

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA
Instytutu Łączności
Nr _____

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

NR 95

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

1. Tadeusz Zagrobelny — Zmodyfikowany korektor tłumieniowy błędów przypadkowych o działaniu selektywnym	3
2. Ślawoj Walaszek — Model procedury obsługi zespołów komutacyjnych z uwzględnieniem uszkodzeń bez blokady	17
3. Alina Karwowska-Lamparska — Optimalizacja systemu przesyłania składowych sygnału telewizji kolorowej ze zwielokrotnieniem w czasie	29
4. Ryszard Jagielnicki — Kryterium oceny jakości obrazu telewizyjnego w obecności zakłóceń koherentnych	39
5. Wojciech Skonieczny — Pomiar intensywności opadów deszczu dla potrzeb radiokomunikacji	49
6. Marian Kisło — Porównanie wyników obliczeń wartości natężenia pola z wynikami pomiarów propagacyjnych w zakresie ~ 300 MHz	71
7. Andrzej Karwowski — Teoria poziomej anteny liniowej nad ziemią stratną	89
8. Ryszard Floryński — Współczynnik pokrycia widmowego sygnału i zakłóceń jako miara jakości transmisji radiotelegraficznej na falach krótkich	105

СОДЕРЖАНИЕ

1. Тадэуш Загробельны — Модифицированный выравниватель затухания случайных погрешностей с селективным воздействием	3
2. Славой Валашэк — Модуль процедуры обслуживания коммутационных блоков с учетом повреждений без блокады	17
3. Алина Карвовска-Лямпарска — Оптимализация системы передачи составляющих сигнала цветного телевидения с временным уплотнением	29
4. Рышард Ягельніцкі — Критерий оценки качества телевизионного изображения при наличии когерентных помех	39
5. Войцех Сконачны — Измерения интенсивности осадков дождя для нужд радиосвязи	49
6. Мариан Кисло — Сравнение результатов расчета значений поля с результатами измерений распространения радиоволн в диапазоне — 300 МГц	71
7. Анжей Карвовски — Теория горизонтальной линейной антенны над землей с потерями	89
8. Рышард Флорынски — Коэффициент покрытия спектра а и помех как мера качества радиотелеграфной КВ передачи	1

CONTENS

1. Tadeusz Zagrobelny — Modified attenuation equalizer of random errors operating selectively	3
2. Ślawoj Walaszek — Procedure model of servicing switching sets allowing for failures without blocking	17
3. Alina Karwowska-Lamparska — Optimization of transmission systems of colour television signal components with time multiplexing	29
4. Ryszard Jagielnicki — Criterion of the television picture quality estimation in the presence of coherent disturbances	39
5. Wojciech Skonieczny — Measurements of rainfall intensity for radio communication use	49
6. Marian Kisło — Comparison between the calculation results of the field intensity values and of the measurement results of the propagation in the frequency range — 300 MHz	71
7. Andrzej Karwowski — Theory of a horizontal wire antenna above a lossy ground	89
8. Ryszard Floryński — Signal and interference spectra covering coefficient as a measure of HF radiotelegraphy transmission quality	105

SOMMAIRE

1. Tadeusz Zagrobelny — Correcteur d'affaiblissement modifié des erreurs aleatoires fonctionnant sélectif	3
2. Ślawoj Walaszek — Modèle d'une procédure de maintenance des unités de commutation prenant en compte des défaillances sans blocage des organes en question	17

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA
Instytutu Łączności
Nr _____

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

NR 95

WARSZAWA 1987

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny
Redaktor Naczelny — dr inż. *Krystyn Plewko*
Z-ca Redaktora Naczelnego — dr inż. *Stanisław Sońta*

Redaktorzy działów:
dr inż. *Alina Karwowska-Lamparska*
mgr inż. *Mirosław Żurawski*

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

© Copyright by Instytut Łączności, Warszawa 1987

ISSN 0020-451X

Wydawnictwo nieperiodyczne

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności
Redaktor IŁ — mgr *Krystyna Juszkiewicz*
Redaktor WKŁ — mgr inż. *Zofia Wodzyńska*

ZMODYFIKOWANY KOREKTOR TŁUMIENIOWY BŁĘDÓW PRZYPADKOWYCH O DZIAŁANIU SELEKTYWNYM

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dn. 1986.06.02

W artykule przedstawiono nową odmianę układów korekcyjnych o działaniu selektywnym (tzw. „lokalnych”), z których tworzone są korektory błędów przypadkowych do kompensacji nieregularnych zniekształceń tłumieniowych w szerokopasmowych analogowych systemach teletransmisyjnych. Układy te charakteryzują się tym, że regulację ich tłumienności przeprowadza się w sposób selektywny, niezależnie w czterech wąskich pasmach częstotliwości (dostatecznie oddalonych od siebie). Dokonano analizy i podano wzory do obliczania takich układów korekcyjnych oraz korektorów błędów przypadkowych bazujących na tych układach.

1. WPROWADZENIE

Korektory tłumieniowe błędów przypadkowych (nazywane też korektorami dokładnymi) są stosowane w analogowych nośnych systemach teletransmisyjnych (zwłaszcza o dużej krotności) do kompensacji nieregularnych zniekształceń tłumieniowych, które kumulują się wzdłuż traktu liniowego. Korektory tego rodzaju przeważnie są oparte na regulowanych układach korekcyjnych, którym początek dał Bode, a których podstawową cechą jest prosty i ekonomiczny sposób regulacji tłumienności za pomocą dwóch wydzielonych rezystancji.

Z punktu widzenia sposobu przeprowadzania korekcji, korektory błędów przypadkowych można podzielić na dwie grupy:

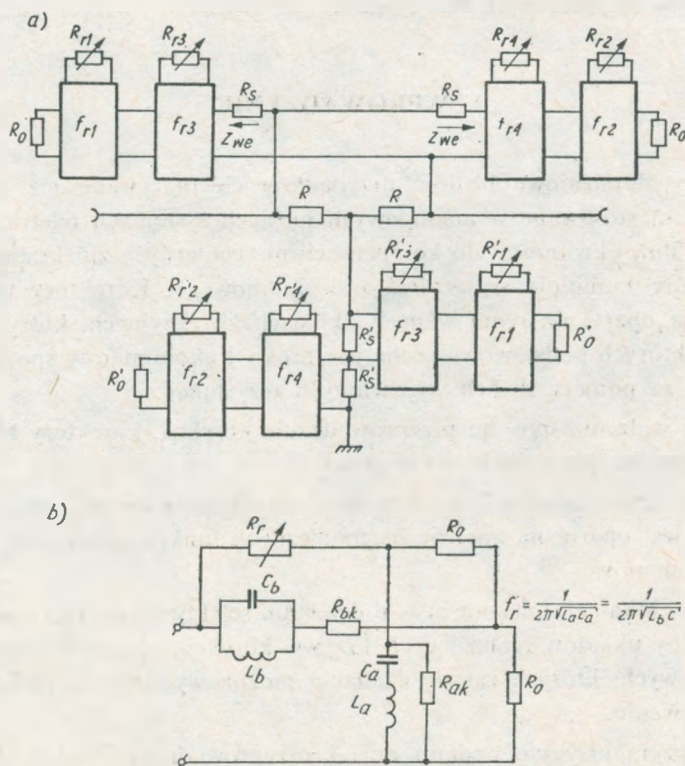
- a) korektory „harmoniczne” o działaniu szerokopasmowym, których zasada działania jest oparta na analizie harmonicznych funkcji obrazującej zniekształcenia tłumieniowe;
- b) korektory „lokalne” (pasmowe) – o działaniu selektywnym, zbudowane z określonej liczby układów realizujących krzywe korekcji, mające kształt krzywych rezonansowych, których zasadę działania można wyjaśnić na podstawie teorii o próbkowaniu.

W niniejszym artykule podano opis i przeprowadzono analizę tłumienności korektora błędów przypadkowych bazującego na nowej odmianie selektywnych układów korekcyjnych „poczwórnych”, charakteryzujących się tym, że regulację

ich tłumienności można przeprowadzać w sposób selektywny, niezależnie w czterech wąskich pasmach częstotliwości. W porównaniu z dotychczas znanymi z literatury korektorami tego typu — „podwójnymi”, mają dwukrotnie mniejszą tłumienność średnią, co daje znaczny zysk przy realizacji wzmacniaków. Korektory takie zostały zastosowane w urządzeniach systemu TN 2700, przygotowywanych aktualnie do produkcji w kraju.

2. UKŁAD KOREKTORA PASMOWEGO POCZWÓRNEGO (O CZTERECH PASMACH DZIAŁANIA)

Na rys. 1 przedstawiono układ korektora, którego tłumienność może być regulowana w sposób selektywny, niezależnie w czterech wąskich pasmach częstotliwości. W każdym z tych podzakresów charakterystyka tłumieniowo-częstotli-



Rys. 1. Układ korektora pasmowego poczwórnego
a) schemat blokowy; b) schemat czwornika pomocniczego

wościowa ma kształt krzywej rezonansowej, którą można w przybliżeniu aproksymować za pomocą funkcji:

$$H(w) = \frac{\sin [\pi (w - w_r) / \Delta w]}{\pi (w - w_r) / \Delta w} \quad (1)$$

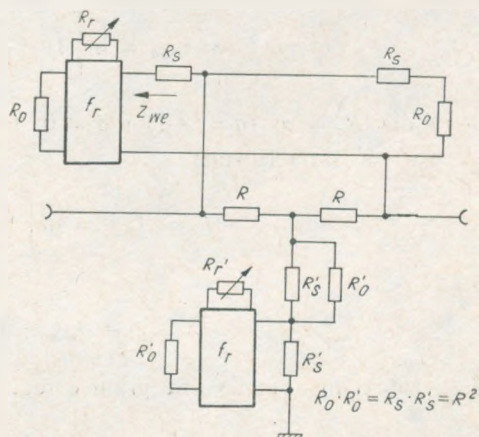
gdzie:

- $w = \lg f$,
- $\Delta w = w_2 - w_1$ – szerokość pasma regulacji tłumienności,
- $w_r = \lg f_r$,
- f_r – częstotliwość środkowa pasma regulacji w Hz.

Układ tego korektora ma strukturę T-zbocznikowaną, w którym w gałęzie wzdłużną i poprzeczną włączono po dwie pary pomocniczych czwórników kształtujących charakterystykę przenoszenia korektora. Czwórniki te są układami selektywnymi i mają również strukturę T-zbocznikowaną (por. rys. 1b).

Impedancje wejściowe tych czwórników pomocniczych są regulowane poprzez zmianę rezystancji R_r i $R'_r = \frac{R^2}{R_r}$, stanowiących ich obciążenie. Powoduje to w konsekwencji zmianę tłumienności korektora w pasmie objętym daną krzywą korekcji.

Dla zapewnienia selektywnej i kontrolowanej regulacji tłumienności, tj. aby regulacja tłumienności w jednym podzakresie częstotliwości nie powodowała zmiany tłumienności w innym podzakresie, konieczne jest, żeby częstotliwości środkowe f_r , przy których występują ekstrema impedancji wejściowych czwórników pomocniczych, były dostatecznie oddalone od siebie (podzakresy nie powinny nachodzić na siebie). Można przyjąć, że impedancja wejściowa każdego z czwórników pomocniczych Z_{we} jest praktycznie stała i równa rezystancji falowej R_0 dla częstotliwości leżących na zewnątrz danej krzywej korekcyjnej. Uwzględniając ten fakt, układ korektora według rys. 1a można przedstawić, dla uproszczenia analizy, w postaci jak na rys. 2. Zakładając następnie, że czwórniki pomocnicze włączone w gałąź



Rys. 2. Uproszczony schemat korektora o regulowanej selektywnie tłumienności w odniesieniu do jednego pasma częstotliwości

poprzeczną i wzdłużną podstawowego układu są dualne względem siebie oraz że spełniony jest warunek przeciwstawności:

$$R_0 R'_0 = R_s R'_s = R_r R'_r = R^2,$$

tamowność układu według rys. 2 można wyrazić wzorem:

$$\Gamma = \ln \left[1 + \frac{R_0 + R_s}{2R} \cdot \frac{R_0 + R_s + (R_0 - R_s) q e^{-2g}}{R_0 + R_s (1 - q e^{-2g})} \right] (\text{Np}), \quad (2)$$

gdzie:

$$q = \frac{R_r - R_0}{R_r + R_0}, \quad (3)$$

R_0 i R'_0 – rezystancje falowe czwórników pomocniczych w gałęzi wzdłużnej i poprzecznej,

R_r i R'_r – rezystancje regulowane stanowiące obciążenie tych czwórników,

R_s i R'_s – rezystancje (symetryzujące) – w gałęzi wzdłużnej i poprzecznej,

R – rezystancja falowa korektora,

$g = a + jb$ – tamowność falowa czwórników pomocniczych.

W przypadku gdy $R_r = R_0$ ($q = 0$), niezależnie od tego, jaką wartość przyjmie g (tj. dla wszystkich częstotliwości) oraz w przypadku gdy $g \rightarrow \infty$, niezależnie od wartości rezystancji regulowanej R_r , tamowność korektora jest stała i uzyskuje wartość średnią równą:

$$\Gamma = A_0 = \ln \left(1 + \frac{R_0 + R_s}{2R} \right) (\text{Np}) \quad (4)$$

Natomiast w warunkach skrajnych, tj.:

– dla $R_r = 0$ ($q = -1$) i $g = 0$, tamowność korektora przyjmuje wartość stałą minimalną:

$$\Gamma = A_{\min} = \ln \left[1 + \frac{R_s + (R_0 + R_s)}{R (R_0 + 2R_s)} \right] (\text{Np}), \quad (5)$$

– a dla $R_r = \infty$ ($q = +1$) i $g = 0$, tamowność korektora osiąga maksymalną wartość stałą równą:

$$\Gamma = A_{\max} = \ln \left[1 + \frac{R_0 + R_s}{R} \right] (\text{Np}). \quad (6)$$

stąd

$$\Delta A_{\max} = A_{\max} - A_0 = \ln [2 - e^{-A_0}]. \quad (7)$$

Jeśli założymy symetryczne granice regulacji tłumienności korektora, tj. aby:

$$A_{\max} - A_0 = A_0 - A_{\min} = \Delta A_{\max}, \quad (8)$$

powinny być spełnione następujące zależności:

$$\frac{R_s}{R_0} = \frac{1 - e^{-A_0}}{2}, \quad (9)$$

oraz

$$\frac{R}{R_0} = \frac{3 - e^{-A_0}}{4(e^{A_0} - 1)}, \quad (10)$$

Uwzględniając powyższe zależności tłumienność korektora możemy określić wzorem:

$$\Gamma = A_0 + 2 \operatorname{arth}(ke^{-2a}) \text{ (Np)}, \quad (11)$$

gdzie:

$$k = q \frac{e^{A_0} - 1}{3e^{A_0} - 1}. \quad (12)$$

Dla małych wartości k , np. nie przekraczających wartości 0,2 (co ma miejsce w praktyce), wzór (11) można uprościć do postaci

$$\Gamma = A_0 + 2ke^{-2a}. \quad (13)$$

Uwzględniając następnie, że $\Gamma = A + jB$ i $g = a + jb$, wzór na tłumienność korektora według rys. 2 możemy ostatecznie przedstawić w postaci:

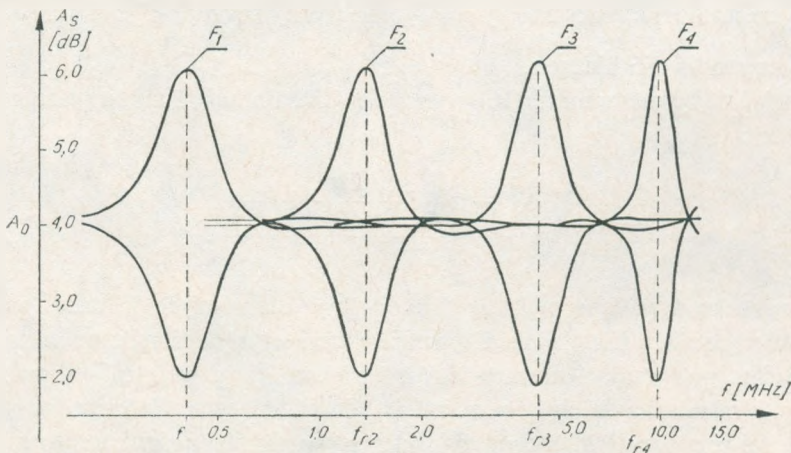
$$A = A_0 + 2ke^{-2a} \cdot \cos 2b = A_0 + 2kF \text{ (Np)}, \quad (14)$$

gdzie $F = e^{-2a} \cdot \cos 2b$.

Natomiast tłumienność pełnego korektora poczwórnego według rys. 1 można w przybliżeniu wyrazić wzorem:

$$A = A_0 + 2(k_1 F_1 + k_2 F_2 + k_3 F_3 + k_4 F_4). \quad (15)$$

Przykład charakterystyki tłumieniowości korektora poczwórnego podano na rys. 3.



Rys. 3. Charakterystyka tłumieniowa korektora poczwórnego

Należy zauważyć, że parametr k występujący w powyższych wzorach jest funkcją regulowanej rezystancji R_r [patrz wzór (3) i (12)] i nie zależy od częstotliwości. Natomiast funkcja $F = e^{-2a} \cdot \cos 2b$ określa przebieg charakterystyki tłumieniowo-częstotliwościowej korektora i zależy od parametrów danego czwórnika pomocniczego.

W przypadku czwórników pomocniczych o strukturze jak na rys. 1b funkcję F można wyrazić wzorem:

$$F = e^{-2a} \frac{2 + K(2e^{-2a} - 1) + \frac{1}{K}(2e^{2a} - 1)}{2 + K + \frac{1}{K}}, \quad (16)$$

gdzie:

$$K = e^{a_{\max}} = 1 = \frac{R_{ak}}{R_o}, \quad (17)$$

a_{\max} – maksymalna tłumienność falowa czwórników pomocniczych.

Tłumienność falową czwórników pomocniczych według rys. 1b można wyrazić wzorem:

$$e^{2a} = 1 + \frac{K^2 - 1}{1 + K/y^2}, \quad (18)$$

gdzie:

$$y = \frac{f^2 - f_r^2}{f} \cdot \frac{f_d}{f_r^2 - f_d^2}, \quad (19)$$

f_r – częstotliwość środkowa, przy której $a = 0$,

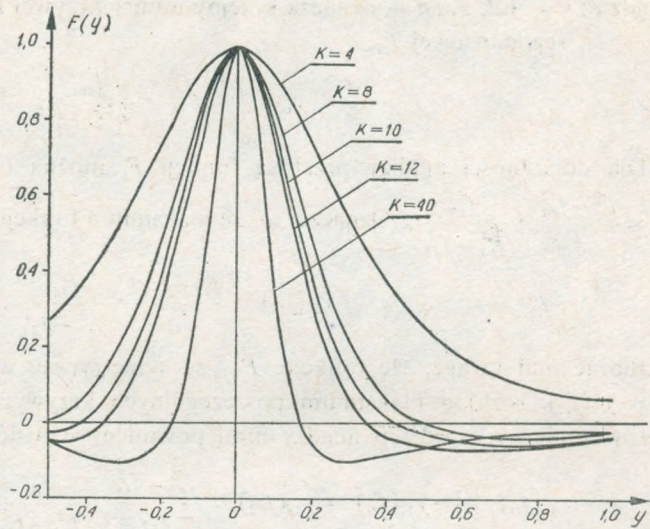
f_d – częstotliwość, przy której $a = \frac{1}{2} a_{\max}$, przy czym $f_d < f_r$,

f – częstotliwość bieżąca.

Uwzględniając we wzorze (16) wyrażenie (18), funkcję F możemy doprowadzić do postaci:

$$F = \frac{y^4 - y^2 \left(K + \frac{1}{K} - 4 \right) + 1}{(y^2 K + 1)^2}. \quad (20)$$

Na rysunku 4 podano wykresy funkcji $F(y)$ dla różnych wartości parametru K , od którego zależy kształt i selektywność charakterystyki tłumienności korektora. Jak widać z tego rysunku, im wartość K jest większa, tj. im większa jest maksymalna wartość tłumienności falowej czwórników dopełniających (która zależy z kolei od wartości rezystancji R_{ak}), tym charakterystyka tłumienności korektora jest bardziej selektywna, ale jednocześnie wykazuje większe „zwisy” na skrajach pasma



Rys. 4. Wykres funkcji $F(y)$

tłumienności. Należy zauważyć, że zarówno zbyt duże „zwiszy”, jak i zbyt duże „rozmycie” (mała selektywność) charakterystyki na skrajach pasma tłumienia jest niekorzystne w przypadku tworzenia korektora uniwersalnego. Najkorzystniejszy przebieg charakterystyki $F(y)$ jest dla $K = 8 \div 10$.

Selektywność charakterystyki tłumienności w funkcji częstotliwości zależy oczywiście od stosunku $\frac{f_d}{f_r}$ – im ten stosunek będzie bliższy 1, tym selektywność charakterystyki będzie większa. Jednakże w przypadku korektora błędów przypadkowych, składającego się z wielu pasmowych układów korekcyjnych o działaniu lokalnym, selektywność krzywych korekcji należy rozpatrywać w kontekście požądanej dokładności korekcji i rozstawienia tych krzywych na skali częstotliwości. Zagadnienie to rozważane jest w następnym punkcie.

3. OPTIMALIZACJA SELEKTYWNOŚCI I ROZMIESZCZENIA KRZYWYCH KOREKCYJNYCH W WIELOPASMOWYCH KOREKTORACH BŁĘDÓW PRZYPADKOWYCH

Jeżeli utworzymy korektor zawierający n selektywnych niezależnych układów korekcyjnych, z których każdy kształtuje charakterystykę przenoszenia korektora wg funkcji F (p. wzór 20), to wówczas tłumienność takiego korektora w funkcji zmiennej y (zależnej od częstotliwości) możemy wyrazić wzorem:

$$a = A_0 + 2k \sum_{i=1}^n F_i(y), \quad (21)$$

gdzie: $i = 1, 2, \dots, n$ - oznacza kolejny numer krzywej korekcyjnej o częstotliwości rezonansowej f_{ri} ,

$$y_i = \frac{f^2 - f_{ri}^2}{f} \cdot \frac{f_{d1}}{f_{ri}^2 - f_{d1}^2}. \quad (22)$$

Dla dogodności analizy przebieg funkcji F_i można odnieść do zmiennej $y_1 = \frac{f^2 - f_{r1}^2}{f} \cdot \frac{f_{d1}}{f_{r1}^2 - f_{d1}^2}$. Oznacza to, że maksimum funkcji F_1 będzie występowało dla

$$y_1(f_{r1}) = \frac{f_{r1}^2 - f_{r1}^2}{f_{r1}} \cdot \frac{f_{d1}}{f_{r1}^2 - f_{d1}^2}. \quad (23)$$

Biorąc pod uwagę, że funkcje $F_{i(y)}$ są symetryczne względem wartości dla $y = y_1(f_{ri})$, rozkład maksimum poszczególnych krzywych na osi y_1 powinien być równomierny, a odstęp między nimi powinien wynosić:

$$l = y_1[f_{r(i+1)}] - y_1(f_{ri}) = y_1(f_{r2}) = \frac{f_{r2}^2 - f_{r1}^2}{f_{r2}} \cdot \frac{f_{d1}}{f_{r1}^2 - f_{d1}^2} = \left(\frac{f_{r2}}{f_{r1}} - \frac{f_{r1}}{f_{r2}} \right) \cdot \frac{1}{D_1}, \quad (24)$$

gdzie:

$$D_1 = \frac{f_{r1}}{f_{d1}} - \frac{f_{d1}}{f_{r1}}. \quad (25)$$

Stąd wynikają następujące zależności:

$$y_1(f_{ri}) = (i-1) y_1(f_{r2}) \quad (26)$$

$$\frac{f_{r1}}{f_{d1}} - \frac{f_{d1}}{f_{r1}} = \frac{f_{r1}}{f_{d1}} - \frac{f_{d1}}{f_{r1}}. \quad (27)$$

Zatem wzór na tłumienność korektora możemy napisać w postaci:

$$A = A_0 + 2k \sum_{i=1}^n \frac{[y_1 - (i-1)l]^4 - [y_1 - (i-1)l]^2 \left(K + \frac{1}{K} - 4 \right) + 1}{\{ [y_1 - (i-1)l]^2 K + 1 \}^2} \quad (28)$$

Uzależniając zaś funkcję F_i od częstotliwości zredukowanej:

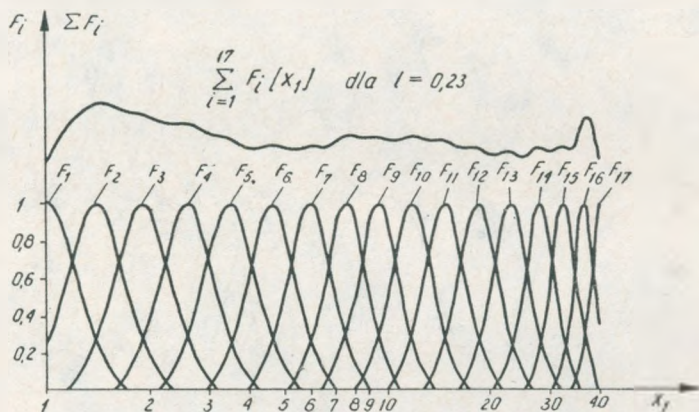
$$x_1 = \frac{f}{f_{r1}}, \quad (29)$$

otrzymamy:

$$A = A_0 + 2k \sum_{i=1}^n \frac{\left[\left(x_1 - \frac{1}{x_1} \right) / D_1 - (i-1)l \right]^4 - \left[\left(x_1 - \frac{1}{x_1} \right) / D_1 - (i-1)l \right]^2 \left(K + \frac{1}{K} - 4 \right) + 1}{\left\{ \left[\left(x_1 - \frac{1}{x_1} \right) / D_1 - (i-1)l \right]^2 K + 1 \right\}^2} \quad (30)$$

Z punktu widzenia dokładności korekcji ważne jest, aby zafalowania sumarycznej charakterystyki korekcji ΣF_i (choć w obrębie kilku kolejnych podzakresów) były jak najmniejsze. Wielkość tych zafalowań można minimalizować przez dobór odpowiedniej wartości l , a także (w mniejszym stopniu) wartości parametru K . Z analizy wynika, że najkorzystniejsze wyniki uzyskuje się dla $l = 0,20 \div 0,25$.

Na rysunku 5 przedstawiono wykresy funkcji $F_i(x_i)$ oraz charakterystykę sumaryczną $\Sigma F_i(x_i)$ dla $i = 1, 2, \dots, 17$, $l = 0,23$ i $K = 10$. Rozkład krzywych ko-



Rys. 5. Wykres funkcji $\sum_{i=1}^{17} F_i(x_i)$

rekcji na osi x_i (tj. wartości częstotliwości $f_{i,t}$) przyjęto w tym przykładzie na podstawie zaleczanych przez CCITT częstotliwości pomiarowych dla systemu 2700-krotnego.

Wybór wartości parametru l jest jednoznaczny z wyborem selektywności poszczególnych charakterystyk F_i przy założonym rozmieszczeniu częstotliwości środkowych.

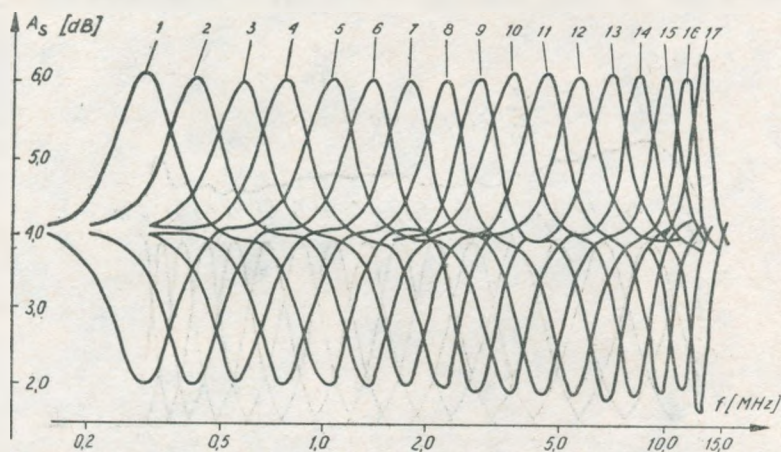
Jeśli natomiast założymy z góry selektywność poszczególnych charakterystyk F_i , to wybór wartości l narzuca określony rozkład częstotliwości środkowych f_i , tj. rozmieszczenie krzywych korekcji na skali częstotliwości.

Przyjmując zatem wartość parametrów K i l na podstawie analizy przebiegu charakterystyki $F(y)$ i $\Sigma F(y)$ można wyznaczyć w konsekwencji wartości elementów czwórników pomocniczych korektora (por. pkt 5).

