie trzech skal oceny:

— pięciostopniowej skali jakości obrazu:

- 5 — doskonały
- 4 — dobry
- 3 — dostateczny
- 2 — słaby
- 1 — zły

— pięciostopniowej skali pogorszenia (zakłócenia lub zniekształcenia) jakości obrazu:

- 5 — niedostrzegalne
- 4 — dostrzegalne lecz niedokuczliwe
- 3 — nieco dokuczliwe
- 2 — dokuczliwe
- 1 — bardzo dokuczliwe

— siedmiostopniowej porównawczej skali jakości obrazu:

- +3 — znacznie lepszy
- +2 — lepszy
- +1 — nieco lepszy
- 0 — taki sam

- 1 — nieco gorszy
- 2 — gorszy
- 3 — znacznie gorszy

Zalecane warunki obserwacji są następujące:

- odległość obserwacji powinna być równa 6-krotnej wysokości obrazu;
- szczytowa wartość luminancji ekranu powinna wynosić 70 ± 10 cd/m² (niektóre rodzaje badań mogą wymagać wartości innej ze względu np. na migotanie obrazu, utratę ostrości itp.);
- stosunek luminancji ekranu przy wygaszonym kineskopie do szczytowej wartości luminancji obrazu powinien być mniejszy od 0,02;
- stosunek luminancji ekranu przy odtwarzaniu poziomego czerni do luminancji odpowiadającej maksymalnej bieli powinien w pomieszczeniu całkowicie zaciemnionym wynosić około 0,01;
- stosunek luminancji tła za odbiornikiem do szczytowej luminancji obrazu powinien wynosić około 0,1;
- kolorowość tła powinna być biała, przy czym rodzaj bieli nie jest krytyczny i może być stosowana dowolna biel zawarta pomiędzy bielami odniesienia A i D₆₅;
- oświetlenie pomieszczenia z innych źródeł powinno być możliwie małe;
- stosunek kąta bryłowego tworzonego przez strefę tła do kąta bryłowego tworzonego przez ekran kineskopu powinien być równy lub większy od 9.

Przy badaniach subiektywnej jakości obrazu powinno brać udział co najmniej 10 obserwatorów, a zalecana ich liczba wynosi 20. Najlepiej, aby badania były prowadzone przy udziale obserwatorów nie-ekspertów, gdyż uzyskana w tych warunkach ocena jakości obrazu jest najbardziej zbliżona do opinii przeciętnych widzów. Ponieważ badania tego rodzaju są zwykle długotrwałe, można w niektórych przypadkach prowadzić je przy udziale obserwatorów ekspertów. Wówczas ich liczbę można ograniczyć, ale należy się spodziewać wyników bardziej krytycznych. Jeśli w badaniach uczestniczą obie grupy obserwatorów, często jest konieczne podawanie wyników odrębnie dla każdej grupy. Przed przystąpieniem do badań obserwatorom należy wyjaśnić stosowaną metodę, skalę ocen oraz charakter zjawisk, które mają wpływ na ocenę jakości obrazu.

Przy badaniach należy stosować około pięciu obrazów testowych stałych lub krótkich sekwencji obrazów zawierających ruch, o ile ma on wpływ na stopień pogorszenia jakości. Treść tych obrazów należy tak dobrać, aby były one bardziej „krytyczne” od przeciętnych obrazów występujących w programach telewizyjnych, mając na uwadze specyficzne efekty zakłóceń, jakie należy obserwować. Na przykład, w niektórych przypadkach będą wymagane obrazy o jasnych, nasyconych kolorach, w innych — o dużej liczbie szczegółów i ostrych krawędziach. Nie zaleca się

jednak stosować typowych obrazów kontrolnych, np. wytwarzanych elektrycznie.

Istotnym zagadnieniem jest przy tej metodzie badań sposób prezentacji obrazów i ich zniekształceń. Powinny one być przedstawiane w dowolnej kolejności w czasie ok. 10 sekund z przerwami ok. 15 sekund na dokonanie oceny, przy czym ten sam obraz o takim samym lub innym stopniu zakłócenia (zniekształcenia) nie może być przedstawiony w dwóch kolejnych obserwacjach. Poziom zakłócenia (zniekształcenia) obrazu przy kolejnych obserwacjach nie może być zmieniany w sposób regularny (przez stopniowe powiększanie lub zmniejszanie zakłócenia), gdyż miałyby to wpływ na oceny. Poziom ten nie może być znany obserwatorom. Zakres poziomu zakłócenia obrazu należy tak dobierać, aby uzyskać od większości obserwatorów oceny obejmujące całą skalę ocen, wówczas średnia wartość wszystkich ocen powinna wynosić około 3.

Jedna seria pomiarowa nie powinna trwać dłużej niż pół godziny (łącznie z czasem przeznaczonym na instruktaż obserwatorów i pomiary próbne). Przedłużenie tego czasu prowadzi do zmęczenia obserwatorów i zwiększenia możliwości błędnych ocen.

Przy badaniach współczynników ochronnych stosuje się metodę porównania dostrzegalności badanego zakłócenia i tzw. zakłócenia odniesienia. W tym celu na ekranie jednego odbiornika odtwarza się obraz z zakłóceniem badanym, a na ekranie drugiego — obraz z zakłóceniem odniesienia. Poziom badanego zakłócenia zmienia się tak, aby obserwator jednakowo ocenił dostrzegalność zakłóceń w obu obserwowanych obrazach. Wymaga to pewnej wprawy, gdyż na ogół należy porównywać dostrzegalność zakłóceń o znacznie różniących się strukturach. Postępowanie takie ma jednak tę zaletę, że wątpliwości, które z obserwowanych zakłóceń jest bardziej dokuczliwe świadczą o tym, że ocena ich dostrzegalności jest jednakowa. Drugą zaletą tej metody jest stosunkowo mały rozrzut wartości poziomów zakłócenia, uzyskiwanych przez poszczególnych obserwatorów. Można dzięki temu zmniejszyć liczbę obserwatorów, co znacznie skraca czas pomiarów.

Zakłócenie odniesienia jest ściśle określone przez CCIR. Jest to mianowicie zakłócenie, jakie wywołuje sygnał sinusoidalny niemodulowany o częstotliwości różniącej się od częstotliwości nośnej wizyjnej sygnału pożądanego o $2/3$ częstotliwości linii. Ustalono przy tym, że poziom tego sygnału powinien być o 30 dB niższy od poziomu sygnału pożądanego (wartość skuteczna mierzona na poziomie synchronizacji) dla zakłóceń typu troposferycznego (występujących w 10% do 100% czasu), o 40 dB niższy — dla zakłóceń ciągłych oraz o 50 dB niższy dla zakłóceń na progu dostrzegalności. Przyjęto również, że wartości współczynników ochronnych określa się przy zakłóceniu odniesienia 30 dB.

4. WYMAGANIA DOTYCZĄCE APARATURY POMIAROWEJ

Przystępując do badań współczynników ochronnych dla telewizji należy przede wszystkim zatroszczyć się o to, aby zapewnić warunki odbioru sygnału telewizyjnego możliwie najbardziej zbliżone do rzeczywistych, a jednocześnie zapewnić warunki, jakich wymaga opisana wyżej metoda pomiarowa. Nie jest to w praktyce łatwe i zmusza do starannego doboru odpowiednich urządzeń telewizyjnych i przyrządów pomiarowych, przygotowania pomieszczenia, gdzie mają być prowadzone pomiary, szczegółowego opracowania programu i przebiegu badań.

4.1. Rodzaje zakłóceń obrazu telewizyjnego

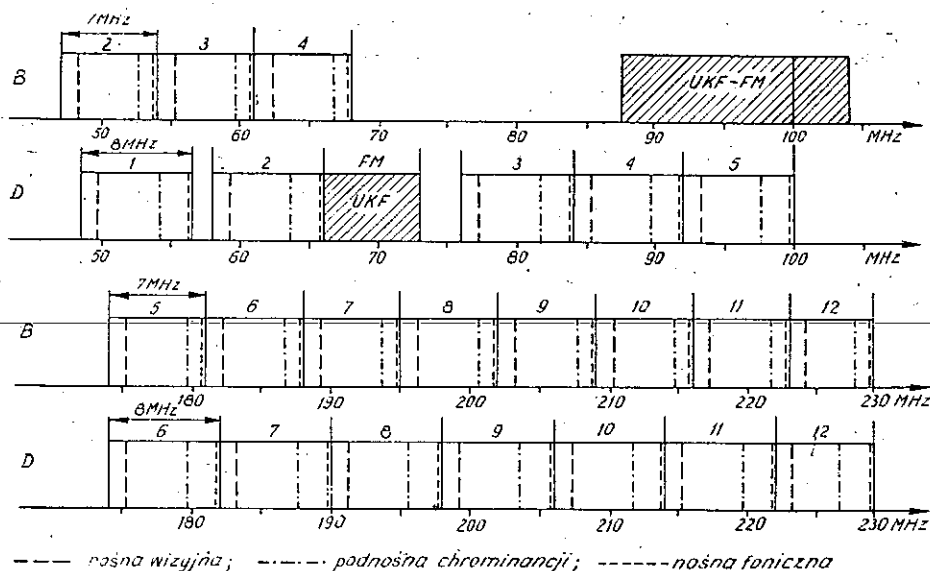
Zastanówmy się najpierw, z jakiego rodzaju zakłóceniami obrazu telewizyjnego przez sygnały niepożądane należy się liczyć w rzeczywistej sieci nadajników telewizyjnych. Nie ulega wątpliwości, że główną rolę w ukształtowaniu telewizyjnej sieci nadawczej odgrywa wzajemne oddziaływanie poszczególnych stacji nadawczych. Wynika stąd, że najczęściej będą się pojawiały zakłócenia pochodzące od innych nadajników telewizyjnych.

Jak wiadomo, dla emisji telewizyjnych wydzielono pewne pasma częstotliwości w zakresie fal metrowych oraz fal decymetrowych. Każdy z tych zakresów został podzielony na tzw. kanały telewizyjne, przy czym w zakresie fal metrowych istnieje dla systemu 625-liniowego, powszechnie użytkowanego w Europie, podział na kanały o szerokości 7 MHz (standard B według oznaczenia CCIR) oraz 8 MHz (standard D). Natomiast zakres fal decymetrowych został podzielony wyłącznie na kanały o szerokości 8 MHz dla wszystkich systemów telewizyjnych. W każdym kanale telewizyjnym położenie częstotliwości nośnych wizji i fonii jest ściśle określone względem granicznych częstotliwości kanału.

W tej sytuacji w sieci nadawczej danego standardu telewizyjnego mogą występować jedynie zakłócenia wspólnokanałowe, pochodzące od nadajnika pracującego w tym samym kanale, lub zakłócenia sąsiedniokanałowe, pochodzące od nadajnika pracującego w kanale sąsiednim, położonym w skali częstotliwości bezpośrednio powyżej lub bezpośrednio poniżej kanału odbieranego. Zakłóceń wywoływanych sygnałami nadajników pracujących w dalej położonych kanałach można nie brać pod uwagę, gdyż sygnały te zostaną skutecznie stłumione przez obwody wielkiej i pośredniej częstotliwości odbiornika.

Zagadnienia zakłóceń przez niepożądane sygnały telewizyjne stają się bardziej złożone, gdy powstaje możliwość zakłócania przez sygnał innego standardu, niż sygnał pożądaný. Sytuacja taka powstaje w zakresie fal metrowych na terenach graniczących z obszarami działania sieci nadaw-

czych dwóch standardów telewizyjnych o szerokościach kanału 8 MHz i 7 MHz. W sieci krajowej zakłócenia tego typu mogą powstawać w rejonach zachodnich Polski, obejmujących zasięgiem stacji telewizyjnych NRD, gdzie jest użytkowany standard telewizyjny B/SECAM, a także w rejonach północnych, gdzie mogą oddziaływać skandynawskie stacje telewizyjne, użytkujące standard telewizyjny B/PAL.



Rys. 1. Podział zakresu fal metrowych na kanały o szerokości 7 MHz (B/SECAM) i 8 MHz (D/SECAM)

Jak to wynika ze wzajemnego położenia kanałów telewizyjnych standardu B i standardu D w zakresie fal metrowych (I, II i III zakres częstotliwości), co przedstawiono na rys. 1 oraz w zestawieniu tabelarycznym (tablica 1), nośne wizyjna i foniczna w poszczególnych kanałach jednego standardu są poprzysuwane względem nośnych wizyjnych i fonicznych w kanałach drugiego standardu. Pojawiają się one w pasmie przenoszenia kanału pożądanego i wywołują silne zakłócenia obrazu telewizyjnego. Są to zakłócenia w kanałach częściowo zachodzących na siebie.

Zakłócenia tego rodzaju mogą pochodzić również i z innych źródeł sygnału sinusoidalnego niemodulowanego lub modulowanego amplitudowo bądź częstotliwościowo, o ile częstotliwość tego sygnału leży w obrębie danego kanału telewizyjnego.

Jest wreszcie jeszcze jedna możliwość występowania zakłóceń, a mianowicie przy odbiorze sygnałów lustrzanych. Możliwość ta dotyczy w praktyce jedynie zakresu fal decymetrowych, ponieważ tylko tu mogą wy-

stąpić różnice częstotliwości nośnych wizyjnych dające efekty odbioru lustrzanego.

Sygnal lustrzany może wywołać zakłócenia obrazu telewizyjnego, jeśli różnica częstotliwości tego sygnału i sygnału pożądanego (do którego są dostrojone obwody odbiornika) jest mniejsza od podwójnej wartości częstotliwości pośredniej o wartość zawierającą się w granicach pasma częstotliwości wizyjnych.

Tablica 1

Względne położenie częstotliwości nośnych wizyjnych w systemie B/SECAM i D/SECAM w kanałach telewizyjnych zakresu fal metrowych

Kanał sygnału pożądanego D/SECAM	Kanał sygnału zakłócającego B/SECAM	Różnica częstotliwości [MHz] nośnych wizyjnych sygnału zakłócającego i pożądanego $f_{wz} - f_{wp}$
12	11	-6
11	10	-5
2	3	-4
10	9	-4
9	8	-3
8	7	-2
1	2	-1,5
7	6	-1
6	5	0
12	12	+1
11	11	+2
2	4	+3
10	10	+3
9	9	+4
8	8	+5
1	3	+5,5
7	7	+6

Przyjęta w Polsce wartość częstotliwości pośredniej odbiorników telewizyjnych wynosi, jak wiadomo, 38 MHz, więc przy odbiorze sygnału w kanale telewizyjnym o numerze K zakłócenia przez sygnały lustrzane mogą wystąpić w następujących przypadkach:

- a) jeśli sygnał zakłócający pochodzi od nadajnika pracującego w kanale telewizyjnym $K+9$, wówczas powstaje, pochodzący od nośnej wizyjnej nadajnika zakłócającego, sygnał o częstotliwości: $2 \times 38 - 9 \times 8 = 76 - 72 = 4$ MHz;
- b) jeśli sygnał zakłócający pochodzi od nadajnika pracującego w kanale $K+8$, wówczas powstaje, pochodzący od nośnej fonicznej nadajnika zakłócającego, sygnał o częstotliwości: $2 \times 38 - (8 \cdot 8 + 6,5) = 76 - 64 - 6,5 = 5,5$ MHz.

Jak wynika z powyższego przeglądu rodzajów zakłóceń w telewizji, pełny program badań współczynników ochronnych powinien obejmować:

- zakłócenia wspólnokanałowe,
- zakłócenia sąsiedniokanałowe,
- zakłócenia przy częściowo pokrywających się kanałach,
- zakłócenia wywoływane odbiorem sygnałów lustrzanych.

Poza tym, przyjmując założenie, że sygnałem pożądanym jest sygnał telewizyjny D/SECAM, należy mieć na uwadze, że sygnał zakłócający może też być sygnałem telewizyjnym D/SECAM lub B/SECAM, może też być sygnałem sinusoidalnym niemodulowanym lub modulowanym amplitudowo bądź częstotliwościowo.

4.2. Źródła sygnałów w.cz.

Tak określony program badań wymaga w pierwszym rzędzie zastosowania odpowiednich urządzeń nadawczych, zdolnych wytwarzać niezbędne sygnały, a więc zarówno sygnał traktowany jako pożądaný, jak i sygnały zakłócające. Uwzględniając wymaganie zapewnienia przy badaniach warunków możliwie zbliżonych do rzeczywistych urządzenia te, jeśli chodzi o sygnały telewizyjne, powinny się odznaczać takimi samymi parametrami technicznymi, jakie obowiązują typowe nadajniki telewizyjne (oczywiście poza mocą wyjściową).

Urządzenie nadawcze powinno więc spełniać przede wszystkim następujące wymagania:

- częstotliwość znamionowa sygnału wyjściowego zgodna z wartością przyjętą dla danego wybranego do badań kanału telewizyjnego,
 - możliwość pracy w systemie ze zwykłym lub precyzyjnym przesuwem częstotliwości nośnych,
 - stałość częstotliwości ± 500 Hz przy zwykłym przesuwie częstotliwości nośnych oraz ± 1 Hz przy precyzyjnym przesuwie tych częstotliwości,
 - modulacja amplitudowa negatywowa nośnej wizyjnej sygnałem wizyjnym, o wstęgach bocznych modulacji ukształtowanych zgodnie z normą przyjętą dla danego standardu telewizyjnego (z częściowo tłumioną dolną wstęgą modulacji),
 - poziom napięcia wyjściowego $80 \div 100$ dB μ V,
 - odstęp częstotliwości nośnych wizyjnej i fonicznej równy 6,5 MHz dla standardu D lub 5,5 MHz dla standardu B,
 - modulacja nośnej fonicznej częstotliwościowa o znamionowej wartości dewiacji ± 50 kHz z preemfazą o stałej czasowej 50 μ s,
 - stosunek mocy nośnej fonicznej do mocy nośnej wizyjnej równy 1 : 10.
- Należy się tu kilka słów wyjaśnienia na temat systemu pracy nadajni-

ków telewizyjnych z przesuwem częstotliwości nośnych zwykłym i precyzyjnym. Jak wspomniano w rozdz. 2, przy omawianiu efektów zakłóceń obrazu telewizyjnego nośna wizyjna wywołuje prążkową strukturę zakłócenia. Widoczność tej struktury można znacznie zmniejszyć przesuwając nieco częstotliwość nośną jednego ze wzajemnie zakłócających się nadajników. Dostrzegalność zakłócenia staje się przy tym najmniejsza, gdy różnica częstotliwości jest równa $1/2$ lub $3/2$ częstotliwości linii f_H , natomiast jest ona największa, gdy ta różnica jest równa 0 lub f_H .

Metoda ta, obecnie powszechnie stosowana w telewizyjnej technice nadawczej, nosi nazwę zwykłego przesuwu częstotliwości nośnej. Wartość przesuwu częstotliwości jest zwykle wielokrotnością dwunastej części częstotliwości linii. Robocza wartość częstotliwości nośnej wizyjnej przy zwykłym przesuwie częstotliwości wyraża się zależnością:

$$f_w \cdot 10^6 \pm \frac{k}{12} f_H \cdot 10^3 \pm 500 \text{ [Hz]}$$

gdzie: f_w — znamionowa częstotliwość nośnej wizyjnej, w MHz

f_H — częstotliwość linii, w kHz

k — 1, 2, 3, ... 20

Stałość częstotliwości nośnej nadajników wizyjnych pracujących w tym systemie powinna wynosić ± 500 Hz.

Dostrzegalność zakłóceń można jednak zmniejszyć jeszcze bardziej, dobierając wartość przesuwu częstotliwości w sposób precyzyjny, zgodnie z zależnością:

$$f_w \cdot 10^6 \pm \left(m \pm \frac{2n+1}{625} \right) f_H \cdot 10^3 \pm 1 \text{ [Hz]}$$

gdzie:

$m = 0, 1, 2$

$n = 0, 1, 2 \dots 155$

Przy zastosowaniu takiej metody, zwanej precyzyjnym przesuwem częstotliwości nośnej, wymaga się stałości tej częstotliwości nie przekraczającej ± 1 Hz.

Dysponując sprzętem nadawczym spełniającym omówione warunki mamy pewność, że parametry wyjściowego sygnału telewizyjnego odpowiadają normom przyjętym w telewizji programowej, zaś efekty wywoływanych w trakcie badań zakłóceń mają taki sam charakter, jak występujące w rzeczywistych warunkach odbioru telewizyjnego.

Rozważając źródła innego rodzaju sygnałów zakłócających, należy stwierdzić, że przy badaniach współczynników ochronnych można stosować typowe generatory pomiarowe sygnału sinusoidalnego z możliwością modulacji amplitudowej i częstotliwościowej. Trzeba jednak zwrócić uwa-

gę na: maksymalny poziom sygnału wyjściowego, który nie może być niższy od $100 \text{ dB}\mu\text{V}$, na możliwość dokładnego ustawienia częstotliwości w żądanym zakresie oraz na stałość tej częstotliwości. Ten ostatni parametr odgrywa ważną rolę przy badaniu efektów przesunięcia częstotliwości nośnych zwykłego i precyzyjnego, które występują również przy znacznie większych różnicach częstotliwości nośnej wizyjnej sygnału pożądanego i częstotliwości sygnału zakłócającego. Należy więc przy tym zachować te same wymagania na stałość częstotliwości, jakie obowiązują nadajniki telewizyjne.

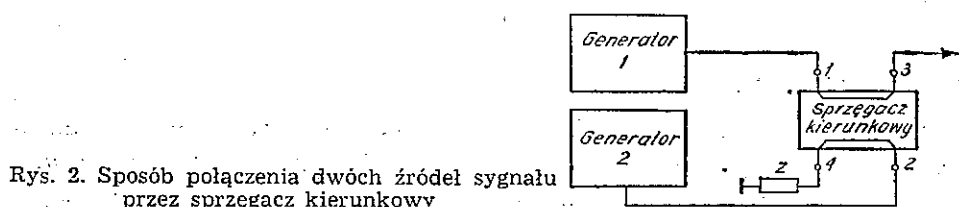
4.3. Źródła obrazu telewizyjnego

Drugą grupę urządzeń stanowiących niezbędne wyposażenie zestawu pomiarowego tworzą źródła obrazu. Biorąc pod uwagę wymaganie omówionego poprzednio Zalecenia 500-2 CCIR, dotyczące rodzaju stosowanych obrazów, nie można przy badaniach współczynników ochronnych używać generatorów telewizyjnych obrazów kontrolnych powszechnie stosowanych przy strojeniu i naprawach odbiorników telewizyjnych. W naszym przypadku powinny to być urządzenia wysokiej klasy, typu profesjonalnego, dające sygnał wizyjny o parametrach zgodnych z Zaleceniem Nr 93-TK/OIRT, określającym podstawowe parametry techniczne standardu telewizyjnego. Ponieważ przy badaniach współczynników ochronnych najczęściej prezentuje się obrazy stałe, odtwarzane z wysokiej jakości przezroczy przedstawiających specjalnie dobrane sceny, to podstawowym urządzeniem będzie tu telewizyjny analizator przezroczy. Przy nadawaniu obrazów ruchomych niezbędne jest natomiast stosowanie urządzenia telekinowego lub magnetowidu. W skład całego zestawu tworzącego źródło obrazu telewizyjnego powinny jeszcze wchodzić takie urządzenia, jak: generator synchronizujący, wzmacniacze rozdzielacze impulsów i sygnału wizyjnego, urządzenia kodujące system SECAM oraz niezbędne urządzenia kontrolne. Taki zespół urządzeń zapewni nam sygnał wizyjny o parametrach zgodnych z normą, umożliwiającą uzyskiwanie kolorowego obrazu telewizyjnego o wysokiej jakości takiej, jaka powinna być uzyskiwana w telewizji programowej.

4.4. Urządzenia sumujące, kontrolne, regulacyjne

Opisane wyżej urządzenia służą do wytworzenia obrazu telewizyjnego, a także do jego zakłócania. Sygnał telewizyjny pożądaný o częstotliwości odpowiadającej kanałowi, w którym prowadzimy badania i do którego jest dostrojony odbiornik telewizyjny doprowadza się do wejścia antenowego odbiornika. Aby jednak obraz był zakłócaný, do wejścia odbiorni-

ka musi być doprowadzony również sygnał zakłócający. Najwygodniej jest stosować do tego celu sprzęgacz kierunkowy, który umożliwia doprowadzenie do jednego odbiornika sygnałów z dwóch różnych źródeł ze stosunkowo małym tłumieniem, a jednocześnie uniemożliwia wzajemne oddziaływanie na siebie obu tych źródeł. Sposób połączenia źródeł sygnału pożądanego i sygnału zakłócającego z odbiornikiem telewizyjnym poprzez sprzęgacz kierunkowy przedstawiono na rys. 2. Charakterystyczne parametry techniczne sprzęgacza to: zakres częstotliwości, impedancja oraz tłumienność w kierunku przepływu sygnału (od nadajnika do odbiornika) i w kierunku przeciwnym. Należy o tym pamiętać, dobierając odpowiedni typ sprzęgacza.



Rys. 2. Sposób połączenia dwóch źródeł sygnału przez sprzęgacz kierunkowy

Następną grupę urządzeń wchodzących w skład zestawu pomiarowego przy badaniach współczynników ochronnych dla telewizji tworzą urządzenia kontrolne i regulacyjne. Należą do nich: miernik częstotliwości, selektywny miernik poziomu sygnału oraz tłumik regulowany. Miernik częstotliwości powinien przede wszystkim zapewnić dostateczną dokładność odczytu wartości częstotliwości. Ponieważ nadajnik telewizyjny przy pracy z precyzyjnym przesuwem nośnej powinien odznaczać się stałością częstotliwości ± 1 Hz, to i dokładność odczytu przy pomiarze częstotliwości powinna wynosić co najmniej ± 1 Hz. Czułość wejściowa miernika częstotliwości powinna zapewniać prawidłowy pomiar przy poziomie sygnału, przy jakim są prowadzone badania (80—100 dB μ V). Wymagania te są z łatwością spełniane przez współczesne częstościomierze cyfrowe.

Drugim urządzeniem pomiarowym spełniającym istotną rolę przy badaniach jest selektywny miernik poziomu. Powinien on zapewniać możliwość dokonywania pomiaru poziomu pożądanego sygnału telewizyjnego (wartość skuteczna nośnej wizyjnej przy poziomie synchronizacji oraz wartość skuteczna nośnej fonicznej przy braku modulacji sygnałem dźwięku towarzyszącego), a także poziomu sygnału zakłócającego z dokładnością $\pm 0,1$ dB.

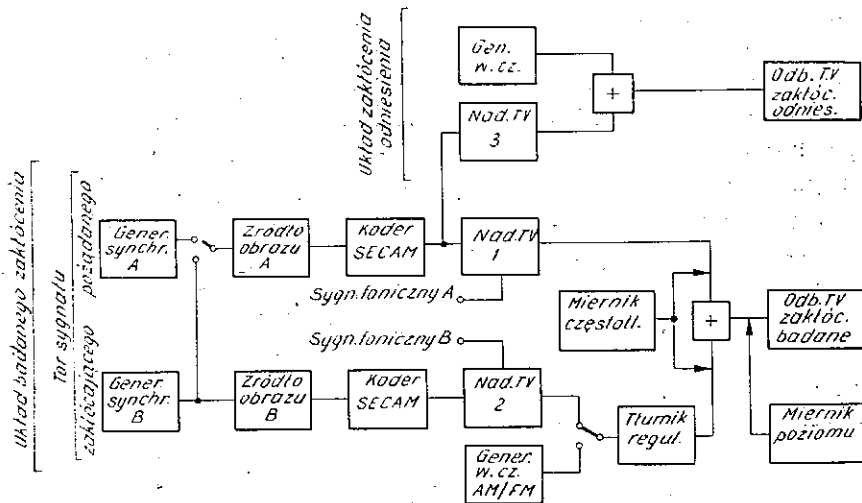
W skład zestawu pomiarowego wchodzi jeszcze zazwyczaj tłumik regulowany, za pomocą którego dobieramy poziom sygnału zakłócającego przy ocenie dostrzegalności zakłócenia. Zakres regulacji tłumienia powinien być nie mniejszy niż 60 dB, a najmniejszy skok równy 1 dB.

Omiawiając własności urządzeń, które tworzą zestaw do badania współczynników ochronnych należy zwrócić uwagę na dopasowanie impedancji wejściowych i wyjściowych tych urządzeń. Jest to zagadnienie dobrze znane w technice sygnałów w.c.z., więc nie ma potrzeby omawiania skutków niedopasowania. Trzeba jednak pamiętać, że w odbiornikach telewizyjnych spotyka się wejście antenowe w układzie symetrycznym o impedancji 240—300Ω, przystosowane do symetrycznego kabla antenowego lub w układzie niesymetrycznym o impedancji 75Ω, przystosowane do kabla współosiowego. Należy to uwzględnić w zestawie pomiarowym, stosując odpowiedni układ dopasowujący. W razie potrzeby układy takie trzeba stosować pomiędzy poszczególnymi urządzeniami zestawu pomiarowego.

4.5. Struktura zestawu pomiarowego

Strukturę typowego zestawu pomiarowego do badań współczynników ochronnych dla telewizji kolorowej przedstawiono na rys. 3. Jak już wiemy z opisu metodyki pomiarów podanego w rozdz. 3, badania współczynników ochronnych wykonuje się najczęściej metodą porównawczą, polegającą na porównaniu wrażenia jakie wywołuje badane zakłócenie z wrażeniem powstającym pod wpływem tzw. zakłócenia odniesienia, obserwowanego na identycznym odbiorniku.

Zgodnie z tym wymaganiem, zestaw pomiarowy powinien być złożony z dwóch zasadniczych części. Jedną z nich tworzy układ zakłócenia odniesienia, który składa się z nadajnika telewizyjnego 3, generatora sy-

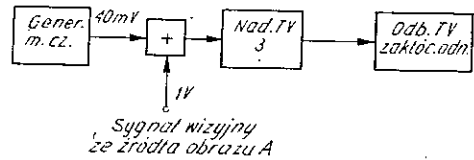


Rys. 3. Struktura zestawu pomiarowego do badania współczynników ochronnych

gnału zakłócającego, układu sumującego oraz odbiornika do odtwarzania obrazu z zakłóceniem odniesienia.

Zakłóceniem odniesienia jest, jak wiadomo, oddziaływanie sygnału sinusoidalnego niemodulowanego o częstotliwości różniącej się o $2/3$ częstotliwości linii (10416 Hz) od częstotliwości sygnału pożądanego i o poziomie o 30 dB niższym.

Ten sam efekt wizualny można uzyskać, dodając do sygnału wizyjnego sygnał sinusoidalny o częstotliwości równej $2/3$ częstotliwości linii. Z przeliczenia stosunku amplitud sygnału wizyjnego i sygnału nośnej wizyjnej przy znamionowej głębokości modulacji wynoszącej 85% wynika, że poziom sygnału zakłócenia odniesienia powinien być niższy o 28,5 dB od amplitudy sygnału wizyjnego, czyli powinien wynosić 40 mV (wartości międzyszczytowej) przy założeniu, że amplituda sygnału wizyjnego



Rys. 4. Alternatywne rozwiązanie układu zakłócenia odniesienia

go wynosi 1 V (rys. 4). Zaletą tego sposobu jest bardzo stabilna struktura zakłócenia obrazu, co w znacznym stopniu ułatwia obserwacje porównawcze.

Druga część zestawu pomiarowego tworzy układ badanego zakłócenia i ma budowę w zasadzie taką samą, jak układ zakłócenia odniesienia. Wyróżniamy tu dwa tor: tor pożądanego sygnału telewizyjnego oraz tor sygnału zakłócającego. W tor sygnału pożądanego jest włączony nadajnik telewizyjny 1 standardu D/SECAM (lub K/SECAM) pracujący w kanale, w którym prowadzi się badania. Do nadajnika doprowadza się sygnał wizyjny ze źródła obrazu A oraz sygnał foniczny. Zależnie od rodzaju badanego zakłócenia w tor sygnału zakłócającego włącza się bądź nadajnik telewizyjny 2 standardu D/SECAM lub B/SECAM, bądź generator sygnału w.cz. Do nadajnika telewizyjnego 2 doprowadza się sygnał wizyjny ze źródła obrazu B, a także sygnał foniczny. Kanał, w którym pracuje ten nadajnik, zależy od rodzaju badanych zakłóceń (np. ten sam kanał, w którym pracuje nadajnik telewizyjny 1 przy badaniu zakłóceń współkanałowych). W torze sygnału zakłócającego znajduje się zwykle tłumik regulowany, którym dobiera się poziom badanego zakłócenia.

Sygnały z obu torów są poprzez układ sumujący (zwykle jest to sprzęgacz kierunkowy) doprowadzane do odbiornika telewizyjnego, który odtwarza obraz z badanym zakłóceniem. Należy przy tym zadbać, aby sygnał zakłócający nie mógł przedostawać się do wejścia odbiornika inną drogą

niż przez tłumik regulowany. Promieniowanie sygnału przez generator w.cz., czy przez nadajnik telewizyjny powinno więc być minimalne i nie może przekraczać kilku μV , w przeciwnym bowiem przypadku wskazania tłumika będą zafałszowane przez niekontrolowany sygnał zakłócający.

Jak to uwidoczniło na rys. 3, zestaw pomiarowy jest wyposażony w dwa niezależne źródła obrazu. Mogą być one sterowane impulsami z dwóch różnych generatorów synchronizujących i wówczas uzyskujemy obrazy asynchroniczne (częstotliwości linii w obu obrazach różnią się o ok. 1 Hz) lub z tego samego generatora, dzięki czemu obrazy są synchroniczne.

Sygnał wizyjny systemu SECAM ze źródła obrazu A doprowadza się do nadajnika telewizyjnego w torze sygnału pożądanego oraz do nadajnika w układzie zakłócenia odniesienia, natomiast sygnał wizyjny ze źródła obrazu B — do nadajnika w torze sygnału zakłócającego. Dzięki temu na ekranach obu obserwowanych odbiorników jest odtwarzany ten sam obraz: jeden z zakłóceniem badanym, drugi z zakłóceniem odniesienia.

Praktyka wykazała, że bardzo wygodnym sposobem prowadzenia badań jest ustalenie przed każdą serią pomiarową jednakowego poziomu sygnału pożądanego i sygnału zakłócającego na wejściu odbiornika, przy zerowym położeniu tłumika regulowanego, a następnie ustawienie takiej wartości tłumienia tego tłumika, przy której uzyskuje się jednakowe wrażenie zakłócające przy obserwacji obrazów na obu odbiornikach. Położenie organów regulacyjnych tłumika wskazuje wówczas bezpośrednio wymaganą wartość współczynnika ochronnego.

Badania współczynników ochronnych można wykonywać w zasadzie w dowolnym kanale telewizyjnym. Kształt charakterystyki selektywności odbiornika telewizyjnego, który ma decydujący wpływ na tłumienie sygnałów zakłócających, a zatem i na dostrzegalność zakłócenia na obrazie, ustalają bowiem obwody stopni częstotliwości pośredniej. Wyjątek stanowi jedynie badanie zakłóceń przy odbiorze sygnałów lustrzanych, które mogą pojawiać się tylko w zakresie fal decymetrowych. Badania tego typu zakłóceń należy więc wykonywać w kanałach telewizyjnych tego zakresu częstotliwości.

Wybierając kanał telewizyjny należy również zwrócić uwagę na to, aby uniknąć wszelkich niepożądanych zakłóceń obu obserwowanych obrazów. Źródłem tych zakłóceń mogą być pracujące generatory lub sygnały z lokalnych stacji telewizyjnych.

Przy ustalaniu warunków pracy istotne znaczenie ma poziom sygnału pożądanego na wejściu antenowym odbiornika. W tym przypadku powinien on być dostatecznie wysoki, aby szum własny odbiornika był na

obrazie niedostrzegalny. W większości odbiorników stan taki osiąga się przy poziomie sygnału wejściowego w granicach 70÷80 dB μ V, co odpowiada wartości napięcia 3÷10 mV.

4.6. Dobór odbiorników telewizyjnych

Na zakończenie rozważań o wymaganiach dotyczących aparatury pomiarowej należy wyjaśnić zasady prawidłowego doboru odbiorników telewizyjnych używanych do obserwacji zakłóceń. Powinny to być odbiorniki produkcji masowej tych typów, które najczęściej są używane w kraju. Podstawowym warunkiem jest, aby ich parametry techniczne spełniały wymagania odpowiedniej normy. W tym celu należy wykonać gruntowne badania odbiornika, a przede wszystkim pomierzyć charakterystykę jego selektywności. Należy też przeprowadzić staranną regulację odbiornika. Najkorzystniej jest przeznaczyć do badań te egzemplarze, których parametry techniczne wykazują wartości zbliżone do minimalnych wymagań normy. Odbiorniki takie mogą nam bowiem zapewnić najbardziej krytyczne wyniki oceny dostrzegalności zakłóceń.

Badania współczynników ochronnych są wykonywane metodą porównawczą, więc używać przy tym trzeba dwóch odbiorników: na jednym obserwuje się zakłócenia badane, a na drugim — zakłócenie odniesienia. Możliwie identyczne warunki obserwacji ekranów obu odbiorników będzie można uzyskać tylko wtedy, gdy oba odbiorniki będą tego samego typu. Poza tym, przed każdą serią pomiarową oba odbiorniki należy bardzo skrupulatnie wyregulować, zwracając szczególną uwagę na równowagę bieli, nasycenie kolorów, kontrastowość oraz średnią luminancję obrazu. Stwierdzono bowiem, że nawet nieznaczne różnice w odtwarzaniu obrazu na obu ekranach mogą wywoływać wyraźne różnice dostrzegalności zakłóceń, co fałszuje wyniki naszych pomiarów.

Jeśli nie można z jakichś względów zastosować przy badaniach dwóch odbiorników tego samego typu, to jednak trzeba bezwzględnie przestrzegać, aby ekrany obu użytych odbiorników miały te same rozmiary. Istotna jest przede wszystkim wysokość obrazu, która warunkuje odległość obserwacji. Prawidłowe wyniki porównania dostrzegalności zakłóceń na obu ekranach można bowiem uzyskać tylko przy zachowaniu jednakowych warunków obserwacji każdego z nich.

CZEŚĆ II

PRZEBIEG I WYNIKI BADAŃ WSPÓLCZYNNIKÓW OCHRONNYCH DLA TELEWIZJI KOLOROWEJ

5. PROGRAM BADAŃ

Jak wspomniano na wstępie, badania współczynników ochronnych dla telewizji kolorowej podjęto w Instytucie Łączności w celu uzyskania kompletnych danych dotyczących standardów D/SECAM i K/SECAM. Mając to na uwadze, przyjęto program badań, który obejmuje różne rodzaje zakłóceń odbioru telewizyjnego, występujące w warunkach rzeczywistych i które wymagają określenia wartości współczynników ochronnych. Ustalenie programu badań jest tu o tyle ważne, że wiąże się to bezpośrednio z wyposażeniem stanowiska pomiarowego, które powinno być tym bogatsze, im program jest szerszy.

Wykonane badania obejmowały:

- a) zakłócenia wspólnokanałowe, z zastosowaniem zwykłego przesuwu częstotliwości nośnych oraz przesuwu precyzyjnego, wywoływane przez sygnał telewizyjny D/SECAM i B/SECAM;
- b) zakłócenia sąsiedniokanałowe (ze strony kanału górnego i kanału dolnego), wywoływane przez sygnał telewizyjny D/SECAM i B/SECAM;
- c) zakłócenia występujące w kanałach częściowo zachodzących na siebie, wywoływane przez sygnał sinusoidalny niemodulowany, modulowany amplitudowo oraz modulowany częstotliwościowo, a także przez sygnał telewizyjny D/SECAM i B/SECAM;
- d) zakłócenia wywoływane przy odbiorze sygnałów lustrzanych.

Badano również dostrzegalność zakłóceń w dwóch przypadkach: przy obrazach asynchronicznych (gdy kontury obrazu zakłócającego przesuwają się powoli w kierunku poziomym) oraz przy obrazach synchronicznych (gdy kontury obrazu zakłócającego są nieruchome).

6. STRUKTURA I DZIAŁANIE ZESTAWU POMIAROWEGO

Zestaw pomiarowy użyty do badań współczynników ochronnych ma ogólną strukturę zgodną z przedstawioną na rys. 3.

Poniżej opisano kolejno poszczególne grupy urządzeń.

6.1. Źródła obrazu telewizyjnego

Układ zawiera dwa niezależne źródła obrazu telewizyjnego, które mogą być sterowane impulsami z dwóch różnych generatorów synchronizujących.

Za podstawowy przyjmuje się obraz pochodzący z analizatora przezroczy kolorowych. Sygnały kolorów podstawowych R, G, B z analizatora są doprowadzane do urządzenia kodującego systemu SECAM, skąd uzyskuje się całkowity sygnał telewizji kolorowej systemu SECAM. Sygnał ten przez wzmacniacz rozdzielczy jest kierowany do toru sygnału pożądanego oraz do układu zakłócenia odniesienia.

Źródłem drugiego obrazu, traktowanego jako obraz zakłócający, jest generator kolorowych obrazów kontrolnych. Uzyskiwany na wyjściu sygnał telewizji kolorowej systemu SECAM jest doprowadzany do toru sygnału zakłócającego.

Należy zwrócić uwagę, że urządzenia użyte w tej grupie, jak zresztą wszystkie urządzenia w zestawie pomiarowym, są typu profesjonalnego, o wysokich parametrach jakościowych, spełniające wymagania Zalecenia OIRT Nr 93 na standard telewizyjny systemu SECAM.

6.2. Układ zakłócenia odniesienia

Zakłócenie odniesienia uzyskuje się w układzie przedstawionym na rys. 4.

Sygnał zakłócający o częstotliwości 10 416 Hz i o poziomie 40 mV wartości międzyszczytowej jest dodawany w prostym układzie rezystorowym do sygnału wizyjnego systemu SECAM. Natomiast sumaryczny sygnał jest doprowadzany do laboratoryjnego nadajnika telewizyjnego pracującego w 1 kanale telewizyjnym.

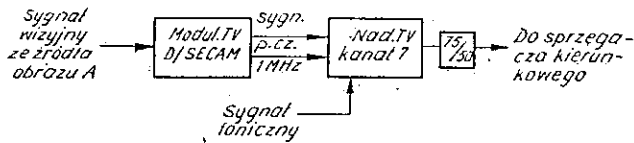
Obraz telewizyjny z zakłóceniem odniesienia jest odtwarzany na ekranie odbiornika telewizyjnego.

6.3. Tory sygnału pożądanego i sygnału zakłócającego

Jest to najistotniejsza część aparatury pomiarowej i od jej prawidłowej pracy zależą wyniki pomiarów. Zgodnie z wymaganiami omówionymi w części I należy tu stworzyć warunki możliwie najbardziej zbliżone do rzeczywistych warunków emisji sygnałów telewizyjnych.

Analizując źródło sygnału telewizyjnego należy stwierdzić, że stawianym wymaganiom odpowiada w dostatecznym stopniu zespół nadawczy składający się z modulatora p.cz. oraz nadajnika pracującego w wybranym kanale telewizyjnym.

Do modulatora doprowadza się sygnał wizyjny systemu SECAM oraz sygnał dźwięku towarzyszącego. W modulatorze następuje nieodzowna obróbka sygnału wizyjnego, jak: korekcja zniekształceń nieliniarnych, korekcja czasu przejścia oraz modulacja i kształtowanie wstęg bocznych



Rys. 5. Układ połączeń toru sygnału pożądanego

modulacji. Na wyjściu uzyskuje się sygnał telewizyjny p.cz. (o częstotliwości pośredniej sygnału wizyjnego 38,0 Mz i o częstotliwości pośredniej sygnału fonicznego 31,5 MHz dla standardu D i K lub 32,5 MHz dla standardu B i G).

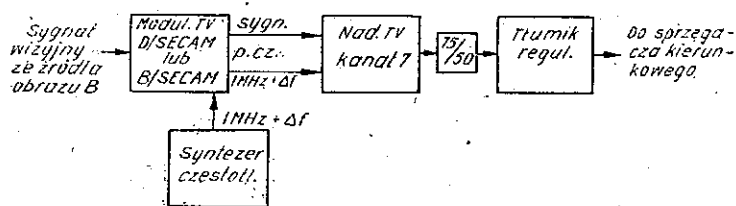
W nadajniku następuje przeniesienie sygnału o częstotliwości pośredniej do odpowiedniego kanału telewizyjnego oraz linearnie wzmocnienie tego sygnału do wartości 0,5 W. Parametry sygnału telewizyjnego na wyjściu nadajnika spełniają wymagania dla telewizji programowej.

Ważną cechą tego zespołu nadawczego jest zastosowanie, zarówno w modulatorze jak i nadajniku, zasady syntezy częstotliwości, przy czym częstotliwość sygnału sterującego równa 1 MHz jest stabilizowana kwarcem. Istnieje również możliwość dołączania zewnętrznego wzorca częstotliwości o żądanej, odpowiednio wysokiej stałości, dzięki czemu można uzyskiwać niezbędną stałość częstotliwości nadajnika telewizyjnego oraz realizować pracę z przesuwem częstotliwości nośnych zwykłym lub precyzyjnym.

Sygnałem pożądanym jest z założenia sygnał telewizyjny D/SECAM, zatem tor tego sygnału składa się z modulatora standardu D/SECAM oraz nadajnika pracującego w odpowiednim kanale (rys. 5).

Tor sygnału zakłócającego ma strukturę bardziej skomplikowaną, a jego wyposażenie zależy od rodzaju badanego zakłócenia. Źródłem sygnału zakłócającego może być zespół modulator-nadajnik telewizyjny lub generator sygnałowy AM-FM. Zależnie od potrzeby włącza się w tor odpowiednie urządzenia, a mianowicie:

- przy badaniu zakłóceń sygnałem telewizyjnym D/SECAM włącza się modulator standardu D/SECAM, a sygnałem B/SECAM — modulator standardu B/SECAM;
- przy badaniu zakłóceń wspólnokanałowych nadajnik telewizyjny pracuje w tym samym kanale co nadajnik w torze sygnału pożądanego, w naszym przypadku w kanale 7, a poza tym modulator i nadajnik są sterowane z zewnętrznego źródła sygnału 1 MHz, jakim jest precyzyjny syntezer częstotliwości (rys. 6), dzięki temu uzyskuje się przesuw częstotliwości nośnych zwykły lub precyzyjny;
- przy badaniu zakłóceń sąsiedniokanałowych w tor sygnału pożądanego włączamy nadajnik pracujący w kanale 7, zaś w tor sygnału zakłócającego — nadajnik pracujący w kanale 8, jeśli jest badane zakłócenie ze strony kanału górnego, natomiast włączamy te nadajniki w to-



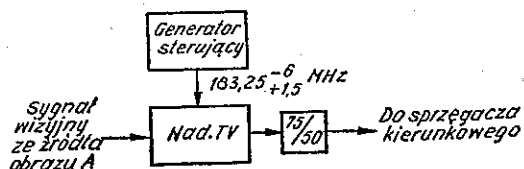
Rys. 6. Układ połączeń toru sygnału zakłócającego przy badaniu zakłóceń wspólnokanałowych z przesuwem częstotliwości nośnych

ry obu sygnałów odwrotnie, jeśli jest badane zakłócenie ze strony kanału dolnego;

- przy badaniu zakłóceń sygnałem sinusoidalnym stosujemy wysokostabilny generator sygnałowy, który ma możliwość pracy bez modulacji sygnału wyjściowego bądź z modulacją amplitudową lub częstotliwościową.

Osobnego omówienia wymaga układ połączeń toru sygnału pożądanego i sygnału zakłócającego przy badaniu zakłóceń sygnałem telewizyjnym przy częściowo pokrywających się kanałach. Przy badaniu tego typu zakłóceń wymaga się, aby częstotliwość nośna wizji sygnału zakłócającego była zmieniana w sposób płynny w granicach całego kanału telewizyjnego. Zastosowane przy pomiarach zakłóceń wspólnokanałowych nadajniki nie posiadają tej własności, a mogą być jedynie dostrajane do dowolnie wybranego kanału w zakresie fal metrowych. Aby pokonać tę trudność, zastosowano w tym przypadku laboratoryjny nadajnik telewizyjny sterowany sygnałem zewnętrznym z generatora w.cz. Częstotliwość tego sygnału można w precyzyjny sposób zmieniać w żądanych granicach.

Sygnał wyjściowy tego nadajnika jest modulowany 2-wstęgowo i nie ma odpowiednio ukształtowanej dolnej wstęgi bocznej modulacji, nie można go zatem wykorzystać jako sygnału zakłócającego, gdyż mogłoby to wpłynąć na zafałszowanie wyników pomiarów. Układ ten włączono więc w tor sygnału pożądanego, zaś w tor sygnału zakłócającego włączono zespół modulator-nadajnik pracujący w kanale 7 (rys. 7). Uzyskano dzięki temu możliwość względnego przesuwu sygnału zakłócającego względem kanału sygnału pożądanego, zachowując przy tym warunek, że widmo częstotliwości sygnału zakłócającego jest ukształtowane zgodnie z normą.



Rys. 7. Układ połączeń toru sygnału pożądanego przy badaniu zakłóceń sygnałem telewizyjnym w kanałach częściowo zachodzących na siebie

Zastosowanie takiego rozwiązania było możliwe dzięki temu, że badane odbiorniki mają płynne dostrajanie do odbieranego kanału, odbiornik można więc każdorazowo dostroić po zmianie częstotliwości nośnej wizyjnej sygnału pożądanego uzyskując prawidłowe odtwarzanie obrazu.

W tor sygnału zakłócającego włączono tłumik regulowany, za pomocą którego dobiera się właściwy stosunek poziomów sygnału pożądanego i sygnału zakłócającego. Oba te sygnały są dodawane w sprzęgaczu kierunkowym, a następnie doprowadzane do wejścia antenowego odbiornika telewizyjnego.

Zwrócono uwagę na dopasowanie impedancji poszczególnych urządzeń za pomocą odpowiednich tłumików.

6.4. Urządzenia pomiarowe i kontrolne

W celu zapewnienia właściwych warunków pomiarów należało zastosować odpowiednie urządzenia pomiarowe. Przy badaniach współczynników ochronnych do najistotniejszych parametrów, jakie trzeba ściśle kontrolować i mierzyć z dużą dokładnością, należą częstotliwość sygnału pożądanego i sygnału zakłócającego oraz poziomy tych sygnałów.

Do kontroli częstotliwości zastosowano cyfrowy miernik częstotliwości o niezbednej dokładności pomiaru.

Poziom sygnału pożądanego i sygnału zakłócającego mierzono na wejściu antenowym odbiornika telewizyjnego za pomocą mikrowoltomierza selektywnego.

Poza tym, w ciągu całych badań starannie kontrolowano pracę wszystkich urządzeń wchodzących w skład zestawu pomiarowego oraz urządzeń współpracujących.

6.5. Obrazy kontrolne

Do oceny jakości obrazu używano wzorcowych przezroczy kolorowych zarządu szwajcarskiej poczty i telekomunikacji PTT, a mianowicie:

- nr 1 — kuchnia,
- nr 2 — dziewczyna w kapeluszu,
- nr 3 — narciarze,
- nr 4 — ogródek,
- nr 5 — bar,
- nr 6 — chłopiec z zabawkami.

Treść tych przezroczy zawiera różnorodne sceny odznaczające się bądź mało nasyconymi kolorami i niewielką liczbą szczegółów, bądź też kontrastowymi kolorami, ostro zarysowanymi krawędziami przedmiotów, dużą liczbą szczegółów. Przezrocza te spełniają więc wymagania określone w omówionym w części I zaleceniu 500-2 CCIR.