4. PRZYKŁAD KOREKTORA BŁĘDÓW PRZYPADKOWYCH BAZUJĄCEGO NA UKŁADACH O CZTERECH PASMACH KOREKCJI

Opisane w poprzednich punktach układy selektywnych korektorów poczwórnych wykorzystano przy budowie korektora błędów przypadkowych, który zastosowano we wzmacniakach liniowych stacji obsługiwanych systemu TN 2700.

Korektor ten utworzono z czterech selektywnych układów korekcyjnych pozwrotnych według rys. 1 i jednego układu pojedynczego, połączonych ze sobą łańcuchowo. Układy te umożliwiają w sumie regulację tłumienności w 17 wąskich pasmach częstotliwości, przy czym charakterystyki korekcji mają kształt krzywych rezonansowych, których selektywność i rozmieszczenie określono według zasad podanych w pkt. 3 (dla $K = 10$ i $l = 0,20$) przy założeniu częstotliwości środkowych



Rys. 6. Zestawienie łączne wszystkich krzywych korekcji korektorów pasmowych (lokalnych)

Tablica 1
Zestawienie częstotliwości środkowych krzywych korekcji lokalnej w systemie TN 2700

Układ korektora	Częstotliwość środkowa [MHz]	Nr kolejny krzywej korekcji
Korektor lokalny pozwrotny 1	$f_{r1} = 0,296$	1
	$f_{r2} = 1,025$	5
	$f_{r3} = 3,510$	10
	$f_{r4} = 8,300$	14
Korektor lokalny pozwrotny 2	$f_{r1} = 0,412$	2
	$f_{r2} = 1,360$	6
	$f_{r3} = 4,390$	11
	$f_{r4} = 9,800$	15
Korektor lokalny pozwrotny 3	$f_{r1} = 0,564$	3
	$f_{r2} = 1,760$	7
	$f_{r3} = 5,500$	12
	$f_{r4} = 11,280$	16
Korektor lokalny pozwrotny 4	$f_{r1} = 0,767$	4
	$f_{r2} = 2,240$	8
	$f_{r3} = 6,830$	13
	$f_{r4} = 12,600$	17
Korektor lokalny pojedynczy	$f_r = 2,800$	9

f_{r1} leżących w pobliżu częstotliwości pomiarowych zalecanych przez CCITT. Na rysunku 6 podano zestawienie wszystkich krzywych korekcji mających charakter lokalny, a w tabelicy 1 zestawienie ich częstotliwości środkowych. W skład tego korektora wchodzi także układy do korekcji nachylenia i krzywizny charakterystyki przenoszenia traktu liniowego.

Amplituda odkształcenia każdej z osobna krzywej korekcji może być regulowana w zakresie ± 2 dB w stosunku do wartości średniej skokami co 0,4 dB.

5. WZORY DO OBLICZANIA ELEMENTÓW KOREKTORÓW PASMOWYCH POCZWÓRNYCH

Dane wyjściowe do projektowania korektora według rys. 1 stanowi na ogół narzucona lub założona z góry rezystancja falowa R (na podstawie wymaganej rezystancji wejściowej) oraz tłumienność średnia A_0 [na podstawie pożądanego zakresu regulacji tłumienności – patrz wzór (7)].

Na podstawie założonych wartości R i A_0 oblicza się rezystancję R_0 – ze wzoru (10) i R_s – ze wzoru (9), a także rezystancję regulowaną R_r ze wzoru (3) (we wzorze tym parametr q oznacza wielkość zmian tłumienności i zmienia się od -1 do $+1$ przy zmianach R_r od 0 do ∞).

Wartości pozostałych elementów czwórników pomocniczych według rys. 1b można wyznaczyć na podstawie przyjętego przebiegu funkcji F (wzór 20), a ściślej na podstawie jej selektywności (uzależnionej od stosunku $\frac{f_r}{f_d}$ i od wartości parametru K) oraz umieszczenia na skali częstotliwości (tj. od wartości f_r) ze wzorów:

$$L_a = R_0 \frac{K-1}{\sqrt{K}} \frac{f_r}{2\pi D} \text{ [mH]} \quad C_a = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L_a} \text{ [\mu F]}$$

$$L_b = R_0^2 C_a \text{ [mH]} \quad C_b = \frac{L_a}{R_0^2} \text{ [\mu F]}$$

$$R_{ak} = R_0 (K-1) \text{ [\Omega]} \quad R_{bk} = \frac{R_0^2}{R_{ak}} \text{ [\Omega]}$$

$$f \text{ [kHz]}$$

Wartość parametru K jest wybierana, jak wyjaśniono w pkt. 2, na podstawie wykresów podanych na rys. 4, natomiast parametr D określa się na podstawie wzoru (24) przy założonej wartości l i częstotliwościach środkowych f_{r1} i f_{r2} .

WYKAZ LITERATURY

1. *Cho Yo-Sung*: Mean-Squared-Error Equalization Using Manually Adjusted Equalizers. The Bell System Technical Journal, vol. 53, No 5, 1974.
2. *Cho-Yo-Sung*: Optimal Equalization of Wideband Coaxial Cable Channels Using Bump Equalizers. The Bell System Technical Journal, vol. 51, No 6, 1972.
3. *Townsley Ralph R.*: Passive Equalizer Design Data. Tab. Books, 1973.
4. *Zagrobelny T.*: Korekcja zniekształceń tłumieniowych w analogowych systemach szerokopasmowych. W pracy: Problemy Elektroniki i Telekomunikacji. Analogowe systemy teletransmisyjne. WKŁ, Warszawa 1979 nr 8, t. 37, str. 25–47.
5. *Zagrobelny T.*: Regulowane korektory tłumieniowe i ich projektowanie. Prace Instytutu Łączności, z. 4 (60), 1970.

Тадэуш Загробельны

МОДИФИЦИРОВАННЫЙ ВЫПРАВИТЕЛЬ ЗАТУХАНИЯ
СЛУЧАЙНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ С СЕЛЕКТИВНЫМ ВОЗДЕЙСТВИЕМ

Резюме

Представлено новый тип схем коррекции с селективным воздействием (так наз. „местный” корректор), с которых можно построить корректоры случайных погрешностей для компенсации нерегулярных амплитудно-частотных искажений в широкополосных аналоговых системах дальней связи.

Описанные схемы отличаются тем, что регулировка вносимого ими затухания осуществляется селективно, независимо, в четырех узких полосах частот (достаточно сдвинутых по частоте).

Проведено анализ работы схем коррекции и выведено формулы для расчета оговариваемых корректоров а также корректоров случайных погрешностей, построенных на таких схемах.

Tadeusz Zagrobelny

MODIFIED ATTENUATION EQUALIZER OF RANDOM
ERRORS OPERATING SELECTIVELY

Summary

In the paper a new variant of selectively operating equalizer networks (so called „local”) was presented from which are being formed equalizers of random errors for the compensation of irregular attenuation distortions in the wideband analogue transmission systems.

The networks are characterized by the selective independent mode of attenuation control in the four narrow frequency bands (sufficiently distant from each other).

An analysis was carried out and the formulae were given for calculating such equalizing networks and an equalizer of random errors, based on such networks.

Tadeusz Zagrobelny

**CORRECTEUR D'AFFAIBLISSEMENT MODIFIÉ
DES ERREURS ALEATOIRES FONCTIONNANT SÉLECTIF**

Résumé

L'article décrit une nouvelle variété de circuits de correction fonctionnant sélectif (dit „loc-aux”) avec lesquels sont réalisés des correcteurs des erreurs aleatoires pour la compensation de la distorsion d'affaiblissement irrégulier dans les systèmes de transmission analogiques à grande capacité.

Le réglage d'affaiblissement de ces circuits est fait de façon sélectif dans 4 bandes étroites (suffisamment éloignées l'une de l'autre).

Les formules des calculs de ces circuits et de correcteur des erreurs aleatoires sont données.

Tadeusz Zagrobelny

**MODIFIEZIERTER DÄMPFUNGSKORREKTOR DER ZUFALLFEHLER
MIT SELEKTIVER WIRKUNG**

Zusammenfassung

In dem Artikel wurde neue Modifikation der Korrektionsschaltungen mit selektiver Wirkung dargestellt, aus welchen die Zufallfehlerkorrektoren für Kompensation unregelmässiger Dämpfungverzerrungen in breitbändigen analog Übertragungssystemen gebaut werden.

Die Schaltungen charakterisieren sich damit, dass die Regulation ihrer Dämpfung in vier genügend entfernten schmalen Frequenzbandern unabhängig selektiv durchgeführt wird.

Es wird Analyse durchgeführt und werden Formeln zur Berechnung solcher Korrektions-schaltungen und auf diesen Schaltungen basierter Zufallfehlerkorrektoren gegeben.

MODEL PROCEDURY ZESPOŁÓW KOMUTACYJNYCH Z UWZGLĘDNIENIEM USZKODZEŃ BEZ BLOKADY

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dn. 1986.08.16

Opracowany model procedury obsługi zespołów komutacyjnych umożliwia określenie zbliżonej do optymalnej częstości czynności profilaktycznych. W modelu wyróżniono cykl pracy bez uszkodzenia oraz cztery różne cykle pracy z uszkodzeniem, w tym: cykl z natychmiastową detekcją uszkodzenia, cykl z uszkodzeniami z blokadą wykrywanymi przez profilaktykę, cykl z uszkodzeniami bez blokady wykrywanymi przez sprawdzenia losowe oraz cykl z uszkodzeniami bez blokady wykrywanymi przez profilaktykę. Określono funkcję czasu przerwy w pracy urządzenia w zależności od częstości badań profilaktycznych oraz podano przykład ilustrujący zastosowania modelu.

Ciąg czynności wykonywanych w urządzeniach technicznych na podstawie instrukcji obsługi lub eksploatacji nazywany jest procedurą obsługi lub eksploatacji. Czynności te obejmują funkcje wykonywane przed wystąpieniem uszkodzenia, zwane czynnościami profilaktycznymi, i czynności na skutek uszkodzenia, tzw. korekcyjne. Każda procedura obsługi jest oparta zwykle na pewnym modelu matematycznym procesu obsługi i jest fragmentem procesu eksploatacji technicznej urządzenia. Opracowano wiele modeli matematycznych procesów obsługi [1, 3], jednak nie wyczerpują one wszystkich przypadków występujących w praktyce. Również na skutek trudności sformułowania i rozwiązania dokładnego modelu matematycznego często stosuje się modele przybliżone. Zostanie tutaj rozpatrzona jedna z takich metod, polegająca na zastosowaniu w modelu wartości oczekiwanych niektórych zmiennych, zamiast występujących w rzeczywistości wartości losowych. Metoda ta jest oparta na twierdzeniu Smitha [5]

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{K(t)}{t} = \frac{K_c}{T}$$

gdzie:

$K(t)$ – funkcja badana (np. funkcja kosztu),

K_o – oczekiwana wartość funkcji badanej (np. oczekiwany koszt na cykl pracy),

T – oczekiwany czas (np. cyklu pracy).

W rozpatrywanym przypadku funkcją badaną jest funkcja czasu przerwy w pra-

cy. Stosując tę metodę można oszacować wielkości potrzebne do wdrożenia danej procedury obsługi, by następnie poprzez obserwację uzyskanych w praktyce wyników, korygować je w kierunku rozwiązania optymalnego. Taki sposób postępowania adaptacyjnego jest często wykorzystywany, ze względu na jego prostotę i skuteczność.

Stosowane modele matematyczne procesów obsługi są funkcjami celu, które jako kryteria optymalizacji przyjmują maksymalizację lub minimalizację wybranych wielkości, np. kosztu, czasu przerwy w pracy urządzenia, gotowości itp. W praktyce określenie funkcji kosztów jest trudne i częściej stosuje się minimalizację czasu przerwy w pracy, jako funkcji odstępu między czynnościami profilaktycznymi. Dlatego metody optymalnego planowania obsługi technicznej, umożliwiające dynamiczne sterowanie procesem eksploatacji technicznej w zakresie utrzymania sprawności technicznej urządzeń, polegają najczęściej na określeniu zbliżonej do optymalnej częstości czynności profilaktycznych.

W przypadku urządzeń komutacyjnych, ze względu na szczególny charakter występujących uszkodzeń, znane metody analityczne wymagają zasadniczej modyfikacji. Dla zespołu komutacyjnego, oprócz dwóch podstawowych klas stanów sprawny-uszkodzony, można wyróżnić dalsze stany w klasie „uszkodzony”, a mianowicie „uszkodzony z blokadą” i „uszkodzony bez blokady”. Uszkodzony z blokadą oznacza, że zespół w takim stanie nie może być zajęty przez następne zgłoszenia, a uszkodzenie bez blokady umożliwia zajęcie przez następne zgłoszenie. A więc zespoły z uszkodzeniem bez blokady są bardzo szkodliwe w praktyce eksploatacyjnej, gdyż są źródłem tzw. ruchu jałowego, który jest bezużyteczny, ponieważ połączenia jałowe nie kończą się rozmową telefoniczną.

Drugie zagadnienie, na które należy zwrócić uwagę, to wybór metod lokalizacji uszkodzonych zespołów. Ze względów ekonomicznych natychmiastową sygnalizację uszkodzenia stosuje się w praktyce w ograniczonym zakresie i w modelach najczęściej zakłada się brak natychmiastowej sygnalizacji. Wykorzystuje się natomiast metody statystycznej i systematycznej lokalizacji uszkodzonych zespołów. Metoda statystyczna polega zwykle na automatycznym wykonywaniu sprawdzeń w postaci połączeń próbnych, które w sposób losowy trafiają na różne zespoły i badają ich stan, sygnalizując zespoły niesprawne (są stosowane specjalne urządzenia do tego celu, zwane próbnikami dróg połączeniowych). Metoda systematyczna polega na: badaniu profilaktycznym wszystkich zespołów w jednakowych odstępach czasu lub indywidualnym badaniu każdego zespołu, dla którego od ostatniej profilaktyki lub naprawy po uszkodzeniu upłynął określony czas. W pierwszym przypadku stosujemy model matematyczny, zwany profilaktyką bez uwzględnienia wieku, a w drugim – model profilaktyki z uwzględnieniem wieku. Wadą pierwszego modelu jest przedwczesne wykonywanie profilaktyki mimo tego, że od ostatniej naprawy na skutek uszkodzenia nie upłynął jeszcze wymagany okres między profilaktykami, co zostanie dalej bliżej wyjaśnione.

W analizowanym modelu stosuje się sprawdzenia losowe, które umożliwiają

wykrywanie uszkodzonego zespołu. Jednak ze względu na losowy charakter tych sprawdzeń, nie wszystkie uszkodzone zespoły zostaną przez nie wykryte w okresie badania systematycznego, czyli profilaktycznego. Dlatego w momencie badania profilaktycznego są wykrywane i naprawiane wszystkie uszkodzone zespoły z blokadą oraz te uszkodzone zespoły bez blokady, które nie zostały wykryte w sposób losowy do chwili badania systematycznego.

W stosunku do uszkodzeń bez blokady należy więc określić, jaka część z nich zostanie wykryta przez sprawdzenia losowe, a jaka pozostanie i będzie wykryta dopiero przez profilaktykę. Do analizy tego zagadnienia można wykorzystać teorię procesów rozrzedzonych (rzednących) [2, 4]. Operację rozrzedzenia określa się w następujący sposób. Każde pojawiające się zgłoszenie (uszkodzenie w naszym przypadku) początkowego strumienia zostaje usunięte lub pozostaje z określonymi prawdopodobieństwami. Te zgłoszenia, które nie zostały usunięte, tworzą na wyjściu strumień rozrzedzony.

Dokładne sformułowanie jest następujące. Dany jest początkowy strumień zgłoszeń, w którym t_1, t_2, \dots są momentami występowania tych zgłoszeń. Każdemu momentowi $t_k, k \geq 1$ przydziela się liczbę $v_k = v(t_k)$, przyjmującą wartości zero lub jeden. Strumień zgłoszeń pojawiających się w momentach $t_k, k \geq 1$, dla których $v_k = 1$, nazywany jest rozrzedzonym strumieniem. W ten sposób dla $v_k = 0, k$ -te zgłoszenie zostaje usunięte, a dla $v_k = 1$ pozostaje. W naszym przypadku oznacza to, że w początkowym puasonowskim strumieniu uszkodzeń dowolne pojawiające się uszkodzenie zostaje usunięte (zlokalizowane) z prawdopodobieństwem p i z dopełniającym prawdopodobieństwem $q = 1 - p$ pozostaje. Zakładamy, że początkowy strumień uszkodzeń jest puasonowski o parametrze a i jego dystrybuanta ma postać

$$A(t) = 1 - \exp(-at). \quad (1)$$

Dla takich warunków udowodniono [4], że rozrzedzony strumień na wyjściu jest również puasonowski o parametrze qa , czyli jego dystrybuanta ma postać

$$B(t) = 1 - \exp(-qat). \quad (2)$$

Średni czas między zgłoszeniami strumienia początkowego jest równy $E(X_1) = a^{-1}$, a strumienia rozrzedzonego $E(X_2) = (qa)^{-1}$, ponieważ

$$E(X_1) = \int_0^{\infty} t \, d[1 - \exp(-at)] \quad \text{i} \quad E(X_2) = \int_0^{\infty} t \, d[1 - \exp(-qat)]. \quad (3)$$

Średnia liczba zgłoszeń $E(n)$ w przedziale o długości t wynosi dla strumienia początkowego

$$E(n_1) = \sum_{k>0} k P_k(t) = \sum_{k>1} k \frac{(at)^k}{k!} \exp(-at) = at \quad (4)$$

i analogicznie dla strumienia rozrzedzonego

$$E(n_2) = qat,$$

gdzie $P_k(t)$ oznacza prawdopodobieństwo pojawienia się k zgłoszeń w przedziale $(0, t)$, a dla strumienia puasonowskiego

$$P_k(t) = \frac{(at)^k}{k!} \exp(-at).$$

W rozpatrywanym przypadku przerwy w pracy urządzenia występują z dwóch powodów, którymi są czynności profilaktyczne i czynności korekcyjne. Gdy częstość czynności profilaktycznych wzrasta, występuje wzrost łącznego czasu przerw w pracy z tego powodu. Z drugiej strony, konsekwencją czynności profilaktycznych jest zmniejszenie łącznego czasu przerw w pracy na skutek uszkodzeń. Celem jest znalezienie takiego rozwiązania, które minimalizuje całkowity czas przerw w pracy na jednostkę czasu, niezależnie od przyczyn przerw w pracy. Cel ten może być osiągnięty wspomnianymi poprzednio dwiema metodami. Pierwsza metoda polega na zastosowaniu modelu z procedurą profilaktyczną uwzględniającą wiek urządzenia, tzn. od ostatniej czynności obsługi niezależnie od jej przyczyny (profilaktyka lub uszkodzenie) zawsze odlicza się jednakowy czas do następnej profilaktyki. Ta metoda jest trudniejsza do wykorzystania w praktyce, gdyż wymaga indywidualnego odliczania czasu dla każdego zespołu, skraca ona jednak łączny czas przerw w pracy urządzenia i dlatego będzie tutaj rozpatrywana szczegółowo. Druga metoda wykorzystuje model z procedurą profilaktyczną bez uwzględnienia wieku urządzenia, tzn. czynności profilaktyczne są wykonywane w jednakowych odstępach czasu dla wszystkich zespołów, zupełnie niezależnie od czynności na skutek uszkodzeń. Wadą tej metody jest dłuższy łączny czas przerw w pracy urządzenia i dlatego nie będzie ona tutaj omawiana.

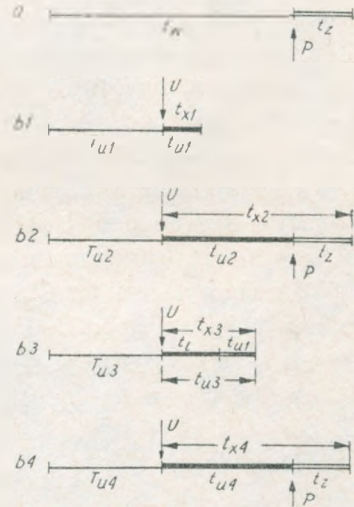
Głównym celem rozpatrywanego modelu procedury profilaktycznej z uwzględnieniem wieku jest określenie takiego optymalnego wieku t_w , tzn. czasu pracy bez uszkodzenia, po osiągnięciu którego powinna być wykonana obsługa profilaktyczna i przy którym całkowity czas przerw w pracy urządzenia na jednostkę czasu jest minimalny.

Analizując bliżej zagadnienie można stwierdzić, że w badanym procesie eksploatacji występują dwa podstawowe cykle zdarzeń. Pierwszy cykl – profilaktyczny, w którym czas t_w upływa bez uszkodzenia urządzenia i przystępuje się do obsługi profilaktycznej, która trwa przez czas t_z (rys. 1, a) oraz drugi cykl wynikający z uszkodzenia, w którym uszkodzenie pojawia się przed upływem czasu t_w i na skutek uszkodzenia dokonuje się obsługi korekcyjnej w czasie $t < t_w$, która trwa przez czas t_u .

Jednak z uwagi na wspomniane poprzednio kwestie, tzn. ograniczoną natychmiastową sygnalizację uszkodzeń oraz podział uszkodzeń na dwie klasy z blokadą i bez blokady, jak również stosowanie sprawdzeń losowych do wykrywania uszkodzeń, drugi cykl z uszkodzeniem należy podzielić na cztery różne cykle częściowe (rys. 1).

Przed wszystkim część pojawiających się uszkodzeń może być wykryta i syg-

nalizowana natychmiast (rys. 1, b1). Uszkodzenia, które nie są sygnalizowane natychmiast, dzieli się na uszkodzenia z blokadą i bez blokady. W przypadku uszkodzenia z blokadą, które nie może być wykryte przez sprawdzenie losowe ze względu na blokadę dostępności do uszkodzonego zespołu, wykrycie i usunięcie uszkodzenia następuje podczas najbliższej obsługi profilaktycznej (rys. 1, b2). Natomiast uszko-



Rys. 1. Zestawienie różnych cykli pracy urządzenia

a) cykl bez uszkodzenia z profilaktyką; prawdopodobieństwo wystąpienia cyklu a) jest równe $Pr(a) = R$; b1) cykl z natychmiastową lokalizacją uszkodzenia, $Pr(b1) = (1-R)V$; b2) cykl z uszkodzeniem z blokadą; $Pr(b2) = (1-R)(1-V)G$; b3) cykl z uszkodzeniem bez blokady wykrytym przez sprawdzenia losowe; $Pr(b3) = (1-R)(1-V)(1-G)(1-D)$; b4) cykl z uszkodzeniem bez blokady nie wykrytym przez sprawdzenia losowe; $Pr(b4) = (1-R)(1-V)(1-G)D$; t_w – czas poprawnej pracy do profilaktyki; T_{u1-4} – czasy poprawnej pracy do uszkodzenia; t_{u1} – czas naprawy uszkodzenia; t_{u2-4} – czasy lokalizacji uszkodzenia; U – moment uszkodzenia urządzenia; P – moment rozpoczęcia obsługi profilaktycznej

dzenie bez blokady może być wykryte przez sprawdzenia losowe z określonym prawdopodobieństwem p przed momentem rozpoczęcia profilaktyki (rys. 1, b3). Jednak część z tych uszkodzeń bez blokady z prawdopodobieństwem $q = 1 - p$ nie będzie wykryta w ten sposób i zostanie zlokalizowana oraz usunięta dopiero podczas najbliższej profilaktyki (rys. 1, b4).

Szukany całkowity oczekiwany czas przerwy w pracy $T(t_w)$ na jednostkę czasu wyraża się zależnością:

$$T(t_w) = \frac{T_p}{T_o}, \quad (6)$$

gdzie:

T_p – całkowity oczekiwany czas przerwy w pracy na pełny cykl złożony z czasów przerw cykli zdarzeń składowych,

T_o – oczekiwana długość pełnego cyklu złożonego z sumy wszystkich cykli zdarzeń składowych.

Klasyfikacja uszkodzeń i cykli została podana na rys. 1. Zastosowano następujące oznaczenia:

a – cykl bez uszkodzenia,

b1 – cykl z natychmiastową sygnalizacją uszkodzenia,

b2 – cykl z uszkodzeniem z blokadą,

b3 – cykl z uszkodzeniem bez blokady wykrytym przez sprawdzenia losowe,

b_4 – cykl z uszkodzeniem bez blokady nie wykrytym za pomocą sprawdzeń losowych,

R – prawdopodobieństwo pojawienia się cyklu bez uszkodzenia z profilaktyką po upływie czasu t_w ,

$(1 - R)$ – prawdopodobieństwo cyklu z uszkodzeniem,

V – prawdopodobieństwo cyklu z uszkodzeniem o natychmiastowej sygnalizacji,

$(1 - V)$ – prawdopodobieństwo pojawienia się cyklu z uszkodzeniem bez natychmiastowej sygnalizacji,

G – prawdopodobieństwo cyklu z uszkodzeniem z blokadą,

$(1 - G)$ – prawdopodobieństwo cyklu z uszkodzeniem bez blokady,

D – prawdopodobieństwo cyklu z uszkodzeniem bez blokady nie wykrytym za pomocą sprawdzeń losowych,

$(1 - D)$ – prawdopodobieństwo cyklu z uszkodzeniem bez blokady wykrytym przez sprawdzenia losowe.

Wówczas wyrażenie na T_p , określające sumę udziałów czasów przerw w pracy, ma następującą postać:

$$T_p = t_z R + t_{x1}(1-R) V + t_{x2}(1-R)(1-V) G + t_{x3}(1-R)(1-V)(1-G) D + t_{x4}(1-R)(1-V)(1-G)(1-D) \quad (7)$$

gdzie zastosowano dodatkowe oznaczenia (rys. 1):

$$t_{x1} = t_{u1},$$

$$t_{x2} = t_{u2} + t_z,$$

$$t_{x3} = t_{u3},$$

$$t_{x4} = t_{u4} + t_z,$$

określające oczekiwane wartości czasów obsługi w cyklach składowych z uszkodzeniem.

Wielkość T_o w wyrażeniu (6) można określić w analogiczny sposób, mnożąc sumę czasu poprawnej pracy między profilaktykami t_w oraz czasu wykonania profilaktyki t_z przez prawdopodobieństwo cyklu zapobiegawczego i dodając do tego cztery składniki wynikające z uszkodzeń. Można to zapisać w następujący sposób (wg rys. 1):

$$T_o = (t_w + t_z) R + (T_{u1} + t_{x1})(1-R) V + (T_{u2} + t_{x2})(1-R)(1-V) G + (T_{u3} + t_{x3})(1-R)(1-V)(1-G) D + (T_{u4} + t_{x4})(1-R)(1-V)(1-G)(1-D) \quad (8)$$

A więc ostatecznie z (6), (7) i (8) wynika, że:

$$T(t_w) = \frac{t_z R + t_{x1}(1-R) V + t_{x2}(1-R)(1-V) G + t_{x3}(1-R)(1-V)(1-G) D + t_{x4}(1-R)(1-V)(1-G)(1-D)}{(t_w + t_z) R + (T_{u1} + t_{x1})(1-R) V + (T_{u2} + t_{x2})(1-R)(1-V) G + (T_{u3} + t_{x3})(1-R)(1-V)(1-G) D + (T_{u4} + t_{x4})(1-R)(1-V)(1-G)(1-D)} \quad (9)$$

Jest to ogólny model matematyczny rozpatrywanego problemu, uzależniający całkowity oczekiwany czas przerw w pracy urządzenia na jednostkę czasu od wieku urządzenia t_w , przy którym następuje obsługa profilaktyczna. Wielkości występujące we wzorze (9) zostaną teraz bliżej wyjaśnione.

W rozpatrywanym przypadku czas poprawnej pracy T_{u_i} , $i = 1, 2, 3, 4$, w poszczególnych cyklach z uszkodzeniem nie zależy od rodzaju oraz sposobu wyszukiwania uszkodzenia, więc $T_{u_1} = T_{u_2} = T_{u_3} = T_{u_4} = T$. Ale T jest to wartość oczekiwana czasu poprawnej pracy dla rozkładu uciętego, ponieważ ze względu na profilaktykę obszar powyżej t_w jest niedostępny dla uszkodzeń. Wobec tego dla rozkładu uciętego mamy

$$T = \frac{\int_{-\infty}^0 t f(T) dt}{1 - R(t_w)} \quad (10)$$

W rozpatrywanym przypadku, ponieważ (1):

$$f(t) = -\frac{dA(t)}{dt} = a \exp(-at), \quad (11)$$

oraz

$$R = R(t_w) = \int_{t_w}^{\infty} f(t) dt = \int_{t_w}^{\infty} e \exp(-at) dt = \exp(-at),$$

więc ostatecznie po przeliczeniu otrzymuje się z (10):

$$T = \frac{a^{-1} - (t_w + a^{-1}) \exp(-at_w)}{1 - \exp(-at_w)} \quad (12)$$

Wielkości V i G są określone na podstawie danych z eksploatacji dla każdego konkretnego przypadku. Wielkość D można określić w następujący sposób, korzystając z omówionej teorii procesu rozrzedzonego. Gęstość prawdopodobieństwa niewykrycia uszkodzenia dla procesu rozrzedzonego zgodnie z (2) ma postać:

$$b(t) = qa \exp(-qat) \quad (13)$$

a więc

$$D = \int_{t_w}^{\infty} b(t) dt = \int_{t_w}^{\infty} qa \exp(-qat) dt = \exp(-qat_w), \quad (14)$$

tzn. prawdopodobieństwo cyklu z uszkodzeniem nie wykrytym w czasie prób losowych jest równe prawdopodobieństwu, że uszkodzenie nie zostało wykryte do chwili t_w i istnieje po tej chwili. Wielkości a i q , oznaczające intensywność uszkodzeń dla procesu początkowego i prawdopodobieństwo niewykrycia uszkodzenia w czasie sprawdzeń losowych, określa się z danych eksploatacyjnych. Można wspomnieć o możliwości szacowania q , a mianowicie, jeżeli rozważa się grupę jedno-

rodnych zespołów (np. komutacyjnych o liczności v), to przy sprawdzeniach losowych prawdopodobieństwo trafienia w jednej próbie na określony zespół jest równe $1/v$, a prawdopodobieństwo nietrafienia wynosi $1-1/v$. Jeżeli w czasie t_w wykonuje się s sprawdzeń losowych, to prawdopodobieństwo niewykrycia uszkodzonego zespołu w czasie t_w jest równe $q = [1-1/v]^s$.