7. ORGANIZACJA POMIARÓW

Badania współczynników ochronnych wykonywano w pomieszczeniu specjalnie do tego celu przygotowanym tak, aby spełnić warunki badań subiektywnej jakości obrazu określone w Zaleceniu 500-2 CCIR. Odbiorniki, na których dokonywano obserwacji obrazów ustawiono ściśle obok siebie, aby zapewnić jednakowe warunki obserwacji obu obrazów. Pomiaru wykonywano w następujący sposób:

Przed każdą serią pomiarową starannie regulowano całą aparaturę wchodzącą w skład zestawu pomiarowego, szczególną uwagę zwracając na dokładne wyregulowanie obu odbiorników tak, aby różnice odtwarzanego przez nie obrazu (bez zakłóceń) były niedostrzegalne. Następnie ustawiano na wejściu odbiornika jednakową wartość poziomu obu sygnałów: pożądanego i zakłócającego, przy zerowym położeniu organów regulacyjnych tłumika w torze sygnału zakłócającego.

Zadaniem każdego z obserwatorów było ustawienie organów regulacyjnych tłumika w takim położeniu, aby uzyskać jednakowe wrażenie dostrzegalności zakłóceń na obu obserwowanych obrazach. Czynność tę powtarzano w każdym punkcie pomiarowym kolejno dla wszystkich obrazów wybranych z zestawu wzorcowych przezroczy (na ogół używano 4 przezrocza). Jako wyniki pomiaru przyjmowano wartość średnią tłumienia wskazywanego przez tłumik przy pomiarze dokonywanym przez każdego obserwatora.

W trakcie badań stwierdzono, że wyniki pomiarów uzyskiwane przez poszczególnych obserwatorów w danym punkcie pomiarowym i przy danym obrazie wzorcowym były bardzo do siebie zbliżone, różnice nie przekraczały bowiem na ogół 2÷3 dB. Świadczy to o skuteczności zastosowanej przy badaniach metody porównawczej.

Znaczna większość serii pomiarowych była powtarzana 2- a czasem nawet 3-krotnie, gdy powstawały wątpliwości, czy uzyskane uprzednio wyniki są prawidłowe lub czy warunki pomiarów są dotrzymywane z wystarczającą dokładnością.

Cały cykl pomiarowy, obejmujący wszystkie rodzaje zakłóceń powtarzano przy każdym badanym odbiorniku. Zbadano ogółem 4 odbiorniki telewizyjne:

- 2 odbiorniki typu 5601-20 (produkowane na licencji f. Thomson),
- 1 odbiornik typu „Jowisz 04”,
- 1 odbiornik typu „Elektron”.

Każdy z tych odbiorników przed przystąpieniem do badań współczynników ochronnych szczegółowo sprawdzono, a przede wszystkim pomierzo-

no charakterystykę selektywności. Można było na tej podstawie stwierdzić, że charakterystyka ta spełnia warunki normy, a odbiornik pracuje prawidłowo.

7.1. Zakłócenia wspólnokanałowe

Badania zakłóceń wspólnokanałowych wykonano w kanale telewizyjnym 7. Zbadano zakłócenia wywoływane sygnałem telewizyjnym D/SECAM i B/SECAM przy obrazach synchronicznych i asynchronicznych, powstające przy stosowaniu zarówno zwykłego jak i precyzyjnego przesuwu częstotliwości nośnych.

Żądaną wartość przesuwu nośnych uzyskiwano w ten sposób, że do modulatora p.cz. pracującego w torze sygnału zakłócającego doprowadzono sygnał sterujący z syntezeru częstotliwości i odstrajano jego częstotliwość od wartości znamionowej 1 MHz tak, aby uzyskać żądaną zmianę częstotliwości nośnej sygnału zakłócającego, wyrażoną w wielokrotnościach $1/12$ częstotliwości linii f_H .

Dla kanału 7 częstotliwość nośnej wizyjnej wynosi 183,25 MHz, a odstrojenie częstotliwości sygnału sterującego od wartości znamionowej 1 MHz wynosi odpowiednio:

$f_H/12$	odstrojenie (Hz)
0	0
1	7,105
2	14,211
3	21,316
4	28,422
5	35,527
6	42,633
7	49,738
8	56,844
9	63,949
10	71,055
11	78,160
12	85,266
13	92,371
14	99,477
15	106,582
16	113,688
17	120,793
18	127,899
19	135,004
20	142,110

Przesuw częstotliwości nośnych realizowano praktycznie w ten sposób, że odpowiednią częstotliwość syntezerza ustawiano skokowo z dokładnością do 1 Hz, a następnie za pomocą precyzerza dobierano dokładną wartość częstotliwości tak, aby uzyskać bądź warunki zwykłego przesuwu częstotliwości nośnych (możliwie wyraźna struktura prążkowa zakłóceń), bądź przesuwu precyzyjnego (najmniej widoczna struktura). Przy tych manipulacjach kontrolowano jednocześnie częstotliwość nośnej sygnалу zakłócającego.

Po zbadaniu zakłóceń wspólnokanałowych na pierwszym odbiorniku stwierdzono, że nie ma różnicy w dostrzegalności zakłóceń w zależności od tego, czy sygnał zakłócający jest standardu D/SECAM, czy B/SECAM oraz że przy obrazach asynchronicznych uzyskuje się w obu przypadkach wartości współczynników ochronnych o $1\div 2$ dB większe niż przy obrazach synchronicznych, dlatego dalsze badania uproszczono dokonując pomiarów jedynie przy zakłóceniu sygnałem telewizyjnym D/SECAM i przy obrazach asynchronicznych.

7.2. Zakłócenia sąsiednikanałowe

Badania zakłóceń tego typu wykonano w kanale 7 przy zakłóceniach ze strony kanału górnego (sygnał zakłócający w kanale 8) i w kanale 8 przy zakłóceniach ze strony kanału dolnego (sygnał zakłócający w kanale 7).

W obu przypadkach sygnałem zakłócającym był bądź sygnał telewizyjny D/SECAM, bądź sygnał telewizyjny B/SECAM. Zwracano przy tym szczególną uwagę, aby stosunek mocy nośnych wizyjnej i fonicznej sygnału zakłócającego wynosił możliwie dokładnie 10 : 1, gdyż przy zakłóceniach sąsiednikanałowych wpływ nośnej fonicznej jest bardzo silny.

7.3. Zakłócenia w kanałach częściowo zachodzących na siebie

Charakterystyczną cechą badania zakłóceń tego rodzaju jest zmiana częstotliwości sygnału zakłócającego względem częstotliwości nośnej wizyjnej pożądanego sygnału w zakresie całego kanału telewizyjnego.

Przy badaniu zakłóceń sygnałem sinusoidalnym niemodulowanym, modulowanym amplitudowo lub modulowanym częstotliwościowo wykorzystywano jako źródło sygnału zakłócającego precyzyjny generator sygnałowy. Częstotliwość tego sygnału zmieniano co 0,25 MHz w granicach od 1,5 MHz poniżej częstotliwości nośnej wizyjnej (dla kanału 7, w którym zasadniczo wykonywano pomiary, wartość ta wynosi $183,25 - 1,5 = 181,75$ MHz) do 6 MHz powyżej tej częstotliwości (tzn. do 189,25 MHz). Przy każdorazowej zmianie częstotliwości jej wartość dobierano precyzyjnie w taki sposób, aby uzyskać najbardziej widoczną strukturę zakłóceń

w postaci prążków pionowych lub strukturę najmniej widoczną w postaci prążków poziomych. Jak to wyjaśniono w pkt. 2, struktury takie uzyskuje się, gdy różnica częstotliwości sygnału pożądanego i sygnału zakłócającego jest wielokrotnością częstotliwości linii f_H lub nieparzystą wielokrotnością połowy częstotliwości linii. W obu przypadkach określano wymagane ustawienie tłumika regulowanego w torze sygnału zakłócającego.

Badanie zakłóceń sygnałem telewizyjnym wykonywano w układzie pomiarowym opisanym w pkt. 6.3. Częstotliwość generatora wykorzystywanego do sterowania laboratoryjnego nadajnika telewizyjnego zmieniano w taki sam sposób co 0,25 MHz, jak poprzednio, z tą tylko różnicą, że w tym przypadku granice zmian wynosiły od 6 MHz poniżej częstotliwości nośnej wizyjnej sygnału zakłócającego, tj. od 177,25 MHz do 1,5 MHz powyżej tej częstotliwości, tzn. do 184,75 MHz.

Ponadto, uwzględniając wzajemne położenia kanałów telewizyjnych D/SECAM i B/SECAM w zakresie fal metrowych (patrz tablica 1) wykonano dodatkowo pomiary przy zakłóceniu sygnałem telewizyjnym B/SECAM o częstotliwościach nośnej wizyjnej mniejszych od częstotliwości nośnej wizyjnej sygnału pożądanego odpowiednio o 1; 1,5; 2; 3; 4; 5 i 6 MHz (tj. przy różnicy częstotliwości sygnału zakłócającego i sygnału pożądanego wynoszącej: -1, -1,5, -2, -3, -4, -5 i -6 MHz).

Przy każdorazowej zmianie częstotliwości generatora sterującego dostrajano odbiornik, na którym obserwowano zakłócenia. W tej fazie badań należało zwrócić uwagę na wzajemne oddziaływanie obu składowych sygnału telewizyjnego, tj. nośnej wizyjnej i fonicznej. Zależnie od wzajemnego położenia tych nośnych w sygnale pożądanym i w sygnale zakłócającym może bowiem występować bądź zakłócenie obrazu pod wpływem oddziaływania nośnej wizyjnej lub nośnej fonicznej sygnału zakłócającego, bądź też zakłócenie dźwięku. W celu bardziej dokładnego zbadania tych efektów zakłócających pomiary wykonywano zarówno przy włączonej, jak i wyłączonej nośnej fonicznej w sygnale zakłócającym, a poza tym zwracano uwagę na jakość odbieranego dźwięku.

Po wykonaniu serii pomiarów na jednym z odbiorników stwierdzono (podobnie jak w przypadku zakłóceń wspólnokanałowych), że przy obrazach asynchronicznych uzyskuje się wartości współczynników ochronnych średnio o 1÷2 dB wyższe niż przy obrazach synchronicznych. Ponadto okazało się, że w zakresie dodatnich różnic częstotliwości nośnych wizyjnych w sygnale zakłócającym i pożądanym uzyskuje się takie same wyniki pomiarów przy zakłócaniu sygnałem B/SECAM jak sygnałem D/SECAM. Różne oddziaływanie obu rodzajów sygnału zakłócającego zaobserwowano natomiast w zakresie ujemnych różnic obu omawianych częstotliwości nośnych.

Mając to na uwadze częściowo ograniczono dalsze badania, rezygnując z badań przy obrazach synchronicznych oraz badań przy sygnale zakłócającym B/SECAM, gdy jego częstotliwość jest większa niż częstotliwość sygnału pożądanego.

7.4. Zakłócenia przy odbiorze sygnałów lustrzanych

Badania zakłóceń tego rodzaju wykonano w zakresie fal decymetrowych, gdyż tylko w tym zakresie mogą występować zjawiska odbioru sygnału lustrzanego.

Przy badaniach tych wykorzystywano laboratoryjne pomiarowe nadajniki telewizyjne, z których jeden pracował w kanale 23 w torze sygnału pożądanego, drugi zaś — w kanale 32 w torze sygnału zakłócającego. Ponieważ jednak pomiar dokonany tylko w jednym kanale telewizyjnym dostarczyłby zbyt mało danych, główną część pomiarów wykonano za pomocą pomiarowych nadajników telewizyjnych, które mają możliwość płynnego przestrajania częstotliwości w całym zakresie fal decymetrowych.

Pomiary składały się z dwóch części: najpierw dokonywano pomiaru tłumienia sygnału lustrzanego przez obwody wejściowe odbiornika, a następnie określano stosunek sygnału użytecznego do zakłócającego, przy którym uzyskiwano zakłócenie obrazu kolorowego równe zakłóceniu odniesienia.

Podczas wstępnych pomiarów stwierdzono, że występowanie sygnału lustrzanego ma charakter wybitnie selektywny: największą jego wartość uzyskiwano na ogół przy innej częstotliwości niż ta, przy której występowało najsilniejsze zakłócenie obrazu, zaś obie te częstotliwości przeważnie różniły się od znamionowej częstotliwości nośnej kanału K+9. Dalsze pomiary wykonywano więc mierząc tłumienie sygnału lustrzanego przy trzech częstotliwościach:

- f_1 — równej znamionowej częstotliwości nośnej wizyjnej kanału K+9,
- f_2 — przy której amplituda sygnału lustrzanego jest największa,
- f_3 — przy której występuje najsilniejsze zakłócenie obrazu.

Przy pomiarze stosunku sygnału pożądanego do sygnału zakłócającego ustawiano częstotliwość nośnej wizyjnej sygnału pożądanego równą wartości znamionowej w kanale K, w którym dokonywano pomiaru, zaś częstotliwość nośnej wizyjnej sygnału zakłócającego równą zmierzonej poprzednio wartości f_3 , przy której występuje najsilniejsze zakłócenie obrazu kolorowego.

W czasie tych pomiarów częstotliwości obu sygnałów mierzono za pomocą częstotliciomierza cyfrowego.

8. WYNIKI POMIARÓW I ICH ANALIZA

W czasie badań współczynników ochronnych emisji telewizji kolorowej systemu SECAM zebrano obszerny materiał pomiarowy o charakterze statystycznym. Dla każdego punktu pomiarowego uzyskano bowiem szereg wartości stosunku sygnału pożądanego do sygnału zakłócającego reprezentujących badane odbiorniki; obrazy testowe oraz serie pomiarowe. Z tych danych należy przez właściwą interpretację określić wartości współczynników ochronnych.

Pierwszym krokiem powinno być zestawienie wyników, co pozwoli następnie ocenić ich prawidłowość, a głównie ustalić kryteria określenia wartości współczynników ochronnych, które mają reprezentować własności przeciętnego odbiornika telewizji kolorowej. Nie jest bowiem oczywiste, jakie czynniki i w jakim stopniu mają w tym przypadku wpływ na uogólnioną wartość współczynników ochronnych. Nie można więc podać ściślej recepty na obliczanie tych wartości.

Analizę uzyskanych wyników badań należy prowadzić w ścisłym powiązaniu z wymienionymi we wstępie dokumentami CCIR: Sprawozdaniem 306-4 (Genewa 1982) oraz Zaleceniem 418-3 (Kyoto 1978). Jak wiemy, dokumenty te zawierają wartości współczynników ochronnych dla obecnie użytkowanych systemów telewizji monochromatycznej i kolorowej. Brak w nich jednak niektórych danych dotyczących systemu telewizji kolorowej D/SECAM i K/SECAM. Uzupelnienie tych luk było również, jak wspomniano, celem wykonanych badań.

8.1. Zakłócenia wspólnokanałowe

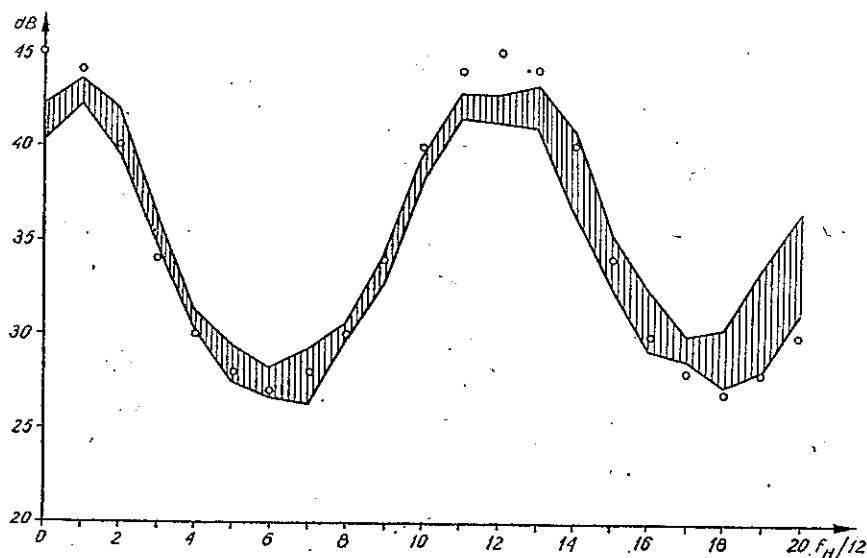
Zestawiając na wspólnym wykresie wyniki pomiarów zakłóceń wspólnokanałowych przy zwykłym przesuwie nośnych uzyskano rodzaj wstęgi przedstawionej na rys. 8. Jej przebieg jest zbliżony do kosinusoidy i ma dość regularny charakter.

Na tym samym rysunku zaznaczono (kółkami) wartości współczynników ochronnych (dla zakłóceń troposferycznych występujących w 1% do 10% czasu), które zostały ujednolicone w skali międzynarodowej i podane w Sprawozdaniu 306-4 w tablicy 1.

Porównując uzyskany w wyniku badań przebieg z wartościami podanymi w dokumencie CCIR można stwierdzić, że występuje tu nieomal całkowita zgodność. Obserwuje się jednak niewielkie spłaszczenie uzyskanego przebiegu powodujące, że górnym wartościom odniesienia (w pobliżu zerowego przesuwu nośnych lub równego częstotliwości linii) odpowiadają maksymalne wartości przebiegu, zaś dolnym (w pobliżu przesuwu częstotliwości nośnych równego połowie częstotliwości linii lub nie-

parzystym wielokrotnościom) — minimalne wartości przebiegu. Odchyłki te należy uwzględnić przy dalszej analizie wyników pomiarów.

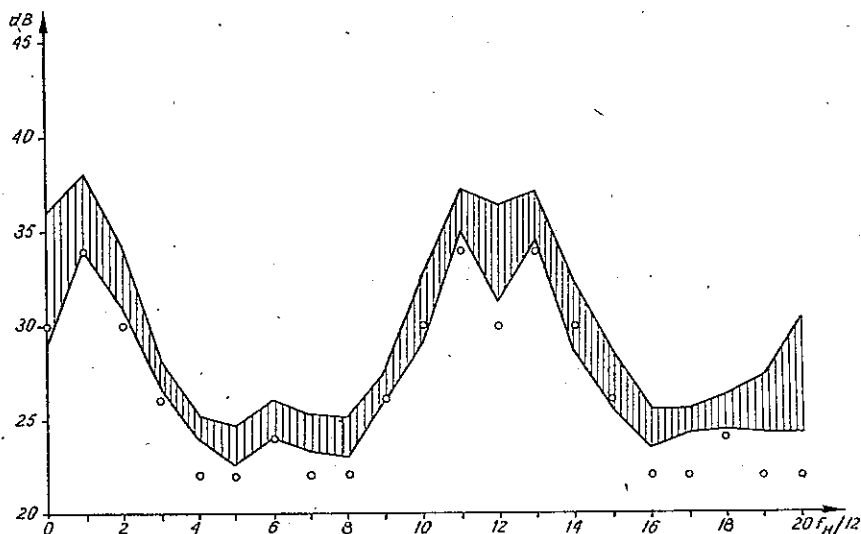
Na przebiegu przedstawionym na rys. 8 można zaobserwować charakterystyczne wgłębienia przy przesuwie częstotliwości nośnych 0 i $12/12 f_H$. Powstają one dlatego, że przy zbliżaniu różnicy częstotliwości nośnych wizyjnych sygnału pożądanego i sygnału zakłócającego do zera lub do częstotliwości linii maleje liczba prążków zakłócających obraz i stają się one mniej widoczne. Wskutek tego maleje wartość współczynnika ochronnego.



Rys. 8. Zestawienie wyników pomiarów wartości współczynników ochronnych dla zakłóceń wspólnokanałowych, przy zwykłym przesuwie częstotliwości nośnych
 ○ — wartości współczynników ochronnych wg Sprawozdania CCIR 306-4

Jednak w warunkach praktycznych, uwzględniając przyjętą dla nadajników telewizyjnych pracujących w systemie zwykłego przesunięcia nośnych stałość częstotliwości nośnej wizyjnej ± 500 Hz, nie można liczyć na obniżenie wartości współczynnika ochronnego przy omawianych wartościach przesuwu częstotliwości nośnych, ponieważ różnice częstotliwości mogą dochodzić do 1000 Hz. Z tego powodu przyjęto w Sprawozdaniu 306-4 dla przesuwu częstotliwości nośnych 0 i $12/12 f_H$ wartość współczynnika ochronnego równą 45 dB.

Zestawienie wyników pomiarów zakłóceń wspólnokanałowych przy precyzyjnym przesuwie częstotliwości nośnych wykonano w ten sam sposób, jak opisano wyżej i przedstawiono na rys. 9. Analiza tego przebiegu wykazuje, że wartościom przyjętym w dokumencie CCIR odpowiadają:



Rys. 9. Zestawienie wyników pomiarów wartości współczynników ochronnych dla zakłóceń wspólnokanałowych, przy precyzyjnym przesuwie częstotliwości nośnych
 ○ — wartości współczynników ochronnych wg Sprawozdania CCIR 306-4

w większości minimalne wartości zestawienia wyników. Całość przebiegu jest przesunięta średnio o 2,5 dB w kierunku większych wartości współczynnika ochronnego.

8.2. Zakłócenia sąsiedniokanałowe

Badania zakłóceń sąsiedniokanałowych dały następujące wyniki:

Sygnal zakłócający	Kanał sąsiedni	Wartość współczynnika ochronnego
D/SECAM	górnym	-12,7 do -18 db
B/SECAM	dolnym	-12,1 do -17,2 dB
D/SECAM	górnym	-7 do -14,5 dB
B/SECAM	dolnym	-10,2 do -15,5 dB

Zwraca uwagę stosunkowo duża rozbieżność pomierzonych wartości. Można to uzasadnić wpływem indywidualnych cech odbiornika. Istotne znaczenie ma bowiem w tym przypadku stan zestrojenia obwodów w.c.z. i p.c.z. odbiornika, określający wartości tłumienia sygnałów występujących poza kanałem, do którego jest dostrojony odbiornik. Wskutek tego odbiornik pracujący prawidłowo i spełniający warunki normy może jednak w różnym stopniu tłumić sygnały występujące poza kanałem odbieranym.

Z podanego wyżej zestawienia wynika, że dla zakłóceń ze strony gór-

nego kanału sąsiedniego uzyskuje się niższe poziomy współczynników ochronnych, niż dla zakłóceń ze strony dolnego kanału sąsiedniego, przy czym odpowiednie wartości są w zasadzie jednakowe przy zakłóceniach tak sygnałem D/SECAM jak i B/SECAM.

W zestawieniu wyników można zauważyć, że dla zakłóceń ze strony kanału dolnego sygnałem B/SECAM uzyskano nieco niższe poziomy współczynników ochronnych, niż dla zakłóceń sygnałem D/SECAM. Spowodowane to zostało tym, że ze względów aparaturowych pomiary wykonywano przy odstępnie częstotliwości nośnych sąsiednich kanałów równym 8 MHz, a więc właściwie w takich warunkach, jakie występują w zakresie fal decymetrowych. Wskutek tego częstotliwość nośna foniczna sygnału zakłócającego B/SECAM była o 1 MHz bardziej odsunięta od nośnej wizyjnej sygnału pożądanego i w mniejszym stopniu mogła zakłócać obraz.

Powstaje teraz zagadnienie, jakie wartości współczynników ochronnych należałoby przyjąć dla zakłóceń sąsiedniokanałowych, uwzględniając dane zawarte w dokumentach CCIR oraz wyniki własnych badań.

W Zaleceniu 418-3 podano wartości współczynników ochronnych dla zakłóceń sąsiedniokanałowych:

- ze strony dolnego kanału -6 dB
- ze strony górnego kanału
- dla standardu K 4 dB
- dla pozostałych standardów -12 dB

Ponieważ nie ma uzasadnionych przyczyn, dla których należałoby przyjmować inną wartość współczynnika ochronnego dla standardu K/SECAM niż dla standardu D/SECAM, wydaje się uzasadnione przyjęcie w warunkach krajowych następujących wartości współczynników ochronnych dla zakłóceń sąsiedniokanałowych:

- ze strony dolnego kanału: -6 dB
- ze strony górnego kanału: -12 dB

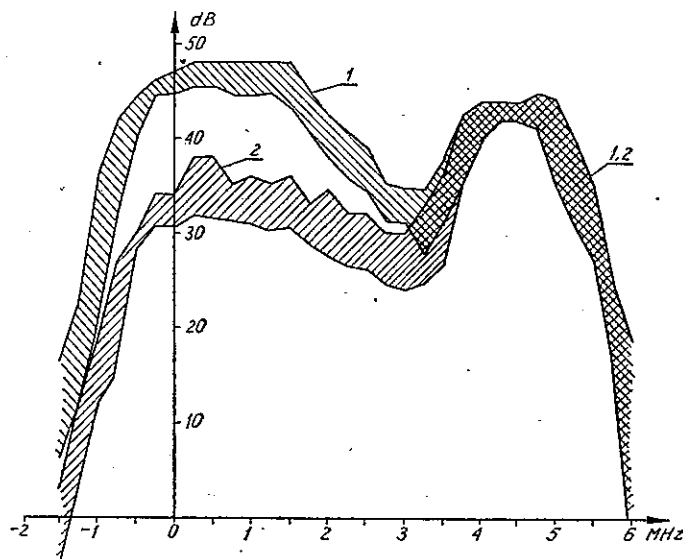
Za przyjęciem tej propozycji przemawia poza tym fakt, że powyższe wartości zastosowano przy realizacji istniejącej w Polsce nadawczej sieci telewizyjnej.