Należy określić jeszcze wielkości t_{ui} , $i = 1, 2, 3, 4$, oznaczające czasy przerwy w pracy po uszkodzeniu. Wielkość t_{u1} , oznaczającą czas naprawy po uszkodzeniu, przyjmuje się za stałą wynikającą z danych eksploatacyjnych. Wielkości

$$t_{u2} = t_{u4} = t_w - T, \quad (15)$$

co wynika z rys. 1. Natomiast t_{u3} składa się z dwóch części, tzn. z czasu wyszukiwania uszkodzonego zespołu i czasu jego naprawy t_{u1} .

Nieznany czas wyszukiwania uszkodzonego zespołu można określić w następujący sposób. Zakłada się, że procesy powstawania i wyszukiwania uszkodzeń są niezależne oraz prawdopodobieństwo natrafienia na uszkodzony zespół w czasie niezależnych losowych sprawdzeń jest jednakowe w każdej próbie i równe α . Oznaczmy przez $P(Y = j)$ zdarzenie, że pierwszy uszkodzony zespół został znaleziony podczas kolejnej losowej próby o numerze j . Zdarzenie to wystąpi tylko w tym przypadku, gdy w $j-1$ poprzednich próbach nie stwierdzono uszkodzonego zespołu, wówczas zgodnie z twierdzeniem o mnożeniu prawdopodobieństw zdarzeń niezależnych można napisać

$$P(Y = j) = \alpha(1-\alpha)^{j-1} \quad (16)$$

Aby wyznaczyć wartość przeciętną liczby sprawdzeń losowych potrzebnych do wykrycia jednego uszkodzonego zespołu, stosujemy następujące przekształcenia

$$E(Y) = \sum_{j=0}^{\infty} [jP(Y = j)] = \sum_{j=0}^{\infty} j\alpha(1-\alpha)^{j-1} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \sum_{j=0}^{\infty} j(1-\alpha)^j = \alpha^{-1} \quad (17)$$

A więc, jeżeli między sprawdzeniami losowymi jest odstęp czasu równy τ , to oczekiwany czas wyszukiwania uszkodzonego zespołu wynosi $E(T) = \tau\alpha^{-1}$. Ponieważ dla jednorodnej grupy zespołów o liczności v prawdopodobieństwo $\alpha = r/v$, gdzie r oznacza liczbę uszkodzonych zespołów w grupie, dlatego $E(T) = \frac{\tau V}{r}$. Ostatecznie zatem czas $t_{u3} = \frac{\tau V}{r} + t_{u1}$. Do przybliżonych obliczeń można założyć, że $r = 1$ (jest tylko jedno uszkodzenie) i t_{u3} nie zależy od r .

Po uwzględnieniu powyższych wyjaśnień i wykonaniu prostych przekształceń zależność (9) można zapisać w postaci:

$$T(t_w) = \frac{T_p}{T_p + \alpha^{-1}[1 - \exp(-at_w)]} \quad (18)$$

gdzie:

$$T_p = t_z R + t_{u1}(1-R) V + (t_w + t_z - T)(1-R)(1-V) G + \\ + (t_w + t_z - T)(1-R)(1-V)(1-G) D + t_{u4}(1-R)(1-V)(1-G)(1-D),$$

$$R = R(t_w) = \exp(-at_w),$$

$$D = \exp(-at_w),$$

$$T = \frac{a^{-1} - (a^{-1} + t_w) \exp(-at_w)}{1 - \exp(-at_w)}$$

Aby uzyskać wartość t_w , dla której powyższa funkcja celu wyrażająca całkowity czas przerwy w pracy na jednostkę czasu uzyskała wartość minimalną, należy obliczyć pochodną funkcji (9) lub (18) względem t_w i wynik przyrównać do zera. Następnie oblicza się miejsce zerowe otrzymanej funkcji, które wyznacza optymalną wartość t_w . W praktyce, ze względu na kłopotliwe obliczenia, lepiej jest wyznaczać wynik graficznie, podstawiając kolejno do (18) szereg wartości t_w i wyniki nanosząc na wykres aż do uzyskania wartości minimalnej $T(t_w)$.

Jako przykład zostanie obliczony optymalny odstęp t_w obsługi profilaktycznej urządzenia eksploatowanego, zgodnie z omawianą procedurą obsługi z uwzględnieniem wieku urządzenia. Zakłada się, że uszkodzenia występują zgodnie z rozkładem wykładniczym o intensywności uszkodzeń równej $a = 0,01$. Za jednostkę czasu przyjęto tydzień.

Czas trwania obsługi profilaktycznej wynosi $t_z = 0,05$, zaś czasy uszkodzeń: $t_{u1} = 0,05$; $t_{u4} = 0,1$ i $t_{u2} = t_{u3} = t_w - T$. Pozostałe dane są następujące: $q = 0,3$; $V = 0,1$; $G = 0,3$.

Po przeliczeniu według wzoru (18) dla kolejnych wartości t_w otrzymujemy:

$$T(t_w = 1) = 0,051\ 847$$

$$T(t_w = 2) = 0,033\ 111$$

$$T(t_w = 3) = 0,029\ 536 \text{ (minimum)}$$

$$T(t_w = 4) = 0,029\ 861$$

$$T(t_w = 5) = 0,031\ 742$$

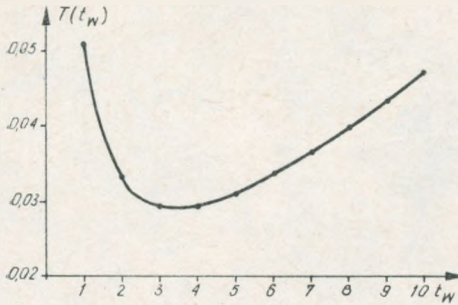
$$T(t_w = 6) = 0,034\ 388$$

$$T(t_w = 8) = 0,040\ 780$$

$$T(t_w = 10) = 0,047\ 827$$

Powyższy wynik przedstawiono również graficznie na rys. 2. Dla warunków określonych w przykładzie optymalny odstęp obsługi profilaktycznej wynosi więc około 3 tygodnie. W ramach rozszerzonej analizy można badać wpływ na wynik poszczególnych parametrów przyjętych za stałe w powyższym przykładzie, wprowadzając do obliczeń inne wartości tych parametrów.

Omówiony model procedury obsługi zespołów komutacyjnych umożliwi również analizę innych przypadków, w których część uwzględnionych tutaj rodzajów cykli nie występuje, co prowadzi do prostej modyfikacji zależności (9).



Rys. 2. Przykład zależności czasu przerwy w pracy $T(t_w)$ od odstępu profilaktyki t_w

WYKAZ LITERATURY

1. Barlow R. E., Proschan F.: The mathematical theory of reliability. Wiley 1965.
2. Gniedenko B. W., Kowalenko I. N.: Wstęp do teorii obsługi masowej. PWN, Warszawa 1971.
3. Karpiński J., Firkowicz Sz.: Zasady profilaktyki obiektów technicznych, PWN, Warszawa 1981.
4. Klimow G. P.: Stochasticeskije sistemy obsluzivania. Izd. Nauka, Moskwa 1966.
5. Smith W. L.: Regenerative stochastic processes. Proceedings of the Royal Statistical Society, A, vol. 232, 1955.
6. Walaszek S.: Modele procedur obsługi. Eksploatacja Maszyn, nr 7/76, nr 3, 9, 10/77, nr 3/78.
7. Walaszek S.: Zastosowanie ilorazowego testu sekwencyjnego do oceny stanu technicznego centrali telefonicznej. Prace Instytutu Łączności, R. XV, 1968, z. 1(49).

Славой Валашэк

МОДУЛЬ ПРОЦЕДУРЫ ОБСЛУЖИВАНИЯ КОММУТАЦИОННЫХ БЛОКОВ С УЧЕТОМ ПОВРЕЖДЕНИЙ БЕЗ БЛОКАДЫ

Резюме

Разработано модель процедуры обслуживания коммутационных блоков, которой обеспечивается определение почти оптимальной периодичности профилактики устройств. В модели различают цикл работы без повреждения и четыре различных цикла с повреждением, включая цикл с мгновенной детекцией повреждения, цикл с повреждениями с блокировкой обнаруживаемыми при профилактике, цикл с повреждениями без блокировки обнаруживаемыми при случайных проверках и цикл с повреждениями без блокировки, обнаруживаемыми при профилактике. Определено функцию продолжительности перерыва в работе устройства в зависимости от периодичности профилактических испытаний и приведено пример для иллюстрации используемой модели.

Sławoj Walaszek

PROCEDURE MODEL OF SERVICING SWITCHING SETS ALLOWING FOR FAILURES WITHOUT BLOCKING

Summary

The worked up procedure model of servicing switching sets enables to specify the near to optimum frequency of prophylactic operations. In the model there were singled out the working cycle without failure and four different working cycles with failure, including the cycle with the immediate failure detection, the cycle with blocking failures, detected through prophylaxis, the cycle with failures without blocking, detected by random testing and the cycle with failure without blocking, detected through prophylaxis. The function of the set working time breaks was defined as depending on the frequency of the prophylactic tests and the example illustrating the model application was presented.

Sławoj Walaszek

MODÈLE D'UNE PROCÉDURE DE MAINTENANCE DES UNITÉS DE COMMUTATION PRENANT EN COMPTE DES DÉFAILLANCES SANS BLOCAGE DES ORGANES EN QUESTION

Résumé

Modèle présenté d'une procédure de maintenance des unités de commutation permet de définir une s'approchante à optimale fréquence des actions prophylactiques. On distingue dans ce modèle un cycle de travail sans une seule panne ainsi que quatre cycles différents de travail en présence des défaillances à savoir un avec une détection immédiate de panne, un cycle avec des défaillances détectées par action prophylactique et qui provoquent le blocage, un cycle sans blocage et avec défaillances qui sont détectées par vérification aléatoire et un cycle sans blocage des organes jugés défaillant avec défaillances qui sont localisées par action prophylactique.

On a défini la fonction du temps d'interruption de travail d'un équipement dépendante des fréquences des essais prophylactiques. On a décrit aussi un exemple d'utilisation du modèle en question.

Sławoj Walaszek

MODELL DER BEDIENUNGSPROZEDUR VON KOMMUTATIONSEINRICHTUNGEN MIT BERÜCKSICHTIGUNG DER BESCHÄDIGUNGEN OHNE BLOKADE

Zusammenfassung

Das bearbeitete Modell der Bedienungsprozedur der Kommutationseinrichtungen ermöglicht die Bestimmung der Häufigkeit der profilaktischen Arbeiten die zu optimaler Häufigkeit genähert ist. In dem Modell wird eine Arbeitsperiode ohne Beschädigung und vier verschiedene

Arbeitsperioden mit Beschädigung unterschieden, nämlich eine Periode mit unmittelbarer Detektion der Beschädigung, eine Periode mit Beschädigungen mit Blockade entdeckten durch die Profilaktik, eine Periode mit Beschädigungen ohne Blockade entdeckten durch die Profilaktik.

Es wurde die Abhängigkeit der Unterbrechungszeit der Einrichtungsarbeit von Häufigkeit der profilaktischen Prüfungen bestimmt und ein Beispiel angegeben, das die Anwendung eines Modells illustriert.

OPTYMALIZACJA SYSTEMU PRZESYŁANIA SKŁADOWYCH SYGNAŁU TELEWIZJI KOLOROWEJ ZE ZWIELOKROTNIENIEM W CZASIE

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dn. 1986.09.09

W artykule porównano dwa systemy przesyłania składowych sygnału telewizji kolorowej: analogowy z kompresją i zwielokrotnieniem w czasie i cyfrowy ze zwielokrotnieniem czasowym. Charakterystycznym parametrem systemu analogowego jest współczynnik kompresji, natomiast systemu cyfrowego – prędkość bitowa sygnału. Porównanie przeprowadzono, biorąc pod uwagę pasmo częstotliwości zajmowane przez sygnały wizyjne, rozdzielczość odbieranego obrazu, wrażliwość na zakłócenia i zniekształcenia toru, występowanie zakłóceń systemowych oraz liczbę i rodzaj informacji przesyłanych łącznie z sygnałami wizyjnymi. Uważa się, że system analogowy jest systemem przejściowym do czasu całkowitej cyfryzacji toru.

1. WPROWADZENIE

Transmisja składowych sygnału telewizji kolorowej (zamiast całkowitego sygnału wizyjnego) umożliwia na ogół znaczne polepszenie jakości transmitowanego obrazu. Wynika to przede wszystkim stąd, że:

- 1) eliminuje się w ten sposób intermodulację sygnałów luminancji i chrominancji, jaka zawsze występuje przy transmisji sygnału całkowitego;
- 2) przenosi się sygnał chrominancji w zakresie znacznie mniejszych częstotliwości, co zmniejsza zniekształcenia sygnału i poziom występujących szumów;
- 3) zwiększa się rozdzielność obrazu w kierunku poziomym.

Systemy transmisji składowych sygnału telewizji kolorowej mogą być realizowane zarówno metodami analogowymi^{*)}, jak i cyfrowymi. W obu przypadkach jest niezbędne zwielokrotnienie czasowe poszczególnych sygnałów w taki sposób, aby mogły być one nadawane w okresie trwania linii wybierania obrazu, a więc w okresie ok. 64 μ s.

Wybór optymalnego systemu nadawania składowych sygnału telewizji kolorowej będzie przy tym zależał przede wszystkim od:

– liczby i rodzaju transmitowanych sygnałów;

^{*)} Koncepcja taka stanowi istotny element rodziny systemów pakietowych nazywanych MAC (Multiplexed Analog Component), proponowany przez UER i CCIR.

- wymaganej jakości odtwarzanego obrazu, zależnej od wrażliwości systemu na zniekształcenia i zakłócenia;
- zajmowanego pasma częstotliwości.

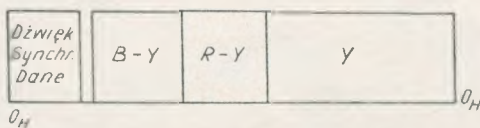
Zarówno w systemie analogowym, jak i cyfrowym można przesyłać, oprócz sygnału luminancji i sygnałów chrominancji, również sygnały kilku dźwięków towarzyszących oraz sygnały danych (jak np. sygnały teletekstowe, pomiarowe i inne). Należy przy tym wziąć pod uwagę, że jak wynika z przeprowadzonych w PRL badań [1, 10], uzyskanie wysokiej jakości obrazu wymaga stosowania pasma częstotliwości 6 MHz dla sygnału luminancji oraz nie mniej niż 1,5 MHz dla sygnałów różnicowych $R-Y$ i $B-Y$.

Przy cyfrowych metodach transmisji sygnałów składowych wszystkie przesyłane sygnały są przetwarzane na sygnały cyfrowe i w takiej postaci przesyłane ze zwielokrotnieniem czasowym. Natomiast przy transmisji sygnałów składowych metodami analogowymi sygnały luminancji i chrominancji są przesyłane analogowo z kompresją w czasie i ze zwielokrotnieniem czasowym, a pozostałe sygnały wygodniej jest przesyłać metodami cyfrowymi niż analogowymi. Umożliwia to bowiem nie tylko lepszą jakość transmisji dźwięków, lecz również lepsze wykorzystanie pojemności kanału transmisyjnego, a także daje możliwość zamiany przesyłanych sygnałów dźwięku na sygnały innych służb lub odwrotnie.

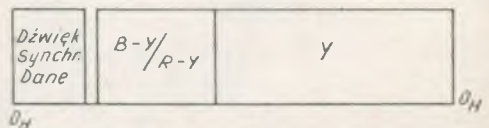
Pomimo przesyłania sygnałów metodami analogowymi dla realizacji kompresji sygnału w czasie celowe jest jednak przetworzenie sygnału na sygnał cyfrowy, jego zapis w pamięci, a następnie odczytywanie go z odpowiednią prędkością oraz przetworzenie na sygnał analogowy. Jest więc ważne, aby procesy zapisu i odczytu dla potrzeb kompresji były takie same, jak cyfrowe procesy standardu studyjnego 4:2:2 [2, 13].

Przy obu rodzajach transmisji sygnału na każdej linii wybierania można przesyłać sygnał luminancji i bądź obydwie sygnały różnicowe ($R-Y$ i $B-Y$), bądź tylko jeden z nich. Drugi sygnał różnicowy przesyła się w takim przypadku na linii sąsiedniej tego samego pola obrazu.

Kolejność nadawania tych sygnałów na linii wybierania mogłaby być ze względów układowych, w zasadzie, dowolna. Biorąc jednak pod uwagę, że wpływ ewentualnych zniekształceń małej częstotliwości na sygnał chrominancji jest bardziej zauważalny w obrazie niż ich wpływ na sygnał luminancji, jest korzystne umieszczać sygnały różnicowe możliwie blisko początku linii wybierania, gdzie występuje stabilizacja poziomu sygnału.



Rys. 1. Rozmieszczenie sygnałów przy przesyłaniu dwóch sygnałów różnicowych na linii wybierania



Rys. 2. Rozmieszczenie sygnałów przy przesyłaniu jednego sygnału różnicowego na linii wybierania

Na początku linii wybierania są poza tym nadawane sygnały synchronizacji, dźwięku i danych. W związku z tym przyjmuje się z reguły rozkłady sygnałów na linii wybierania takie, jak są podane na rys. 1 i 2.

2. PODSTAWOWE PARAMETRY TECHNICZNE ANALOGOWEGO SYSTEMU TRANSMISJI Z KOMPRESJĄ SYGNAŁÓW W CZASIE

Podstawowym parametrem sygnałów analogowych z kompresją w czasie są, jak wiadomo, współczynniki kompresji tych sygnałów, od których zależą następujące parametry techniczne:

- wymagane pasma częstotliwości sygnałów,
- stosunki sygnałów do szumów,
- czasy trwania sygnałów na linii wybierania oraz możliwości nadawania odpowiedniej liczby dodatkowych dźwięków czy sygnałów danych.

Wybór stopnia kompresji sygnałów jest z reguły kompromisem pomiędzy wynikającymi z niego wartościami wyżej podanych parametrów technicznych.

Jest oczywiste, że im więcej wiadomości chcemy przesłać na jednej czynnej linii wybierania, tym należy stosować większą kompresję sygnałów w czasie. Pociąga to jednak za sobą poszerzenie w takim samym stopniu pasma częstotliwości potrzebnego do przesyłania sygnału oraz wzrost mocy szumów po dekompresji, który jest proporcjonalny do sześcianu współczynnika kompresji. Korzystne jest więc wybieranie możliwej małej wartości tego współczynnika.

Określenie optymalnej wartości współczynnika kompresji jest uzależnione od dwóch czynników, a mianowicie od stosunku częstotliwości próbkowania poszczególnych sygnałów oraz od stopnia wykorzystania całości czasu trwania czynnej linii wybierania.

Dla rozpatrywanego przypadku transmisji jednego sygnału różnicowego na każdej linii wybierania stosunek kompresji sygnału luminancji do kompresji sygnału chrominancji jest równy stosunkowi próbkowania tych sygnałów i wynosi jak 1:2 [2, 13], a ze względu na wykorzystanie całości czasu trwania linii wybierania suma odwrotności współczynników kompresji powinna być równa 1. Stąd łatwo wyliczyć, że sygnał luminancji powinien być skompresyjowany w stosunku 3:2, a sygnał różnicowy jak 3:1.

Natomiast przy nadawaniu obu sygnałów różnicowych na każdej czynnej linii wybierania sygnał luminancji powinien być skompresyjowany jak 4:2, czyli dwukrotnie, podczas gdy sygnały chrominancji powinny być skompresyjowane czterokrotnie.

Przy przyjęciu takich współczynników kompresji dla przypadku pierwszego przenoszone pasmo częstotliwości po kompresji sygnału luminancji wynosi 9 MHz, a sygnałów różnicowych 4,5 MHz. Stosunek sygnału luminancji do szumu maleje o 5,3 dB, a sygnału chrominancji do szumu o 14,3 dB [3].

Natomiast dla przypadku drugiego przenoszone po kompresji pasmo częstotliwości sygnału luminancji wynosi 12 MHz, zaś sygnału chrominancji 6 MHz. Stosunek sygnału luminancji do szumu maleje wówczas o 9 dB, a sygnału chrominancji do szumu o 18 dB [3].

Przesyłanie różnych sygnałów dźwięku i danych w formie jednego cyfrowego strumienia informacji jest możliwe w formie, tzw. zwielokrotnienia pakietowego. Każdy pakiet zawiera wówczas informacje cyfrowe jednego sygnału wejściowego, poprzedzone odpowiednim adresem, umożliwiającym wydzielenie go w urządzeniu odbiorczym. W celu uniknięcia możliwości powstawania informacji pomiędzy sygnałami o częstotliwości zegarowej sygnałów cyfrowych (dla zapisu w pamięci) a sygnałami o częstotliwości odczytu sygnałów wizyjnych (z pamięci) obie te częstotliwości powinny być ze sobą zsynchronizowane. Jednym z możliwych rozwiązań jest tu przyjęcie częstotliwości transmisji sygnałów cyfrowych równej częstotliwości odczytu sygnałów wizyjnych. Prowadziłoby to jednak do zbyt dużych prędkości bitowych sygnału cyfrowego, przy których pasmo częstotliwości zajmowane przez sygnał cyfrowy byłoby znacznie szersze od pasma zajmowanego przez skompresowany sygnał wizyjny. Znacznie korzystniejsze jest więc przyjęcie częstotliwości zegarowej równej połowie częstotliwości odczytu sygnałów wizyjnych z pamięci. Powoduje to jednak zmniejszenie do połowy liczby przesyłanych informacji cyfrowych, zawężając jednocześnie również do połowy pasmo częstotliwości zajmowane przez sygnał cyfrowy. Stosowane metody kodowania dźwięku umożliwiają przesłanie wówczas 4 sygnałów monofonicznego dźwięku wysokiej jakości (lub 2 sygnałów dźwięku stereofonicznego) oraz sygnałów danych (jak np. teletekst itp.).

3. PODSTAWOWE PARAMETRY TECHNICZNE SYSTEMU CYFROWEGO

Podstawowym parametrem systemu cyfrowego, określającym wymagane pasmo częstotliwości toru przesyłowego, jest prędkość bitowa sygnału. Stanowi ona funkcję szeregu parametrów systemu, takich jak np.: pasma częstotliwości wejściowych sygnałów analogowych, częstotliwości i struktury próbkowania sygnałów analogowych, metody kodowania sygnałów i liczby bitów reprezentujących próbkę.

Przyjęty w skali światowej system cyfrowy dla studio, zapewniający wysoką jakość obrazu telewizyjnego wymaga, jak wiadomo, stosowania prędkości bitowej sygnału równej 216 Mbit/s. Stosowanie takiego systemu poza studiem telewizyjnym jest obecnie praktycznie niemożliwe, gdyż wymagałby on pasma częstotliwości przenoszonych przez urządzenie transmisyjne czy emisyjne rzędu 160 MHz.

Specyfika obrazu telewizyjnego powoduje jednak, że w sygnale telewizyjnym istnieje szereg źródeł redundancji, które pozwalają zmniejszyć prędkość bitową telewizyjnego sygnału cyfrowego bez pogarszania jakości odtwarzanego obrazu.

Podstawowymi metodami eliminowania nadmiaru informacji w obrazie są:

- kodowanie z prognozowaniem,
- kodowanie transformacyjne.

W chwili obecnej, jak wynika z badań prowadzonych w latach 1982–1986, zarówno w ramach CCIR [4], jak i w Polsce, metody kodowania z prognozowaniem są realizowane praktycznie i zapewniają wyższą jakość odtwarzanego obrazu niż metody transformacyjne, które są skomplikowane układowo i często realizowane jedynie przez symulację komputerową.

Z opracowanego przez CCIR [4] zestawienia systemów cyfrowych o zmniejszonej prędkości bitowej wynika, że zadowalającą jakość odtwarzanych obrazów, przy stosunkowo prostej praktycznej realizacji, można uzyskać w systemach z prognozowaniem przy prędkościach bitowych równych co najmniej $50 \div 70$ Mbit/s.

Proponowane systemy o mniejszych prędkościach bitowych dotyczą przetwarzania całkowitych sygnałów systemów PAL lub NTSC bądź też kodowania transformacyjnego i są najczęściej realizowane jedynie przez symulację komputerową, bądź nie zapewniają jeszcze wystarczająco wysokiej jakości obrazu.

Wartość prędkości bitowej sygnału cyfrowego w danym systemie określa się na podstawie wartości poszczególnych jego parametrów.

Na podstawie przeprowadzonych w PRL badań określono poszczególne parametry systemu cyfrowego transmisji składowych sygnału telewizji kolorowej. Opierając się na statystycznych badaniach subiektywnych wpływu poszczególnych parametrów na jakość odtwarzanego obrazu oraz na przeprowadzonej analizie teoretycznej określono częstotliwość i strukturę próbkowania [5, 6, 8, 10, 12]. Parametry kodowania natomiast wyznaczono na podstawie analizy teoretycznej z uwzględnieniem korelacji pomiędzy elementami znormalizowanych przezrocz kolorowych [7, 9]. Stwierdzono [11, 14], że wysoką jakość odtwarzanego obrazu można uzyskać przy standardzie próbkowania 4:1:1 (kompatybilnym ze standardem studyjnym 4:2:2), ortogonalnej strukturze próbkowania, kodowaniu różnicowym wewnątrzpolowym oraz przy przyjęciu 5 bitów na próbkę.

W takim przypadku na każdej linii wybierania można przesyłać 712 próbek sygnału luminancji i po 178 próbek sygnałów różnicowych $R-Y$ i $B-Y$, jak również ewentualnie sygnały dźwięku i danych. Prędkość bitowa sygnału cyfrowego jest równa iloczynowi liczby próbek obrazu na linii wybierania, liczby bitów na próbkę i liczby linii wybierania na sekundę. W naszym standardzie liczba czynnych linii wybierania obrazu wynosi 576, a liczba nadawanych obrazów na sekundę 25. Liczba czynnych linii wybierania na sekundę równa jest więc 14 400. W okresie wygaszania pół obrazu przewiduje się przesyłanie sygnałów dźwięków towarzyszących i sygnałów danych, na co wystarczająca jest prędkość bitowa ok. 2 Mbit/s. Prędkość bitowa sygnału wizyjnego w przypadku przesyłania jednego sygnału różnicowego jest równa wówczas

$$890 \times 5 \times 576 \times 25 = 64 \text{ Mbit/s}$$

Całkowita zaś prędkość bitowa dla tego przypadku wynosi ok. 66 Mbit/s.