8.3. Zakłócenia w kanałach częściowo zachodzących na siebie

8.3.1. Zakłócenia sygnałem sinusoidalnym niemodulowanym oraz modulowanym amplitudowo

Zestawienie wyników pomiarów zakłóceń obrazu sygnałem sinusoidalnym niemodulowanym przedstawiono na rys. 10. Jak widać, uzyskany przebieg ma charakterystyczny kształt dwóch wstęg. W zakresie sygnału

luminancji, tj. do około 3 MHz, górna wstęga (krzywa 1) odpowiada przypadkowi, gdy zakłócenie obrazu jest wyraźnie widoczne w postaci pionowych lub lekko skośnych prążków, co występuje, jak wiemy, wówczas gdy różnica częstotliwości sygnału zakłócającego i nośnej wizyjnej sygnału pożądanego jest równa lub bliska wielokrotności częstotliwości linii. Dolną wstęgę (krzywa 2) uzyskano natomiast przy znacznie mniej dostrzegalnej strukturze drobnych poziomych prążków zakłócenia, gdyż różnica częstotliwości obu sygnałów była równa lub bliska nieparzystej wielokrotności połowy częstotliwości linii. Inaczej mówiąc, obie te wstęgi obrazują efekt zastosowania zwykłego przesuwu częstotliwości nośnych. W zakresie sygnału chrominancji obie wstęgi pokrywają się, gdyż skutek oddziaływania sygnału zakłócającego na modulowany częstotliwościowo sygnał chrominancji nie udaje się za pomocą przesuwu częstotliwości nośnych uzyskać korzystnej struktury zakłócenia.



Rys. 10. Zestawienie wyników pomiarów współczynników ochronnych dla zakłóceń sygnałem sinusoidalnym niemodulowanym

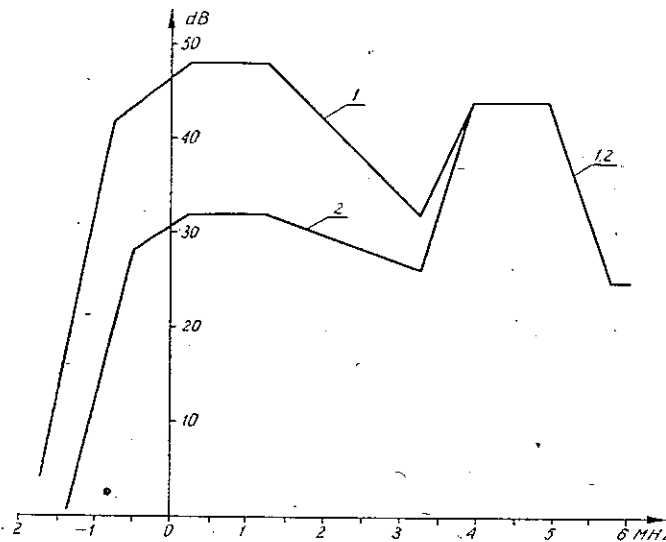
Różnica częstotliwości sygnałów zakłócającego i pożądanego jest równa: 1 — wielokrotności częstotliwości linii, 2 — nieparzystej wielokrotności połowy częstotliwości linii

Na omawianym zestawieniu nie uwidoczniło się wpływu sygnału zakłócającego na pożądaną sygnal foniczny. W czasie badań stwierdzono mianowicie, że w zakresie częstotliwości od 5,75 do 6 MHz występuje wyraźne zakłócenie dźwięku towarzyszące, które ogranicza wartości współczynnika ochronnego do poziomu około 25 dB.

Stwierdzono również, że przy zakłóceniach sygnałem modulowanym amplitudowo (głębokość modulacji 50%) uzyskuje się takie same wyniki

pomiarów, jak przy zakłóceniach sygnałem niemodulowanym. Uznano więc oddziaływanie obu rodzajów sygnału zakłócającego za równoważne.

Uśrednienie uzyskanych wyników pomiarów wymaga przyjęcia uzasadnionego sposobu postępowania. Wydaje się słuszne, aby wykorzystać do tego celu spostrzeżenia dokonane przy analizie wyników badań wpływu przesuwu częstotliwości nośnych przy zakłóceniach wspólnokanałowych. Stwierdzono tam mianowicie, że przy zerowym przesuwie częstotliwości nośnych lub równym wielokrotności częstotliwości linii należy przyjmować za miarodajne wartości maksymalne zestawienia wyników, natomiast przy przesuwie częstotliwości nośnych równym połowie częstotliwości linii lub jej nieparzystej wielokrotności — wartości minimalne.



Rys. 11. System D/SECAM lub K/SECAM — Wartości współczynników ochronnych dla zakłóceń sygnałem sinusoidalnym niemodulowanym lub modulowanym amplitudowo

Różnica częstotliwości sygnałów zakłócającego i pożądanego jest równa: 1 — wielokrotności częstotliwości linii, 2 — nieparzystej wielokrotności połowy częstotliwości linii

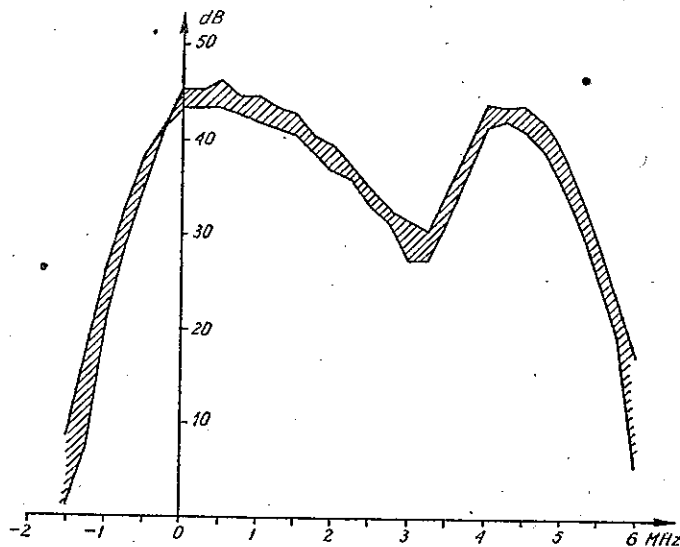
Stosując tę zasadę oraz uśredniając otrzymane przebiegi uzyskano charakterystyki przedstawione na rys. 11. Porównując otrzymane krzywe z charakterystykami współczynników ochronnych dla tego samego rodzaju zniekształceń podanymi w Sprawozdaniu 306-4 można stwierdzić, że najbardziej istotne jest ich porównanie z krzywą na rys. 7, która dotyczy systemów D/SECAM i K/SECAM. Zwraca uwagę niemal identyczny przebieg obu krzywych. Ich płaskie wierzchołki różnią się pomiędzy sobą tylko o 2 dB i 1 dB, zaś charakterystyczne załamania występują w miejscach bardzo zbliżonych.

Podobnie i inne charakterystyki, dotyczące systemów L/SECAM, B/PAL i G/PAL mają przebiegi bardzo zbliżone. Na uwagę zasługuje również fakt, że w dokumencie CCIR oddziaływanie sygnału niemodulowanego i modulowanego amplitudowo jest reprezentowane dla wszystkich systemów tylko jedną charakterystyką.

Reasumując można więc stwierdzić, że krzywe 1 i 2 przedstawione na rys. 11 określają przebieg wartości współczynników ochronnych dla systemu D/SECAM i K/SECAM, przy zakłóceniu sygnałem sinusoidalnym niemodulowanym lub modulowanym amplitudowo o częstotliwości zawierającej się w granicach odbieranego kanału telewizyjnego.

8.3.2. Zakłócenia sygnałem sinusoidalnym modulowanym częstotliwościowo

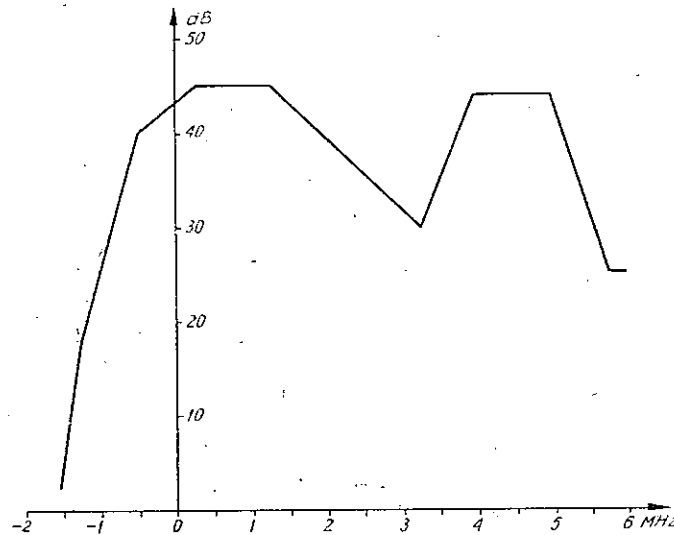
Zestawienie wyników pomiarów zakłóceń sygnałem sinusoidalnym modulowanym częstotliwościowo podano na rys. 12. W tym przypadku uzyskano przebieg o kształcie bardzo zbliżonym do podanego na rys. 11 (krzywa 1). Przy sygnale modulowanym częstotliwościowo nie udaje się przez zastosowanie przesuwu częstotliwości nośnych uzyskać warunków słabej widoczności zakłóceń. Można też zauważyć, że przebieg jest nieco niższy w dolnym zakresie pasma luminancji w porównaniu z zakłóceniem sygnałem niemodulowanym. Można to tym wytłumaczyć, że oddziaływanie modulacji częstotliwościowej powoduje „rozmycie” struktury zakłóceń, która wskutek tego staje się mniej widoczna.



Rys. 12. Zestawienie wyników pomiarów wartości współczynników ochronnych dla zakłóceń sygnałem sinusoidalnym modulowanym częstotliwościowo

Podobnie, jak i przy zakłóceniu sygnałem niemodulowanym, również i w tym przypadku stwierdzono wpływ sygnału zakłócającego na pożądaną sygnał foniczny. Zakłócenie dźwięku występuje w zakresie częstotliwości od 5,75 do 6 MHz, ograniczając wartość współczynnika ochronnego do wartości około 25 dB. Na rys. 12 wpływu tego nie zaznaczono.

Stosując tę samą zasadę uśredniania wyników, jak w poprzednim przypadku i przyjmując za miarodajne wartości zestawienia leżące w pobliżu wartości maksymalnych uzyskano przebieg przedstawiony na rys. 13. Ma on przebieg niemal identyczny jak krzywa 1 na rys. 11. Jedynie wierzchołek w zakresie sygnału luminacji przebiega o 3 dB niżej, a spadek w zakresie ujemnych różnic częstotliwości jest nieco ostrzejszy.



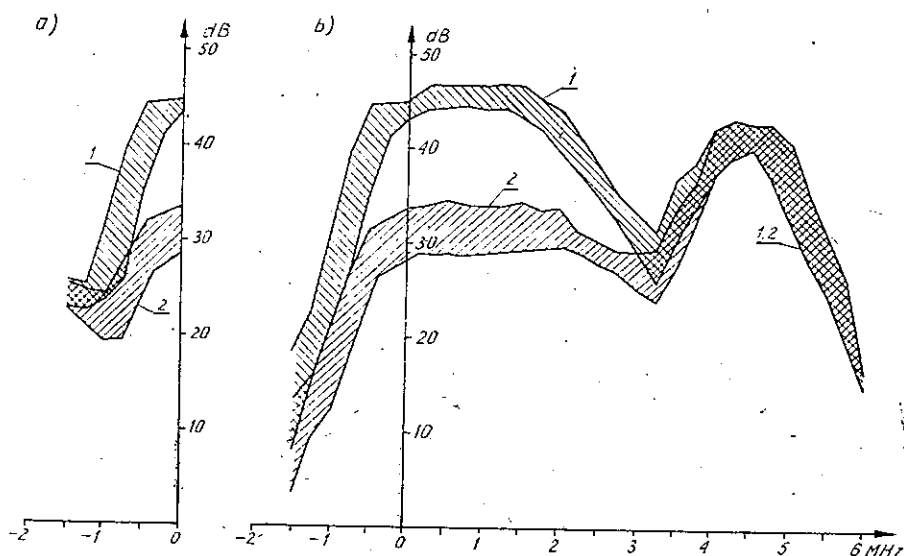
Rys. 13. System D/SECAM lub K/SECAM — Wartości współczynnika ochronnego dla zakłóceń sygnałem sinusoidalnym modulowanym częstotliwościowo

Jeśli jednak w sygnale zakłócającym występują przerwy modulacji (np. chwile ciszy przy transmisji mowy lub muzyki), to oddziałuje on jak sygnał niemodulowany i wówczas może wystąpić wyraźnie widoczna prążkowa struktura zakłócenia, chyba że zastosowano przesuw częstotliwości nośnych w stosunku do sygnału zakłócającego.

Powyższe zjawisko zostało uwzględnione również w charakterystykach, jakie podano w Sprawozdaniu 306-4, gdzie dla różnych standardów telewizyjnych oddziaływanie zarówno sygnału modulowanego, jak i niemodulowanego reprezentuje tylko jedna krzywa.

8.3.3. Zakłócenie sygnałem telewizyjnym D/SECAM

Zestawienie wyników pomiarów zakłóceń innym sygnałem telewizyjnym D/SECAM przedstawiono na rys. 14, przy czym rys. 14b obrazuje oddziaływanie samego sygnału wizyjnego w.cz. (tzn. przy wyłączonej nośnej fonicznej), natomiast rys. 14a — oddziaływanie całkowitego sygnału telewizyjnego w zakresie ujemnych różnic częstotliwości sygnału zakłócającego i sygnału pożądanego. W tym przypadku uzyskano również przebiegi w postaci dwóch wstępów o kształcie zbliżonym do tego, jaki uzyskano przy zakłóceniu sygnałem sinusoidalnym niemodulowanym.

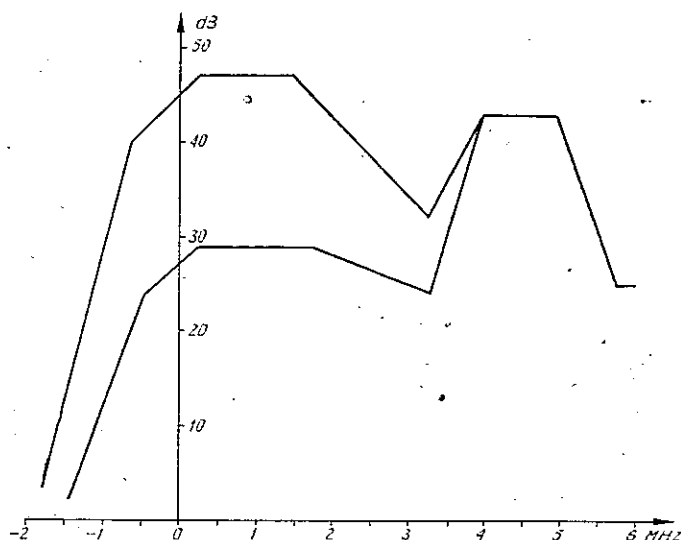


Rys. 14. Zestawienie wyników pomiarów wartości współczynników ochronnych dla zakłóceń sygnałem telewizyjnym D/SECAM

a — przy włączonej nośnej fonicznej, b — przy wyłączonej nośnej fonicznej
Różnica częstotliwości sygnałów zakłócającego i pożądanego jest równa: 1 — wielokrotności częstotliwości linii, 2 — nieparzystej wielokrotności połowy częstotliwości linii

Charakterystyczną cechą zakłóceń tego rodzaju jest oddziaływanie nośnej fonicznej sygnału zakłócającego, której wpływ uwidocznia się na obrazie, gdy częstotliwość nośnej wizyjnej staje się mniejsza od częstotliwości nośnej wizyjnej sygnału pożądanego. Zakłócająca nośna foniczna zaczyna wówczas występować w górnej części pasma wizyjnego sygnału pożądanego. Oddziaływanie nośnej fonicznej zaczyna być widoczne przy ujemnej różnicy częstotliwości wynoszącej około 1 MHz i zwiększa się szybko w miarę wzrostu tej różnicy.

Stosując znaną już metodę uśredniania wyników, uzyskuje się przebiegi przedstawione na rys. 15. Bardzo zbliżony przebieg mają również



Rys. 15. System D/SECAM — Wartości współczynników ochronnych dla zakłóceń sygnałem telewizyjnym D/SECAM lub B/SECAM przy wyłączonej nośnej fonicznej. Różnica częstotliwości sygnałów zakłócającego i pożądanego jest równa: 1 — wielokrotności częstotliwości linii, 2 — nieparzystej wielokrotności połowy częstotliwości linii

charakterystyki podane w Sprawozdaniu 306-4 na rys. 4 (system B/PAL i G/PAL) oraz rys. 6 (system I/PAL). Główna różnica w przebiegach tych charakterystyk polega na tym, że w systemie PAL można w pasmie sygnału chrominancji uzyskać dużo niższy przebieg stosując przesuw częstotliwości nośnych (krzywa B na rys. 4 i 6) natomiast w systemie SECAM obie krzywe 1 i 2 pokrywają się w tym zakresie częstotliwości.

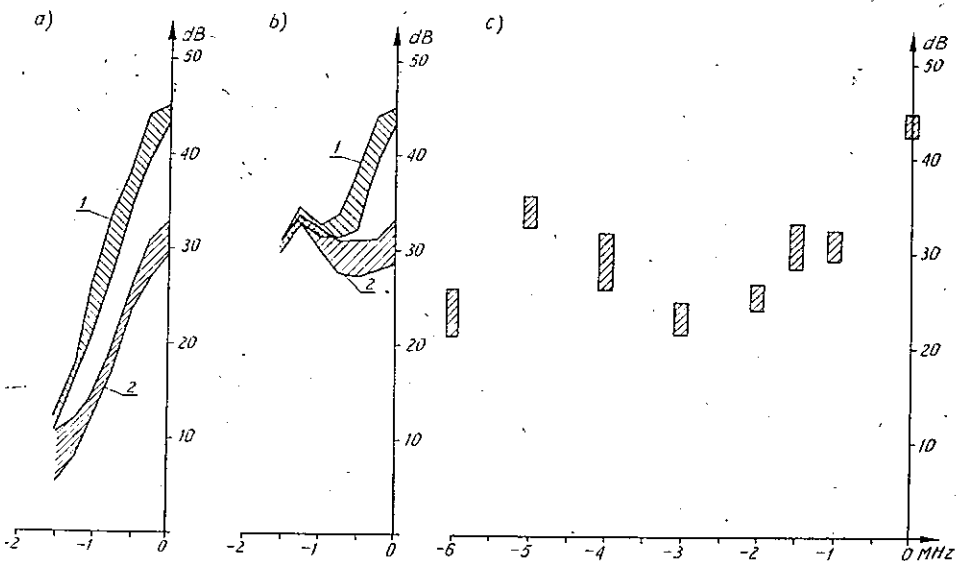
Zwróćmy uwagę, że krzywe na rys. 15 przecinają pionową oś współrzędnych na poziomie odpowiednio 45 dB i 27 dB. Jak łatwo stwierdzić, są to wartości przyjęte w Sprawozdaniu 306-4 dla zakłóceń wspólnokanałowych: pierwsza z nich przy różnicy częstotliwości nośnych wizji sygnału zakłócającego i pożądanego nie większej niż 1000 Hz, zaś druga przy przesuwie nośnych równym $1/2 f_H$ lub $3/2 f_H$. Dowodzi to prawidłowości uzyskanych charakterystyk.

Na zakończenie należy zwrócić uwagę, że określanie wartości współczynników ochronnych dla sygnału telewizyjnego D/SECAM i K/SECAM przy zakłóceniu sygnałem tego samego systemu w kanałach częściowo zachodzących na siebie nie ma praktycznego znaczenia. Podział na kanały telewizyjne o szerokości 8 MHz wszystkich zakresów częstotliwości, zarówno w zakresie fal metrowych jak i decymetrowych, jest sztywny i częstotliwości nośnych wizji we wszystkich kanałach mają ściśle określone wartości. W warunkach rzeczywistych nie może więc wystąpić taki przypa-

dek, aby dwa nadajniki telewizyjne tego samego standardu D lub K pracowały w kanałach częściowo zachodzących na siebie.

8.3.4. Zakłócenia sygnałem telewizyjnym B/SECAM

Zestawienie wyników pomiarów zakłóceń sygnałem telewizyjnym B/SECAM przedstawiono na rys. 16. Jak widać, zestawienie to ma inną postać niż w poprzednim przypadku — przy badaniu zakłóceń sygnałem telewizyjnym D/SECAM. Wyjaśniono już w pkt. 7.3 przy opisie przebiegu badań, że w zakresie dodatnich różnic częstotliwości wizyjnych sygnału zakłócającego i sygnału pożądanego uzyskano takie same wyniki pomiarów przy zakłóceniach sygnałem D/SECAM i B/SECAM. Szczegółowe badania zakłóceń sygnałem B/SECAM wykonano więc jedynie w zakresie ujemnych różnic częstotliwości, rozszerzając ten zakres do -6 MHz.



Rys. 16. Zestawienie wyników pomiarów wartości współczynników ochronnych dla zakłóceń sygnałem telewizyjnym B/SECAM

a — przy wyłączonej nośnej fonicznej, b — przy włączonej nośnej fonicznej, c — przy wybranych wartościach różnicy częstotliwości sygnałów zakłócającego i pożądanego oraz włączonej nośnej fonicznej

Różnica częstotliwości sygnałów zakłócającego i pożądanego jest równa:
1 — wielokrotności częstotliwości linii, 2 — nieparzystej wielokrotności połowy częstotliwości linii

Analiza wyników wykazuje, że przedstawione na rys. 9a i 9b przebiegi mają taki sam charakter, jak przebiegi uzyskane przy badaniu zakłóceń sygnałem D/SECAM. Wartości współczynników ochronnych dotyczące oddziaływania nośnej wizyjnej są w obu przypadkach bardzo do siebie zbliżone. Natomiast oddziaływanie nośnej fonicznej sygnału B/SECAM jest

znacznie silniejsze i jej wpływ uwidocznia się przy mniejszej różnicy częstotliwości (już przy $-0,25$ MHz) i ogranicza wartość współczynnika ochronnego na wyższym poziomie. Jest to zrozumiałe, ponieważ odstęp częstotliwości wizyjnej i fonicznej w systemie B/SECAM wynosi $5,5$ MHz, a nie $6,5$ MHz jak w systemie D/SECAM.

Uśrednienie wyników pomiarów daje przebiegi identyczne jak dla przypadku zakłóceń wywoływanych nośną wizyjną sygnału D/SECAM (rys. 15).

Zestawienie wyników pomiarów na rys. 16c przedstawia wartości współczynnika ochronnego w zakresie ujemnych różnic częstotliwości sygnałów zakłócającego i pożądanego od zera do -6 MHz. Stwierdzono, że w tym zakresie częstotliwości dominuje oddziaływanie nośnej fonicznej sygnału zakłócającego. Jest to zrozumiałe, gdyż w tych położeniach częstotliwości sygnału zakłócającego względem sygnału pożądanego nośna wizyjna jest tłumiona przez obwody odbiornika, natomiast nośna foniczna występuje w pasmie wizyjnym sygnału pożądanego.

Łatwo można się przekonać, że takie same wartości jak ukazane na rys. 16c można uzyskać, obliczając je na podstawie przebiegu wartości współczynnika ochronnego dla sygnału sinusoidalnego modulowanego częstotliwościowo (rys. 13), pamiętając przy tym, że poziom nośnej fonicznej jest niższy od poziomu nośnej wizyjnej o 10 dB.

Jak już wyjaśniono w pkt. 4.1, częściowe zachodzenie na siebie kanałów telewizyjnych występuje w zakresie fal metrowych wskutek różnego podziału tego zakresu na kanały standardu D/SECAM i B/SECAM. W przypadkach gdy zachodzi możliwość zakłóceń sygnałem B/SECAM, należy obliczyć wymaganą wartość współczynnika ochronnego. Dla każdej pary zachodzących na siebie kanałów (patrz tabl. 1) wartość tę obliczamy uwzględniając oddziaływanie nośnej wizyjnej przy dodatniej lub zerowej różnicy częstotliwości i określając wartość współczynnika ochronnego z charakterystyki na rys. 15; natomiast przy różnicy ujemnej — oddziaływanie nośnej fonicznej i określając wartość współczynnika ochronnego z charakterystyki podanej na rys. 13.

Poza tym, należy zwrócić uwagę, że dla tych par kanałów, dla których różnica częstotliwości nośnych wizyjnych zawiera się w granicach od 0 do $+3$ MHz można uzyskać obniżenie wartości współczynnika ochronnego przez zastosowanie zwykłego lub precyzyjnego przesuwu częstotliwości nośnych.

8.4. Zakłócenia przy odbiorze sygnałów lustrzanych

Przebieg pomiarów zakłóceń przy odbiorze sygnałów lustrzanych był nieco inny niż pozostałych rodzajów zakłóceń. Inną postać ma również zestawienie wyników pomiarów, a mianowicie:

Badany odbiornik	Stosunek sygnału użytecznego do zakłócającego	Tłumienie sygnału lustrzanego w odbiorniku
Jowisz 04	-3 do 10 dB	32 do 45 dB
5601-20	10 do 19 dB	26 do 32 dB
5601-20	6 do 12 dB	30 do 36 dB
Elektron	-10 do -2 dB	42 do 52 dB

Z zestawienia tego wynika jasno, że pomierzone wartości stosunku sygnału użytecznego do zakłócającego nie mogą stanowić podstawy do określenia wartości współczynnika ochronnego dla sygnałów lustrzanych. Rozrzut tych wartości wynosi bowiem dla jednego odbiornika 6 do 13 dB, a jeśli uwzględnić wszystkie zbadane odbiorniki, to dochodzi niemal do 30 dB. Zwróćmy jednak uwagę, że w równie szerokich granicach zmienia się wartość tłumienia sygnału lustrzanego przez obwody wejściowe odbiornika. Jak można się przekonać, suma tych dwóch wielkości zawiera się w dość wąskich granicach 40—45 dB. Najlepiej ilustrują to szczegółowe wyniki pomiarów jednego ze zbadanych odbiorników podane w tabelicy 2. Liczby podane w ostatniej kolumnie tej tabelicy wyrażają wartości współ-

Tabela 2

Wyniki pomiaru zakłóceń przy odbiorze sygnałów lustrzanych.
Badany odbiornik: typ 5601-20

Sygnał pożądaný		Sygnał lustrzany			Stosunek sygnału pożądanego do zakłócającego	Współczynnik ochronny
kanal	częstotl.	częstotliwość		tłumienie		
nr	[MHz]		[MHz]	[dB]	[dB]	[dB]
30	487,25	f_1	559,25	33	15	45
		f_2	559,22	31		
		f_3	559,13	30		
30	543,25	f_1	615,25	32	10	42
		f_2	614,00	30		
		f_3	615,05	32		
35	583,25	f_1	655,25	32	12	44
		f_2	645,17	31		
		f_3	655,44	32		
40	623,25	f_1	695,25	26	19	45
		f_2	695,44	26		
		f_3	694,79	26		
45	663,25	f_1	735,25	28	12	40
		f_2	734,46	27		
		f_3	735,05	28		
50	703,25	f_1	775,25	33	14	43
		f_2	774,25	29		
		f_3	773,25	29		

czynnika ochronnego dla sygnału zakłócającego występującego w pasmie sygnału wizyjnego przy częstotliwości 4 MHz. Jak widać, są one bardzo zbliżone do wartości 43 dB, jaką można odczytać z charakterystyki przedstawionej na rys. 15.