Tablica 1

Istotne parametry techniczne systemu analogowego i cyfrowego

Lp.	Parametry	System analogowy		System cyfrowy	
		z transmisją jednego sygnału różnicowego w każdej linii	z transmisją dwóch sygnałów różnicowych w każdej linii	z transmisją jednego sygnału różnicowego w każdej linii	z transmisją dwóch sygnałów różnicowych w każdej linii
1	Częstotliwości graniczne wejściowych sygnałów analogowych: — luminancji — sygnałów różnicowych	6 MHz 1,5 MHz-3 MHz	6 MHz 1,5 MHz-3 MHz	6 MHz 1,5 MHz	6 MHz 1,5 MHz
2	Rozdzielczość obrazu w stosunku do rozdzielczości typowego obrazu analogowego w kierunku poziomym: sygnału luminancji sygnału chrominancji pionowym: sygnału luminancji sygnału chrominancji	większa większa taka sama zmniejszona co najmniej o połowę	większa większa taka sama taka sama	większa taka sama taka sama zmniejszona co najmniej o połowę	większa taka sama taka sama taka sama
3	Stosunek sygnału do zniekształceń systemowych (kwantowania)	ok. 58 dB	ok. 58 dB	ok. 58 dB	ok. 57 dB
4	Wrażliwość na zakłócenia i zniekształcenia toru transmisyjnego: — szumy — zakłócenia — zniekształcenia linearne — zniekształcenia nielinearne	wrażliwy wrażliwy wrażliwy wrażliwy	wrażliwy wrażliwy wrażliwy wrażliwy	mało wrażliwy mało wrażliwy mało wrażliwy mało wrażliwy	mało wrażliwy mało wrażliwy mało wrażliwy mało wrażliwy
5	Liczba nadawanych sygnałów dźwięku oraz sygnałów danych	4 + teletekst + dane	4 + teletekst + dane	więcej niż 4 + teletekst + dane	więcej niż 4 + teletekst + dane
6	Wymagane pasmo częstotliwości sygnału	9 MHz	12 MHz	ok. 50 MHz	ok. 56 MHz

Natomiast dla przesyłania dwóch sygnałów różnicowych na każdej linii wybierania prędkość bitowa sygnału wizyjnego jest równa

$$1068 \times 5 \times 576 \times 25 = \text{ok. } 72 \text{ Mbit/s}$$

Całkowita zaś prędkość bitowa wyniesie więc ok. 79 Mbit/s. Pasma częstotliwości sygnału przesyłanego ma, jak wiadomo, ok. 75% prędkości bitowej, a więc odpowiednio ok. 50 MHz i 56 MHz. Zniekształcenia kwantowania wyniosą zatem [15] dla obu przypadków 57,4 dB.

4. PORÓWNANIE ROZPATRYWANYCH SYSTEMÓW

Na podstawie rozważań przeprowadzonych w poprzednich punktach oraz wykorzystując niektóre dane z literatury, zgrupowano w tablicy 1 wiele istotnych parametrów technicznych rozważanych systemów, które pozwalają na wyciągnięcie wniosków dotyczących transmisyjnych własności rozpatrywanych systemów.

Znane, korzystne własności systemów cyfrowych są, jak widać, okupione kilkakrotnie szerszym pasmem częstotliwości, jakie jest wymagane przy transmisji tego typu sygnałów.

Z punktu widzenia jakości odtwarzanego obrazu analogowego system cyfrowy jest systemem perspektywicznym, umożliwiającym uzyskiwanie wysokiej jakości odtwarzanego obrazu. Realizacja tego typu systemu może mieć jednak miejsce przede wszystkim w transmisji satelitarnej czy w naziemnych światłowodowych liniach transmisyjnych.

Systemy analogowe ze zwielokrotnieniem i kompresją w czasie sygnałów składowych umożliwiają uzyskiwanie wyraźnie wyższej jakości odtwarzanego obrazu analogowego (niż uzyskiwana obecnie w klasycznych systemach analogowych) kosztem niewielkiego stosunkowo poszerzenia wymaganego pasma częstotliwości sygnału transmitowanego. W związku z tym, do czasu wprowadzenia do eksploatacji systemów cyfrowych, wydaje się, że należałoby wprowadzać systemy analogowe z transmisją sygnałów składowych i kompresją ich w czasie, które już obecnie mogą znaleźć zastosowanie zarówno w satelitarnej radiodifuzji telewizyjnej, w sieciach telewizji kablowej, jak również w systemach anten zbiorowych.

WYKAZ LITERATURY

1. CCIR (1978–1982). Doc. 11/89 (Poland) (CMTT/61): Picture quality as a function of bandwidths limiting and sampling frequencies.
2. CCIR. Rec. 601-1: Encoding parameters for digital television for studies.
3. CCIR. XVI th Plenary Assembly. Report 1074 (MOD F): Satellite transmission of multiplexed analogue component (MAC) vision signals.

4. CCIR (1982–1986). Doc. 11/10, Proposed new report: Bit rate reduction for digital television signals.
5. CCIR (1978–1982). Doc. 11/302 (Poland) (CMTT/262): Reproduced colour picture quality as a function of sampling frequencies and structures.
6. *Karwowska-Lamparska A.*: Optymalna częstotliwość próbkowania sygnału telewizyjnego kolorowej systemu SECAM. Prace Instytutu Łączności, nr 89, 1982.
7. *Карвовска-Лямпарска Алина*: Оптимальное предсказание при дифференциальной импульсно-кодовой модуляции сигналов цветного телевидения. Радио Телевидение ОИРТ Н. 3, 1985.
8. *Karwowska-Lamparska A.*: Wpływ metod próbkowania sygnału wizyjnego na jakość odtwarzanego obrazu. Archiwum Elektrotechniki, nr 4, 1980.
9. *Karwowska-Lamparska A.*: Wybór optymalnego algorytmu prognozy przy różnicowym wewnątrz polowym kodowaniu sygnałów wizyjnych. Prace Instytutu Łączności, nr 90, 1984.
10. *Karwowska-Lamparska A., Kędziński L.*: Redundancy reduction and picture quality. EMC, Wrocław, 1980.
11. *Karwowska-Lamparska A., Kędziński L.*: Technical parameters of digital transmission system for colour television. EMC, Wrocław, 1984.
12. *Karwowska-Lamparska A., Kędziński L.*: Wpływ ograniczenia redundancji sygnału wizyjnego na jakość odtwarzanego obrazu. Prace Instytutu Łączności, nr 88, 1982.
13. OIRT. Pek. 106-TK: Параметры цифрового телевидения для телевизионных аппаратных (студии).
14. OIRT. Dok. TK-III-1870. Вклад ПНР: Система цифрового телевидения со скоростью передачи битов 70 Мбит/с.
15. *Замбуридзе О. Г.*: Оптимальное квантование сигналов изображения с учетом функции видности помех и маскирования. Труды НИИР, Н. 2, 1982.

Алина Карвовска-Лямпарска

ОПТИМАЛИЗИЦИЯ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ СОСТАВЛЯЮЩИХ СИГНАЛА ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ С ВРЕМЕННЫМ УПЛОТНЕНИЕМ

Резюме

Проводится сравнение двух систем передачи составляющих сигнала цветного телевидения: аналоговой с компрессией и временным уплотнением и цифровой с временным уплотнением. Характеристическим параметром аналоговой системы является коэффициент компрессии, а цифровой системы — скорость передачи битов. Сравнение проведено учитывая полосу частот занимаемую видеосигналами, разрешающую способность принимаемого изображения, чувствительность к помехам и искажениям вносимых трактом передачи, наличие системных искажений, а также количество и вид информации передаваемых вместе с видеосигналами. Считают, что аналоговая система является переходной до момента полной цифризации тракта.

*Alina Karwowska-Lamparska***OPTIMIZATION OF TRANSMISSION SYSTEMS OF COLOUR TELEVISION
SIGNAL COMPONENTS WITH TIME MULTIPLEXING****Summary**

In the article two transmission systems of colour television signal components: analogue system with compression and time multiplexing and digital system with time multiplexing were compared. The compression coefficient is the characteristic parameter of the analogue system and the bit rate — of the digital system. The comparison was carried out taking into account the frequency band occupied by the video signals, the resolution of the received picture, the susceptibility to noise and distortions of the transmission line, noise coherent of the system, and the number and the kind of the additional informations transmitted together with video signals.

*Alina Karwowska-Lamparska***L'OPTIMALIZATION DE SYSTEME DE TRANSMISSION
DE COMPOSANTS DE SIGNAL DE TELEVISION
EN COULEURS A MULTIPLEXAGE DANS LA DOMAINE DE TEMPS****Résumé**

Dans l'article on a comparé deux systèmes de transmission des composantes de télévision en couleurs: système analogique à compression et multiplexage dans le temps et numérique à multiplexage dans le temps. Le paramètre caractéristique d'un système analogique est le facteur de compression, et d'un système numérique — le débit binaire. On a comparé les bandes de fréquence des signaux vidéo, définitions des images reproduites, sensibilité des signaux sur les perturbations et distortions de la chaîne de transmission, perturbations cohérentes des systèmes et nombres et natures des informations supplémentaires transmis avec des signaux vidéo.

*Alina Karwowska-Lamparska***OPTIMIERUNG DES ÜBETRAGUNGSSYSTEMS DER KOMPONENTE
DES FARBERNSEHSIGNALS MIT ZEITMULTIPLEX****Zusammenfassung**

In dem Artikel wurden zwei Übertragungssysteme der Komponente des Farbfernsehsignals verglichen: ein Analogsystem mit Kompression und Zeitmultiplex und ein Digitalsystem mit Zeitmultiplex.

Charakteristischer Parameter des Analogsystems ist der Kompressionskoeffizient und des Digitalsystems — die Bitrate des Signals.

Die Vergleichung wurde durchgeführt mit Berücksichtigung: des durch Bildsignale besetzten Frequenzbandes, der Auflösung des empfangenen Bildes, der Stör- und Verzerrungsempfindlichkeit des Übertragungsweges, des Vorkommens der Systemstörungen und der Zahl und Art der zusammen mit Bildsignal übertragenen Informationen.

Es wird behauptet, dass das Analogsystem ein Durchgangssystem ist bis zur völligen Digitalisierung des Übertragungsweges.

KRYTERIUM OCENY JAKOŚCI OBRAZU TELEWIZYJNEGO W OBECNOŚCI ZAKŁÓCEŃ KOHERENTNYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dn. 1986.08.16

W artykule poruszono problemy zakłóceń koherentnych analogowego sygnału telewizyjnego wraz z subiektywną oceną pogorszenia jakości obrazu telewizyjnego. Przedstawiono w postaci matematycznych równań zależności pomiędzy subiektywną oceną obrazu telewizyjnego a charakterystycznymi parametrami telewizyjnych sygnałów: użytecznego i odbitego.

1. WPROWADZENIE

Doskonalenie technik przesyłania i odtwarzania dźwięku, jak radiowe programy stereofoniczne wysokiej jakości czy gramofony laserowe, wywołuje u odbiorców naturalną chęć odbioru programów telewizyjnych o coraz lepszej jakości obrazu. Żąda się, aby przekazywany człowiekowi – obserwatorowi obraz był o jak najmniejszych zniekształceniach, a więc najbardziej zbliżony do obrazu widzianego przez obiektyw kamery. Uzyskanie wiernego obrazu sceny jest ograniczone możliwościami technicznymi i zniekształceniami wnoszonymi przez urządzenia nadawcze i odbiorcze, standardem telewizyjnym oraz czynnikami związanymi z propagacją sygnału radiodyfuzyjnego.

Na propagację sygnału radiowego od nadajnika do odbiornika wpływają: ukształtowanie terenu, forma zabudowy, martwe pola elektromagnetyczne, źródła zakłóceń przemysłowych oraz rozdział częstotliwości [5]. Dwa pierwsze czynniki, a więc ukształtowanie terenu i forma zabudowy są powodem powstawania charakterystycznych stref pogorszonego odbioru telewizyjnego. Związane z tym zjawiska to: tłumienie sygnału radiodyfuzyjnego w strefie tzw. cienia oraz odbicia fal elektromagnetycznych, prowadzące do tworzenia obszarów wielodrogowych sygnałów.

Wyjątkowo duże nasilenie tych niekorzystnych zjawisk występuje w aglomeracjach miejskich w wyniku gęstości i zróżnicowanej wysokości zabudowy. W miastach, w których rozprowadzanie sygnałów telewizyjnych odbywa się drogą propagacji fal radiowych w wolnej przestrzeni, jakość odbioru telewizyjnego systematycznie się obniża. Zakłócenia odbioru przekazywanych scen są przez użytkownika subiektywnie odbierane i oceniane. Badając zatem wpływ różnorodnych zakłóceń i zniekształceń na jakość obrazu telewizyjnego mamy do czynienia z sytuacją, w któ-

rej z jednej strony, człowiek – obserwator ocenia subiektywnie oglądany obraz, z drugiej natomiast, możliwe jest obiektywne wyznaczenie mierzalnych parametrów sygnału telewizyjnego oraz zakłóceń tego sygnału. Dąży się przy tym do zobiektywizowania ocen korzystając z subiektywnej oceny znacznej liczby obserwatorów [3]. Wnioskowanie, o subiektywnej ocenie, przeprowadza się wówczas na podstawie wyników analizy statystycznej i uzyskanych średnich wartości ocen, oceny niezgodności wyników itp.

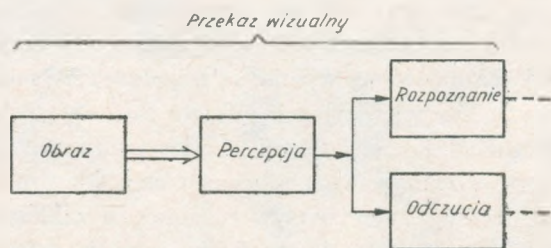
Jednocześnie, w celu poznania praw rządzących procesem odbioru treści przekazu wizualnego, prowadzi się badania nad współzależnościami pomiędzy fizycznymi cechami obrazu a psychofizycznymi aspektami jego odbioru.

2. SUBIEKTYWNA OCENA JAKOŚCI OBRAZU

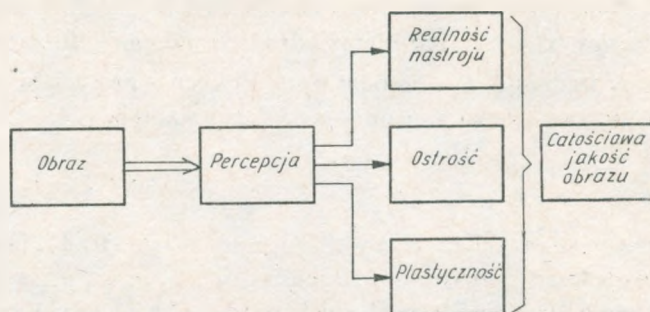
Ocena jakości obrazu telewizyjnego jest eksperymentem, w którym człowiek – obserwator porównuje obrazy eksponowane na ekranie telewizyjnym z obrazem wzorcowym. Wynikiem tego porównania jest subiektywna ocena wyrażona w liczbach według zalecanej przez CCIR skali ocen. Występują tu wszystkie elementy składające się na pojęcie eksperymentu pomiarowego. Źródłem zjawiska jest ekran telewizyjny z odtwarzanym obrazem. Wzorcem, w tym przypadku, są obrazy zakodowane w pamięci człowieka – obserwatora i jego wyobrażenia o obrazie doskonałym. Jaka jest nasza wiedza o tym szczególnym „przyrządzie pomiarowym”, jakim jest człowiek? Przeprowadzone przez Friesera [7] badania doprowadziły do powstania modelu przekazu wizualnego w postaci struktury hierarchicznej (rys. 1).

Wyszczególniona w modelu percepcja (postrzeganie) jest fizycznym etapem procesu odbioru treści przekazu wizualnego. Odczucia są natomiast psychicznym wyrazem psychofizycznej jakości obrazu [7]. Przyjmuje się również za Frieserem hierarchiczny model odczucia (rys. 2).

Spośród najważniejszych psychofizycznych cech jakości obrazu wyróżniono trzy, uzależnione od przestrzennej charakterystyki obiektu: ostrość, plastyczność oraz realność nastroju. Odczucie jakości obrazu doznawane przez człowieka – ob-



Rys. 1. Model przekazu wizualnego w postaci struktury hierarchicznej



Rys. 2. Hierarchiczna struktura odczucia jakości obrazu [7]

serwatora, a w wyniku tego ocena wydawana widzianym obrazom, zależy od trzech wyżej wymienionych składowych odczucia.

Analizując powyższe modele zrozumiąły staję się fakt dużej uciążliwości zakłóceń sygnału użytecznego koherentnymi sygnałami odbitymi. Odbicia o bardzo małym opóźnieniu prowadzą do zamazywania się konturów obrazu, co pogarsza subiektywne odczucie ostrości. Nieco większe opóźnienie podkreśla kontury, przez co daje wrażenie plastyki obrazów. Odbicia o dużym opóźnieniu powodują powtarzanie się obrazu, tzw. „zjawy”. Już sama potoczna nazwa „zjawy” na tego typu zakłócenia świadczy o pogorszeniu subiektywnie odbieranej realności nastroju oglądanych scen.

Subiektywne odczucia jakości obrazów telewizyjnych doznawane przez obserwatorów są następnie oceniane według zalecanej przez CCIR skali ocen [3]. Różni się podział na skale:

- jakości obrazu (quality scale) – 5-stopniową,
- zauważalności zniekształceń (impairment scale) – 5-stopniową,
- skalę porównawczą (comparison scale) – 7-stopniową.

W tablicy 1 podano skalę pięciostopniową zauważalności zniekształceń obrazu i jakości obrazu [3]*).

Tablica 1

Skala pięciostopniowa zauważalności zniekształceń obrazu i jakości obrazu

Skala 5-stopniowa	
Zauważalności zniekształceń	Jakość obrazu
5 – niedostrzegalne	5 – bardzo dobra
4 – dostrzegalne, lecz nie przeszkadzające	4 – dobra
3 – zauważalne, nieznacznie przeszkadzające	3 – zadowolająca
2 – przeszkadzające	2 – mierna
1 – bardzo przeszkadzające	1 – zła

*) W latach ubiegłych w niektórych laboratoriach stosowano również skalę 6-stopniową w celu ujednoczenia uzyskanych wyników; średnie oceny uzyskane przy stosowaniu skali sześciostopniowej przelicza się na średnie oceny skali pięciostopniowej według wzoru [3]

$A_5 = 5,8 - 0,8 A_6$

Ponieważ zgodnie z zaleceniami CCIR nr 550-2, w subiektywnej ocenie jakości obrazów telewizyjnych bierze udział co najmniej 10 osób, każdy obraz otrzymuje ocenę średnią – \bar{U}_m . Średnie wartości ocen z przedziału od 1 do 5 normalizuje się za pomocą ciągłej zmiennej – \bar{u} , danej wzorem [2]:

$$\bar{u} = \frac{\bar{U}_m - 1}{4}, \quad \text{gdzie } \bar{U}_m \in \langle 1; 5 \rangle \quad (1)$$

Zmienna \bar{u} przybiera teraz wartości z przedziału $\langle 0; 1 \rangle$. Na podstawie empirycznych doświadczeń stwierdzono, że jeśli $\bar{u}_1, \bar{u}_2, \dots, \bar{u}_r, \dots, \bar{u}_n$ są znormalizowane średnimi ocenami dla n niezależnych zniekształceń oddziałujących pojedynczo, to znormalizowana ocena średnia \bar{u} dla wszystkich zniekształceń wpływających jednocześnie jest dana wyrażeniem [2]:

$$\frac{1}{\bar{u}} - 1 = \sum_{r=1}^n \left(\frac{1}{\bar{u}_r} - 1 \right) \quad (2)$$

Z równania (2) wynika prosta transformacja zmiennej \bar{u} w dziedzinę zmiennej I poprzez relację [2]:

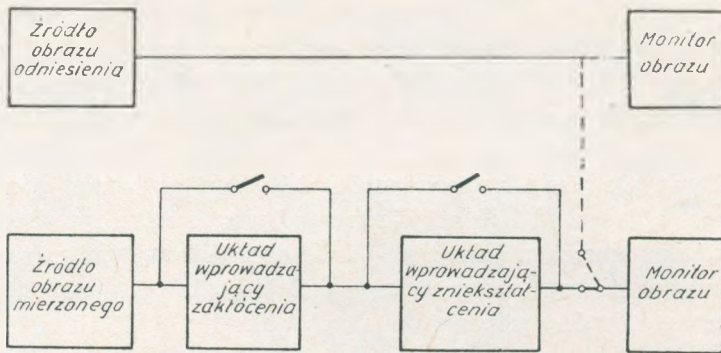
$$I = \left(\frac{1}{\bar{u}} - 1 \right) [\text{imp}] \quad (3)$$

Zmienna I jest funkcją cechy abstrakcji \bar{U} , a ponieważ powstaje na bazie średnich ocen subiektywnych (2), można uznać ją za cechę abstrakcji odpowiadającą subiektywnym odczuciom człowieka – obserwatora. Skala I rozciąga się od zera dla obrazów niezniekształconych ($\bar{u} = 1$; $\bar{U}_m = 5$) do nieskończoności ($\bar{u} = 0$; $\bar{U}_m = 1$), gdy ocena jest niezadowolająca. Jednostką wielkości I jest imp.

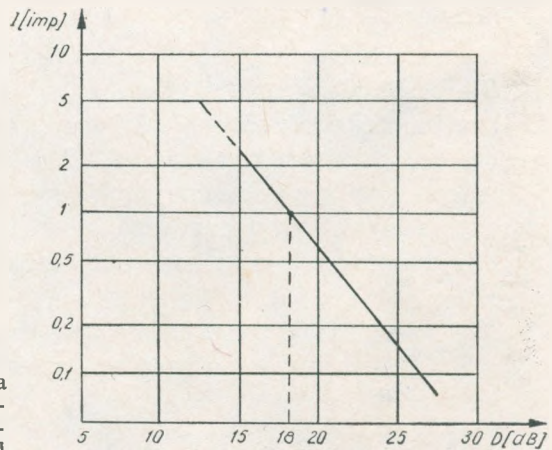
3. WPŁYW KOHERENTNYCH ZAKŁÓCEŃ NA JAKOŚĆ ODTWARZANEGO OBRAZU

Czy można w jakiś sensowny sposób powiązać to, co subiektywnie w obrazie telewizyjnym, z tym, co z określoną dokładnością obiektywnie wyznaczalne, a wpływające na jakość obrazu telewizyjnego? Okazuje się, że jest to możliwe. Doświadczenia przeprowadzone w laboratoriach różnych krajów w ramach programu studiów CCIR doprowadziły do otrzymania powtarzalnych zależności pomiędzy subiektywną oceną jakości obrazu a niektórymi parametrami mierzalnymi obiektywnie. Na rysunku 3 przedstawiono układ do eksperymentalnego wyznaczania wpływu zakłóceń na, subiektywnie ocenianą, jakość obrazu telewizyjnego.

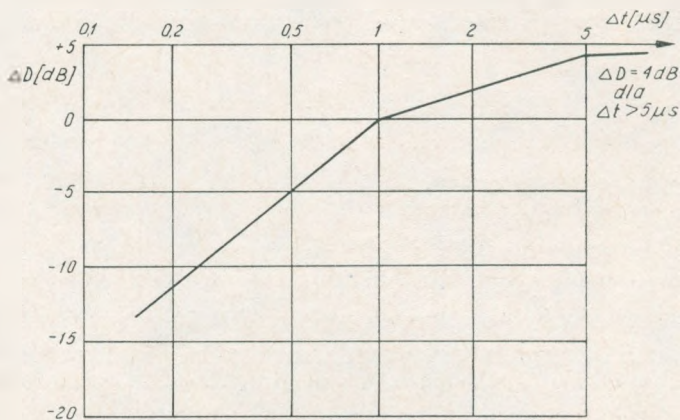
Wartości wielkości zakłócających, dodawanych do wizyjnego sygnału użytecznego, są regulowane i mierzone. Odtwarzane na monitorze obrazy są następnie oceniane subiektywnie przez grupę obserwatorów, w warunkach zgodnych z zale-



Rys. 3. Schemat blokowy układu do badania wpływu zakłóceń na ocenianą subiektywnie jakość obrazu telewizyjnego



Rys. 4. Charakterystyka pogorszenia jakości obrazu w przypadku występowania niezniekształconego echa o polaryzacji dodatniej i opóźnieniu 1 μ s [1]



Rys. 5. Współczynnik korekcyjny ΔD w zależności od Δt

ceniem nr 500-2 CCIR [3]. W ten sposób pewnej wartości określonego zakłócenia lub zniekształcenia zostaje przyporządkowana średnia ocena subiektywna.

Przykładem takiej zależności są charakterystyki podane na rys. 4 i 5 [1] dla przypadku występowania niezniekształconego echa o polaryzacji dodatniej i opóźnieniu $1 \mu\text{s}$ (rys. 4) i $\Delta t [\mu\text{s}]$ (rys. 5).

Podana na rys. 5 wartość współczynnika ΔD jest w przypadku opóźnienia sygnału odbitego różnego od $1 \mu\text{s}$ odejmowana od wartości D z rys. 4.

Wpływ koherentnych zakłóceń na jakość obrazu telewizyjnego określono dla pojedynczego niezniekształconego echa [1]. Zakłócenia przedstawiono w postaci tzw. wektora zakłóceń, wyrażonego w decybelach [1]:

$$D = 20 \log_{10} \left(\frac{S}{E} \right) [\text{dB}] \quad (4)$$

gdzie:

- D – wektor zakłóceń, w dB,
- E – amplituda echa,
- S – amplituda sygnału użytecznego.

Dla czasów opóźnienia różnych od $1 \mu\text{s}$ wartość D_x dla $\Delta t = x$ musi być skorygowana współczynnikiem korekcyjnym ΔD , jak to pokazano na rys. 5.

Do oceny wpływu koherentnych zakłóceń na jakość obrazu telewizyjnego ocenianą subiektywnie wyprowadzono zależności wiążące wielkości subiektywne z obiektywnie mierzalnymi parametrami złożonego analogowego sygnału telewizyjnego.

Punktem wyjścia do wyprowadzenia równań jest zaobserwowanie, że charakterystykę $I = f(D)$ z rys. 4 można aproksymować równaniem typu wykładniczego:

$$I = k \cdot \alpha^D, \quad (5)$$

gdzie: k i α odpowiednie stałe.

W literaturze [1, 4] dane eksperymentalne dotyczące subiektywnych ocen i wielkości zakłócających przedstawia się często w postaci równania:

$$I = \left(\frac{d}{d_M} \right)^G, \quad (6)$$

gdzie:

- $I [\text{imp}]$ – subiektywna ocena,
- d – wektor zakłóceń,
- d_M – parametr (wartość d dla $I = 1 \text{ imp}$),
- G – parametr (nachylenie charakterystyki).

W przypadku zakłóceń koherentnych wektor d definiowany jest jako stosunek amplitudy echa E do amplitudy sygnału S . Łatwo widać [1], że pomiędzy wektorem zakłóceń D wyrażonym w decybelach [wzór (4)] a wektorem d zachodzi zależność:

$$d = 10^{\left(-\frac{D}{20} \right)} \quad (7)$$

Z zależności (6) i (7) dla $d_M = 0,126$ i $G = 2,33$ po kilku przekształceniach otrzymano:

$$I = 10^{(-0,116D + 2,096)} \quad (8)$$

Powyższy wzór jest odpowiednikiem charakterystyki $I = f(D)$ z rys. 4. Jest on typu wykładniczego, a ponadto parametry d_M i G są wyznaczane z tych samych danych eksperymentalnych co wykres na rys. 4. Wzór (8) stosuje się do oszacowania wpływu na subiektywną ocenę I sygnałów odbitych w czasie opóźnienia pomiędzy sygnałem odbitym a użytecznym równym $1 \mu\text{s}$.

Dla otrzymania równań wiążących subiektywną ocenę z czasem opóźnienia sygnału odbitego Δt przeprowadzono następujące rozumowanie. Niech wektor zakłóceń, dla sygnału odbitego o czasie opóźnienia $\Delta t = x$, wynosi D_x . Jeśli od wartości D_x odejmiemy odpowiedni współczynnik korekcyjny ΔD , to otrzymamy wówczas równoważną wartość wektora zakłóceń dla $\Delta t = 1 \mu\text{s}$ [1]

$$D = D_x - \Delta D \quad (9)$$

Zależność współczynnika korekcyjnego ΔD od czasu opóźnienia Δt podaje rys. 5. Na podstawie tego rysunku zależność współczynnika ΔD od czasu Δt dla czasów opóźnienia z przedziału $(0,1; 1) \mu\text{s}$ można wyrazić równaniem:

$$\Delta D = 16,5 \lg \delta t, \quad \text{gdzie } \delta t = \frac{\Delta t [\mu\text{s}]}{1 [\mu\text{s}]} \quad (10)$$

Analogicznie dla czasów opóźnienia $\Delta t \in (1; 5) \mu\text{s}$ współczynnik korekcyjny wynosi:

$$\Delta D = 5,9 \lg \delta t, \quad (11)$$

a dla $\Delta t > 5 \mu\text{s}$

$$\Delta D = 4 \quad (12)$$

Podstawiając kolejno (10), (11), (12) do wzoru (8) z uwzględnieniem zależności (9) otrzymamy:

$$I = 10^{[-0,116(D - 16,5 \lg \delta t) + 2,096]} \quad \text{dla } \Delta t \in (0,1; 1) \mu\text{s}, \quad (13)$$

$$I = 10^{[-0,116(D - 5,9 \lg \delta t) + 2,096]} \quad \text{dla } \Delta t \in (1; 5) \mu\text{s}, \quad (14)$$

$$I = 10^{[-0,116(D - 4) + 2,096]} \quad \text{dla } \Delta t > 5 \mu\text{s}. \quad (15)$$

We wzorach (13), (14), (15) obowiązuje podobnie jak w zależnościach (10), (11), (12) konieczność unormowania wielkości czasu opóźnienia Δt w stosunku do $1 \mu\text{s}$. Zarówno wektory zakłóceń D , jak i ΔD są wyrażone w decybelach. Wzory (13), (14), (15) można w łatwy sposób przekształcić do postaci dogodnej do wykonywania obliczeń. Otrzymamy wówczas odpowiednio:

$$I = 124,7 \times (0,766)^D \times (82,9)^{\lg \delta t}, \quad \text{dla } \Delta t \in (0,1; 1) \mu\text{s} \quad (16)$$

$$I = 124,7 \times (0,766)^D \times (4,84)^{\lg \delta t}, \quad \text{dla } \Delta t \in (1; 5) \mu\text{s} \quad (17)$$

$$I = 363,1 \times (0,766)^D \quad \text{dla } \Delta t > 5 \mu\text{s} \quad (18)$$

Równania (16), (17), (18) wiążą ze sobą wektor zakłóceń D wyrażony za pomocą wielkości mierzalnych obiektywnie, a mianowicie amplitudy sygnału użytecznego S , amplitudy echa E i czas opóźnienia Δt z subiektywną oceną pogorszenia jakości obrazu I .