W Zaleceniu 418-3 podano, że do celów planowania telewizyjnych sieci nadawczych należy przyjmować dla sygnałów lustrzanych wartości współczynników ochronnych, które się oblicza jako różnicę wartości współczynnika ochronnego dla sygnału zakłócającego występującego w pasmie sygnału pożądanego i wartości tłumienia sygnału lustrzanego przez obwody wejściowe odbiornika. Podano poza tym, że wartość tłumienia sygnałów lustrzanych przez odbiorniki standardów D i K nie powinna być mniejsza od 30 dB.

Według normy na odbiorniki telewizyjne PN77/T-05206 minimalna wartość tłumienia sygnałów lustrzanych wynosi 26 dB. W czasie pomiarów stwierdzono, że wartości tłumienia sygnałów lustrzanych ulegały zmianom w dość szerokich granicach w zależności od tego, w którym kanale był wykonywany pomiar, jednak w przeważającej większości uzyskiwano wartości tłumienia większe od 26 dB.

Biorąc powyższe pod uwagę, można przyjąć, że dla warunków krajowych do obliczania wartości współczynnika ochronnego dla sygnałów lustrzanych:

- wartość tłumienia sygnału lustrzanego przez wejściowe obwody odbiornika wynosi 30 dB (zgodnie z Zaleceniem 418-3, p. 6),
- wartość współczynnika ochronnego przy częstotliwości 4 MHz wynosi 43 dB (patrz rys. 15).

W wyniku odejmowania uzyskuje się wartość współczynnika ochronnego dla sygnałów lustrzanych równą 13 dB przy zakłóceniach typu troposferycznego.

Jak wykazano w pkt. 4.1, zakłócenia przez sygnał lustrzany mogą również występować przy częstotliwości 5,5 MHz wskutek oddziaływania nośnej fonicznej nadajnika telewizyjnego pracującego w kanale K+8. Zakłócenia te są jednak znacznie mniej groźne z dwóch powodów: po pierwsze, współczynnik ochronny dla sygnału modulowanego częstotliwościowo ma przy częstotliwości 5,5 MHz wartość 31 dB, a po wtóre poziom nośnej sygnału fonicznego jest niższy o 10 dB od poziomu nośnej sygnału wizyjnego. Wartość współczynnika ochronnego wynosi więc w tym przypadku: $31 - 10 - 30 = -9$ dB.

Jest to wartość znacznie niższa, niż dla zakłóceń poprzednio omówionych.

9. UWAGI KOŃCOWE

Badania współczynników ochronnych dla telewizji kolorowej systemu SECAM dostarczyły wiele bogatego materiału doświadczalnego głównie w postaci wyników, ale również dotyczącego metodyki badań, własności użytkowanego zestawu pomiarowego i jego przydatności do tego rodzaju badań, a także sposobów organizacji pomiarów.

Ze zdobytych doświadczeń wypływają następujące wnioski praktyczne:

1. Zastosowana przy badaniach metoda porównywania badanego zakłócenia z zakłóceniem odniesienia jest bardzo skuteczna, daje mały rozrzut ocen dostrzegalności zakłócenia i zmniejsza wpływ zewnętrznych warunków obserwacji, lecz wymaga bardzo starannego wyrównania wszystkich parametrów obu obserwowanych obrazów.
2. Obserwacja zakłóceń jest dosyć męcząca dla wzroku i po stosunkowo niedługim czasie występuje wzrost rozrzutu ocen i zafałszowania wyników. Dla uniknięcia tego należy stosować przerwy wypoczynkowe w odstępach nie dłuższych niż 1 godzina.
3. Używany przy badaniach zestaw pomiarowy powinien odznaczać się dużą stałością parametrów w czasie (a zwłaszcza częstotliwości sygnałów i ich poziomów) oraz niezawodnością pracy, a także łatwością dokonywania zmian układowych w razie konieczności zmiany warunków pomiarów.
4. Liczbowe wyniki pomiarów uzyskane przy badaniu różnych typów odbiorników telewizji kolorowej są do siebie bardzo zbliżone, co świadczy o tym, że poszczególne odbiorniki pomimo indywidualnych różnic cech elektrooptycznych reagują na zakłócenia w sposób prawie jednakowy.
5. Zebrane wyniki badań są wystarczające do określenia wartości współczynników ochronnych dla systemu telewizji kolorowej D/SECAM i K/SECAM (patrz załącznik 1).
6. Wyniki badań wykorzystano również do opracowania dokumentu dla Grupy Studiów III i IV OIRT (dok TK-IV-594, TK-III-1633), zawierającego stanowisko strony polskiej w sprawie określenia wartości współczynników ochronnych dla systemów telewizji kolorowej D/SECAM i K/SECAM.

ZAŁĄCZNIK 1

WSPÓLCZYNNIKI OCHRONNE EMISJI TELEWIZJI KOLOROWEJ SYSTEMU D/SECAM I K/SECAM

1. Zakłócenia wspólnokanałowe
 - 1.1. Bez przesuwu częstotliwości nośnych
współczynnik ochronny:

45 dB

- | | |
|--|---------------------------------------|
| 1.2. Przesuw częstotliwości nośnych zwykły o 1/3, 2/3, 4/3 lub 5/3 częstotliwości linii | |
| współczynnik ochronny: | 30 dB |
| 1.3. Przesuw częstotliwości nośnych zwykły o 1/2 lub 3/2 częstotliwości linii | |
| współczynnik ochronny: | 27 dB |
| 1.4. Przesuw częstotliwości nośnych zwykły lub precyzyjny równy wielokrotności dwunastej części częstotliwości linii | |
| współczynnik ochronny: | wg Sprawozdania CCIR 306-4, tablica 1 |
| 2. Zakłócenia w kanałach częściowo zachodzących na siebie | |
| 2.1. Zakłócenia sygnałem sinusoidalnym niemodulowanym lub modulowanym amplitudowo | |
| współczynnik ochronny: | wg rys. 11 |
| 2.2. Zakłócenia sygnałem sinusoidalnym modulowanym częstotliwościowo | |
| współczynnik ochronny: | wg rys. 13 |
| 2.3. Zakłócenia sygnałem telewizyjnym D/SECAM lub B/SECAM | |
| współczynnik ochronny: | wg rys. 15 |
| 3. Zakłócenia sąsiednikanałowe | |
| 3.1. Ze strony kanału dolnego | |
| współczynnik ochronny: | minus 6 dB |
| 3.2. Ze strony kanału górnego | |
| współczynnik ochronny: | minus 12 dB |
| 4. Zakłócenia przez sygnał lustrzany | |
| współczynnik ochronny: | 13 dB |

Uwaga: Powyższe wartości współczynników ochronnych odnoszą się do następujących warunków:

- Zakłócenie jest typu troposferycznego, tj. występuje w 1% do 10% czasu.
- Stosunek mocy nośnych wizyjnych i fonicznych w sygnale, zarówno pożądanym jak i zakłócającym, wynosi 10 : 1 (10 dB).

Анджэй Келкевич

ЗАЩИТНЫЕ ОТНОШЕНИЯ ДЛЯ СИСТЕМЫ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ СЕКАМ

Резюме

Проанализировано методику испытаний и определение значений отношения полезного сигнала к мешающему сигналу для системы цветного телевидения Д/СЕКАМ и К/СЕКАМ. Рассмотрены виды помех цветного телевизионного изображения, вызываемых мешающими сигналами. Определены условия, в которых должны проводиться измерения защитных отношений а также формулируются требования предъявляемые к соответствующей измерительной аппаратуре. Описывается структура и действие измерительного комплекта и ход испытания помех в совместном канале с учётом простого и точного смещения частоты, в смежных или частично перекрывающихся каналах а также помех возникающих вследствие приема зеркального канала.

В испытаниях учитывается воздействие телевизионного сигнала Д/СЕКАМ или В/СЕКАМ, а также немодулированного, амплитудно модулированного или частотно модулированного синусоидального сигнала.

Представлено результаты проведенных измерений и на их основании определено значения защитных отношений, требуемые в системах цветного телевидения Д/СЕКАМ и К/СЕКАМ, при помехах разного типа.

Andrzej Kielkiewicz

PROTECTION RATIOS FOR SECAM COLOUR TELEVISION SYSTEM

Summary

The problems of examination methods and defining of the ratio of wanted-to-unwanted signals of colour television D/SECAM and K/SECAM have been analyzed. The kinds of impairments of colour television picture, caused by unwanted signals, have been discussed.

The conditions have been fixed, in which the measurements of the protection ratio should be realized and the requirements for the measuring apparatus have been defined. The structure and working of the measuring assembly and the course of examinations of co-channel interference with non-precision and precision offset, adjacent channel interference, overlapping channel interference and image channel interference have been described.

In the examinations the inference has been taken into account, caused by television signal D/SECAM or B/SECAM and by an unmodulated, an amplitude modulated or frequency modulated sinusoidal signal.

The results of the measurements have been presented and on their basis the values of protection ratios for colour television D/SECAM and K/SECAM systems at different kinds of interference have been defined.

Andrzej Kielkiewicz

RAPPORT DE PROTECTION POUR LE SYSTEME LA TELEVISION EN COULEURS SECAM

Résumé

Les problèmes que pose la méthode d'essais et la détermination des valeurs du rapport du signal utile au signal indésirable de la télévision en couleurs du système D/SECAM et K/SECAM ont été analysés. Les genres de brouillage de l'image de la télévision en couleurs, causées par de signaux indésirables, ont été discutés. Les conditions des mesures du rapport de protection ont été déterminées ainsi que les exigences posées aux appareils de mesure.

La structure et le fonctionnement de l'ensemble de mesure ont été décrits, de même que la procédure d'essais de brouillage dans un même canal avec le décalage de faible précision et le décalage de précision, dans des canaux adjacents et dans des canaux se chevauchent, ainsi que de brouillage du canal conjugué.

En cours des essais on a pris en considération l'influence perturbant du signal de la télévision en couleurs D/SECAM ou B/SECAM ainsi que du signal sinusoïdal non modulé, modulé en amplitude ou modulé en fréquence.

Les résultats des mesures ont été présentés ainsi que les valeurs du rapport de protection pour la télévision en couleurs D/SECAM et K/SECAM, déterminés à leur base pour de différents types brouillage.

Andrzej Kielkiewicz

SCHUTZABSTÄNDE FÜR SECAM-FARBFERNSEHEN

Zusammenfassung

Es wurden die mit den Messmethoden und mit der Bestimmung der Schutzabstandswerte für D/SECAM und K/SECAM-Farbfernsehen verbundenen Probleme analysiert. Es wurden die Störarten des Farbfernsehbildes durch Störsignale besprochen.

Es wurden die Bedingungen für Störabstandsmessungen und die Forderungen für die Messgeräte bestimmt. Es wurde die Struktur und Wirkungsweise der Messeinrichtung wie auch Messvorgänge der Gleichkanalstörungen beim Normal- und Präzisionsoffsetbetrieb, der Nachbarkanalstörungen, der Störungen in sich überlappenden Kanälen und der Störungen von den Spiegelsignalen beschrieben. Bei den Untersuchungen wurden die Störwirkungen des D/SECAM- oder B/SECAM-Signals, wie auch des unmodulierten, amplitudenmodulierten und frequenzmodulierten Sinussignals berücksichtigt. Es wurden die Messresultate dargestellt und auf deren Grund die Schutzabstandswerte für D/SECAM- und K/SECAM-Farbfernsehen bei verschiedenen Störarten bestimmt.



SYSTEM AUTOMATYCZNEGO ZBIERANIA I PRZETWARZANIA DANYCH PROPAGACYJNYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego w dniu 1.II.1983 r.

W artykule opisano system automatycznego zbierania i przetwarzania danych propagacyjnych. System ten został opracowany dla prowadzenia badań w zakresie mikrofalowym. Pozwala on określić wszystkie interesujące parametry propagacyjne, wraz z danymi dotyczącymi czasów trwania głębokich zaników. W artykule przedstawiono również wyniki pomiarów tras linii radiowych o częstotliwości 6 GHz. Potwierdzają one całkowitą przydatność opracowanego systemu.

1. BADANIE PROPAGACJI FAL W ZAKRESIE CZĘSTOTLIWOŚCI 6 GHz

Przeprowadzanie badań fal radiowych, o długościach krótszych od 6 cm, stosowanych w liniach radiowych, jest konieczne w celu ściślejszego planowania tych linii. Niezawodność ich działania jest ograniczona zmianami tłumienia fal na trasie spowodowanych wielodrogowością sygnału oraz przez występujące opady atmosferyczne, przede wszystkim pochodzenia burzowego, czy też gęste mgły lub opady mokrego śniegu. Największe fuktuacje wskaźnika refrakcji obserwuje się w warstwach powietrza frontów atmosferycznych i chmurach, co jest przyczyną wielodrogowości sygnału, a tym samym występowania krótkotrwałych, ale dużych tłumień. W zakresie 6 GHz opady atmosferyczne nie powodują tak dużych tłumień, ale odgrywają one istotną rolę w wyższych pasmach mikrofalowych. W artykule zostaną omówione właśnie te dwa zagadnienia.

Prawdopodobieństwo wystąpienia tłumień na trasie, przekraczających określone poziomy, jest między innymi uzależnione od prawdopodobieństwa wystąpienia opadów o natężeniu przekraczającym określone wartości. Orientacyjne prawdopodobieństwa tych natężeń, pomierzone dla 5 stref klimatycznych, podano w odpowiednim dokumencie CCIR. Jednak w ramach nawet jednej strefy są znaczne zróżnicowania tych prawdopodobieństw. Dąży się przeto w poszczególnych krajach do bardziej precyzyjnego ich określania i wyodrębnienia różnic regionalnych w granicach kraju. Wiąże się to z wyznaczeniem, tak zwanej zdolności odbiciowej

opadu: z [mm^6/mm^3], która w przypadku deszczu jest określona zależnością:

$$Z = \sum_{i=1}^N d_i^6 \quad (1)$$

gdzie:

d_i — średnica i -tej kropli;

N — ilość kropli w jednostce objętości.

Wieloletnie pomiary opadów przeprowadzone w licznych krajach globu ziemskiego pozwoliły ustalić korelacyjne związki między natężeniem opadu I [mm/godz] i odbiciowością z dla różnych typów opadów w postaci:

$$z = A \cdot I^\alpha \quad (2)$$

gdzie: A , α — współczynniki uzależnione od rozkładu prawdopodobieństwa średnic kropli (widma średnic kropli), a więc od typu opadu.

Liczne pomiary tłumienia fali przez opady, przeprowadzone na różnych częstotliwościach, pozwoliły określić korelacyjną zależność jednostkowego współczynnika tłumienia fal α [dB/km] od natężenia opadu:

$$\alpha = a' I^{b'} \quad (3)$$

gdzie: współczynniki a' , b' zależą od średnic kropli opadu, od częstotliwości i od temperatury kropli. Zależność ta jest wykorzystywana do określania tłumień, które mogą wystąpić na trasach linii radiowych, jeśli znane są prawdopodobne natężenia opadów na tych trasach.

Ostatnio, wobec wzrostu zainteresowania problematyką tłumienia fal centymetrowych w liniach radiowych ziemskich i satelitarnych, określono bezpośrednią zależność jednostkowego tłumienia od zdolności odbiciowej w postaci:

$$\alpha = az^b \quad (4)$$

gdzie: a , b — współczynniki uzależnione od średnic kropli opadu, ich temperatury i od częstotliwości fali penetrującej opad.

1.1. Zaniki spowodowane wielodrogowością sygnału

Wiązka mikrofalowej energii nie jest pojedynczą linią, ale tworzy czoło fali rozciągające się w pewnej płaszczyźnie, w której wskaźnik refrakcji zmienia się. Wskaźnik ten zależy od warunków atmosferycznych i zwykle jest niższy w górnych warstwach troposfery a wyższy w dolnych. Prędkość rozchodzenia się fali jest odwrotnie proporcjonalna do współczynnika refrakcji. Wskutek tego, górna część czoła fali porusza się szybciej niż dolna i czoło fali odchyła się coraz bardziej. Kierunek poruszania się wiązki jest zawsze prostopadły do czoła fali, a tym samym wiązka będzie kierowała się ku Ziemi. Jednak, w zależności od danych warunków atmosferycznych, ujemny gradient współczynnika refrakcji może być większy

niż normalnie, czy nawet dodatni. Wtedy dolna część czoła fali będzie poruszać się szybciej i wiązka ulegnie załamaniu w górę.

Taka sytuacja może powstać, gdy w atmosferze są warstwy powietrza z różnymi gradientami współczynnika refrakcji. Takie warunki są bardzo prawdopodobne w gorące, wilgotne, bezwietrzne noce, gdy inwersja temperatur istnieje lub w warstwach powietrza frontów atmosferycznych. W normalnych dziennych warunkach temperatura jest największa przy Ziemi i zmniejsza się z wysokością, ale warunek, który prowadzi do wznoszenia powietrza, utrzymuje atmosferę dobrze wymieszaną. W nocy radiacja może oziębic Ziemię dużo szybciej niż powietrze i wtedy temperatura zwiększa się ze wzrostem wysokości. Dlatego też w naszym klimacie, na trasach lądowych, największe zaniki są obserwowane w porze letniej we wczesnych godzinach porannych oraz w nocy. Tworzą się wówczas warunki do powstania w atmosferze pewnej liczby warstw o wyraźnej różnicy w gęstości, temperaturze, wilgotności.

Tor fali elektromagnetycznej na granicach tych warstw ulega zmianie. W przypadku gdy fala bezpośrednia, istniejąca pomiędzy anteną nadawczą i odbiorczą linii radiowej, natrafi na tego typu obszar atmosfery, wytwarza się cały szereg fal wtórnych, dochodzących wraz z falą bezpośrednią do odbiornika. Sygnał wypadkowy zależy od różnicy amplitud i faz fali bezpośredniej i fal wtórnych, a ponieważ fale wtórne zmieniają się w czasie w sposób przypadkowy, sygnał wypadkowy również podlega podobnym zmianom. Omawiany rodzaj zaników nosi nazwę zaników wielodrogowości. Rozkład w czasie tego typu zaników zbliżony jest do rozkładu Rayleigha.

W przypadku gdy moc sygnału użytecznego na wejściu odbiornika zmienia się zgodnie z rozkładem Rayleigha, rozkład mocy szumów N_s można przedstawić:

$$p(N) = 1 - e^{-\frac{N_0}{N_s}} \quad (5)$$

gdzie:

$p(N)$ — prawdopodobieństwo przekroczenia mocy szumów N_s ;

N_0 — moc szumów w warunkach propagacji w wolnej przestrzeni.

Jeżeli $N_s \gg N_0$ wzór (1) aproksymuje się zależnością:

$$p(N) = \frac{N_0}{N_s} \quad (6)$$

Prawdopodobieństwo, że moc szumów przekroczy określoną wartość N_s w okresie najgorszego miesiąca, można określić ze wzoru:

$$p(N) = P_R \cdot \frac{N_0}{N_s} \quad (7)$$

gdzie: P_R — prawdopodobieństwo wystąpienia zaniku typu Rayleigha.

Dla linii radiowej zawierającej k przęseł przyjmuje się, że zaniki rozważanego typu nie są skorelowane ze sobą w czasie w poszczególnych przęsłach, w związku z czym całkowite prawdopodobieństwo wystąpienia mocy szumów N_s w tej linii wyraża się wzorem.

$$p_k(N) = \sum_1^k P_R \cdot \frac{N_0}{N_s} \quad (8)$$

Badania statystyczne zrealizowane w wielu państwach świata wykazały, że w liniach radiowych o bezpośredniej widoczności, pracujących w zakresie od 2 do 11 GHz, prawdopodobieństwo wystąpienia zaników typu Rayleigha w czasie najgorszego miesiąca propagacji można wyznaczyć z zależności:

$$P_R = K \cdot Q \cdot f^B \cdot d^C \quad (9)$$

gdzie:

- K — współczynnik zależny od warunków atmosferycznych;
- Q — współczynnik zależny od warunków terenowych;
- d — długość przęsła, [km],
- f — częstotliwość fali nośnej, [GHz],
- B, C — stałe, zależne od strefy geograficznej.

Z zależności (9) wynika, że dla zaprojektowania linii radiowych na danym obszarze konieczne jest uwzględnienie specyficznych cech klimatycznych i terenowych, wpływających na propagację fal radiowych. Analiza stosowanych w różnych krajach wzorów obliczeniowych wykazuje tak duże różnice w wynikach obliczeń, w szczególności do małych procentów czasu, że zastosowanie tych wzorów w innych warunkach niż te, dla których zostały podane, może prowadzić do niedopuszczalnych błędów, przekraczających rząd wielkości.

1.2. Rozpraszanie i tłumienie fal elektromagnetycznych przez elementy opadu

Wysokość słupa wody h , który tworzy się podczas trwania opadu o natężeniu I w czasie t , określa wzór:

$$h(t) = \int_0^t I(t) dt$$

Przebieg $h(t)$ mierzą i rejestrują przyrządy meteorologiczne.

Nas interesuje jednak natężenie opadu, a ściślej jego rozkład w przestrzeni i w czasie, gdyż wielkość ta wiąże się z oddziaływaniem na fale elektromagnetyczne. Temu samemu natężeniu I mogą odpowiadać różne koncentracje, różne rozkłady średnie w opadzie, co w efekcie prowadzi do

tego, że przy tym samym natężeniu opadu zarówno efekty tłumienia, jak i rozproszenia mogą się w pewnych granicach różnić od przypadku do przypadku.

Powierzchnię skuteczną σ prostopadłego odbicia fali od sferycznego elementu opadu o średnicy D określa wzór Rayleigha dla $D \ll \lambda$:

$$\sigma_R = \frac{\pi^5 D^6}{\lambda^4} \left| \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right|^2 \quad [\text{cm}] \quad (10)$$

gdzie: ε — stała dielektryczna.

Z kolei powierzchnię skuteczną η jednostki objętości wypełnionej elementami opadu w liczbie N przedstawia wzór:

$$\eta = \sum_{i=1}^N \sigma_{Ri} = \frac{\pi^5}{\lambda^4} \left| \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right|^2 \sum_{i=1}^N D_i^6 \quad (11)$$

ważny przy założeniu, że odległości między kroplami są większe od λ i wielokrotne odbicia fali są pominięte.

Tłumienie fali w opadzie wynika z rozproszenia i pochłaniania energii fali przez krople.

Całkowita powierzchnia skuteczna tłumienia kropli:

$$\sigma_t = \sigma_p + \sigma_r \quad (12)$$

gdzie: σ_p i σ_r — odpowiednie powierzchnie skuteczne, wynikające z pochłaniania i rozpraszania przy czym $\sigma_r = \frac{2}{3} \sigma_R$, zaś

$$\sigma_p = \frac{8\pi D^3}{\lambda} I \left(\frac{n^2 - 1}{n^2 + 2} \right) \quad [\text{cm}^2] \quad (13)$$

gdzie: n — współczynnik załamania fali.

Współczynnik tłumienia fali:

$$\alpha_t = 10 \lg \frac{P_{str}}{P_{we}} = 4,343 \cdot 10^5 \sum N_i \sigma_{ti} \quad [\text{dB/km}] \quad (14)$$

gdzie:

P_{str} — moc strat na odcinku trasy z opadem;

P_{wej} — moc na wejściu tego odcinka;

N_i — liczba kropli o powierzchni skutecznej σ_{ti} w 1 cm^3 objętości.

Zależność α_t od natężenia opadu, przy założeniu typowego rozkładu średnic kropli, określa wzór:

$$\alpha_t = a \cdot I^b \quad [\text{dB/km}] \quad (15)$$

Jeśli fala płaska o gęstości mocy P_{we} penetruje opad, to jej gęstość P'_{wy} po przejściu przez strefy opadu określa wzór:

$$P'_{wy}(x) = P'_{we} \cdot 10^{-0,1 \int_0^x \alpha_t(x) dx} \quad (16)$$

Korzystając ze wzoru (5) można określić tłumienie wzdłuż trasy objętej przez opad o dowolnym rozkładzie natężenia, posługując się wyrażeniem:

$$A(x) = 10 \log \frac{P'_{wy}}{P'_{we}} = 0,1 \int_0^x a I^b(x) dx \quad (17)$$

W przypadku chmur burzowych, wobec silnych prądów pionowych powietrza w chmurze, występuje znaczne przemieszanie elementów opadu w różnych postaciach. W górnej części (ponad izotermą 0°C) występują kawałki lodu o rozmiarach centymetrowych i kryształki śniegu, jak również krople przechłodzonej wody, natomiast pod izotermą 0°C zdarzają się oprócz kropli deszczu mokre gradziny.