Dla pojedynczego echa o polaryzacji dodatniej dysponujemy funkcijną zależnością:

$$I = f(S, E, \Delta t). \quad (19)$$

Jeśli sygnał docierający do anteny odbiorczej będzie zakłócany przez kilka sygnałów odbitych, wówczas subiektywną ocenę można otrzymać z zależności:

$$I_c = \sum_{i=1}^n I_i, \quad (20)$$

gdzie:

I_c – subiektywna ocena całkowita,

I_i – subiektywna ocena dla i -tego echa obliczona ze wzorów (16), (17) lub (18) w zależności od wartości Δt .

4. PODSUMOWANIE

Zaproponowane przez autora kryterium w postaci wzorów (16), (17) i (18) pozwala oszacować wpływ zakłóceń koherentnych na jakość odbioru telewizyjnego. Równania te wiążą ze sobą wielkości mierzalne obiektywnie, to jest amplitudę sygnału użytecznego S , amplitudę echa E i czasu opóźnienia Δt z subiektywną oceną pogorszenia jakości odbioru.

Zakres stosowania kryterium jest wyznaczony przez przedziały zmienności wartości wielkości D i Δt . Dla wektora zakłóceń D można przyjąć dolną granicę 5 dB, a górną 30 dB. Odpowiada to obrazom telewizyjnym bardzo złej jakości dla dolnej granicy i o jakości dopuszczalnej dla górnej granicy przedziału D .

Obszar zmienności Δt przyjmuje się praktycznie od 0,1 μs z uwagi na rozróżnialność szczegółów przez oko ludzkie na ekranie odbiornika telewizyjnego. Górna granica dla Δt wynosi 64 μs . Dla $\Delta t_z > 64 \mu s$ należy przyjmować wzór:

$$\Delta t = \Delta t_z - E \left(\frac{\Delta t_z}{64} \right) \cdot 64 \text{ [}\mu s\text{]} \quad (21)$$

gdzie:

Δt_z – zmierzony czas opóźnienia sygnału echa, w μs ,

Δt – obliczeniowy czas opóźnienia, w μs ,

E – funkcja entier.

Wzór (21) uwzględnia przypadek dalekich odbić i pozornego wyprzedzenia sygnału użytecznego.

Jeśli sygnał odbity jest polaryzacji negatywnej, przeciwnej do sygnału użytecznego, korzystanie ze wzorów kryterium jest również poprawne. Oszacowana w ten sposób jakość odbioru telewizyjnego uwzględnia „najgorszy przypadek”, gdy wszystkie echa są polaryzacji dodatniej. Tak zaproponowane kryterium jest kryterium najostrożniejszym w sensie oceny jakości odbioru telewizyjnego.

Dokonując pomiarów wyżej wymienionych parametrów sygnału użytecznego i odbitego można, korzystając z kryterium, wnioskować o statystycznej ocenie jakości obrazu telewizyjnego w miejscu pomiaru. Umożliwi to lokalizację i zapobiegnie szczególnie niekorzystnym warunkom propagacji sygnału telewizyjnego w warunkach zabudowy miejskiej.

WYKAZ LITERATURY

1. CCIR. Doc. 11/1026 Draft Recommendation TAR/II: Subjective quality of television pictures in relation to the main impairments of the analogue composite television signal. 11 Dec. 1985.
2. CCIR. Doc. 11/1022 Report 405-4 (Mod F): Subjective assessment of the quality of television pictures. 11 Dec. 1985.
3. CCIR. Doc. 11/1020-E Draft Recommendation 500-2: Method for the subjective assessment of the quality of television pictures. 11 Dec. 1985.
4. CCIR. Doc. 11/1021 Report 959 (Mod F): Experimental results relating picture quality to objective magnitude of impairment. 11 Dec. 1985.
5. *Kindlarski E.*: Jakość odbiornika telewizyjnego i jakość odbioru. Przegląd Telekomunikacyjny, rok LIV, nr 1, 1981.
6. *Podemski A.*: Zniekształcenia sygnałów w telewizyjnych układach przesyłowych. WKŁ, Warszawa 1978.
7. *Ryll J. W.*: Wpływ składowych konturu na jakość obrazu telewizyjnego. Radio i Telewizja w publikacjach zagranicznych, nr 4, 1983.
8. *Zimiński B.*: Charakterystyka subiektywnej metody oceny jakości obrazu telewizyjnego opracowana przez EBU. Radio i Telewizja w publikacjach zagranicznych, nr 1/2, 1982.

Рышард Ягельницки

КРИТЕРИЙ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ТЕЛЕВИЗИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ КОГЕРЕНТНЫХ ПОМЕХ

Резюме

Рассматриваются проблемы когерентных помех аналогового телевизионного сигнала вместе с субъективной оценкой ухудшения качества телевизионного изображения. Представлено в виде математических уравнений зависимости субъективной оценки телевизионного изображения от характеристических параметров телевизионных сигналов: полезного и отраженного.

Ryszard Jagielnicki

CRITERION OF THE TELEVISION PICTURE QUALITY
ESTIMATION IN THE PRESENCE OF COHERENT DISTURBANCES

Summary

The article touches the problems of coherent disturbances of television analogue signal together with the subjective estimation of television picture quality deterioration.

The relations are presented in the form of mathematical equations between the subjective estimation of a television picture and characteristic parameters of television signals: effective and reflected.

Ryszard Jagielnicki

LE CRITERE D'APPRECIATION D'IMAGE DE TELEVISION
EN PRESENCE DES PERTURBATIONS COHERENTES

Résumé

Dans l'article on a touché les problèmes des perturbations cohérentes du signal analogique de télévision avec l'appréciation subjective de diminution de qualité de l'image de télévision. On a présenté en forme des équations mathématiques les dépendances entre l'appréciation subjective de l'image de télévision avec les paramètres caractéristiques des signaux de télévision: utilisable et réfléchi.

Ryszard Jagielnicki

KRITERIUM DER QUALITÄTSABSCHÄTZUNG DES FERNSEHBILDES
BEI ANWESENHEIT DER KOHERENTEN STÖRUNGEN

Zusammenfassung

Der Artikel berührt die Probleme der kohärenten Störungen des analogen Fernsehsignals mit subjektiver Abschätzung der Verschlechterung der Qualität des Fernsehbildes. Es wurden in Form der mathematischen Gleichungen die Abhängigkeiten zwischen der subjektiven Abschätzung des Fernsehbildes und der Parameter der nützlichen und zurückgestrahlten Fernsehsignale dargestellt.

POMIARY INTENSYWNOŚCI OPADÓW DESZCZU DLA POTRZEB RADIOKOMUNIKACJI

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dn. 1986.09.05

Podstawowym czynnikiem powodującym tłumienie fal radiowych w zakresie częstotliwości powyżej 10 GHz są opady deszczu. W artykule omówiono skonstruowany w Instytucie Łączności system rejestracji i analizy intensywności opadów oraz opisano wykorzystywaną w tym systemie aparaturę. Podano też wyniki badań prowadzonych w latach 1984 i 1985 oraz porównano uzyskane rozkłady intensywności z danymi przedstawionymi w dokumentach CCIR, a także z wartościami średnimi obliczonymi z okresu 10-letnich badań IMGW.

1. WPROWADZENIE

Rozwój radiokomunikacji pociągnął za sobą wykorzystywanie coraz wyższych zakresów częstotliwości. Przy projektowaniu linii ziemskich i satelitarnych na pasma częstotliwości powyżej 10 GHz, właściwy dobór parametrów technicznych systemów transmisyjnych wymaga znajomości statystycznych charakterystyk tłumienia fal powodowanego przez opady atmosferyczne. Charakterystyki tłumienia są z kolei silnie uzależnione od statystycznych charakterystyk samych opadów.

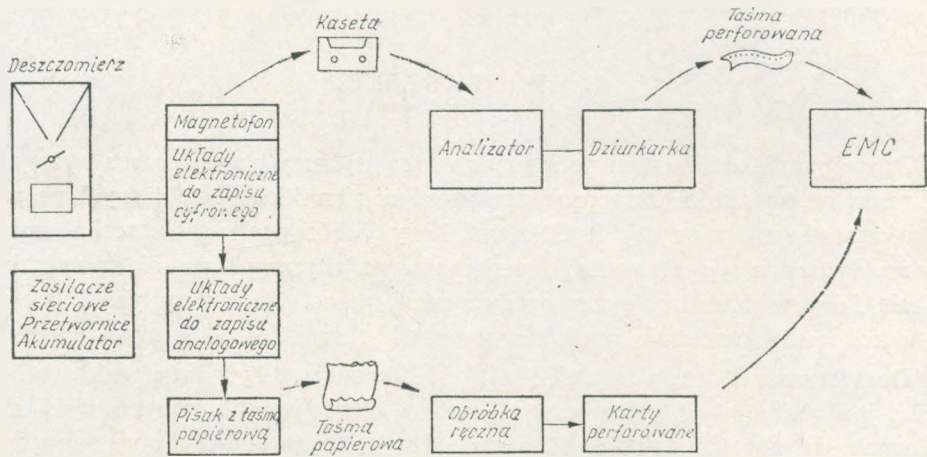
Dotychczasowe dokumenty CCIR [2] i [3] podają statystyczne rozkłady średnich jednonminutowych intensywności opadów dla 14 stref klimatycznych wyróżnionych dla całej kuli ziemskiej. Ze względu na to, że podział został oparty na materiałach uśrednionych w dużej skali, dla wybranych obszarów w poszczególnych strefach mogą wystąpić nawet znaczne odchylenia od podanych wartości uśrednionych. Również dla ustalonego miejsca z roku na rok mogą wystąpić bardzo różne zmiany wartości intensywności opadów oraz zmiany w czasie ich występowania. W celu uzyskania dokładniejszych danych statystycznych dla interesujących rejonów, szczególnie tych, gdzie można spodziewać się zróżnicowań, zachodzi konieczność prowadzenia badań w dostatecznie długim – wielosezonowym czasie.

Na zlecenie Instytutu Łączności, Instytut Meteorologii i Gospodarki Wodnej opracował dla całego kraju rozkłady przestrzenne intensywności opadów na podstawie danych pomiarowych z okresu 1966÷1975 r. Pomiaru były prowadzone w 115 punktach kraju deszczomierzami typu Hellmana [5]. Biorąc pod uwagę, że deszczomierze te uśredniają wyniki pomiarowe w okresach 3÷5 minut, należy

liczyć się z tym, że dane szczególnie w zakresie dużych intensywności (np. większych od 90 mm/h) mogą być zaniżone. Dlatego też dla weryfikacji i uzupełnienia dotychczasowych materiałów są prowadzone od kilku lat przez Instytut Łączności badania intensywności opadów specjalnie do tego celu skonstruowanym systemem pomiarowo-obliczeniowym [1, 7].

2. SYSTEM REJESTRACJI I ANALIZY INTENSYwnOŚCI OPADÓW DESZCZU

Schemat blokowy systemu rejestracji i analizy intensywności opadów przedstawiono na rys. 1. Składa się on z urządzeń instalowanych na terenowych stanowiskach pomiarowych: deszczomierzy przechyłowych (w jęz. ang. tipping-bucket), rejestratorów cyfrowych i analogowych oraz z urządzeń pozostających w Instytucie Łączności: analizatora, dziurkarki i elektronicznej maszyny cyfrowej.



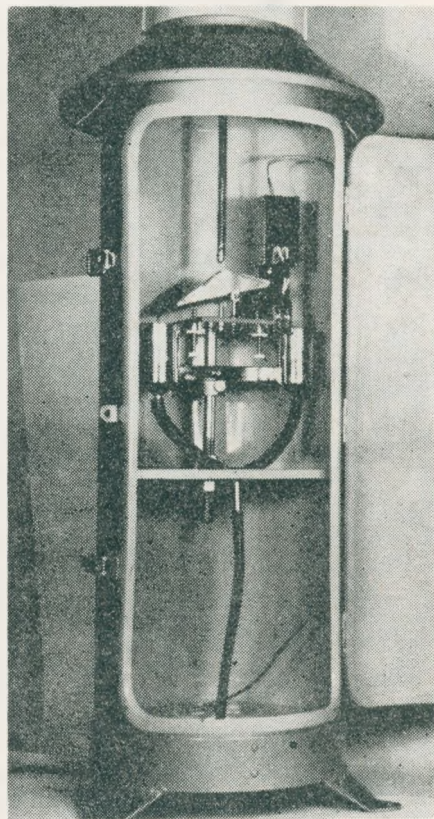
Rys. 1. Schemat blokowy urządzeń i procedury pomiarowo-obliczeniowej systemu rejestracji i analizy intensywności opadów deszczu

Zadaniem deszczomierza jest pomiar ilości wody deszczowej przypadającej na jednostkę powierzchni i jednostkę czasu oraz przetworzenie tej informacji na impulsy elektryczne w liczbie proporcjonalnej do intensywności opadu. Impulsy te są przekazywane do rejestratorów: cyfrowego i analogowego. W rejestratorze cyfrowym impulsy są zapisywane na jednej ścieżce taśmy w magnetofonie kasetowym. Na drugiej ścieżce magnetycznej są zapisywane znaczniki czasu generowane przez zegar kwarcowy. Tak zapisane na stanowiskach pomiarowych informacje są przekazywane do Instytutu Łączności w postaci nagranych kaset magnetofonowych.

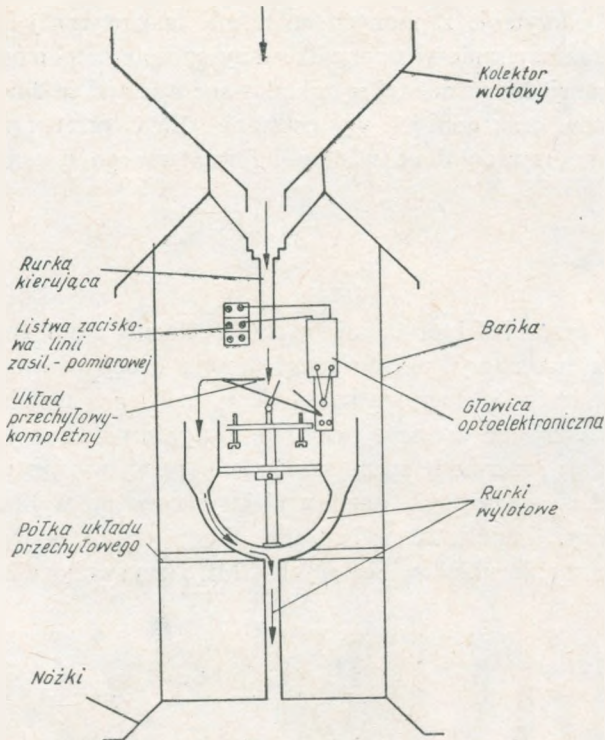
Zadaniem analizatora jest odczytanie zapisanych na taśmie magnetycznej informacji, przetworzenie ich oraz zapisanie w uporządkowany sposób za pomocą dziurkarki na taśmie perforowanej. Na taśmie tej są zakodowane wartości średnio-minutowe intensywności opadów oraz czas ich występowania. EMC przetwarza wprowadzone przez taśmę perforowaną dane według informatycznego systemu pod nazwą ASTAT.

2.1. Deszczomierz

Woda deszczowa zbierana przez kolektor o powierzchni 1000 cm^2 jest kierowana przez lejek do jednego z dwu naczyń układu przechyłowego o objętości ok. $4,5 \text{ cm}^3$ (rys. 2 i 3). Po napełnieniu się naczynia następuje przechylenie układu, wylanie wody i rozpoczęcie napełniania drugiego naczynia. Przejście układu z jednej do drugiej pozycji powoduje przerwanie strumienia świetlnego wytwarzanego w głowicy optoelektronicznej i wygenerowanie impulsu elektrycznego na wyjściu układu elektronicznego głowicy. Impulsowe wzbudzenie diody elektroluminescencyjnej, jak również zastosowanie układów scalonych CMOS zapewniło eko-



Rys. 2. Deszczomierz – widok



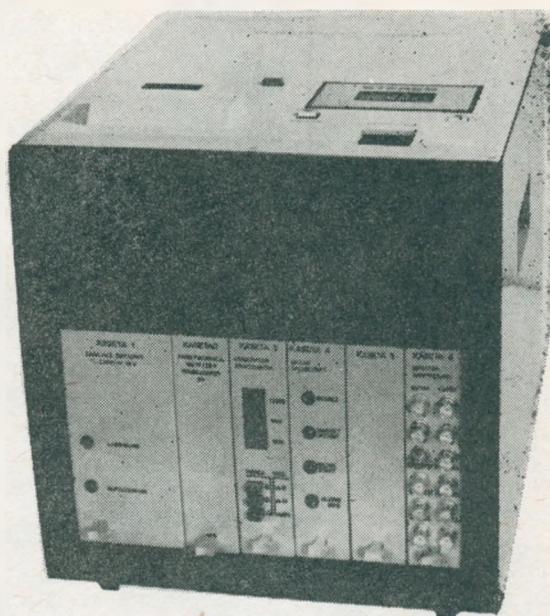
Rys. 3. Deszczomierz — konstrukcja

nomiczną pracę głowicy. Do zasilania głowicy i przekazywania impulsów deszczomierza zastosowano jedną parę przewodów. Pod względem konstrukcji mechanicznej deszczomierz stanowi bańkę z kolektorem deszczu u góry, wewnątrz której znajduje się układ przechyłowy i głowica optoelektroniczna (rys. 3).

2.2. Rejestrator cyfrowy (magnetyczny)

Sygnaly pomiarowe z deszczomierza występujące w postaci impulsów zmieniają kolejno stan przerzutnika, którego napięcie wyjściowe uruchamia albo blokuje modulator. Sygnaly modulatora są nagrywane na jednej ścieżce taśmy magnetycznej. W zegarze rejestratora są wytwarzane impulsy znaczników minut, godzin i dni, które po modulacji są nagrywane na drugiej ścieżce taśmy. Zegar jest wyposażony w wyświetlacze sekund, minut i godzin, co umożliwia nastawienie i odczyt dokładnego czasu.

Natychmiast po wystąpieniu opadów deszczu zostaje uruchomiony magnetofon, natomiast po zakończeniu opadów magnetofon zostaje zatrzymany przy najbliższej zmianie godziny. W okresach bezdeszczowych magnetofon jest uruchamiany jedynie na czas rejestracji znaczników godzin i dni. Taki sposób zapisu umożliwia znaczną oszczędność taśmy magnetycznej. Rejestrator wyposażono w układ alar-



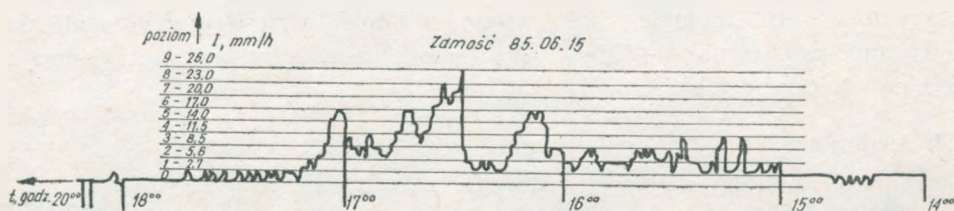
Rys. 4. Rejestrator magnetyczny

mowy sygnalizujący złą pracę układu przesuwu taśmy lub zbliżanie się jej końca. Pracę bezprzerwową zapewnia akumulator współpracujący z zasilaczami sieciowymi. Magnetofon i układy elektroniczne rejestratora cyfrowego i analogowego umieszczono we wspólnej obudowie (rys. 4).

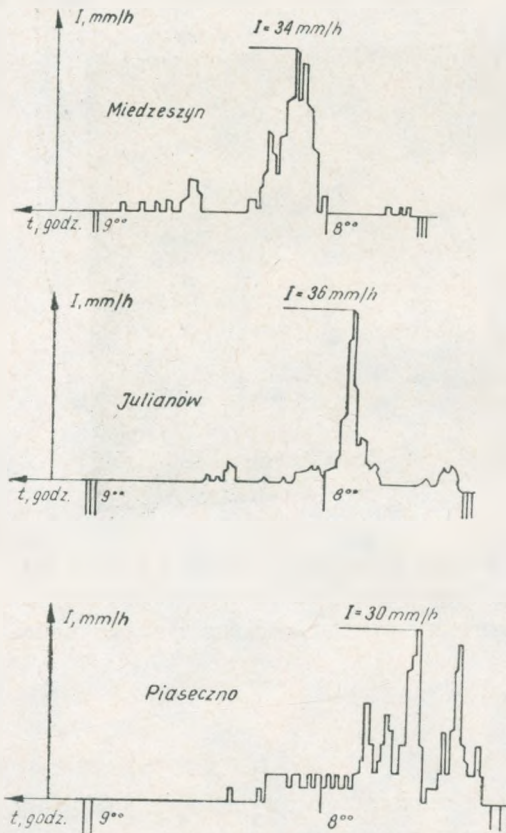
2.3. Rejestrator analogowy

W 1984 r. wprowadzono równolegle z zapisem cyfrowym zapis analogowy intensywności opadów. Układ elektroniczny rejestratora analogowego stanowi przetwornik impulsowo-analogowy, który zlicza impulsy deszczomierza, zachowuje przez następną minutę w pamięci cyfrowej wynik równy wartości średniominutowej intensywności deszczu, a następnie przetwarza ten wynik z postaci cyfrowej na analogową.

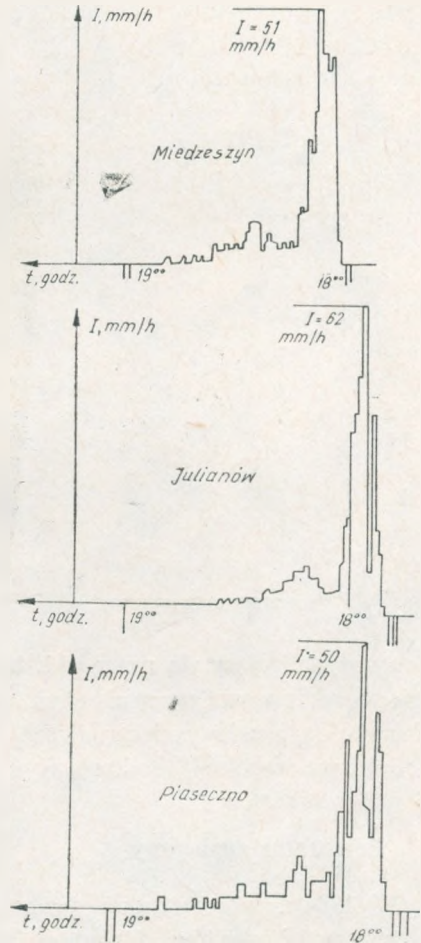
Do wzmacniacza wyjściowego przetwornika są również doprowadzone impulsy znaczników godzin i dni. Przetwornik jest połączony z przyrządem rejestrującym



Rys. 5. Przebieg natężenia opadów zarejestrowany w Zamościu w dn. 15.06.1895 r.



Rys. 6. Przebieg natężenia opadu zarejestrowany w 3 punktach trasy pomiarowej: w Miedzeszynie, Julianowie i Piasecznie w dn. 18.08.1985 r.



Rys. 7. Przebieg natężenia opadu zarejestrowany w 3 punktach trasy pomiarowej: w Miedzeszynie, Julianowie i Piasecznie w dn. 26.08.1985 r.

na taśmie papierowej wykres czasowy intensywności z wyraźnie widocznymi ujemnymi impulsami znaczników czasu. Wybrane fragmenty rejestracji analogowych przedstawiono na rys. 5, 6 i 7. Wykorzystywane są tu rejestratory typu ZiRg produkcji CSRS. Do zasilania silnika przesuwu taśmy papierowej z akumulatora wykonano przetwornicę $+12/\sim 220$ V, zapewniającą bezprzerwową rejestrację, tj. niezależnie od działania sieci prądu zmiennego.

2.4. Analizator

Zapisane na stanowiskach pomiarowych sygnały intensywności deszczu i znaczników czasu są odtwarzane w magnetofonie analizatora. Do regeneracji tych

sygnałów zastosowano amplifiltry, detektory operacyjne amplitudowo-czasowe i przerzutniki Schmitta.

Impulsy pomiarowe są zliczane w okresach jednonminutowych, a wynik równy wartości średniominutowej intensywności opadu jest rejestrowany w pamięci cyfrowej. Selektor czasowy wydziela sygnały minut, godzin i dni, które sterują pracą licznika zaprogramowanego na cały rok. Przed rozpoczęciem analizy do licznika zostają wprowadzone dane czasu i daty rozpoczęcia pomiarów.

Sygnały cyfrowe danych pomiarowych i czasu wykonywanych pomiarów są zamieniane na sygnały informatyczne (znakowe) według kodu ISO-7 i wysyłane w odpowiednim porządku do dziurkarki. Układy elektroniczne analizatora wytwarzają również sygnał parzystości i sygnały do sterowania pracą dziurkarki i magnetofonu. Konstrukcja mechaniczna analizatora jest zbliżona do konstrukcji rejestratora magnetycznego

Do perforacji taśmy papierowej zastosowano dziurkarkę typu DT105-S. W celu zminimalizowania możliwości wystąpienia błędów podczas analizy taśmy perforowanej wprowadzono podwójne zróżnicowanie zapisu poprzez zróżnicowanie znaków i ich sekwencji. Cyfry poprzedzone znacznikiem < oznaczają miesiąc, cyfry bez znacznika – dzień, małe litery – godzinę, a duże litery – wielkości pomiarowe.

2.5. Informatyczny system analizy statystycznej – ASTAT

Informatyczny system ASTAT [1] opracowano w Resortowym Ośrodku Elektronicznego Przetwarzania Danych w Instytucie Łączności do eksploatacji za pomocą komputera R-32. System ten umożliwia przeprowadzenie następujących obliczeń:

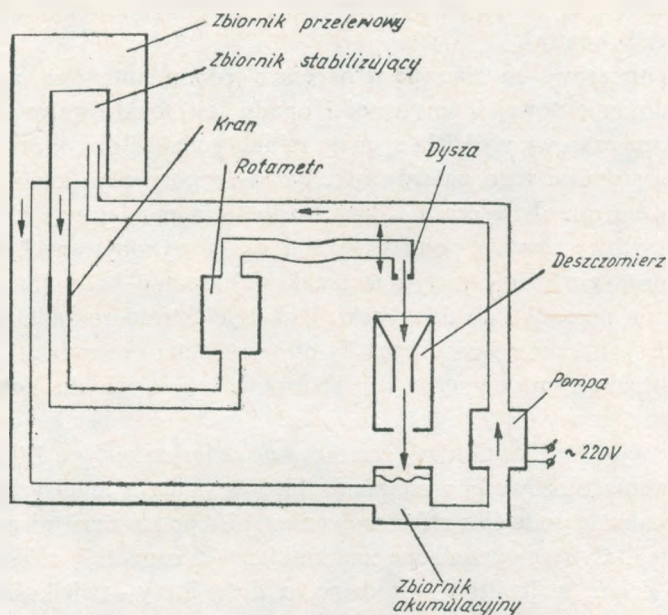
- procentów czasu przekroczenia określonego poziomu intensywności opadów (rozkładów),
- współczynników korelacji i regresji pomiędzy zadanymi cechami charakteryzującymi opady,
- średnich trasowych intensywności opadów.

Obliczanie rozkładów intensywności jest wykonywane dla godzin w miesiącu, całego miesiąca i dowolnych okresów np. rocznych czy kilkuletnich.

2.6. Specjalistyczna aparatura kontrolno-pomiarowa

Do skalowania deszczomierzy przechyłowych jest stosowany generator strumienia wody, który umożliwia nastawienie stabilnego strumienia wody w zakresie od $0,5 \div 25$ l/h, co dla deszczomierzy o powierzchni zbiorczej 1000 cm^2 odpowiada zakresowi intensywności deszczu od ok. $5 \div 250$ mm/h.

Na rysunku 8 przedstawiono schemat funkcjonalny zestawu do skalowania deszczomierzy generatorem strumienia wody, Woda ze zbiornika akumulacyjnego jest przepompowywana do zbiornika stabilizującego, z którego poprzez zawór



Rys. 8. Zestaw kalibracyjny deszczomierzy z rotametrem

i rotametr (przepływomierz) sływa do deszczomierza. W zbiorniku stabilizującym poziom wody ustala się automatycznie przy górnej jego krawędzi, a nadmiar wody sływa do zbiornika przelewowego. Podanie wody do zbiornika stabilizującego od dołu zapobiega turbulencjom. Do regulacji strumienia wody służy zawór, a odczyt nastawionej wydajności wody odbywa się z podziałki rotametru.

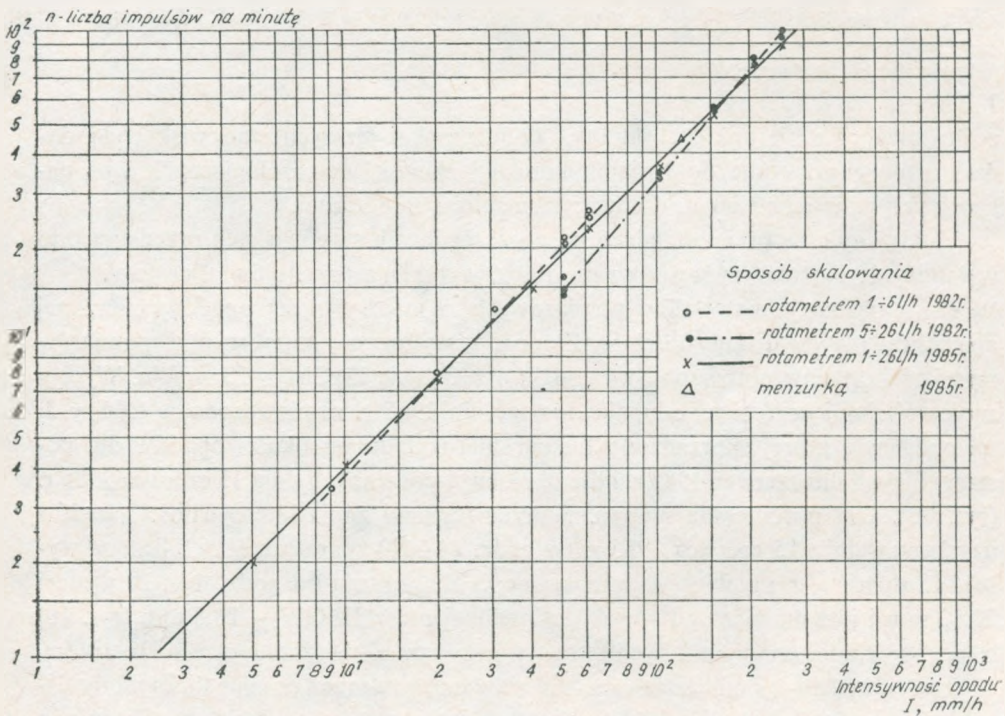
Do badania rejestratorów, zarówno w warunkach laboratoryjnych, jak i eksploatacyjnych, jest stosowany elektroniczny symulator impulsów deszczomierzy. W miejsce deszczomierza do dwuprzewodowej linii zasilająco-pomiarowej podłącza się symulator, który wytwarza nastawianą liczbę impulsów na minutę.

3. PRZYGOTOWANIE APARATURY DO EKSPLOATACJI, PRZEBIEG POMIARÓW I OBLICZEŃ

Opracowany zgodnie z pierwotnymi założeniami system rejestracji i analizy intensywności opadów, w miarę zdobywania doświadczeń eksploatacyjnych, podlegał kolejnym modyfikacjom. Przedstawiona na rys. 1 wersja systemu odpowiada stanowi obecnemu. Niezbędne okazało się wprowadzenie zapisu analogowego, który umożliwia sprawdzenie poprawności zapisu cyfrowego, jak również umożliwia, w przypadku braku lub błędnego zapisu cyfrowego, wprowadzenie danych do EMC przez obróbkę ręczną i karty perforowane w celu korekty lub uzupełnienia

zbioru danych pomiarowych. Dokonano również uzupełnień programu obliczeniowego ASTAT, polegających na stworzeniu dodatkowych podprogramów do wykrywania i korekty błędów oraz aktualizacji danych wejściowych.

Każdego roku aparatura pomiarowa jest instalowana na stanowiskach pomiarowych od maja do września. Od października do kwietnia są przeprowadzane badania aparatury w laboratorium. Badania polegają m.in. na uruchomieniu rejestrów na pracę ciągłą i analizie zapisów symulowanych sygnałów deszczowych. Przed każdym sezonem jest sprawdzane w laboratorium skalowanie deszczomierzy za pomocą opisanego w pkt. 2 generatora strumienia wody. Dla przykładu przedstawiono na rys. 9 krzywe skalowania deszczomierza uzyskane w 1982 i 1985 r.



Rys. 9. Krzywa skalowania deszczomierza przechytowego nr 9

Krzywa interpolacyjna z pierwszych pomiarów pokrywa się z krzywą uzyskaną po kilku latach, co wskazuje na dużą stabilność pracy deszczomierzy.

W 1984 r. uruchomiono dwa stanowiska pomiarowe na terenie kraju: w Miedzeszynie w IŁ i w Zamościu na terenie stacji IMGW, a w 1985 r. uruchomiono dodatkowo stanowiska: w Julianowie na terenie gospodarstwa rolnego i w Piasecznie w Zakładach Elektronowych „Lamina”. Dane zbierane z poszczególnych stanowisk służą do wyznaczania charakterystyk tych rejonów. Ze względu na to, że stanowiska w Miedzeszynie, Julianowie i Piasecznie umieszczono wzdłuż linii radiowej 18 GHz

Tablica 1

Procent czasu zbierania danych w okresach miesięcznych

Rok	Miesiąc	Stanowisko			
		Miedzeszyn	Zamość	Julianów	Piaseczno
1984	maj	64,5	44,4	—	—
	czerwiec	64,7	—	—	—
	lipiec	90,2	40,1	—	—
	sierpień	100	95,7	—	—
1985	maj	83,3	58,1 ^{*)}	—	—
	czerwiec	100	90,1	—	—
	lipiec	93,4	98	89,1	—
	sierpień	98,0	100	88,8	94,5
	wrzesień	99,9	99,9	100	61,5

*) Stanowisko uruchomiono w dniu 14 maja.

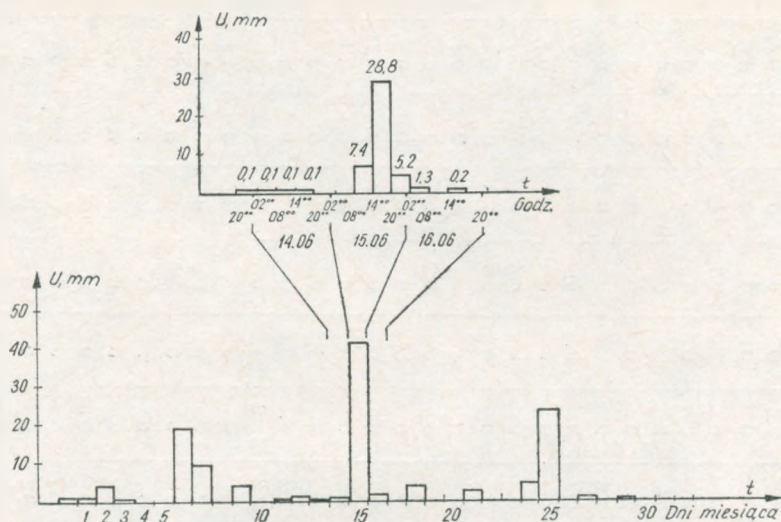
zorientowanej z kierunkiem satelity, dane uzyskane z tych stanowisk będą dodatkowo wykorzystane do badania korelacji zjawisk meteorologicznych i propagacyjnych (tłumiennosci) na liniach: ziemskiej i satelitarnej.

Efektywny czas pracy urządzeń na poszczególnych stanowiskach przedstawiono w tablicy 1. Różnice w stosunku do 100% wynikły z przestoju aparatury.

Do weryfikacji materiałów pomiarowych o intensywności opadów mierzonej aparaturą Instytutu Łączności w Zamościu wykorzystywano wyniki pomiarów wysokości opadów notowane co 6 godzin przez stację IMGW w Zamościu. Wyciąg zapisu obejmującego okres od maja do września 1985 r. zamieszczono w tablicy 2, na podstawie której sporządzono histogram rozkładu wysokości opadów dla poszczególnych dni czerwca 1985 r. i dla okresów 6-godzinnych dnia 15 czerwca 1985 r. (rys. 10). Dla porównania na rys. 5 przedstawiono zapis intensywności opadów uzyskany w dniu 15 czerwca 1985 r. (w godz. 14÷20) aparaturą IŁ. Obliczona wysokość opadów z przebiegów intensywności dla okresu od godz. 14÷20 wynosi 20,92 mm i jest mniejsza od wysokości podanej przez IMGW – 28,8 mm (rys. 10) o ok. 27%. Porównanie z innych okresów wskazuje również znaczące rozbieżności. Sprawa ta będzie w najbliższym sezonie zbadana, np. przez pomiar ilości wody deszczowej przelatującej przez deszczomierz zainstalowany na stanowisku w Zamościu.

Dane pomiarowe uzyskane w Miedzeszynie, Julianowie i Piasecznie były sprawdzane przez porównanie zapisów analogowych. Jako kryterium poprawności przyjmowano zgodność (w przybliżeniu) zapisów (rys. 6 i 7) bądź kształt przebiegu w czasie, jeśli opad nie pojawił się więcej niż w jednym punkcie.

Miesiąc	Maj						Czerwiec						Lipiec						Sierpień						Wrzesień						
	Godziny						Godziny						Godziny						Godziny						Godziny						
	08	14	20	02	08	14	20	02	08	14	20	02	08	14	20	02	08	14	20	02	08	14	20	02	08	14	20	02			
1	—	0,3	0,3	0,1	0	0,4	0,3	0,4	0	0	0	0,3	0	0	0	0,3	0	0	0	0	0	0	0,2	0	0	0	0	0			
2	0	0	0,7	0	0	0	0	0	0	0	8,0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0,2	0	0	0	0	0			
3	0	4,1	7,1	0	0	0,6	0	0	0	0,5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	7,2	0	0	0	0	0			
4	0	0,3	0,1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
6	0	0	0	0	0	14,2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
7	0	0	0	0	0	7,5	1,1	4,2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
8	0	0,1	0	7,3	0	0	0,5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
9	0	0	0	2,9	0,2	2,6	0,9	0	3,0	17,0	1,4	0	0	0	0	0	1,8	0,8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
10	3,7	1,2	0	0	0	0	0	0	0	0,8	13,3	4,1	0	0	0	0	1,4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	9,6	0,1			
11	0	0,4	0	0	0	0	0	0	0	1,6	1,1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0,5			
12	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
13	0	0	0	0	0,2	0	1,0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
14	0	0	0,9	2,2	0,1	0,1	0,1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0,1			
15	0	0	0	1,3	0	7,4	28,8	5,2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
16	0	0	0	2,1	1,3	0	0,2	0	0	0	0,3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
17	0	0	1,9	0,7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
18	0	0	0	0	0	0	0	0,4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
19	0	0	0	0	0,1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
20	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0,3	5,5	0	0	0	0	0	0,1	0,2	0,1	0,2	0	0	0	0	0	0	0	0			
21	0	0	0	0	0	2,2	0	0,7	0	1,8	0,9	0	0	0	0	0	1,6	2,3	16,2	24,8	0	0	0	0	0	0	0	0			
22	0	0	3,7	10,0	0	0	0	0	0	0	0,8	0	0	0	0	0	3,4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
23	0	0,4	0	0	0	0	0	0	0	1,1	7,7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
24	0	0	0	0	0,1	4,4	0,2	0,1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
25	0	0	0	0	0	0	15,8	7,8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
26	0	0	0	0	0,4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0,9			
27	0	0	0	0	0	0,4	0	0	0	0	0	0,7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
28	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
29	0	1,2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	2,7	0	0,1	0	0	0	0	0	0	0	0			
30	0	0	0	0	0	0	0,1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
31	0	0	1,2	0	0	0	0	0	2,9	1,0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
		Suma w maju 48,2						Suma w czerwcu 118,3						Suma w lipcu 77,4						Suma w sierpniu 97,2						Suma we wrześniu 46,7					



Rys. 10. Wartości średnich dobowych wysokości opadów zmierzonych przez stację IMGW w Zamościu w czerwcu 1985 r.

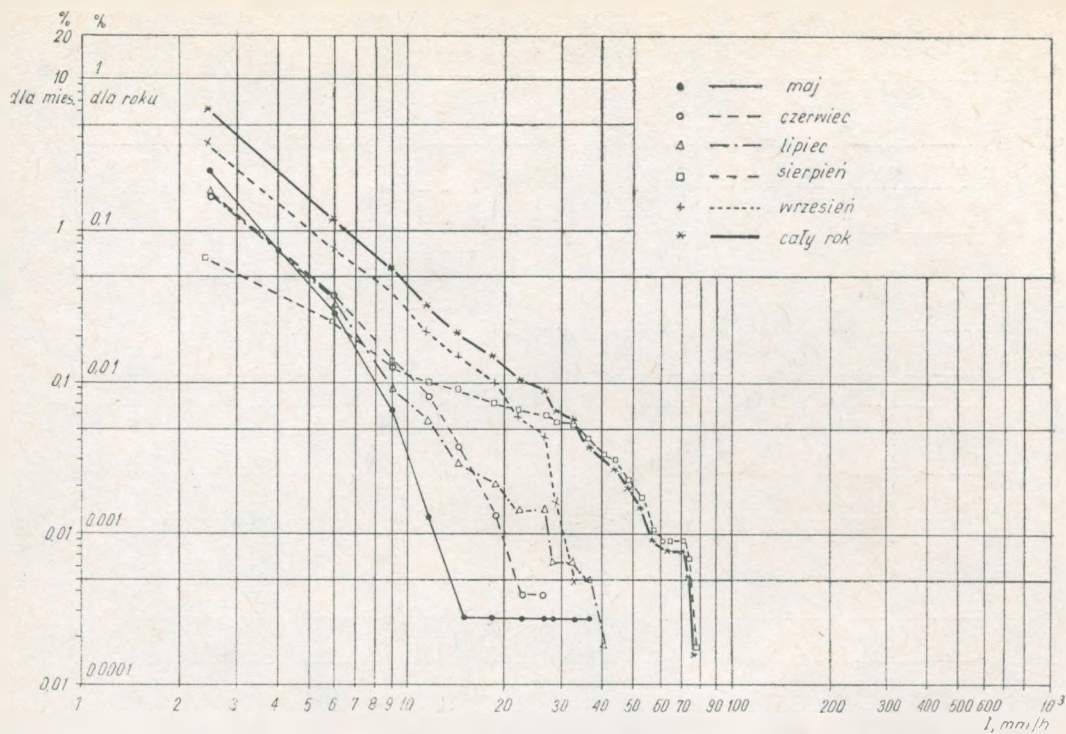
4. WYNIKI POMIARÓW I OBLICZEŃ NA EMC

Zweryfikowany materiał pomiarowy przetworzono na EMC uzyskując wydruki rozkładów intensywności opadów dla poszczególnych godzin miesiąca i całego miesiąca [6]. Na podstawie wydruków sporządzono wykresy miesięcznych rozkładów intensywności deszczu w 1984 r. dla Miedzeszyna (rys. 11) i Zamościa (rys. 12) i w 1985 r. dla Miedzeszyna (rys. 13), Zamościa (rys. 14), Julianowa (rys. 15) i Piaseczna (rys. 16). Porównano rozkłady dla Miedzeszyna, Julianowa i Piaseczna dla sierpnia 1985 r. (rys. 17) i września (rys. 18) oraz zestawiono rozkłady roczne dla 1985 r. dla Miedzeszyna i Zamościa (rys. 19). Rozkłady roczne przeliczono z rozkładów sezonowych (od maja do września) nie popełniając dużego błędu, ponieważ w okresie od września do maja opady przybierają na ogół małe intensywności lub występują w postaci śniegu.

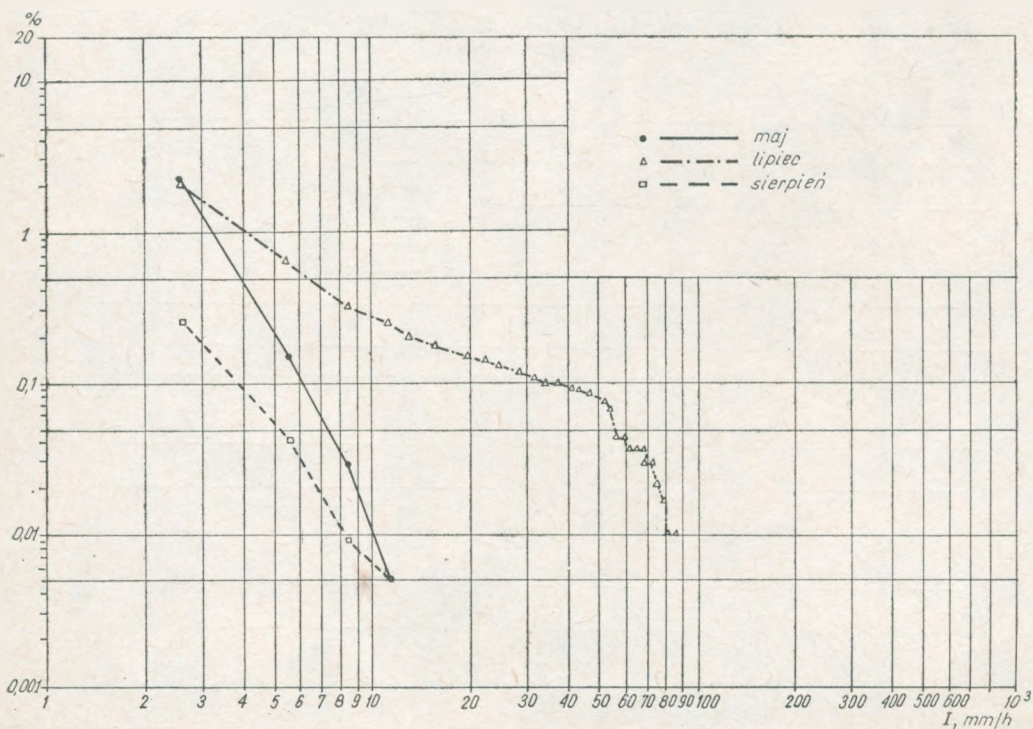
Obliczono dla sierpnia 1985 r. 1-minutowe wartości średnich trasowych odcinka Miedzeszyn – Piaseczno na podstawie danych dla punktów skrajnych. Na rys. 20 zestawiono rozkłady punktowe dla Miedzeszyna i Piaseczna oraz rozkład średnich trasowych (dla sierpnia 1985 r.).

5. WNIOSKI

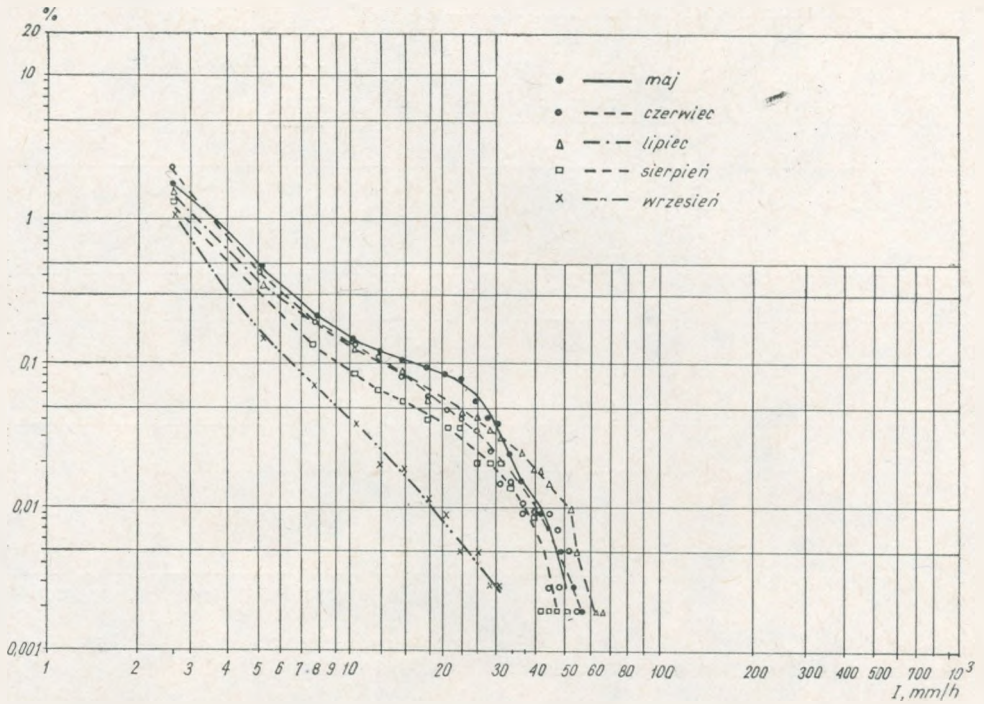
Ze względu na krótki okres pomiarów wyniki uzyskane w 1984 r. i 1985 r. można traktować jako oszacowanie wstępne. Reprezentatywność rozkładów miesięcznych dla 1984 r. jest różna ze względu na różny czas zbierania danych (od 44 do



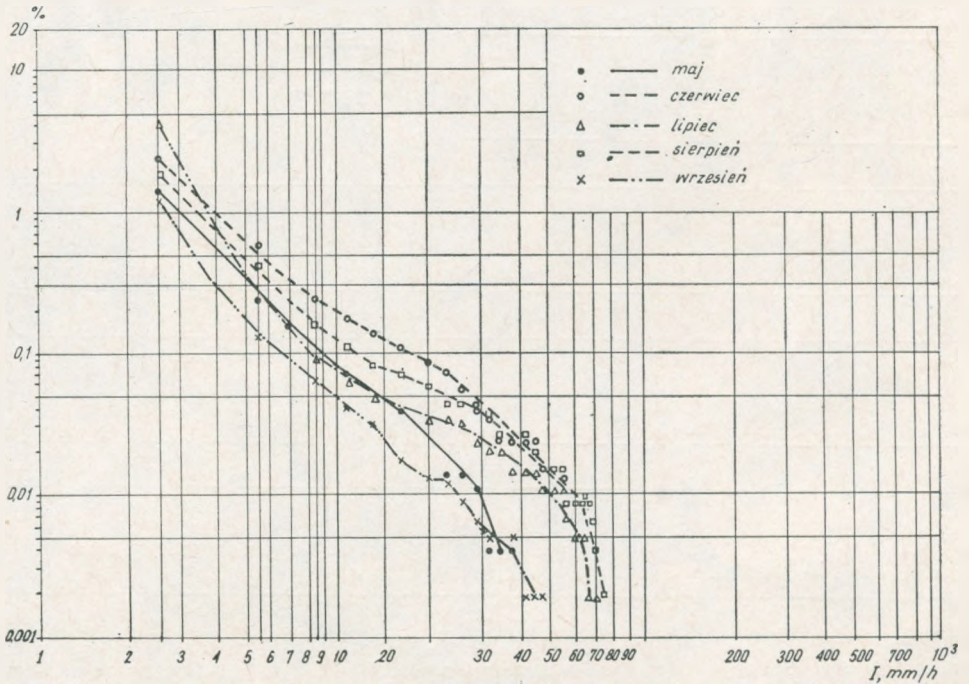
Rys. 11. Rozkład intensywności opadów deszczu, Miedzeszyn 1984 r. Rozkłady miesięczne od maja do września i rozkład roczny



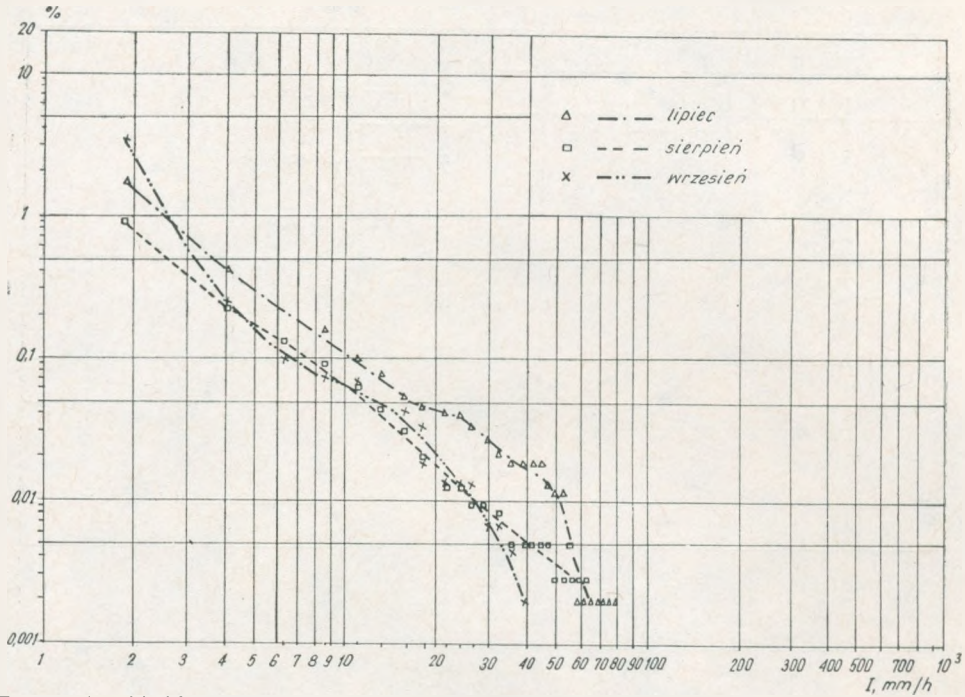
Rys. 12. Rozkład intensywności opadów deszczu, Załóż 1984 r. Rozkłady miesięczne od maja do sierpnia (bez czerwca)



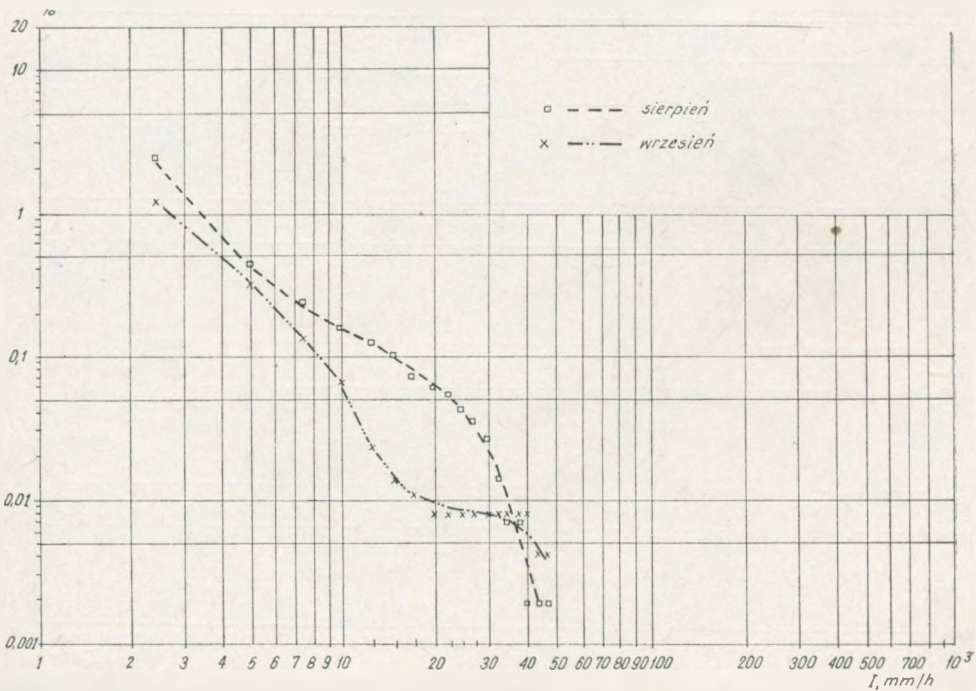
Rys. 13. Rozkład intensywności opadów deszczu, Miedzeszyn 1985 r. Rozkłady miesięczne od maja do września