Najsilniejsze tłumienia wnoszą opady bardzo intensywne, których prawdopodobieństwo wystąpienia jest bardzo małe. Przykładowo: opad o intensywności większej niż $70 \frac{\text{mm}}{\text{h}}$ może być przekroczony w 0,002% czasu w ciągu średniego roku, stąd szacowanie wartości dużych tłumień, które są przekraczane w bardzo małych procentach czasu, wymaga mierzenia rzadkich zjawisk o czasie trwania pojedynczych minut. Np. 0,01% miesiąca — wskaźnik wykorzystywany w planowaniu systemów łączności — odpowiada czasowi około 4 minut. Takie krótkotrwałe zjawiska pojawiają się niekiedy w odstępach kilkuletnich, stąd wynika potrzeba prowadzenia pomiarów przez kilka lat. Badania te są niezbędne wobec ostrych wymagań niezawodności linii radiowych, dopuszczających w sumie zaledwie kilka minut przerw w pracy linii w ciągu roku ($10^{-4} \div 10^{-5}$ roku). Dlatego szczególnie istotne jest, aby w wyniku prac badawczych można było określić prawdopodobieństwo wystąpienia zaników typu Rayleigha (wzór 9). Wiadomo również, że tłumienie i moc zakłóceń zależą także od natężenia opadu I, jak i rozmiarów geometrycznych strefy opadu oraz wielu innych czynników (patrz wzory (13), (15), (17)).

Najbardziej wiarygodne wyniki badań można uzyskać zatem poprzez prowadzenie pomiarów na istniejących liniach radiowych. Dlatego też w ramach prac problemu resortowego jest realizowana praca 2.2.09.01.01 spełniająca wszystkie ww. wymagania. W tym celu opracowano w IŁ odpowiednią aparaturę oraz system analizy danych propagacyjnych. Badania są prowadzone od czerwca 1980 r. na istniejących liniach radiowych firmy NEC i będą kontynuowane do maja 1985 roku.

2. METODA PRZETWARZANIA DANYCH POMIAROWYCH

Uzyskane dane pomiarowe są przetwarzane na komputerze Jednolitego Systemu R-32. Wykorzystany został w tym celu system analizy danych propagacyjnych ASTAT, który opracowano w Resortowym Ośrodku Elek-

tronicznego Przetwarzania Danych na zlecenie Zakładu Propagacji Fal Radiowych. System ASTAT składa się z dwóch podsystemów:

- podsystemu tworzenia bazy danych, w skład którego wchodzi następujące moduły:
 - a) zakładanie i aktualizacja zbioru SŁOWNIK REKORDÓW;
 - b) kontrola poprawności formalnej i merytorycznej danych;
 - c) zakładanie i aktualizacja bazy danych;
- podsystemu analiz statystycznych, składającego się z poniższych modułów:
 - a) miesięczne analizy statystyczne;
 - b) przekrojowe analizy statystyczne;
 - c) redagowanie wydruków.

System umożliwia przeprowadzenie następujących analiz:

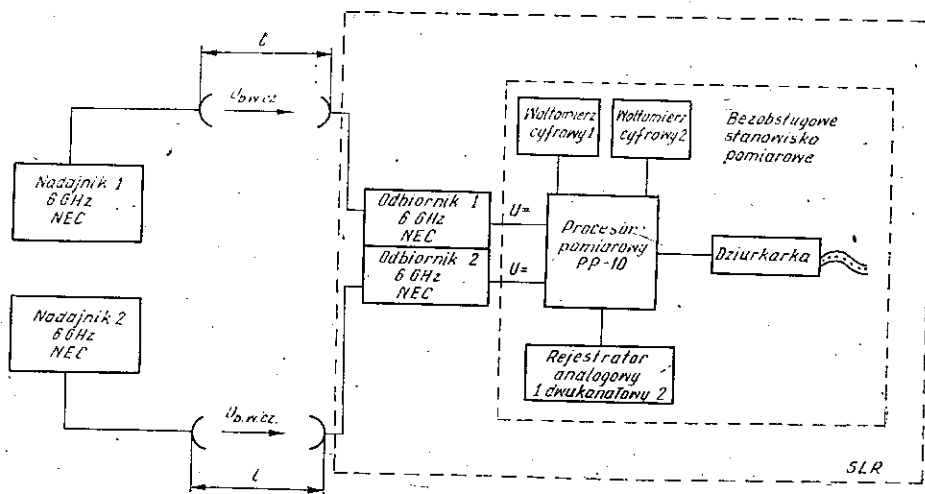
- obliczenie procentu czasu pracy urządzeń rejestrujących;
- obliczenie procentów czasów przekroczenia danego poziomu natężenia pola lub tłumienia;
- obliczenie rozkładów czasów trwania zaników o określonej głębokości;
- obliczenie współczynników korelacji między wskazanymi cechami;
- obliczenie współczynnika regresji pomiędzy dwiema zadanymi cechami.

Pierwsze dwa rodzaje analizy są przeprowadzone dla każdej godziny doby oraz dla całej doby łącznie. Umożliwia to poszukiwanie zależności dobowych warunków propagacyjnych, co ma duże znaczenie ze względu na różny stopień wykorzystania linii radiowych w poszczególnych godzinach. Podstawową jednostką czasu, dla której są wykonywane obliczenia, jest jeden miesiąc. Jednak istnieje możliwość szybkiego wykonania tych samych analiz dla sezonu złożonego z kilku miesięcy lub kilku lat.

Ponadto istnieje możliwość rozszerzenia zakresu analiz, o ile zaistnieje taka potrzeba, przez dołączenie do systemu nowych modułów.

3. ORGANIZACJA I PRZEPROWADZANIE POMIARÓW TERENOWYCH

W obiektach Stacji Linii Radiowych (Warszawa, Kampinos, Wysoka Wieś oraz Boży Dar) zainstalowano stanowiska pomiarowe do rejestracji cyfrowej natężeń pola (rys. 1). Wykorzystano wejście procesora, przy którym częstotliwość próbkowania jest uzależniona od wartości sygnału mierzonego. W przypadku gdy poziom sygnału ma wartość nominalną lub różni się od niej o pojedyncze decybele, pomiar wykonywany jest co 5 min., natomiast przy większych tłumieniach — częstotliwość próbkowania wynosi 0,2 s. Wyniki rejestrowane są na taśmie perforowanej, natomiast rejestrację analogową zastosowano w celu wizualnej kontroli pro-



Rys. 1. Stanowisko pomiarowe do rejestracji cyfrowej natężeń pola

cesu pomiarowego. Składowa stała, która jest proporcjonalna do mocy mikrofalowej, z odbiornika radiolinii steruje stanowisko pomiarowe. Pomiary są prowadzone na odcinkach linii radiowej firmy NEC, zakresu 6 GHz z polaryzacją pionową, podanych w tabelicy 1.

Tablica 1

Trasy pomiarowe

Numer trasy	Nazwa trasy	Długość [km]	Częstotliwość [MHz]
1	Boży Dar — Lublin	28,7	6025
2	Warszawa — Kampinos	36,6	6039,17
3	Osieck — Warszawa	41,3	5885,04
4	Dąbkowice — Kampinos	48	6039,17
5	Wyszków — Warszawa	52,4	5885,04
6	Mława — Wysoka Wieś	59,8	6081,04
7	Radzyń — Wysoka Wieś	68,9	6095,22

Jednak ze względu na zakłócenia (silne pola magnetyczne) w Radio-Telewizyjnym Centrum Nadawczym w Bożym Darze, zrezygnowano z badań na trasie numer 1, a prowadzona jest kampania pomiarowa na trasach Warszawa—Świercze (51,6 km; 5997,14 MHz) oraz Mława—Świercze (52,7 km; 6025,16 MHz).

3.1. Zestaw aparatury

Biorąc pod uwagę charakter i potrzebę badania zjawisk propagacyjnych występujących przy eksploatacji linii radiowych, Zakład Propagacji opracował szczegółowe wytyczne i wymagania, jakim powinno odpowiadać bezobsługowe stanowisko pomiarowe [18], [19].

Na podstawie tych wytycznych w Zakładzie Konstrukcji Instytutu Łączności wykonano i zestawiono stanowisko przystosowane do współpracy z odbiornikiem radiolinii firmy NEC. Centralnym urządzeniem tego stanowiska jest procesor pomiarowy typu PP-10, służący do automatycznej obsługi stanowiska pomiarowego. Obsługa ta obejmuje: sterowanie poszczególnymi przyrządami stanowiska zgodnie z zaprogramowaniem, selekcję otrzymanych wyników pomiarów, przetwarzanie wybranej części wyników oraz kodowanie kompletnych wyników badań i przekazywanie ich do rejestracji. Ponadto urządzenie podejmuje określone programowo decyzje o sposobie przeprowadzania pomiarów i interpretacji niektórych wyników oraz decyzje o układzie szeregowych informacji wyjściowych (czas, data, rodzaj zapisu) dla przypadków szczególnych jednoczesnego zbiegu kilku informacji. Urządzenie posiada ograniczony dostęp do programowania, umożliwiający poprzez manipulację ustalenie granic działania poszczególnych programów lub ewentualnie ich korekty.

3.2. Przebieg pomiarów i procedur kontroli danych

Bezobsługowe stanowiska pomiarowe prowadzą badania w trybie całodobowym, a rejestracja pomiarów jest cyfrowa. Dane ze stanowisk pomiarowych otrzymujemy w postaci taśm perforowanych. Pierwszą operacją przygotowawczą jest pocięcie i ewentualne sklejenie taśm tak, żeby na jej każdym odcinku były zapisane informacje tylko z jednego miesiąca dotyczące danej trasy. Każdy odcinek tak posegregowanej taśmy powinien na początku danych zawierać informację dotyczącą daty i godziny, a na końcu — numer taśmki i znacznik końca zbioru. Przy czynnościach tych bardzo pomocne jest urządzenie przygotowywania danych „Consul”.

Dane wejściowe z tak przygotowanej taśmki są wczytywane na dysk, poprzez uruchomienie programu CZYTDD. Program ten jest wykorzystywany do umieszczenia na dysku danych źródłowych dotyczących natężeń. Niejednokrotnie zdarza się zatrzymanie programu spowodowane niewłaściwą pracą czytnika taśmy perforowanej lub bardzo często błędnymi danymi wejściowymi, przyczyną których jest niewłaściwa praca dziurkarki typu DT1055 [8].

Następnie jest uruchamiany program KONTD1, który sprawdza poprawność formalną danych źródłowych o natężeniu oraz tworzy na dysku

zbiór danych poprawnych formalnie. Drukowane są również tabulogramy kontrolne.

Do sprawdzenia poprawności merytorycznej danych wejściowych jest przeznaczony program TWBA04. Program ten jest również przeznaczony do tworzenia bazy danych oraz wprowadzenia tabulogramu kontrolnego, zawierającego informację o liczbie błędów w czasie każdej doby, nawet gdy doba jest bezbłędna. Na podstawie wydruku błędów merytorycznych — powstałych np. wskutek niepoprawnych sekwencji czasowych — opracowuje się arkusze kodowe z naniesionymi poprawkami, uwzględniające wszystkie błędy. Karty dziurkowane powstają natomiast na podstawie arkuszy kodowych. Uruchamiając program CDDK wczytujemy tak przygotowane dane do wskazanego obszaru dyskowego. Program KONFOR ma za zadanie sprawdzenie poprawności formalnej danych z kart dziurkowanych oraz tworzenie na dysku danych z poprawnymi formatami i drukowanie tabulogramu kontrolnego.

Program TWBA05, przeznaczony do tworzenia zbioru poprawek do bazy danych, sprawdza poprawność merytoryczną oraz wyprowadza tabulogram kontrolny. Najczęściej występującymi błędami merytorycznymi są: niepoprawna sekwencja czasów lub błędny czas. Z reguły przyczyną tych błędów jest niewłaściwy zapis na karcie dziurkowanej (nieodpowiednia kolumna). W takim przypadku należy wymienić niewłaściwą kartę i ponownie uruchomić programy CDDK, KONFOR i TWBA05.

Uruchamiając program AKBA02 — aktualizuje się bazę danych, tzn. do bazy pierwotnej powstałej w wyniku działania programu TWBA04 jest dopisywana baza poprawek powstała w wyniku działania programu TWBA05. Najczęściej aktualizacja ta obejmuje dopisywanie rekordów zawierających informacje o nie uwzględnionym dotychczas w bazie dniu lub zmianę fragmentu rekordu opisującego poszczególne dni.

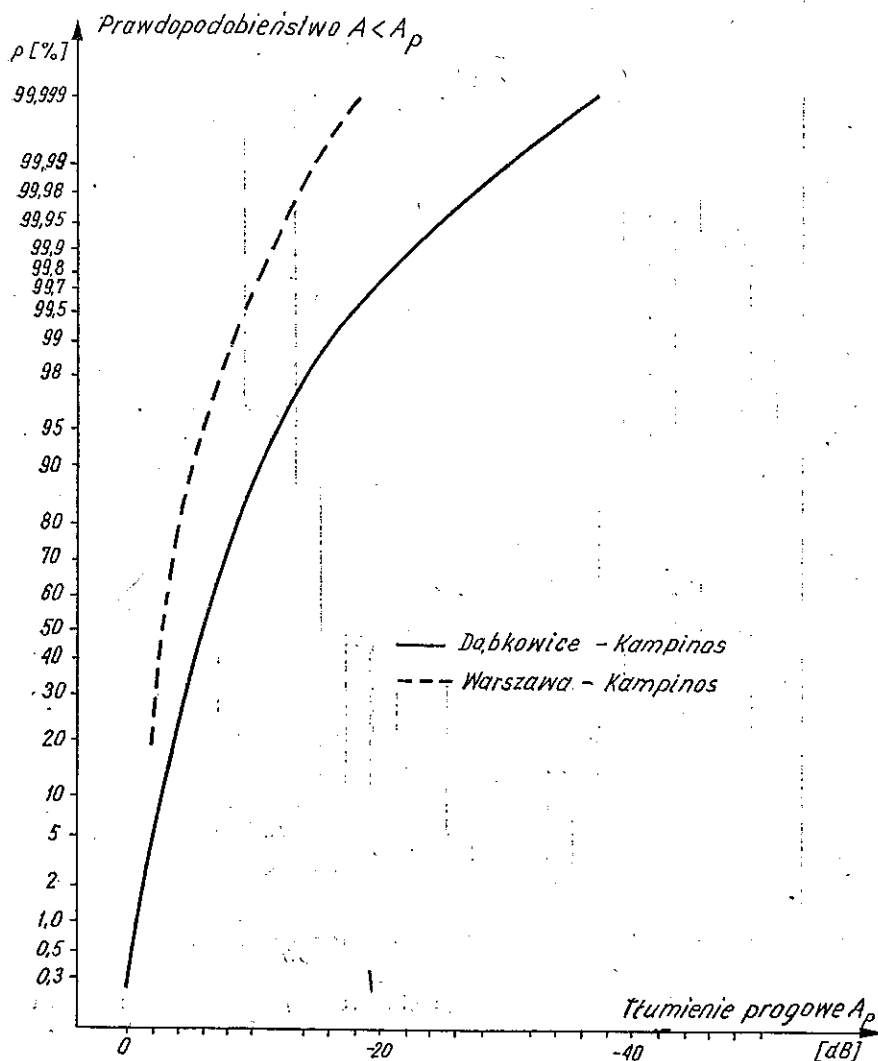
Mając zaktualizowaną bazę danych oblicza się — poprzez uruchomienie programu ANA2 — procent czasu występowania wskazanych poziomów dla całego miesiąca i dla poszczególnych godzin w ciągu doby, na przestrzeni miesiąca.

Drukowanie wyników analiz miesięcznych, przekrojowych (kwartał, rok) i sumarycznych (dowolna suma np. 3 miesiące lub 4 lat), tzn. powstających podczas działania programów ANA2 i OKRES2, odbywa się po uruchomieniu programu DRUK2.

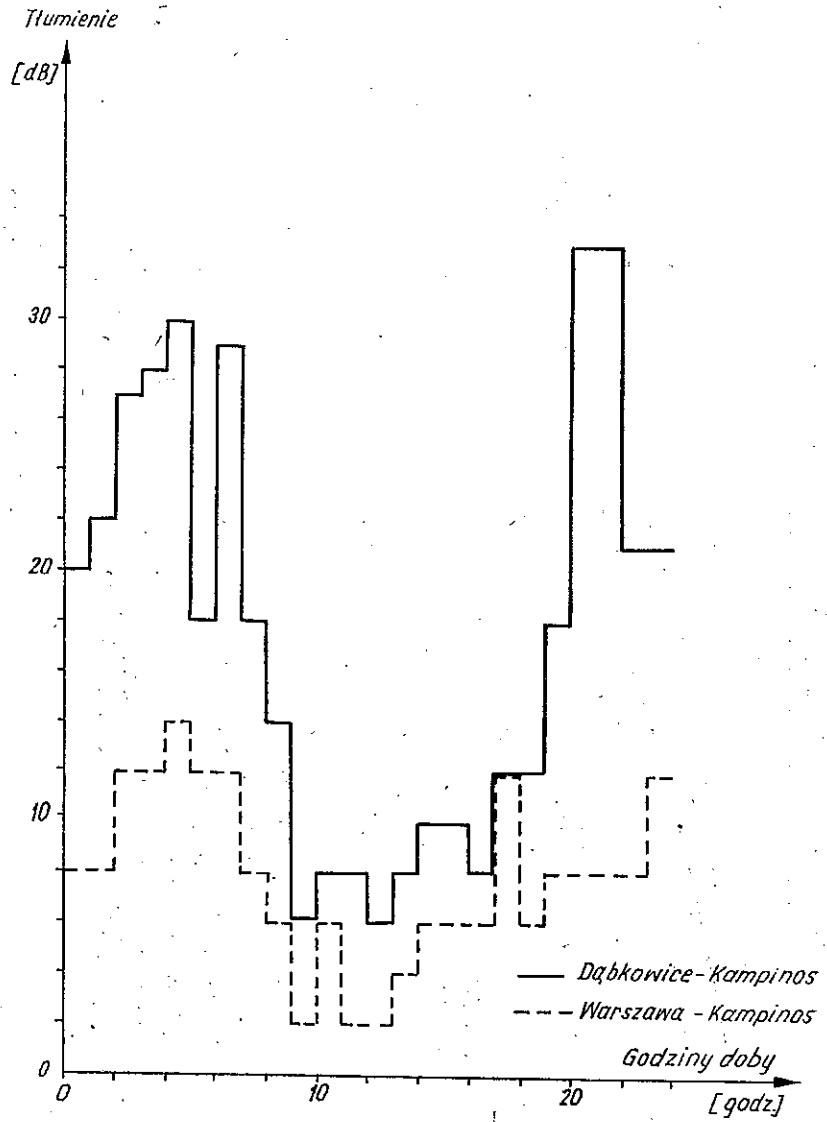
Zadaniem programu OKRES2 jest obliczenie dla wskazanego czasu (kwartał, rok, suma dowolnych okresów) oraz dla poszczególnych godzin doby z tego okresu, procentów czasu występowania wybranych poziomów natężenia.

4. WYNIKI POMIARÓW I WNIOSKI

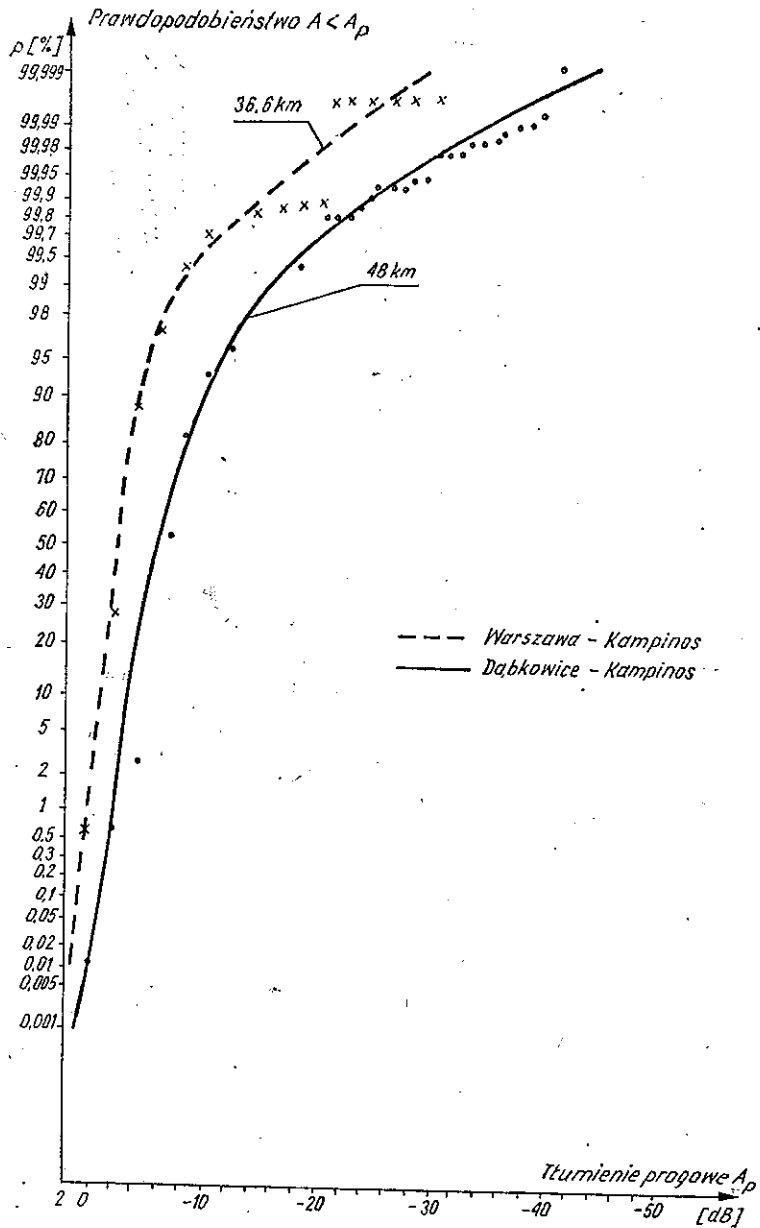
Opisane poniżej wyniki pomiarów dotyczą dwóch tras, a mianowicie Warszawa—Kampinos i Dąbkowice—Kampinos z okresu pomiarowego sierpień 1980 roku oraz z pierwszego roku badań, tj. 06'80÷05'81. Ze względu na krótki okres nie jest obecnie możliwe wyciąganie ogólnych wniosków dotyczących krajowych warunków propagacyjnych dla tego zakresu częstotliwości. Pozwalają one jednak na zorientowanie się, z jakiego



Rys. 2. Procent czasu miesiąca, podczas którego tłumienie A nie przekracza tłumienia progowego A_p



Rys. 3. Zmienność dobową tłumienia przekraczającego 0,1% czasu miesiąca



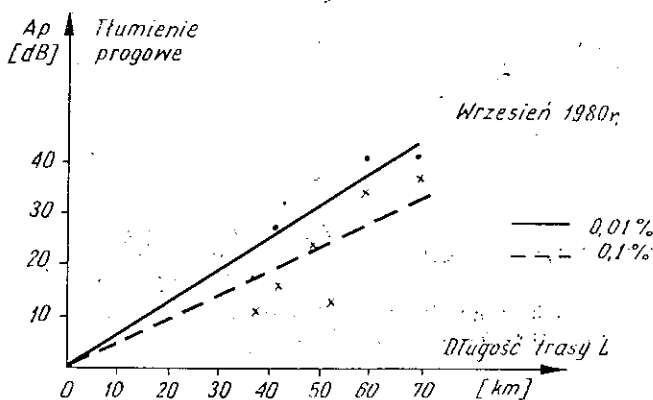
Rys. 4. Procent czasu roku, podczas którego tłumienie A nie przekracza tłumienia progowego A_p . Okres pomiarowy 06'80-05'81

typu zjawiskami możemy mieć do czynienia w tym zakresie częstotliwości oraz o przydatności opracowanej aparatury i poprawności systemu informatycznego ASTAT. W sierpniu 1980 r. w Stacji Linii Radiowych w Kampinosie urządzenie rejestrujące pracowało ponad 93% czasu miesiąca. Analizując materiał pomiarowy, obliczono procent czasu występowania poziomów tłumienia dla całego miesiąca i dla poszczególnych godzin w ciągu doby na przestrzeni miesiąca. Powyższy procent odnosi się tylko do czasu, w którym urządzenie rejestrujące pracowało. Otrzymane wyniki przedstawiono w postaci wykresów. Na rys. 2 przedstawiono zależność procentu czasu, w którym występuje wartość danego tłumienia, a na rys. 3 — zmienność dobową tłumienia przekraczającego 0,1% i na rys. 4 — zależność procentu czasu, w którym występuje dane tłumienie. Można stwierdzić, że na trasie dłuższej występowały większe tłumienia.

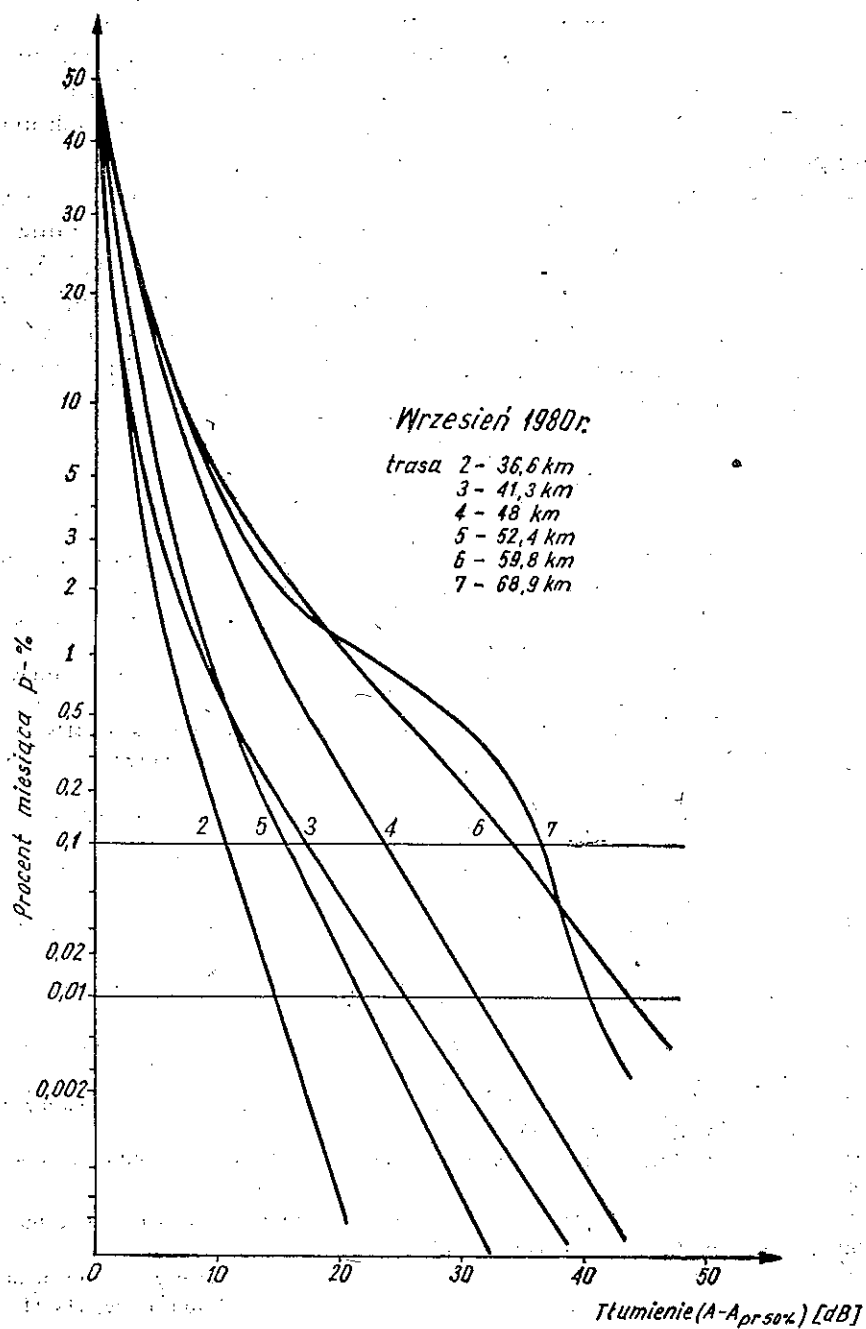
Zbadano też, że okres próbkowania „szybkiego zapisu” równy 0,2 s może być zwiększony bez istotnego pogorszenia wyników odczytu dla zaników do 0,5—1 sekundy, gdyż obwiednia sygnału w trakcie głębokiego zaniku nie zawiera praktycznie harmonicznych o częstotliwościach wyższych od 1 Hz [4].

Rozkłady prawdopodobieństwa tłumień dla poszczególnych tras i miesięcy pozwalają na wykreślenie statystycznej zależności tłumienia A od długości trasy L dla progu tłumienia $A_p^0\%$, odpowiadającego prawdopodobieństwu przekroczenia $p = 0,1\%$ i $p = 0,01\%$ w miesiącu, przyjmując jako tłumienie zerowe wartość tłumienia na trasie dla $p = 50\%$. Tabela-ryczne wydruki rozkładów dla wybranego miesiąca i sześciu tras za okres 06'80÷05'81 są przedstawione w [4]. Na podstawie tabel wykreślono rozkłady prawdopodobieństwa tłumienia dla poszczególnych tras i następnie po odczytaniu tłumienia $A_p^0\%$ dla $p = 0,1\%$ i $p = 0,01\%$ sporządzono wykresy $A_p^0\% = f(L)$.

Przykładowo na rys. 5 przedstawiono taką zależność dla września



Rys. 5. Statystyczna zależność tłumienia progowego $A_p^0\%$ dla długości trasy L , przy progu tłumienia $A_p^0\%$, odpowiadającemu prawdopodobieństwu przekroczenia progu 0,1% i 0,01%



Rys. 6. Rozkłady prawdopodobieństwa tłumienia dla poszczególnych tras dla września 1980 r.

1980 roku, wykreśloną na podstawie rys. 6. Jak widać z tego wykresu, roczne pomiary nie wystarczają, aby uzyskać reprezentacyjne oceny, gdyż niekiedy sezonowe anomalie wyraźnie deformują oczekiwaną zależność. Dlatego jest oczywiste, że zasadnicza analiza wyników, w tym ocena wpływu klimatu regionu, czy ukształtowanie terenu, może być dokonana dopiero po co najmniej 5-letnim okresie pomiarów.

Przyjęta metoda pomiaru pozwala określić wszystkie interesujące parametry wraz z danymi dotyczącymi czasów trwania głębokich zaników. Uzyskane wyniki wskazują na celowość prowadzenia dalszych badań, aby można było uniezależnić łączność od wpływów zmian meteorologicznych występujących w poszczególnych latach. Ponadto dalsze badania pozwolą na porównanie wyników z różnych tras, na podstawie materiału pochodzącego z tego samego okresu.

WYKAZ LITERATURY

1. Anderson C. W., Barber S. G., Patel R. N.: The effect of selective fading on digital radio. IEEE Transactions of Communications, No 12, 1979.
2. Bogucki J.: Trasa linii radiowej pasma K o bezpośredniej widoczności. Referaty Problemowe, z. 56, 1982.
3. Bogucki J.: Wdrożenie systemu automatycznego pomiaru i analizy parametrów propagacyjnych na trasach linii radiowych. IŁ, 1981.
4. Bogucki J., Kawecki A.: Badanie niezawodności linii radiowych 6 GHz uwarunkowanej długością skoku. Statystyka wyników rejestrowanych systemem cyfrowym w okresie 1980/1981. IŁ, 1982.
5. Bullington K.: Rain scatter interference in terrestrial microwave systems. Bell Syst. Tech. I., No 1, 1975.
6. Engineering considerations for microwave communications systems. GTE Lenkurt Incorporated, San Carlos, 1972.
7. Goławska E., Masiak B.: System analizy danych propagacyjnych. Dokumentacja eksploatacyjna i programistyczno-eksploatacyjna. IŁ, 1978.
8. Instrukcja obsługi i eksploatacji dziurkarki DT1055. Zakłady Urządzeń Komputerowych MERA-ELZAB.
9. Kawecki A.: Korekcja deformacji rozkładu zdolności odbiciowej opadów atmosferycznych. Prace IŁ, nr 87, 1980.
10. Kawecki A.: Pochłanianie i rozpraszanie mikrofal przez opady atmosferyczne. Biuletyn Informacyjny, nr 12, 1977.
11. Kisto M.: Automatyzacja pomiarów propagacyjnych. Referaty Problemowe, z. 27, 1980.
12. Mojoli L., Antonucci P.: A comprehensive approach to microwave propagation engineering. Telettra Review, No 29, 1978.
13. Morita K.: Prediction of Rayleigh Fading Occurrence probability of line-of-sight microwave links. Review of the Electrical Communication Laboratory, No 11—12, 1970.
14. Ogulewicz S.: Wpływ troposfery na propagację fal radiowych w relacjach Ziemia—satelita—Ziemia. Biuletyn Informacyjny, nr 6, 1979.

15. *Praca zbiorowa pod kierunkiem J. Kroszczyńskiego: Współczesne urządzenia radiolokacyjne.* WKiŁ, Warszawa, 1976.
16. Report of investigation on fading on Poland microwave system. Nippon Electric Company Limited, Tokyo, 1974.
17. *Smith P. L., Hardy K. R., Glover K. M.:* Application of radar to meteorological operations and research. Proc. IEEE, No 6, 1974.
18. *Szklarczyk Z., Pietruszczak W.:* Bezobsługowe stanowisko pomiarowe typ BSP-1. IŁ, 1978.
19. *Szklarczyk Z., Pietruszczak W., Pol T., Bryłka M.:* Procesor pomiarowy typ PP-10. IŁ, 1978.

Ян Богущи

СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО СОБИРАНИЯ И ОБРАБОТКИ ДАННЫХ РАСПРОСТРАНЕНИЯ

Резюме

Система разработана с целью проведения испытаний распространения микроволн. Она позволяет определить все интересующие параметры распространения, с учетом длительности периодов глубокого замирания. Статья содержит также результаты измерений затухания трасс радиорелейных линий в диапазоне частот 6 ГГц. Таким образом подтверждается полная ценность разработанной системы.

Jan Bogucki

AUTOMATIC SYSTEM OF COLLECTING AND PROCESSING PROPAGATION DATA

Summary

The system has been developed to test microwave propagation. It enables to determine all interesting parameters, including the periods of deep fadings.

In the paper the results of measuring the attenuation of the radio link routes in the frequency band of 6 GHz, have also been presented. They testify the full value of the worked out system.

Jan Bogucki

SYSTÈME AUTOMATISÉ DE CAPTATION ET DE TRAITEMENT DES DONNÉES DE PROPAGATION

Résumé

Le système est élaboré afin de rendre possibles les essais de la propagation des microondes. Il permet de déterminer tous les intéressants paramètres de propagation, la durée des évanouissements profonds incluse.

L'article présente aussi les résultats de mesure de l'atténuation sur les trajets des faisceaux hertziens dans la bande de 6 GHz. Les résultats obtenus confirment l'utilité totale du système élaboré.

Jan Bogucki

SYSTEM FÜR AUTOMATISCHE SAMMLUNG UND VERARBEITUNG DER WELLENAUSBREITUNGSDATEN

Zusammenfassung

In dem Artikel wurde das für Messungen im Mikrowellenbereich ausgearbeitete System für automatische Sammlung und Verarbeitung der Ausbreitungsdaten beschrieben.

Das System ermöglicht alle interessierenden Ausbreitungsparameter einschließlich Dauerzeiten der tiefen Schwunde zu bestimmen. Es wurden auch Messresultate der 6 GHz Richtfunktrassen angegeben, die volle Nützlichkeit des Systems bestätigen.

BADANIA PROPAGACJI FAL W PASMIE K

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego w dniu 3.I.1984 r.

W artykule podano parametry opracowanej w IPE-PW i IŁ aparatury pomiarowej. Aparatura ta umożliwiła realizację eksperymentalnego odcinka linii radiowej o długości 3,75 km i dynamice 22 dB. Przedstawiono też wstępne wyniki badań propagacyjnych na tej trasie. Opisano również prace konstrukcyjne zmierzające do realizacji radiolinii o wyższej dynamice i większej długości.

1. WPROWADZENIE

W Zakładzie Propagacji Fal są prowadzone prace nad racjonalnym wykorzystaniem widma częstotliwości radiowych, ze szczególnym uwzględnieniem nowych zakresów fal dla systemów radiowych. Obecnie podjęto badania w zakresie pasma K, tj. od 18 do 26,5 GHz. W kraju dotychczas nie były prowadzone badania propagacyjne dotyczące tak wysokiego zakresu częstotliwości, stąd wynikła konieczność opracowania odpowiedniej aparatury pomiarowej. Odbiornik i nadajnik opracowano w Instytucie Podstaw Elektroniki Politechniki Warszawskiej, a anteny i pozostałe wyposażenie — w Instytucie Łączności. Aparatura ta umożliwiła prowadzenie badań propagacyjnych. Wstępne rezultaty tych badań wykonanych w IŁ zamieszczono w niniejszym artykule.

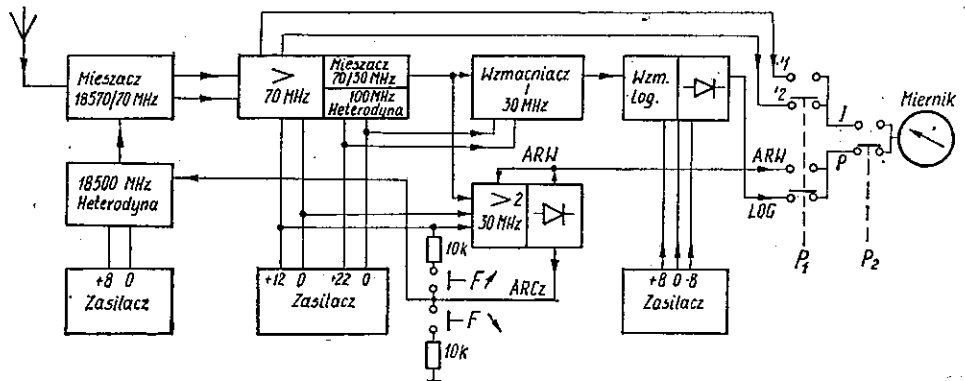
2. TŁUMIENIE WYWOŁANE PRZEZ OPADY ATMOSFERYCZNE. APARATURA POMIAROWA

Niezawodność działania linii radiowej na falach centymetrowych w istotny sposób zależy od opadów atmosferycznych oraz mgieł. Występowanie opadów na trasie fali prowadzi do pochłaniania i rozpraszania fali. Zależności matematyczne opisujące to zjawisko podano w [2]. Mgły mają na ogół mały wpływ [1], [6], [11], natomiast szczególnie duże pod względem tłumienia są opady przelotne o charakterze burzowym. Mogą one doprowadzić do zaników odbioru fali na okres nawet kilku minut. Zmniejszenie prawdopodobieństwa tego rodzaju sytuacji do dopuszczalnej granicy,

może być osiągnięte w fazie projektowania linii radiowej przez właściwy dobór jej parametrów technicznych, jeśli znane są statystyczne charakterystyki tłumienia fali. Dlatego jednym z czołowych problemów przy projektowaniu systemów telekomunikacyjnych w zakresie częstotliwości powyżej 10 GHz jest prognozowanie tłumień pochodzących od opadów deszczu lub śniegu albo gęstych mgieł. Konieczna zatem jest znajomość rozkładu (roz rozmieszczenia) opadów w przestrzeni i czasie oraz współczynników tłumienia przez nie wywołanych.

Aktualne materiały CCIR podają krzywe statystycznego rozkładu intensywności opadów w czasie dla pięciu klimatycznych stref opadowych, wyróżnionych dla całego globu ziemskiego. Obszar Polski w około 2/3 należy do strefy trzeciej (część północno-zachodnia) i w około 1/3 do strefy drugiej o większych intensywnościach opadów, obejmującej całą północną Azję. Przytoczone dane oparte są na materiałach uśrednionych w bardzo dużej skali i są zalecane do stosowania jedynie przy braku informacji bardziej szczegółowych dla danego wydzielonego terytorium. Dla uściślenia podstaw planowania wyniku więc potrzeba prowadzenia obserwacji we wszystkich mikroregionach klimatycznych i w dostatecznie długich, wielosezonowych okresach. Takie badania rozpoczęto w Instytucie Łączności, opracowując aparaturę pomiarową, która pozwoliła na uruchomienie próbnej trasy linii radiowej pasma K o bezpośredniej widoczności.

Schemat blokowy odbiornika [8] pokazano na rys. 1. Jest to układ z podwójną przemianą częstotliwości. Obie heterodyny pracują na częstotliwościach większych od częstotliwości sygnału i wyposażone są w układy napięciowej regulacji częstotliwości. Sygnał wyjściowy drugiego mieszacza ulega podziałowi między wejście toru pomiarowego oraz wejście toru automatyki częstotliwościowej i amplitudowej. Półautomatyczny układ poszukiwania sygnału pozwala na wykorzystanie pełnych możli-



Rys. 1. Schemat blokowy odbiornika pomiarowego pasma K

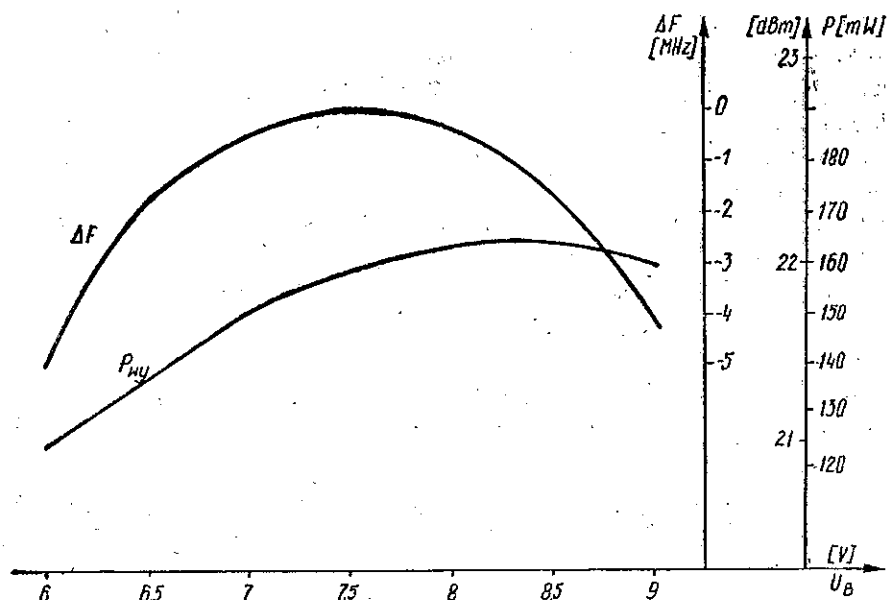
wości elektronicznego przestrajanania heterodyn, ułatwia dostrojenie odbiornika do odbieranego sygnału i uruchomienie pętli ARCz.

Układ pierwszej przemiany częstotliwości składa się z falowodowego diodowego mieszacza zrównoważonego oraz przestrajanego elektronicznie generatora z diodą Gunna. Mikrofalowy mieszacz zrównoważony składa się z 3-decybelowego sprzęgacza kierunkowego i dwóch głowic mieszających dołączonych do dwóch ramion sprzęgacza. Elementy te wykonano z zastosowaniem prowadnicy falowodowej R100 pracującej z podstawowym modem fali. W głowicach mieszających z falowodem tym skrzyżowano linię współosiową o impedancji charakterystycznej 50Ω . Z linią tą i z falowodem sprzęgnięto diodę mieszającą. Sprzężenie diody z falowodem jest regulowane przez zmianę zagłębienia diody w falowód i odległości bezkontaktowego zwieracza umieszczonego w falowodzie za diodą. Wyjściową linię współosiową zakończono gniazdem wykonanym w standardzie OSM. Filtracji sygnałów pośredniej częstotliwości dokonano przez zastosowanie filtra radialnego umieszczonego w linii współosiowej. Dopasowanie głowic umieszczonych do ramion falowodowego sprzęgacza kierunkowego realizowano w każdej głowicy poprzez trzy kołki strojące, odległe od siebie o $3/4$ długości fali w falowodzie. Zwarcie kołków w płaszczyźnie ścianki falowodu dla sygnału w.cz. uzyskano przez zastosowanie dławików ćwierćfalowych. Zakres pomiarowy tak skonstruowanego odbiornika obejmuje poziomy sygnałów od -90 dBm do -15 dBm, przy liniowym zakresie skali o dokładności nie gorszej od $\pm 0,5$ dB w zakresie od -83 dBm do -23 dBm.

Układ nadajnika zbudowano na generatorze z diodą Gunna [7]. Diodę Gunna typu MA49178 umieszczono w prostokątnej wnęce falowodowej pracującej w modzie H_{101} . Wnękę generatora sprzężono z prostokątnym falowodem wyjściowym przez otwór w przesłonie oddzielającej wnękę generatora od falowodu. Ponadto wnękę generatora zaopatrzono w dielektryczny strojnik, umożliwiający mechaniczne przestrajanie częstotliwości pracy generatora w zakresie ± 300 MHz. Zależności mocy wyjścia i częstotliwości tak skonstruowanego generatora od napięcia zasilania przedstawiono na rys. 2. Jako anteny zastosowano „rożki promieniujące” stanowiące rozszerzenie falowodu prostokątnego pobudzanego modem podstawowym. Zysk każdej z tub piramidalnych jest równy 20 dB.

3. REALIZACJA DOŚWIADCZALNEJ RADIOLINII PASMA K ORAZ WYNIKI POMIARÓW

Dysponując aparaturą pomiarową przystąpiono do realizacji radiolinii. Długość odcinka jest uzależniona czułością odbiornika, zyskami anten, mocą generatora i tłumieniem wolnej przestrzeni. Przypuśćmy, że



Rys. 2. Zależność mocy wyjściowej i częstotliwości od napięcia zasilania
($F_0 = 18.545$ MHz)

dwie anteny — nadawcza i odbiorcza o zysku $G_N = G_0 = 20$ dB są umieszczone w odległości R_L . Nadajnik ma moc $P_N = 160$ mW i pracuje na częstotliwości 18 550 MHz. Moc sygnału P_{os} odbieranego przez antenę odbiorczą z wymienionego wyżej urządzenia nadawczego określa wzór

$$P_{os} = \frac{P_N \cdot G_0 \cdot G_N \cdot \lambda^2}{(4\pi) \cdot R_L^2}$$

Podstawiając dane liczbowe, gdzie $\lambda = 16,1$ mm, otrzymujemy

$$P_{os} = \frac{2,6 \cdot 10^{-9}}{R_L^2 [\text{km}]}$$

Ponieważ czułość progowa odbiornika $P_g = 10^{-12}$ W, przyjmując zaś dynamikę układu $D = 20$ dB, więc

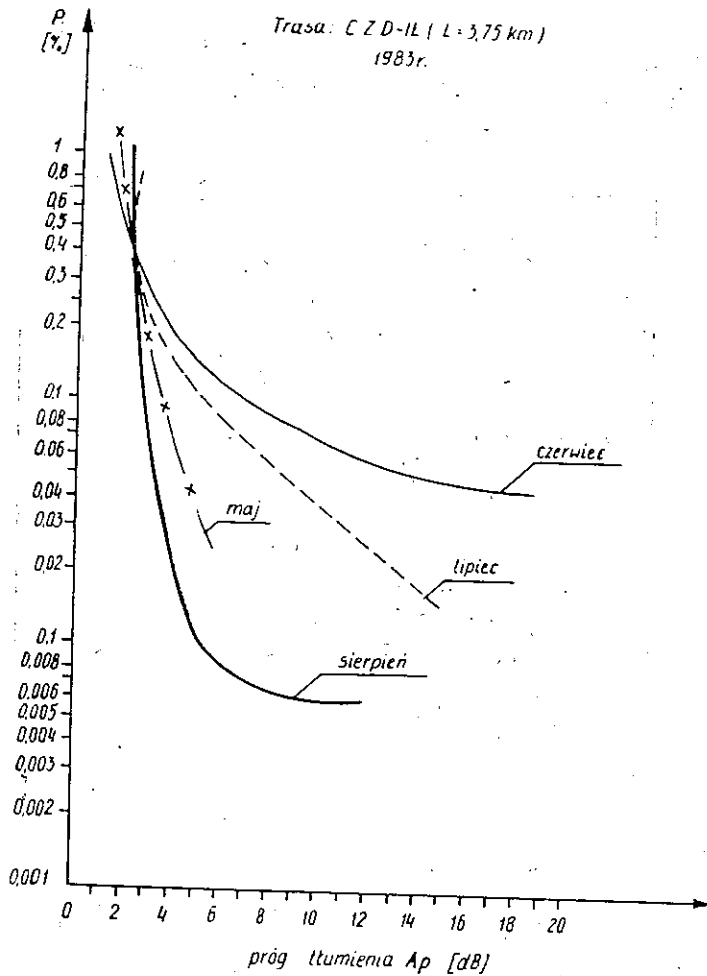
$$R_L = \sqrt{\frac{2,6 \cdot 10^{-9}}{P_g \cdot D}}$$

Po podstawieniu danych $R_L = 5,1$ km.

Ze względów organizacyjnych nadajnik umieszczono w Centrum Zdrowia Dziecka w Międzyzlesiu a odbiornik — w Instytucie Łączności w Międzyzlesiu, realizując linię o długości $R_L = 3,75$ km i dynamice $D = 22$ dB.

Od czerwca 1982 r. są prowadzone pomiary tłumienia na linii, zaś od kwietnia 1983 r. jednocześnie pomiary opadu za pomocą deszczomierza

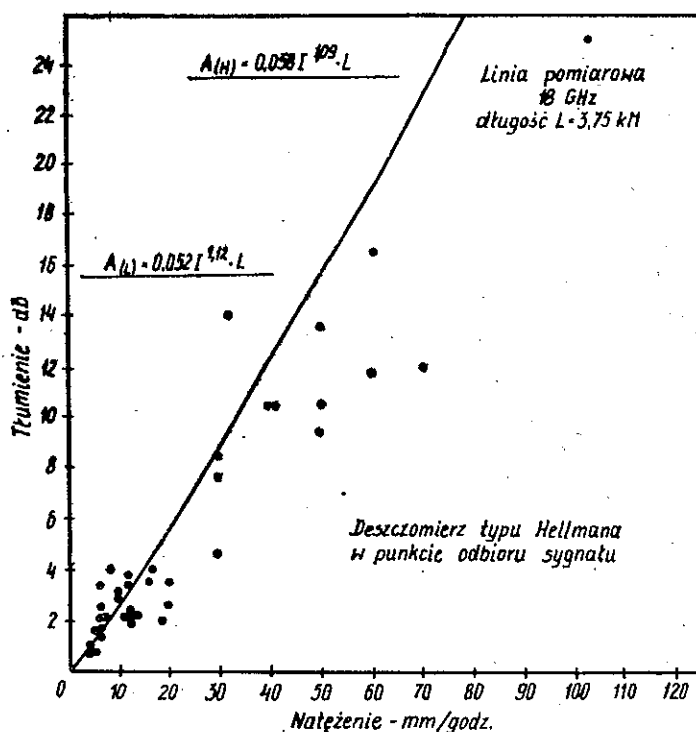
Hellmana. Z obserwacji wynika, że na tak krótkiej trasie mokry śnieg, nawet o wysokim natężeniu, nie powodował zauważalnej zmiany sygnału odbieranego. Maksymalne zaś opady deszczu doprowadziły do chwilowego przekroczenia minimalnej czułości odbiornika.