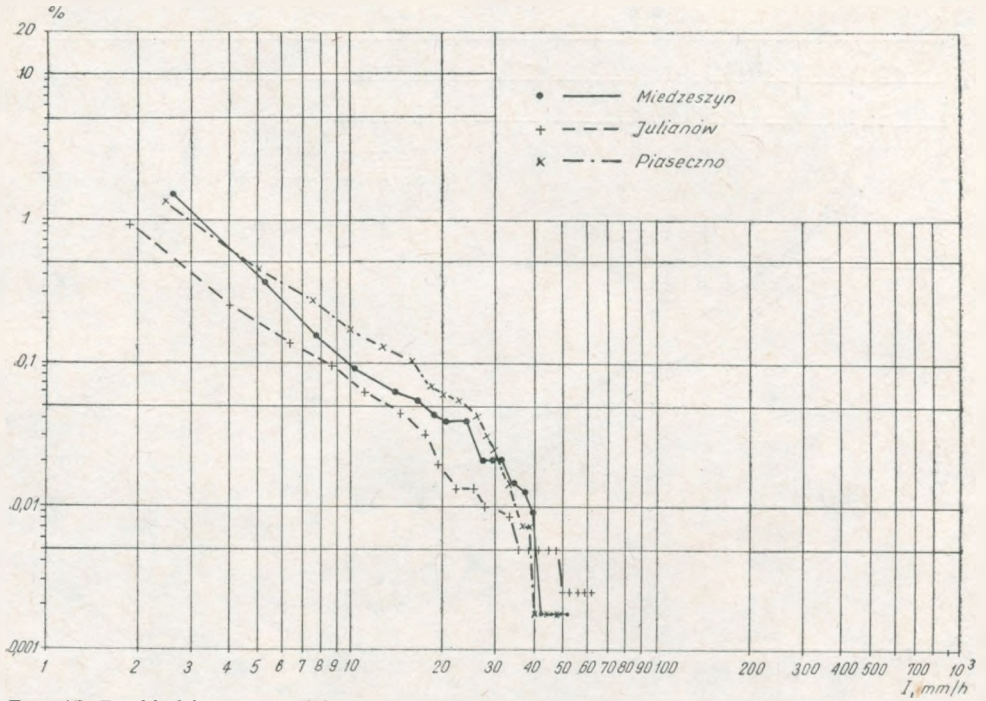
Rys. 14. Rozkład intensywności opadów deszczu, Zamość 1985 r. Rozkłady miesięczne od maja do września



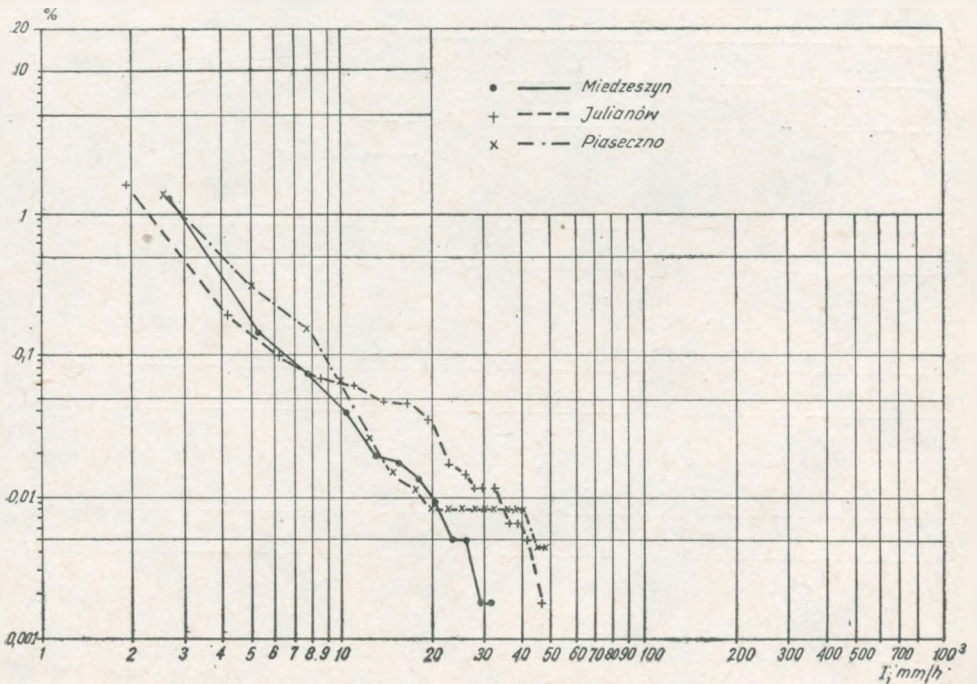
Rys. 15. Rozkład intensywności opadów deszczu, Julianów 1985 r. Rozkłady miesięczne od lipca do września



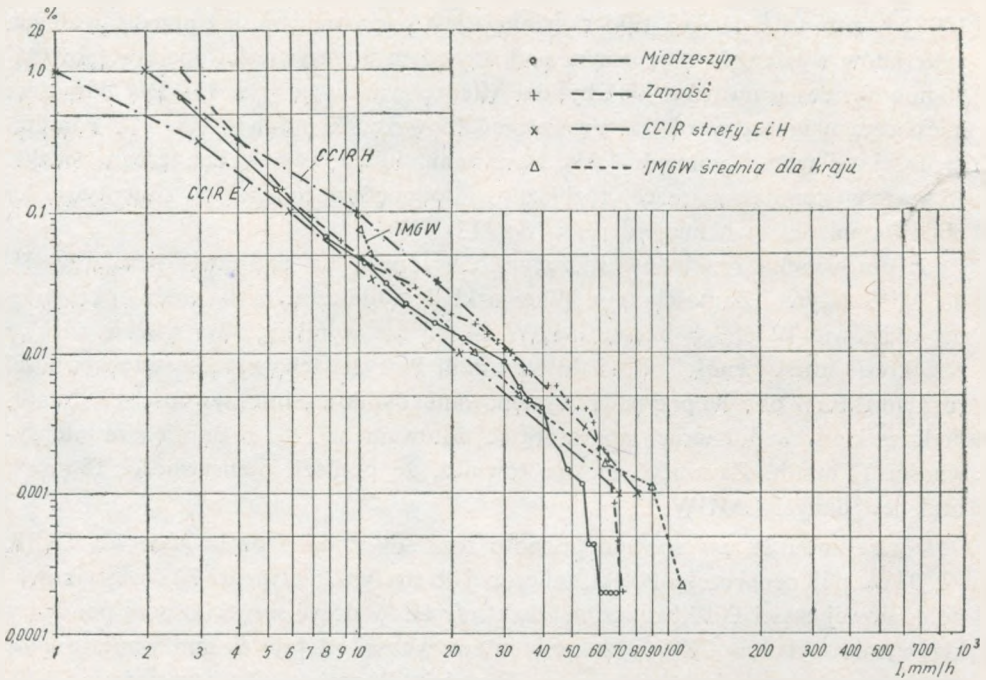
Rys. 16. Rozkład intensywności opadów deszczu, Piaseczno 1985 r. Rozkłady miesięczne od sierpnia do września



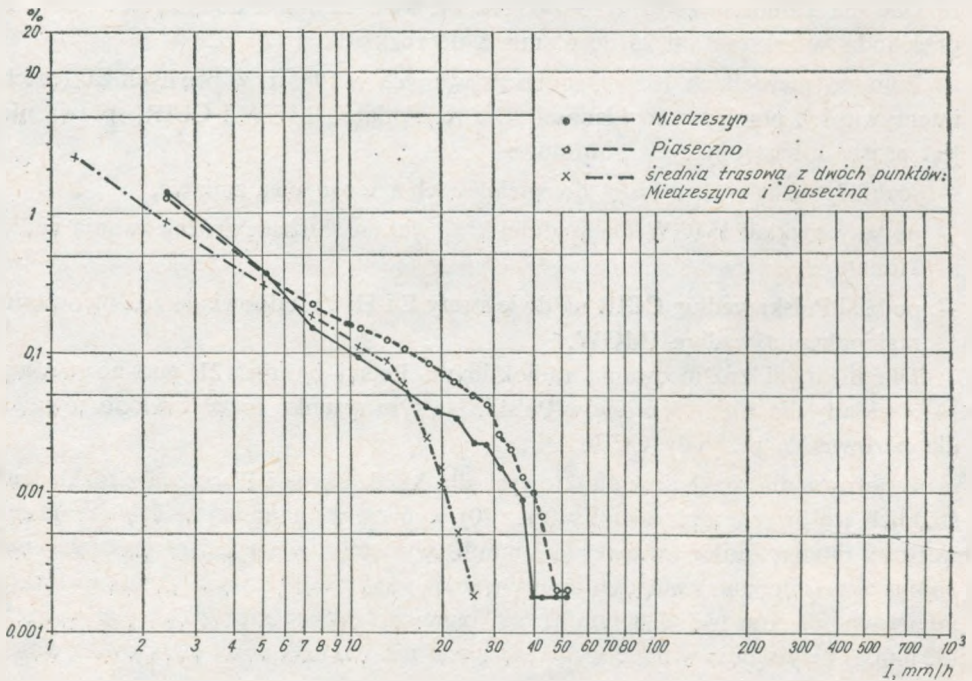
Rys. 17. Rozkład intensywności opadów deszczu, sierpień 1985 r., dla Miedzeszyna, Julianowa i Piaseczna



Rys. 18. Rozkład intensywności opadów deszczu, wrzesień 1985 r., dla Miedzeszyna, Julianowa i Piaseczna



Rys. 19. Rozkład intensywności opadów deszczu za 1985 r., dla Miedzeszyna i Zamościa. Rozkłady CCIR i IMGW



Rys. 20. Rozkład intensywności opadów deszczu, sierpień 1985 r., dla Miedzeszyna i Piaseczno oraz rozkład średniej trasowej Miedzeszyn-Piaseczno

100% – zob. tabl. 1). Dla 1985 r. sytuacja jest korzystniejsza, a z przedstawionych materiałów wynika, że najgorszym pod względem intensywności opadów (powyżej 66 mm/h) miesiącem roku 1985 był dla Miedzeszyna lipiec (rys. 13). Dla Zamościa miesiącem najgorszym okazał się sierpień (powyżej 76 mm/h – rys. 14). Pomimo niedużej odległości pomiędzy Miedzeszynem, Julianowem i Piasecznem (maks. 15 km) występują znaczące rozbieżności pomiędzy rozkładami intensywności obliczonymi dla tych miejscowości (rys. 17 i 18).

Z porównania rozkładów rocznych obliczonych na podstawie pomiarów IŁ dla Miedzeszyna i Zamościa (rys. 19) z rozkładem obliczonym dla średniej krajowej na podstawie 10-letnich badań IMGW [4, 5] nie wynikają zbyt wielkie różnice w zakresie intensywności od 15 do 66 mm/h. Powyżej tego zakresu intensywności rozkład IMGW określa przypadki występowania opadów o intensywności 120 mm/h, podczas kiedy w pomiarach aparaturą IŁ notowano w 1985 r. największe intensywności 72 mm/h. Zauważyć można również, że poniżej intensywności 12 mm/h brak jest danych IMGW.

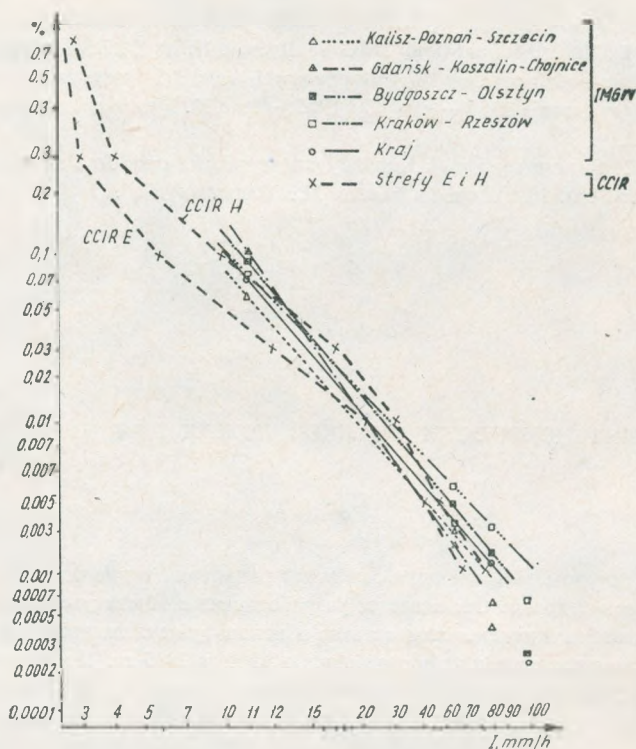
Na rysunku 19 narysowano ponadto rozkłady podane przez materiały CCIR [2, 3] dla północnej części Polski, zaliczonej do strefy klimatycznej E i dla środkowo-południowej części Polski zaliczonej do strefy H. W dosyć szerokim polu pomiędzy krzywymi rozkładów CCIR w zakresie intensywności od 4 do 40 mm/h mieszczą się rozkłady wyliczone dla Miedzeszyna i Zamościa. W zakresie intensywności od 6 do 40 mm/h rozkład dla Miedzeszyna jest zbliżony do rozkładu strefy E, natomiast rozkład dla Zamościa zbliżony w zakresie od 6 do 12 mm/h do rozkładu strefy E przechodzi w zakresie od 25 do 65 mm/h do rozkładu strefy H.

Pomimo niewielkich różnic, zaobserwowanych w 1985 r. w pewnych zakresach intensywności, pomiędzy rozkładami IŁ a rozkładami IMGW i CCIR, sprawa nie jest prosta z następujących powodów:

- rozkłady IŁ nie pretendują do wieloletnich i mogą ulec zmianie,
- podany rozkład IMGW dla średniej krajowej nie ilustruje zróżnicowania radio klimatu Polski,
- podział Polski według CCIR na dwie strefy E i H, nie odpowiada zróżnicowaniu regionalnemu według IMGW.

Dla ilustracji zróżnicowania radioklimatu Polski na rys. 21 podano według [4] rozkłady dla różnych rejonów Polski. Na tym rysunku przedstawiono również dla porównania rozkłady CCIR.

Z porównania rozkładów punktowych dla Miedzeszyna i Piaseczna z rozkładem średnich trasowych tego odcinka (rys. 20) wynika, że najmniejsze (obliczeniowe) wartości intensywności trasowej (1,3 mm/h) występują w większym procencie niż najmniejsze (mierzone) wartości intensywności punktowej (2,5 mm/h), a największe intensywności trasowe (26 mm/h) są mniejsze od największych punktowych (52 mm/h) i występują w mniejszym procencie niż intensywności punktowe również wynoszące 26 mm/h.



Rys. 21. Zestawienie rozkładów intensywności opadów deszczu dla obszaru Polski wyliczonych na podstawie pomiarów IMGW [4] oraz rozkładów podanych w materiałach CCIR [2, 3]

Na zakończenie należy stwierdzić, że wyznaczenie statystycznych charakterystyk opadów powinno być oparte na wieloletnim zbiorze danych. Z tych względów, a szczególnie dla przypadków intensywności występujących z małym prawdopodobieństwem w ciągu jednego sezonu, jest przewidywane prowadzenie dalszych badań.

WYKAZ LITERATURY

1. ASTAT: System analizy danych propagacyjnych. Dokumentacja programistyczna. IŁ, Warszawa 1978.
2. CCIR: Radiometeorological Data, Section 5C, Report 563-2, vol. V, 1982.
3. CCIR. Radiometeorological Data, Document 5/220E, Interim Working Party 5/3, Proposed amendment of report 563-2 (MOD I), 29 May 1985.
4. Kawecki A.: Określenie kumulatywnego rozkładu prawdopodobieństwa natężeń opadów atmosferycznych w Polsce dla potrzeb radiokomunikacji. Referaty Problemowe IŁ, z. 41, 1981.

5. *Lorenz H.*: Czasowo-przestrzenny rozkład opadów deszczu o określonym natężeniu na terytorium Polski. Zakład klimatologii IMGW, Zlecenie IŁ nr Z-22/S.1248/76, listopad 1979.
6. Pomiary intensywności opadów w wytypowanych rejonach przy zastosowaniu miernika przechyłowego w sezonie 1984 — etap C i 1985 — etap D. Sprawozdania z pracy IŁ nr RB. 2.2.09.W.02.02.
7. *Skonieczny W.*: System rejestracji i analizy intensywności opadów deszczu — opis budowy i działania urządzeń. Instrukcja techniczna IŁ. Warszawa 1980.

Войцех Сконечны

ИЗМЕРЕНИЯ ИНТЕНСИВНОСТИ ОСАДКОВ ДОЖДЯ ДЛЯ НУЖД РАДИОСВЯЗИ

Резюме

Основным фактором вызывающим затухание радиоволн в диапазоне частот выше 10 ГГц являются осадки дождя. Описывается разработанная в Институте Связи ПНР система регистрации и анализа интенсивности осадков и используемая для этого аппаратура. Приводятся результаты исследований проведенных в 1984 и 1985 гг. Полученные результаты распределения интенсивности осадков сравниваются с данными МККР а также средними значениями рассчитанными в период 10 летних испытаний Института Метерологии ПНР

Wojciech Skonieczny

MEASUREMENTS OF RAINFALL INTENSITY FOR RADIO COMMUNICATION USE

Summary

The fundamental factor bringing about the attenuation of radio waves in the frequency range above 10 GHz is the rainfall. In the article there was described the method, designed in the Institute of Telecommunication, of recording and analysing the intensity of rainfall and the apparatus utilized in the method. Examination results, obtained in the years 1984–1985, were presented and the obtained results of intensity distribution were confronted with the distribution diagrams given in the CCIR documents and also with the mean values calculated from the period of 10 years IMGW research.

Wojciech Skonieczny

LES MESURES D'INTENSITE
DE PRECIPATIONS POUR LA RADIOCOMMUNICATIONS

Résumé

L'élément essentiel qui cause l'affaiblissement d'onde électromagnétique dans la bande de fréquences plus haute que 10 GHz est la pluie. Dans l'article on a discuté le système d'enregistrement et d'analyse d'intensité de précipitations, construit à l'Institut des Télécommunications, et on a écrit le dispositif utilisé dans ce système. On a donné les résultats des études obtenues en 1984 et 1985, et on a comparé les résultats des mesures d'intensité avec les diagrammes compris dans les documents de CCIR, et avec les valeurs moyennes, calculées pendant 10 ans par l'Institut de Météorologie à Varsovie.

Wojciech Skonieczny

MESSUNGEN DER REGENINTENSIVITÄT FÜR BEDARF DER RADIOKOMMUNIKATION

Zusammenfassung

Der Grundfaktor der die Dämpfung der Radiowellen im Bereich über 10 GHz veranlasst, sind die Regenschläge.

In dem Artikel wird das im Institut Łączności bearbeitete System der Registrierung und Analyse der Intensivität der Niederschläge besprochen und die in diesem System ausgenutzte Apparatur beschrieben.

Es wurden die in Jahren 1984 und 1985 erhaltenen Messresultate angegeben und die erhaltenen Resultate der Intensivitätsverteilungen mit den in CCIR-Dokumenten angegebenen Verteilungsdiagrammen wie auch mit den aus 10-jährigen IMGW-Messungen berechneten Medianwerten verglichen.

PORÓWNANIE WYNIKÓW OBLICZEŃ WARTOŚCI NATĘŻENIA POŁA Z WYNIKAMI POMIARÓW PROPAGACYJNYCH W ZAKRESIE ~ 300 MHz

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dn. 1986.10.01

W artykule porównano wyniki badań propagacyjnych w zakresie częstotliwości ~ 300 MHz prowadzonych w Kotlinie Kłodzkiej z wynikami obliczeń wartości natężenia pola. Obliczenia wykonano 20 metodami, tzn. dla każdej z pięciu metod określania wysokości anteny nadawczej uwzględniono cztery metody określania wpływu nieregularności terenu.

1. WPROWADZENIE

W planowaniu służb radiowych jednym z podstawowych zagadnień jest obliczanie natężenia pola elektromagnetycznego.

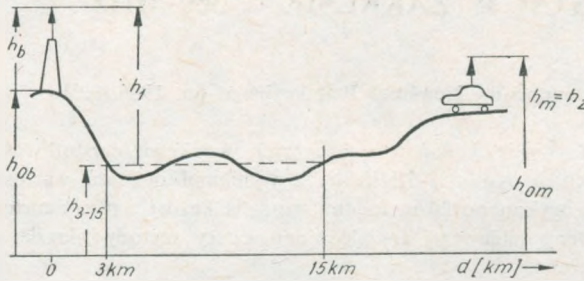
Liczne opracowania, dokumenty międzynarodowe i krajowe podają wiele metod obliczania natężenia pola. Jednak pomimo bogatej literatury, w dalszym ciągu, nie wszystkie problemy z tym związane są rozwiązane. Jednym z takich problemów jest obliczanie natężenia pola występującego na terenach podgórskich i górskich w warunkach pracy służby ruchomej lądowej, tzn. przy małej wysokości anteny nadawczej oraz bardzo małej wysokości anteny odbiorczej. Z uwagi na tak małe wysokości anten, podstawową sprawą jest uwzględnienie wpływu ukształtowania terenu na wartość natężenia pola. W znanych metodach obliczeniowych wpływ ukształtowania terenu uwzględnia się poprzez stosowanie: odpowiedniej metody określania wysokości skutecznej anten h_{sk} oraz różnych współczynników korekcyjnych związanych z nierównomiernością terenu.

2. METODY OKREŚLANIA WYSOKOŚCI SKUTECZNEJ ANTENY STACJI BAZOWEJ

2.1. Metoda „3-15”

Metoda „3-15” jest klasyczną metodą określania wysokości skutecznej anteny zawartą w Zaleceniu 370-4 CCIR [4]. Była ona opracowana z myślą o stacjach TV dużej mocy, w których anteny na ogół lokalizuje się na wzniesieniach i zasięgi tych

stacji są większe od 15 km. W przypadku służby ruchomej lądowej, anteny stacji bazowych umieszcza się głównie w miejscowościach, a nie na wzniesieniach oraz zasięgi tych stacji są często mniejsze od 15 km. W związku z tym, metoda „3-15” nie w pełni odpowiada modelowi służby ruchomej, lecz jako metoda klasyczna jest często używana i dlatego została w artykule uwzględniona. Sposób określania wysokości skutecznej h_{sk} anteny wg tej metody pokazano na rys. 1. Polega ona na

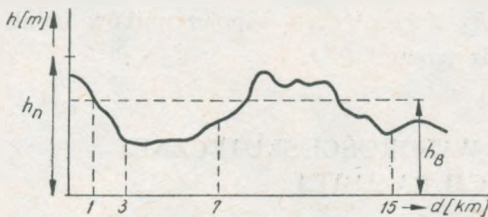


Rys. 1. Określenie wysokości skutecznej anteny nadawczej (stacji bazowej) wg metody CCIR „3-15”

określeniu wysokości zawieszenia środka elektrycznego anteny nad średnią wysokością terenu w przedziale odległości $3 \div 15$ km od stacji bazowej. Dla tras krótszych sposób ten zmodyfikowano, ograniczając przedział odległości do $3 \div$ lokalizacja stacji ruchomej. W przypadku zasięgów mniejszych od 15 km sposób ten nie jest zbyt dokładny.

2.2. Metoda berneńska

Drugą metodą stosowaną w służbie ruchomej lądowej jest metoda berneńska. Według tej metody wysokość skuteczna jest równa wysokości zawieszenia środka elektrycznego anteny nad średnią wysokością terenu, określoną z maksymalnych wysokości terenu w przedziałach odległości $0 \div 1$, $1 \div 3$, $3 \div 7$ i $7 \div 15$ km od stacji ba-



Rys. 2. Określenie wysokości skutecznej anteny nadawczej (stacji bazowej) wg metody berneńskiej

zowej (rys. 2). W przypadku krótszych tras bierze się pod uwagę tylko odległości do stacji ruchomej. Metoda ta pozwala na znacznie „szybsze” uzyskiwanie wyników niż w metodzie „3-15” i dlatego jest często stosowany w rejonach górskich.

2.3. Metoda niemiecka

W ostatnim okresie RFN zgłosiła do CCIR propozycję nowej metody określania wysokości skutecznej anteny stacji bazowej [1] dla służby ruchomej lądowej. W myśl tej propozycji wysokość skuteczna anteny stacji bazowej jest określana z następujących zależności:

$$h_{sk} = \begin{cases} h_b + h_{ob} - h_{om} & \text{dla } h_{ob} - h_{om} > 0 \\ h_b & \text{dla } h_{ob} - h_{om} \leq 0 \end{cases} \quad (1)$$

gdzie:

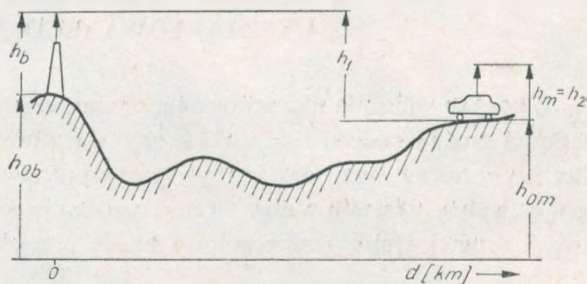
h_{sk} – wysokość skuteczna anteny stacji bazowej,

h_b – wysokość anteny stacji bazowej nad poziomem ziemi,

h_{ob} – wysokość terenu n.p.m. w miejscu lokalizacji stacji bazowej,

h_{om} – wysokość terenu n.p.m. w miejscu lokalizacji stacji ruchomej.

Metodę tę przedstawiono na rys. 3. Zaproponowana metoda, poparta wynikami badań, wydaje się być przydatna dla służby ruchomej lądowej, głównie dla przypadków, gdy $h_{ob} - h_{om} > 0$. Dla przypadków, gdy $h_{ob} - h_{om} \leq 0$ metoda ta budzi wątpliwości, a szczególnie gdy różnica ta będzie znacznie mniejsza od 0. Wystąpi

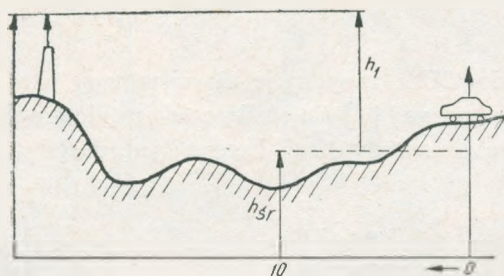


Rys. 3. Określanie wysokości skutecznej anteny nadawczej (stacji bazowej) wg metody niemieckiej

to głównie w obszarach górzystych, gdy antena stacji bazowej będzie zlokalizowana w kotlinie. Dla tego typu przypadków wydaje się, że bardziej przydatna byłaby zasada odwracalności anten, co w praktyce sprowadzałoby się do określania bezwzględnej różnicy wysokości anteny stacji bazowej n.p.m. i wysokości terenu n.p.m. w miejscu lokalizacji stacji ruchomej. Taki sposób określania wysokości skutecznej anteny będzie nazywany w dalszej części artykułu zmodyfikowaną metodą niemiecką.

2.4. Metoda polska

Metoda polska zgłoszona w 1980 r. do CCIR [5] polega na określeniu wysokości anteny nadawczej nad średnią wysokością terenu na odcinku 15 km, liczonego od punktu odbiorczego w kierunku do nadajnika. Metoda ta była przeznaczona dla telewizji, dla której zasięgi stacji są na ogół większe od 40 km. Rozpa-



Rys. 4. Określanie wysokości skutecznej anteny nadawczej (stacji bazowej) wg metody polskiej

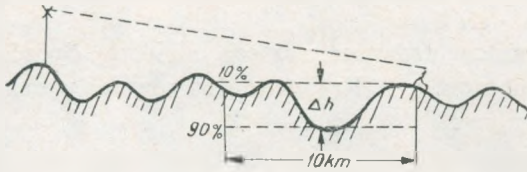
trując służbę ruchomą lądową — dla której zasięgi są na ogół mniejsze od 40 km — proponuje się, aby wysokość skuteczną anteny stacji bazowej określać jako wysokość zawieszenia środka elektrycznego anteny nad średnim poziomem terenu na odcinku 10 km, licząc od stacji ruchomej (odbiorczej) w kierunku do stacji bazowej (nadawczej). W przypadku krótszych tras od 10 km proponuje się brać pod uwagę średnią wysokość terenu na odcinku pomiędzy stacją ruchomą i bazową. Sposób określania wysokości skutecznej przedstawiono na rys. 4.

3. METODY OKREŚLANIA WPLYWU UKSZTAŁTOWANEGO TERENU

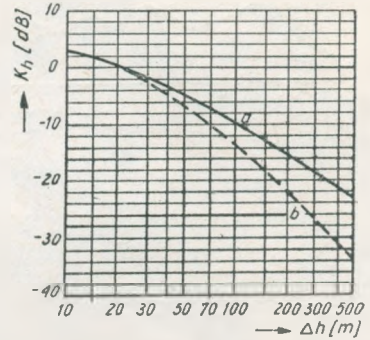
Z punktu widzenia ukształtowania terenu trasy propagacyjne w służbie ruchomej lądowej można podzielić na dwie grupy, a mianowicie na trasy płaskie lub z dużą liczbą przeszkód oraz trasy z odosobnioną przeszkodą. W przypadku tras pierwszej grupy wpływ ukształtowania terenu rozpatruje się statystycznie, a w przypadku tras z drugiej grupy — szczegółowo każdą przeszkodę.