Rys. 3. Prawdopodobieństwo przekroczenia progu A_p tłumienia spowodowanego opadem deszczu

Na podstawie danych pomiarowych obliczono rozkłady prawdopodobieństwa tłumień na linii w miesiącach letnich (rys. 3) oraz przedstawiono korelację maksymalnego tłumienia na trasie z punktowym natężeniem opadu (rys. 4). Oczywiście może zachodzić niezgodność momentów występowania maksimum tłumienia fali i natężenia opadu nie tylko ze względu na naturalny brak ścisłego związku między nimi, lecz także na skutek

niedokładnego pomiaru czasu w rejestratorach: deszczomierza i odbiornika. Należy stwierdzić, że o ile oszacowanie natężenia opadu z wykresu wartości opadu jest obarczone niewielkim błędem dla natężeń do ok. 30 mm/godz., to ocena natężeń większych nastęrcza trudności. W dalszym etapie badań pomiary opadów będą prowadzone specjalnymi deszczomierzami przechyłowymi, określającymi średnie jednoniutowe natężenie opadu i rejestrującymi te wyniki na taśmie magnetofonowej jednocześnie z dokładnym zapisem czasu z rozróżnialnością 1-minutową [15]. Czujniki te są już wdrażane.



Rys. 4. Korelacja tłumienia na trasie z natężeniem opadu

Relację między tłumieniem na trasie a zmierzonym natężeniem opadu w punkcie odbiorczym sygnału przedstawia rys. 4. Zaznaczono na nim linią ciągłą zależność tłumienia na trasie A od natężenia opadu zakłócającego I_p w założeniu, że natężenie opadu wzdłuż całej trasy pozostaje stałe [10]. Wykres dla wartości punktowych I_p od 0 do 40 mm/godz. opisuje zależność:

$$A_L = \alpha \cdot I_p^\beta \cdot L \text{ [dB]}$$

w której współczynniki $\alpha = 0,052$ i $\beta = 1,12$ są zgodne z modelem opa-

dów Lawsa-Parsonsa dla słabych natężeń. Z kolei wykres dla $I_p > 40$ mm/godz. odpowiada temu samemu modelowi opadu, lecz odpowiedniemu dla wyższych natężeń — w tym przypadku $\alpha = 0,058$ zaś $\beta = 1,09$. Z rys. 4 widać, że na ogół trasa nie była pokryta całkowicie przez opad lub czujnik mierzył natężenie na skraju opadu.

Zrealizowana linia radiowa pasma K umożliwiła prowadzenie badań propagacyjnych, jednak na stosunkowo krótkiej trasie. Aktualnie zakres rejestracji tłumienia całego układu wynosi 22 db. Pozwala to na prowadzenie badań w ograniczonym zakresie. Istnieje możliwość zmierzenia tłumienia fal do ściśle określonej wartości — poniżej maksymalnej wartości tłumień, jakie występują na trasie. Badania powinny jednak określać całokształt zjawiska, a więc również powinny być rejestrowane nawet największe tłumienia fal, których prawdopodobieństwo wystąpienia jest 0,005% czy nawet 0,001%. Niestety, tłumienia fali o wartości około 30 dB, jakie wystąpiły w czerwcu 1983 r., nie mogły być rejestrowane. Z tego powodu wymagana jest większa dynamika układu.

Dla pełnego zbadania zjawisk propagacyjnych w tym zakresie częstotliwości należy wydłużyć trasę radiolinii co najmniej do 10 km. Dla dłuższej linii jest większe prawdopodobieństwo wystąpienia zjawiska opadu, a tym samym wyniki statystyczne byłyby bogatsze. W związku z tym podjęto prace konstrukcyjne, w wyniku których dynamika układu uległa zwiększeniu. W wyniku tych prac adaptowano anteny urządzenia KORAB 5 [9] dla radiolinii pasma K. Wykorzystano 1,5 m lustro anteny, natomiast układ promieniujący zbudowano z falowodu i odpowiedniej anteny tubowej.

4. OGÓLNE ZASADY PROJEKTOWANIA FALOWODÓW

Rozmiary falowodu wybranego dla konkretnego urządzenia określa się biorąc pod uwagę częstotliwość pracy, pożądany mod fali i dopuszczalną wielkość tłumienia. Dla wybranego rodzaju rozmiary falowodu muszą być na tyle duże, aby częstotliwość krytyczna była mniejsza niż częstotliwość sygnału. Jeżeli jednak rozmiary te będą tak duże, że długość fali krytycznej dla wyższych modów będzie większa od λ_0 (długość fali w wolnej przestrzeni) — to te wyższe mody mogą również propagować wzdłuż falowodu. Jest to zazwyczaj niedopuszczalne głównie dlatego, że nie jest możliwy skuteczny odbiór mocy na końcu przewodnicy, dopóki obciążenie nie jest dopasowane do jednego konkretnego modu.

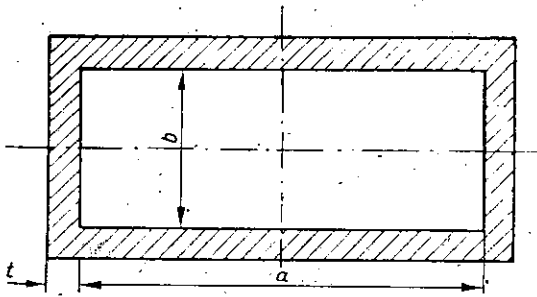
W urządzeniach radiolokacyjnych najczęściej używa się modu TE_{10} , dla którego najlepsza propagacja uzyskiwana jest przy rozmiarze a (szerszy bok falowodu — rys. 5) przekraczającym $\frac{\lambda_0}{2}$. Jednak, aby wyklu-

czyć mod TE_{20} , rozmiar musi być mniejszy niż λ_0 , natomiast rozmiar b (węższy bok falowodu — rys. 5) może być dowolnie mały nie zakłócając modu TE_{10} . Aby wykluczyć możliwość powstania modu TE_{01} , rozmiar b musi być mniejszy niż $\frac{\lambda_0}{2}$. Tak więc rozmiary poprzeczne falowodu prostokątnego powinny zawierać się w granicach

$$\frac{\lambda_0}{2} < a < \lambda_0 \quad (1)$$

$$0 < b < \frac{\lambda_0}{2} \quad (2)$$

Jeżeli rozmiary a i b zawierają się w podanych granicach, to nie może wystąpić propagacja żadnego innego modu poza TE_{10} , gdyż częstotliwości krytyczne wszystkich wyższych modów są wyższe niż aktualna częstotliwość pracy.



Rys. 5. Podstawowe rozmiary falowodu

Dla długości fali $\lambda_0 = 16,6$ mm warunek (1) i (2) spełnia prowadnica falowodowa typu R 220 [13].

Po określeniu rozmiarów a i b , konstruktor powinien wziąć pod uwagę parametry mechaniczne wymagane w konkretnym projekcie. Zwykle podstawą jest standardowy szereg typów stosowanych w przemyśle i dla celów wojskowych. Parametry typowych falowodów łącznie z ich oznaczeniami podaje IEC (International Electrotechnical Commission), a także uwzględnia je polska norma [13]. Podaje ona rozmiary wewnętrzne i zewnętrzne łącznie z tolerancjami wykonania, a także inne parametry elektryczne i mechaniczne.

Tłumienie fali w falowodzie wynika ze strat mocy w metalu oraz w dielektryku wypełniającym falowód. Straty w metalu związane są głównie z rezystywnością materiału w warstwie odpowiadającej głębokości wnikania δ . Jest to głębokość, na której gęstość prądu maleje e razy w porównaniu z wartością przy powierzchni. Określa ją wzór

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}}$$

gdzie:

ω — pulsacja $\left[\frac{\text{rd}}{\text{sek}} \right]$;

μ — przenikalność magnetyczna $\left[\frac{\text{H}}{\text{m}} \right]$;

σ — przewodność właściwa $\left[\frac{\text{S}}{\text{m}} \right]$.

Współczynnik tłumienia α zależy od rozmiarów falowodu oraz od rodzaju rozkładu pola elektromagnetycznego. Na przykład, dla miedzianego falowodu prostokątnego wypełnionego powietrzem, pracującego w modzie podstawowym TE_{01} , współczynnik tłumienia wynosi

$$\alpha = \frac{4,649}{a^{\frac{3}{2}}} \frac{\frac{a}{2b} \left(\frac{f}{f_{kr}} \right)^{\frac{3}{2}} + \left(\frac{f}{f_{kr}} \right)^{\frac{1}{2}}}{\sqrt{\left(\frac{f}{f_{kr}} \right)^2 - 1}} \left[\frac{\text{dB}}{\text{m}} \right]$$

gdzie:

a, b — rozmiary falowodu w [mm];

f — częstotliwość sygnału;

f_{kr} — częstotliwość krytyczna.

Stała 4,649 jest słuszna dla miedzi. Dla innego materiału wystarczy pomnożyć tę stałą przez stosunek rezystywności zastosowanego materiału do rezystywności miedzi. Można również stwierdzić, że

$$\alpha = \frac{0,561 \sqrt{\rho}}{a^{\frac{3}{2}}} \cdot A$$

przy czym

$$A = \frac{\frac{a}{b} + 2 \left(\frac{\lambda_0}{2a} \right)^2}{\sqrt{\left(\frac{\lambda_0}{2a} \right)^2 - \left(\frac{\lambda_0}{2a} \right)^3}}$$

gdzie:

ρ — rezystywność metalu, z którego wykonane są ścianki falowodu;

a, b — rozmiary falowodu [m].

Dla falowodu R220 i długości fali $\lambda_0 = 16,6$ mm otrzymujemy:

$$\rho_{\text{M0}} = 7,0 \cdot 10^{-8} [\Omega \cdot \text{m}] \quad \alpha = 0,67 \left[\frac{\text{dB}}{\text{m}} \right]$$

$$\rho_{\text{AL}} = 2,88 \cdot 10^{-8} [\Omega \cdot \text{m}] \quad \alpha = 0,57 \left[\frac{\text{dB}}{\text{m}} \right]$$

$$\rho_{AE} = 1,59 \cdot 10^{-8} [\Omega \cdot m] \quad \alpha = 0,43 \left[\frac{dB}{m} \right]$$

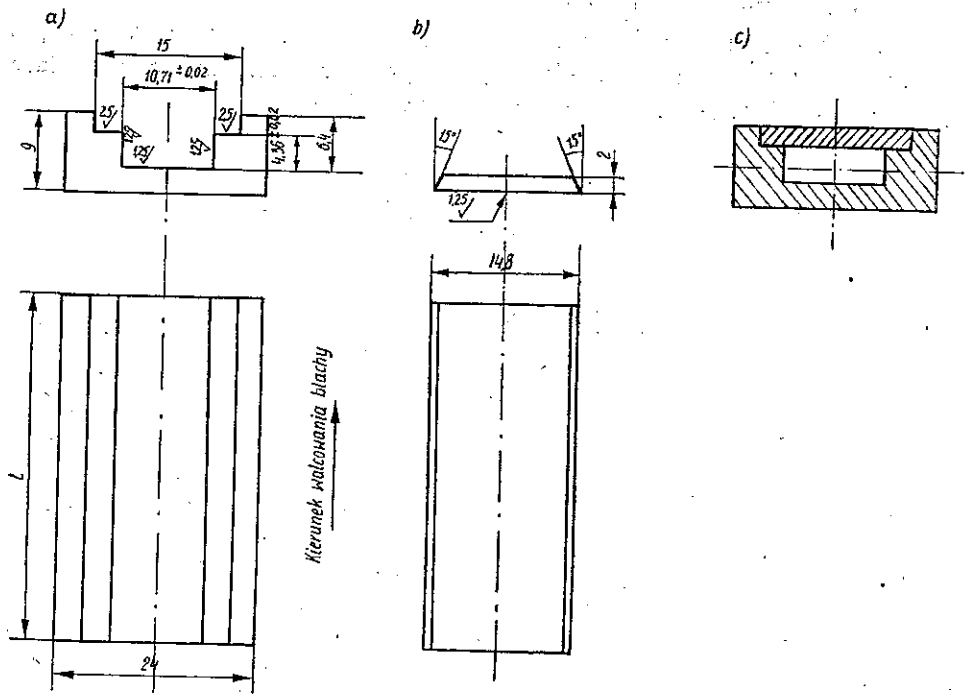
W przypadku dielektryku powietrznego straty są do pominięcia, ale mogą mieć istotne znaczenie, jeśli falowód wypełniony jest innym dielektrykiem. Straty dielektryczne wynikają z dość złożonych zjawisk, które powodują, że przenikalność dielektryczna jest wartością zespoloną.

Zdolność falowodu do przenoszenia dużej mocy ograniczona jest wytrzymałością elektryczną dielektryku przy dużym natężeniu pola elektrycznego. Dla falowodu prostokątnego moc odpowiadająca maksymalnemu natężeniu pola wynosi

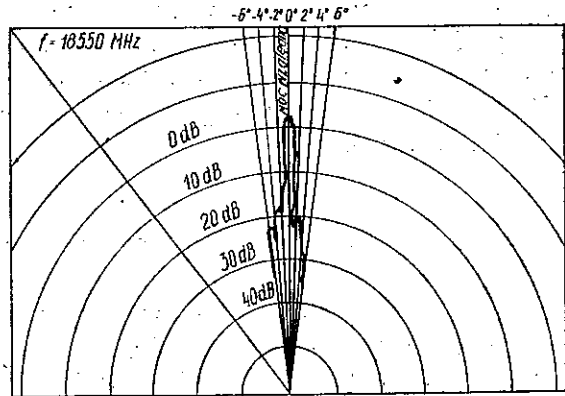
$$P_{\max} = 6,64 \cdot 10^{-6} \cdot E_{\max}^2 \cdot a \cdot b \cdot \frac{\lambda_0}{\lambda_f} [\text{W}]$$

gdzie:

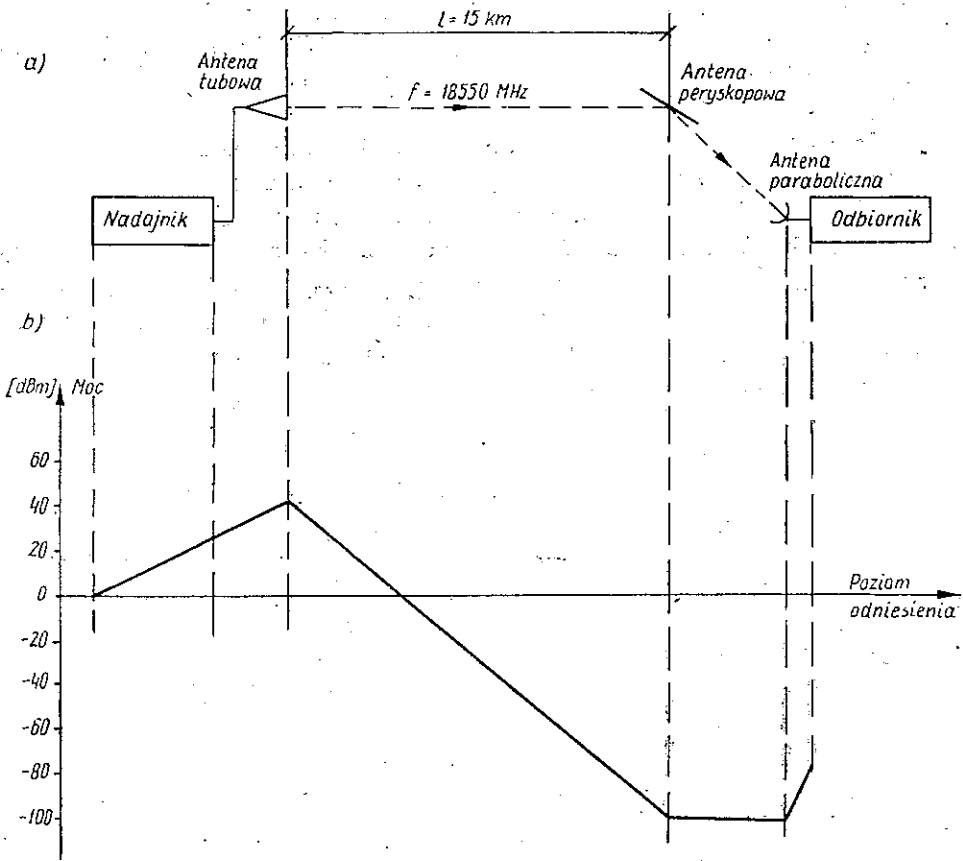
- E_{\max} — maksymalne dopuszczalne natężenie pola $\left[\frac{\text{V}}{\text{cm}} \right]$;
- a, b — rozmiary falowodu [mm];
- λ_0 — długość fali w wolnej przestrzeni [mm];
- λ_f — długość fali w falowodzie [mm].



Rys. 6. Elementy składowe przewodnicy
 a — rynna, b — pokrywa, c — falowód po złożeniu



Rys. 7. Charakterystyka anteny



Rys. 8. Schemat radiolinii (a) i jej bilans mocy (b)

Wytrzymałość falowodu pod względem mocy promieniowania może być znacznie zwiększona przez wypełnienie go sprężonym powietrzem. Ponadto wytrzymałość na przebicie wzrasta z wysokością falowodu.

Dla falowodu R220 teoretycznie maksymalna moc przy częstotliwości 18 GHz wynosi 43 kW.

5. REALIZACJA RADIOLINII O WIĘKSZEJ DYNAMICE

Uwzględniając wszystkie wyżej wymienione uwagi, stwierdzono, że układ oświetlający paraboloid będzie zbudowany na przewodnicy falowodowej R220. Falowód taki został wykonany w Instytucie Łączności. Frezowano najpierw rynnę falowodu (rys. 6a), następnie pokrywę (rys. 6b) i wtedy dopiero całość lutowano (rys. 6c). Na rysunkach wszystkie rozmiary są większe niż przewiduje polska norma, gdyż płaszczyzny wewnętrzne są później srebrzone. Tak wykonany falowód ma wszystkie rozmiary wewnętrzne zgodne z polską normą, a parametry elektryczne zgodne z danymi katalogowymi. Zastosowano — ze względu na łatwość utrzymania wewnętrznych tolerancji przy obróbce mechanicznej — grubsze ścianki falowodu, gdyż $t = 6,6$ mm.

Podobną technologię zastosowano przy wykonaniu załamań 90° w płaszczyźnie E i H oraz anteny tubowej. Źródło oświetlające ma zysk równy 9 dB, a szerokość wiązki w płaszczyźnie E i H równą $52,1^\circ$.

Antena składająca się z 1,5 m paraboloidu „Korabia” oraz tak wykonanego układu oświetlającego ma charakterystykę jak na rys. 7 i pozwala na realizację radiolinii o większej dynamice i długości (rys. 8), nawet gdy jedna antena pozostanie tubową. Dodatkowo — z powodu braku odpowiedniej wieży — zastosowana będzie antena peryskopowa.

6. WNIOSKI

Przedstawione wyniki pomiarów dotyczą stosunkowo krótkiego okresu pomiarowego. Z tego względu nie jest obecnie możliwe wyciąganie ogólnych wniosków dotyczących krajowych warunków propagacyjnych dla tego zakresu. Również ograniczenia pomiarowe powodowały, że nie mógł być badany całokształt zjawiska, a ze względu na długość trasy — częstość zdarzeń jest stosunkowo mała. Dlatego konieczne było podjęcie prac konstrukcyjnych, mających na celu zwiększenie dynamiki układu. Pozwoli to na:

- a) rejestrowanie nawet największych tłumień fali, których prawdopodobieństwo wystąpienia jest $0,001\%$;

b) wydłużyć trasę, a tym samym większe będzie prawdopodobieństwo wystąpienia zjawiska opadu.

Przytoczone wyniki pozwalają jednak na zorientowanie się, jakiego typu zjawiska występują w tym zakresie częstotliwości oraz na ocenę przydatności opracowanej aparatury. Z dotychczasowych obserwacji wynika silna zależność tłumienia sygnału od natężenia opadu. Mimo stosunkowo krótkiej trasy, wartość tłumienia dodatkowego jest znaczna — nawet powyżej 20 dB.

WYKAZ LITERATURY

1. Attenuation by atmospheric gases. CCIR. Rep. 719, Doc. 5/10027, Geneva 1982.
2. *Bogucki J.*: System automatycznego zbierania i przetwarzania danych propagacyjnych. Prace IŁ, nr 92, 1985.
3. *Bogucki J.*: Trasa linii radiowej pasma K o bezpośredniej widoczności. Referaty Problemowe, z. 56, 1982.
4. *Bogucki J., Kawecki A.*: Pomiary na trasach linii radiowych o bezpośredniej widoczności w zakresie powyżej 10 GHz. Pomiary tłumienności w zależności od warunków meteorologicznych w sezonie 82/83. IŁ, Warszawa 1983.
5. *Gandhi P.O.*: Microwave engineering and applications. Pergamon Press Inc., New York 1981.
6. *Hall M.P.M.*: Effects of the troposphere on radio communication. Peter Peregrinus Ltd., New York 1979.
7. Instrukcja IPW PE: Nadajnik 18 GHz.
8. Instrukcja IPW PE: Odbiornik pomiarowy 18 GHz.
9. Instrukcja urzędnika „KORAB 5”. G.Z.E. — Unimor.
10. *Kawecki A.*: Przewidywane tłumienie fal przez deszcz w liniach radiowych na obszarze Polski. IŁ, Warszawa 1982; Prace IŁ, nr 90, 1983.
11. *Mathieu M.*: Telecommunications par faisceau hertzien. Dunod, Paris 1979.
12. *Pokras A.M.*: Pierskopiczskie anteny i bsprowodnje linii peredaczi, Swiaźdat, Moskwa 1963.
13. Polskie normy: PN-66/T-80300 i PN-75/T-80301.
14. Radio emission due to absorption by atmospheric gases and precipitation. CCIR. Rep. Doc. 5/1025, Kyoto 1978.
15. *Skonieczny W.*: System rejestracji i analizy intensywności opadów deszczu. Opis budowy i działania urządzeń. IŁ, Warszawa 1980.

Ян Богущки

ИССЛЕДОВАНИЯ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В ДИАПАЗОНЕ К

Резюме

В статье приводятся параметры измерительной аппаратуры разработанной в Варшавском Технологическом Институте и в Институте Связи. Аппаратура обеспечивает реализацию экспериментального участка радиолинии с протяженностью 3,75 км и динамикой 22 дБ.

Представлено предварительные результаты исследования распространения радиоволн на этой трассе. Описано также конструкционные работы над созданием радиолинии большей протяженности и с большей динамикой.

Jan Bogucki

RESEARCH OF WAVE PROPAGATION IN BAND K

Summary

This paper gives the parameters of the equipments for propagation investigation in band K designed by the Warsaw Politechnic and the Insitute of Telecommunications.

With the above mentioned equipment it was possible to design the experimental radio link of length 3,75 km and dynamics 22 dB. The paper shows the first propagation measure results and describes the construction works aiming to radio link realization with higher dynamics and greater length.

Jan Bogucki

ÉTUDES DE PROPAGATION DANS LA BANDE K

Résumé

L'article présente les caractéristiques des équipements de mesure de propagation dans la bande K, mis en oeuvre à l'Ecole Polytechnique de Varsovie et à l'Institut des Télécommunications.

Ces équipements ont rendu possible la réalisation d'une liaison hertzienne expérimentale d'une longueur de 3,75 km et la dynamique de 22 dB. L'article indique les premiers résultats des études de propagation et décrit les recherches visant vers la réalisation des liaisons hertziennes plus longue et la dynamique plus forte.

Jan Bogucki

WELLENAUSBREITUNGSMESSUNGEN IM K-BAND

Zusammenfassung

In dem Artikel wurden die Parameter der im IPE-PW (Institut für Grundlagen der Elektronik — Warschauer Technische Hochschule) und IL (Institut für Fernmeldewesen) ausgearbeiteten Messapparatur angegeben. Die Apparatur ermöglichte die Realisierung der experimentalen Richtfunkverbindung mit Länge 3,75 km und Dynamik 22 dB. Es wurden Anfangsergebnisse der Ausbreitungsmessungen auf dieser Trasse dargestellt.

Es wurden auch Konstruktionsarbeiten zur Realisierung einer Funklinie mit grösserer Dynamik und grösserer Länge beschrieben.

AUTORZY

Doc. mgr inż. Andrzej Kielkiewicz urodził się 21 czerwca 1921 roku w Warszawie. Po ukończeniu na Politechnice Warszawskiej studiów wyższych w dziedzinie telekomunikacji, rozpoczął pracę w Zakładzie Telewizji Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego, przekształconego później na Instytutu Łączności, gdzie pracuje do chwili obecnej na stanowisku docenta. W pierwszym okresie pracy bierze czynny udział w opracowaniu urządzeń studyjnych telewizji monochromatycznej i wprowadzaniu telewizji do użytku w Polsce. Zajmuje się badaniami systemów telewizji monochromatycznej i kolorowej i zagadnień miernictwa telewizyjnego. Poza tym rozwija ożywioną działalność dydaktyczną i publicystyczną. Bierze również czynny udział w pracach międzynarodowych organizacji telekomunikacyjnych.



Inż. Jan Bogucki — notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu Łączności, z. 1(77), 1975.

Doc. dr hab. Stanisław Dymowski — notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu Łączności, nr 90, 1984.

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA 1985

Wydanie 1. Nakład 550+60 egz. Ark. wyd. 7. Ark. druk. 7,5 (9,98A).
Oddano do składu w październiku 1984. Podpisano do druku i druk
ukończono w maju 1985. Papier druk. sat. kl. IV, 80 g, 70×100 cm.
Zam. P/118/84. K/9525

PZGMK-7 --- zlecenie nr 70625/84

E r r a t a

do pracy zbiorowej pt. "Prace Instytutu Łączności Nr 92"

Str.	Wiersz	Jest	Powinno być
8	8 od góry	wyznaczamy	wymagamy
10	13 od góry	odpowiednie	odpowiednio
91	6 od góry	opadu	opadu
91	11 od góry	liczbie	liczbie