3.1. Współczynnik nierównomierności terenu Δh

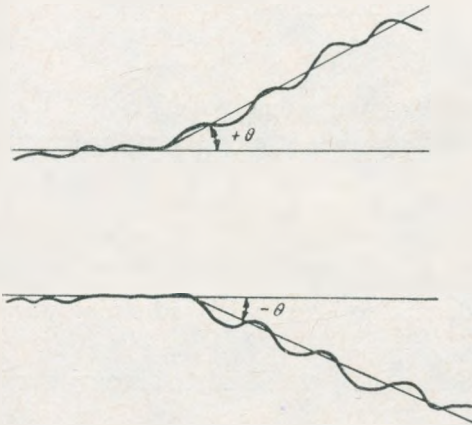
Jedną z metod statystycznego określania wpływu ukształtowania terenu na warunki propagacji jest uzależnienie wartości współczynnika korekcyjnego od parametru nierównomierności terenu Δh . Parametr ten może być określany wg definicji CCIR [4], lub wg definicji Okumury [6]. Z uwagi na to, że parametr Δh wg CCIR stosuje się głównie w służbach radiodyfuzyjnych, a nie w służbie ruchomej lądowej, nie będzie tutaj omawiany. Dla służby ruchomej lądowej bardziej przydatna jest definicja Okumury, wg której parametr Δh jest określany jako różnica wysokości terenu przekraczanych w 90% i 10% na odcinku 10 km od punktu odbiorczego w kierunku nadajnika. Sposób wyznaczania tego parametru zilustrowano na rys. 5. W przypadku tras krótszych od 10 km parametr ten należy określić, biorąc pod uwagę cały odcinek pomiędzy odbiornikiem i nadajnikiem. Zależność współczynnika korekcyjnego od parametru Δh przedstawiono na rys. 6. Rozpatrując teren nachylony należy dodatkowo uwzględnić odpowiedni współczynnik



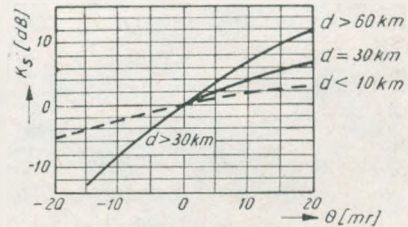
Rys. 5. Sposób określania Δh wg Okumury



Rys. 6. Współczynnik korekcyjny w funkcji Δh wg Okumury
a - dla zakresu 80÷350 MHz; b - dla zakresu 450÷1000 MHz



Rys. 7. Sposób określania kąta ogólnego nachylenia terenu

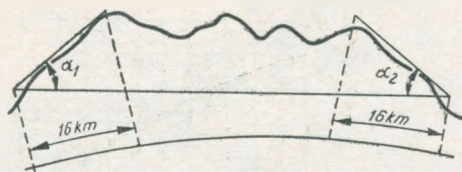


Rys. 8. Współczynnik korekcyjny w funkcji kąta nachylenia terenu

korekcyjny zależny od kąta nachylenia. Sposób określania kąta nachylenia pokazano na rys. 7, a na rys. 8 podano zależność współczynnika korekcyjnego od tego kąta.

3.2. Kąt elewacji dominującej przeszkody

Inną metodą określania wpływu ukształtowania terenu na warunki propagacji jest metoda kąta elewacji dominującej przeszkody. Pierwsze propozycje dotyczące określania wpływu ukształtowania terenu za pomocą kąta elewacji dominującej przeszkody zawarto w sprawozdaniu 425 CCIR [2]. Metoda ta polegała na wyznaczaniu kąta elewacji przeszkody dominującej, zarówno od strony nadajnika α_1 , jak i odbiornika α_2 . Dla odległości przedhoryzontowych kąty elewacji α_1 i α_2 wy-



Rys. 9. Sposób określania kąta dominującej przeszkody wg metody CCIR, tzw. „425”

znacza się względem prostej łączącej antenę nadawczą z anteną odbiorczą. Sposób wyznaczania tych kątów przedstawiono na rys. 9. Kąty te można również wyznaczyć analitycznie z następujących wzorów:

$$\alpha_1 = \frac{h_t - h_{pt} - \frac{d_{pt}^2}{17}}{d_{pt}} + \frac{h_o - h_t + \frac{d^2}{17}}{d} \quad [\text{mr}]$$

$$\alpha_2 = \frac{h_o - h_{po} - \frac{d_{po}^2}{17}}{d_{po}} + \frac{h_t - h_o + \frac{d^2}{17}}{d} \quad [\text{mr}]$$

gdzie:

- h_t – wysokość anteny nadawczej (stacji bazowej) n.p.m. w [m],
- h_{pt} – wysokość n.p.m. dominującej przeszkody od strony anteny nadawczej (bazowej) w [m],
- h_o – wysokość anteny odbiorczej (stacji ruchomej) n.p.m. w [m],
- h_{po} – wysokość n.p.m. dominującej przeszkody od strony stacji odbiorczej (ruchomej) w [m],
- d_{pt} – odległość od anteny nadawczej dominującej przeszkody od strony stacji nadawczej (bazowej) w [km],
- d_{po} – odległość od anteny odbiorczej dominującej przeszkody od strony stacji odbiorczej (ruchomej) w [km],
- d – odległość między anteną nadawczą i odbiorczą w [km].

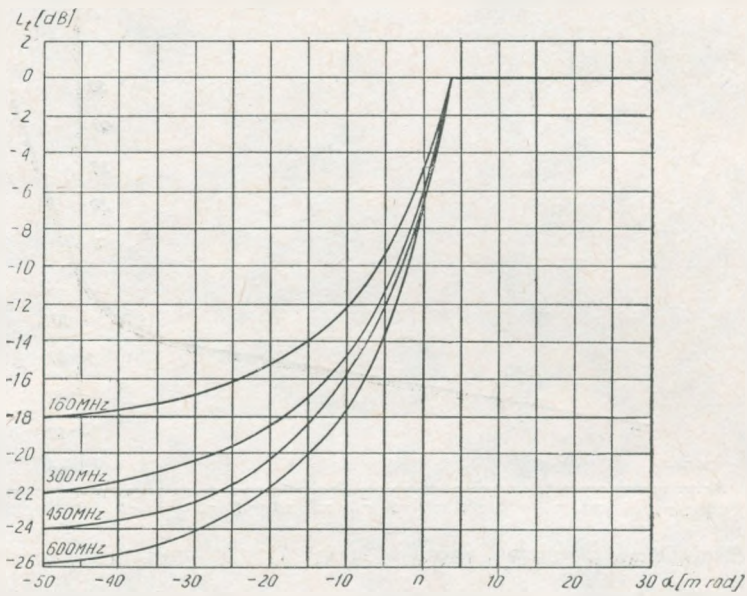
Na podstawie tak wyznaczonych kątów α_1 i α_2 określa się kąt α_0 w następujący sposób:

- Jeśli $\alpha_1 \geq 3,9$ mr i $\alpha_2 \geq 3,9$ mr, to $\alpha_0 = 3,9$ mr
- Jeśli $\alpha_1 < 3,9$ mr i $\alpha_2 \geq 3,9$ mr, to $\alpha_0 = \alpha_1$
- Jeśli $\alpha_1 \geq 3,9$ mr i $\alpha_2 < 3,9$ mr, to $\alpha_0 = \alpha_2$
- Jeśli $0 \leq \alpha_1 \leq 3,9$ mr i $0 \leq \alpha_2 \leq 3,9$ mr, to $\alpha_0 = \min$ z α_1 i α_2
- Jeśli $\alpha_1 < 0$ i $\alpha_2 < 0$, to $\alpha_0 = \alpha_1 + \alpha_2$

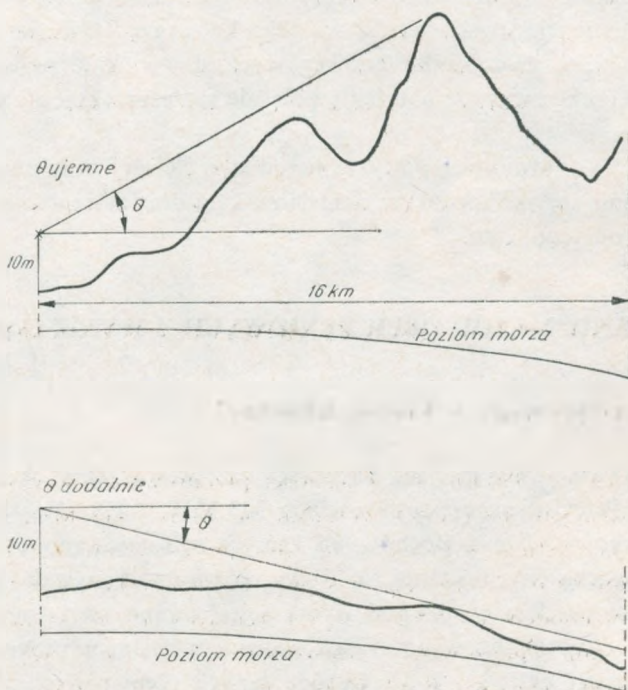
W dalszej części artykułu kąty α_2 i α_0 zostaną wykorzystane do określenia wpływu nieregularności terenu. Metoda oparta na kącie α_2 będzie nazywana metodą α_2 , a metoda oparta na kącie α_0 – metodą α_0 .

Na rysunku 10 podano zależność współczynnika tłumienia ukształtowania terenu L_t od wyżej określonych kątów.

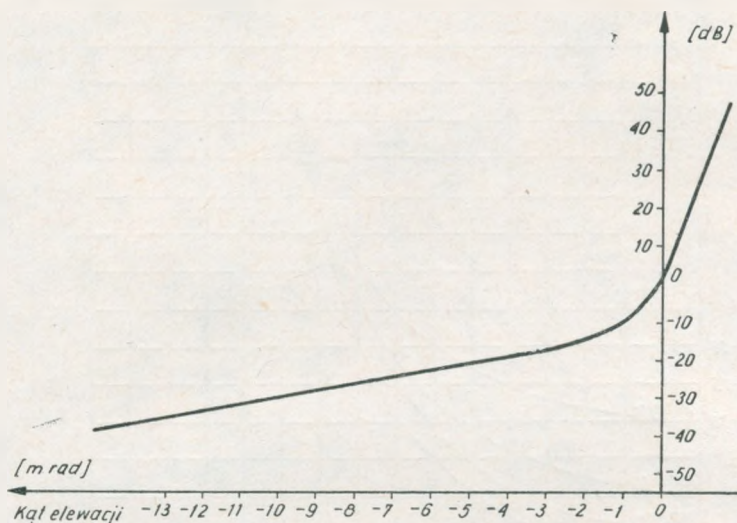
W 1980 r. UER zaproponowała nową metodę określania wpływu ukształto-



Rys. 10. Tłumienie ukształtowania terenu w funkcji kąta dominującej przeszkody (Metoda CCIR, tzw. „425”)



Rys. 11. Sposób określania kąta dominującej przeszkody wg UER



Rys. 12. Tłumienie ukształtowania terenu w funkcji kąta dominującej przeszkody wg UER

wania terenu za pomocą kąta elewacji dominującej przeszkody θ [3]. Metoda ta polega na określeniu kąta elewacji dominującej przeszkody od strony stacji odbiorczej. Kąt ten określa się względem stycznej do powierzchni ziemi w punkcie lokalizacji stacji odbiorczej. Sposób określania tego kąta przedstawiono na rys. 11, natomiast zależność współczynnika korekcyjnego od ww. kąta podano na rys. 12. Uzyskana po korekcji wartość natężenia pola nie może przekraczać wartości w wolnej przestrzeni.

Z porównania omówionych powyżej metod kąta elewacji dominującej przeszkody wynika, że różnią się one sposobem określania kąta oraz zależnością współczynnika korekcyjnego od tego kąta.

4. PORÓWNANIE METOD OBLICZENIOWYCH Z WYNIKAMI POMIARÓW

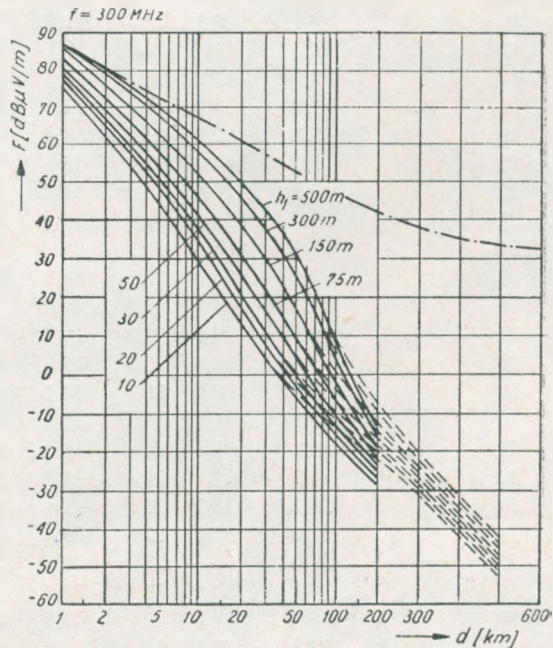
4.1. Pomiary propagacyjne w Kotlinie Kłodzkiej

W okresie 1978 ÷ 1980 Instytut Łączności przeprowadził w okolicach Kłodzka pomiary propagacyjne na częstotliwościach 343 MHz i 469 MHz [7, 8]. Pomiary wykonano wykorzystując samochód, na którym zainstalowano odbiornik pomiarowy wraz z anteną oraz rejestrator cyfrowy. Pomiar wykonywano punktowo podczas jazdy samochodem co 5,5 m i wynik rejestrowano na taśmie perforowanej. Tak zapisane dane analizowano z zastosowaniem zestawu programów informatycznych i maszyny cyfrowej R-32. Oprócz danych pomiarowych, do pamięci maszyny wczytano cyfrową mapę wysokości terenu ziemi kłodzkiej. Mapa ta zawiera

informacje o wysokości terenu n.p.m. w węzłach siatki o bokach 5'' szerokości geograficznej i 5'' długości geograficznej oraz o wysokościach szczytów z podaniem ich współrzędnych geograficznych. W wyniku analizy danych pomiarowych za pomocą maszyny cyfrowej uzyskano między innymi wartości mediany natężenia pola obliczonych z 37 wartości, tzn. z odcinka pomiarowego o długości 200 m wraz z podaniem położenia punktu pomiarowego. W ten sposób otrzymano przestrzenny rozkład natężenia pola (mediany). Wartości liczbowe poddano standaryzacji do wartości odpowiadających mocy promieniowanej 10 W przez antenę półfalową przy wysokości anteny stacji ruchomej 2 m. Pomiaru wykonano przy trzech wysokościach anteny stacji nadawczej 28, 46 i 65 m n.p. terenu. Ponadto, wykorzystując wcześniej omówioną mapę wysokości terenu, wyznaczono profile terenu dla wybranych azymutów, na którym było wykonanych co najmniej kilka pomiarów.

4.2. Porównanie wyników pomiarów z obliczeniami

Do porównywania wyników pomiarów z obliczeniami wybrano azymuty, przez które przebiegało co najmniej kilka tras. Dla tych azymutów na podstawie wcześniej omówionej mapy cyfrowej wyznaczono profile tras pomiarowych. Na tej podstawie dla każdego punktu pomiarowego wyznaczono wysokość skuteczną



Rys. 13. Podstawowe krzywe propagacji dla służby ruchomej lądowej [5]

— $F(50;50)$, - - - $F(50;10)$; ERP = 10 dBW,
 $h_2 = 2m$, $\Delta h \leq 20m$, $\lambda/2$ dipol, $\epsilon = 15$, $\sigma = 6 \cdot 10^{-3} S/m$

Porównanie wyników obliczeń wartości

Lp.	Azymut [stopnie]	Długość trasy [km]	Wartość zmierzo- na [dB/ μ V/ /m]	Obliczone wartości							
				3-15				Berneńska			
				Δh	α_0	α_2	θ	Δh	α_0	α_2	θ
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1		8,8	43,2	31,5	42	42	68	31	39	39	68
2	0	9,2	30,6	30,6	7	8,5	44	30,6	7	8,5	44
3	8,6	7,5	28,7	51	55	53,4	49	49	53	51,4	30
4		8	19	45	43,2	49	27	40	38,2	44	22
5		14,2	21,4	35,5	19,6	21,6	—	30,5	14,6	16,6	—
6		14,9	-12,6	26	21,5	21,5	10	19	14,3	14,5	3
7		15,8	-12,6	23,3	21,6	22	6,8	18,3	16,6	17	1,7
8		8,2	28,6	43,3	27	27	—	37,3	21	21	—
9	25	8,7	5	32	19,7	20	-10	31	18,7	19	-11
10		2,8	63,1	60	60,6	63	77	59	59,6	62	77
11	36	3	73,4	61	64	64	77	60	63	63	77
12		0,5	73,3	92	92	92	92	92,5	92,5	92,5	92,5
13	70	0,5	69,8	87	87	87	87	90,5	90,5	90,5	90,5
14	93	4	60,7	44,5	40,6	41,6	75	44,5	40,6	41,6	75
15		9	20,4	31,5	31,3	23	37	32,5	22,3	24	38
16		9	9,7	23,5	11,7	13,5	29	24,2	12,4	14,2	29,7
17		12	14	24,4	10,1	10,3	-17	12,4	-1,9	-1,7	-29
18		1,3	63,2	80	79	79	65	80	80	80	65
19	125	1,3	61,2	78	77	77	63	79	78	78	64
20		3,3	22,7	53,5	48,8	50	35	50,5	45,8	47	32
21		5,8	44	49,4	46	47,4	21	48,4	45	46,4	20
22		5,8	28,4	46,4	39,6	40,6	18	45,4	38,6	39,6	17
23		0,8	79,5	72	74	74	88	83	85	85	88
24		1,9	64,9	64	66	66	81	64	66	64	81
25		2,5	36,8	62,8	46,3	46,5	78	61,8	45,3	45,5	78
26		2,7	44,7	63,8	44,6	45	—	62,8	43,6	44	—
27		9,2	30,5	33,9	18,7	19,2	—	18,9	16,7	17,2	—
28		9,6	38,4	29,9	15	15,6	—	23,9	9	9,6	—
29		9,7	28,6	28,9	14,1	14,8	—	22,9	8,1	8,8	—
30		13,8	16,3	21	16	18,6	—	7,5	2,5	5,1	—
31		13,9	31,1	14	18	2	—	16	3,8	4	—
32		14,3	21,2	22	11,7	12,2	0	25	14,7	15,2	3
33		21,2	19,2	3	-1	-1	—	27	23	23	—
34		21,2	35,7	27	23	23	—	27	23	23	—
35		21,2	33,5	27	23	23	—	27	23	23	—
36		6,1	30,4	43	34,4	34,5	11,5	50	41,4	41,5	18,5
37		6,7	38,7	49	46,3	48	48,5	56	53,3	55	55,5
38	193	13	42,1	19	19	25	58	26	26	32	58
39		13,7	36	28,4	35	35	58	31,4	38	38	58
40		15	27,6	11	0,5	1,5	—	11	0,5	1,5	—

natężenia pola z wynikami pomiarów

natężenia pola w [dB/μV/m]

Niemiecka				Niemiecka zmodyfikowana				Polska			
Δh	α_0	α_2	θ	Δh	α_0	α_2	θ	Δh	α_2	α_2	θ
13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
39,5	45	45	68	31,5	42	42	68	37,5	45	45	68
28,1	4,5	6	44	31,6	8	9,5	44	22,6	-1	0,5	44
51	55	53,4	32	51	55	53,4	32	50	54	52,4	31
44	42,2	48	26	44	42,2	48	26	43	41,2	47	25
25,5	9,6	11,6	-	25,5	9,6	11,6	-	34,5	18,6	20,6	-
8,5	3,8	4	-7,5	8,5	3,8	4	-7,5	24	19,3	19,5	8
7,3	5,6	6	-9,2	7,3	5,6	6	-9,2	22,3	20,6	21	58
46,3	30	30	-	46,3	30	30	-	44,3	28	28	-
31	18,7	19	-11	31	18,7	19	-11	35	22,7	23	-7
56	56,6	59	77	56	56,6	59	77	61	61,6	64	77
58	61	61	77	58	61	61	77	62	65	65	77
92,5	92,5	92,5	92,5	92,5	92,5	92,5	92,5	93	93	93	93
90,5	90,5	90,5	90,5	90,5	90,5	90,5	90,5	92	92	92	92
53	49	50,1	75	45	41	42,1	75	46,5	42,5	43,6	75
35,5	25,3	27	41	35,5	25,3	27	41	36,5	26,3	28	42
28,5	16,7	18,5	34	28,5	16,7	18,5	34	29,4	17,7	19,5	35
37,4	23	23,3	-4	31,4	17,1	17,3	-10	25,4	11,1	11,5	-16
81	80	80	66	81	80	80	66	82	81	81	67
80	79	79	65	80	79	79	65	81	80	80	78
51,5	46,8	48	33	51,5	46,8	48	33	54,5	49,8	51	36
50,4	47	48,4	22	50,4	47	48,4	22	51,4	48	49,4	23
47,4	40,6	41,6	19	47,4	40,6	41,6	19	47,4	40,6	41,6	19
86	88	88	88	86	88	88	88	86	88	88	88
63	65	65	81	63	65	65	81	67	69	69	81
61,8	45,3	45,5	78	61,8	45,3	45,5	78	64,8	48,3	48,5	78
67,8	48,6	44	-	67,8	48,6	49	-	66,8	47,6	48	-
34,9	19,7	20,2	-	34,9	19,7	20,2	-	36,9	21,7	22,2	-
32,9	18	18,6	-	32,9	18	18,6	-	32,9	18	18,6	-
31,9	17,1	17,8	-	31,9	17,1	17,8	-	31,9	17,1	17,8	-
24	19	21,6	-	22	17	19,6	-	13	8	10,6	-
26	13,8	14	-	18	5,8	6	-	9	-3,2	-3	-
19	8,7	9,2	-3	32	21,7	22,2	10	20	9,7	10,2	-2
9	5	5	-	27	23	23	-	17	13	13	-
6	2	2	-	27	23	23	-	16	12	12	-
6	2	2	-	27	23	23	-	16	12	12	-
52	43,4	43,5	20,5	52	43,4	43,5	20,5	53	44,4	44,5	21,5
57	54,3	56	56,5	57	56	56,5	57	58	55,3	57	57,5
24	24	30	58	20	20	26	58	25	25	31	58
28,4	35	35	58	13,4	20	20	58	29,4	36	36	58
1,7	16,5	7,5	-	28	17,5	18,5	-	7	-3,5	-2,5	-

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
41		19,6	31,2	4	-8,3	-8	-	4	-8,3	-8	-
42		20,3	46,0	12,5	5,2	6,3	3	12,5	5,2	6,3	3
43		20,3	29,4	16,5	9,5	10,7	7	16,5	9,5	10,7	7
44		10,4	18,4	30	16	16	-	28	14	14	-
45	214	10,7	39,4	28	17	17,2	-	25	14	14,2	-
46		10,8	36,1	20	10,3	10,6	-5	17,5	7,8	8,1	-7,5
47	250	4	17,8	45	29,9	31,3	6,7	43	27,9	29,3	4,7
48		4,6	59,3	50,5	33,5	34,3	-	47,5	30,5	31,4	-
49		4,8	33,7	55,5	43,5	45,8	-	49,5	37,5	39,8	-
50		10,5	35,4	34,5	16	16	-	29,5	11	11	-
51		12,9	25,5	10,5	-0,5	-0,5	-	16	5	5	-
52		12,9	44,3	10,5	-0,5	-0,5	-	16	5	5	-
53		13	27,1	14	3	3	-	7,5	-3,5	-3,5	-
54	263	21,7	2,3	23	17	17	-	24	18	18	-
55		22,3	14	29	17	17	-	30	18	18	-
56		22,3	17,1	29	17	17	-	30	18	18	-
57	283	19,2	23,2	28,5	20	20	-	28,5	20	20	-
58		19,2	19,2	28,5	20	20	-	28,5	20	20	-
59		20,0	18,6	28,6	39,6	45	-	31,6	39,6	45	-
60	302	0,5	74,8	93	92	92	93	93	90,5	90,5	93
61		0,5	76,4	91	87	87	93	90	86	86	93
62		14,9	14	35,4	37,6	37,6	49	31,4	33,6	33,6	45
63		14,9	31	32,4	32,8	32,8	46	25,8	25,8	25,8	39
64	314	0,6	68,6	91	88	88	92	90,3	87,3	87,3	92
65		5,6	47,8	55,5	59	59	35	48,5	52	52	28
66		5,6	69,1	55,5	59	59	35	48,5	52	52	28
67		7,1	32,1	49,3	52	52	30,5	44,3	47	47	25,5
68		7,1	55,5	49,3	52	52	30,5	44,3	47	47	25,5
69		7,2	56,6	52,3	55	55	37	47,3	50	50	32
70		9	18,9	41,3	34,8	34,8	23	35,3	28,8	28,8	17
71	318	2,6	44,3	64	54,5	54,5	20	63	53,5	53,5	19
72		2,6	59	64	54,5	54,5	20	63	53,5	53,5	19
73		2,7	64	66	67	67	-	65	66	66	-
74		6,4	25,1	47,5	37,4	37,7	20,5	42,5	32,4	32,7	15,5
75		4,6	24,6	50	35,7	35,8	-	51	36,7	36,8	-

metodą 3-15, berneńską, niemiecką, niemiecką zmodyfikowaną oraz polską, zgodnie z pkt. 2 niniejszego artykułu. Wykorzystując powyższe wysokości skuteczne oraz krzywą propagacji przedstawioną na rys. 13, określono dla każdego punktu pomiarowego wartość 50% natężenia pola. Ponadto, uwzględniając profile terenu wyznaczono parametry nierównomierności terenu omówione w pkt. 3, a mianowicie: parametr nierównomierności terenu Δh , kąty elewacji dominującej przeszkody α_0 i α_2 (wg metody CCIR) oraz kąt elewacji dominującej przeszkody θ (wg metody UER).

Następnie, wykorzystując wyżej określone parametry nierównomierności te-

cd. tablicy 1

13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
15	2,7	3	—	24	17,7	18	—	18	11	12	—
14,5	13,2	14,3	11	24,5	23,2	24,3	21	18,5	17,2	18,3	15
18,5	11,5	12,7	9	29,5	22,5	23,7	20	13,5	12,5	13,7	10
28	14	14	—	30	16	16	—	15	1	1	—
35	24	24,2	—	22	11	11,2	—	29	18	18,2	—
30	20,3	20,6	5	29	19,3	19,6	4	22	12,3	12,6	-3
48	32,9	34,3	9,7	48	32,9	34,3	9,7	48	32,9	34,3	9,7
53,5	36,6	37,4	—	53,5	35,5	37,4	—	50,5	33,5	34,4	—
54,5	42,5	44,8	—	54,5	42,5	44,8	—	52,5	40,5	42,8	—
30,5	12	12	—	30,5	12	12	—	34,5	16	16	—
22	11	11	—	27	16	16	—	8,5	-2,5	-2,5	—
22	11	11	—	27	16	16	—	8,5	-2,5	-2,5	—
29	18	18	—	23	12	12	—	15	4	4	—
1	-5	-5	—	25	19	19	—	22	16	16	—
16	4	4	—	31	19	19	—	27	15	15	—
11	-1	-1	—	31	19	19	—	28	16	16	—
21	12	12	—	29,5	21	21	—	18,5	10	10	—
15,5	7	7	—	30,5	22	22	—	20,5	12	12	—
8,6	19,6	25	—	31,6	42,6	48	—	21,6	32,6	38	—
93	90,5	90,5	93	93	90,5	90,5	93	93	92	92	93
90	86	86	93	90	86	86	93	91	87	87	93
28,4	30,6	30,6	42	28,4	30,6	30,6	42	34,4	36,6	36,6	48
19,4	19,8	19,8	33	19,4	19,8	19,8	33	32,4	32,8	32,8	46
90,3	87,3	87,3	92	90,3	87,3	87,3	92	91	88	88	92
52,5	56	56	32	52,5	56	56	32	50,5	54	54	30
52,5	56	56	32	52,5	56	56	32	50,5	54	54	30
48,3	51	51	29,5	48,3	51	51	29,5	47,3	50	50	28,5
48,3	51	51	29,5	48,3	51	51	29,5	47,3	50	50	28,5
53,3	56	56	38	53,3	56	56	38	52,3	55	55	31
32,3	25,8	25,8	14	32,3	25,8	25,8	14	39,3	32,8	32,8	21
67	57,5	57,5	23	67	57,5	57,5	23	65	55,5	55,5	20
67	57,5	57,5	23	67	57,5	57,5	23	65	55,5	55,5	20
69	70	70	—	69	70	70	—	66	67	67	—
44,5	34,4	34,7	17,5	44,5	34,4	34,7	17,5	44,5	35,4	35,7	18,5
38,5	24,2	24,3	—	38,6	24,2	24,3	—	51,5	37,2	37,3	—

renu określono współczynniki korekcyjne, za pomocą których zweryfikowano obliczone wartości 50% natężenia pola. W uzasadnionych przypadkach uwzględniono również poprawkę, wynikającą z ogólnego nachylenia terenu (dotyczy to tylko przypadku wykorzystywania parametru Δh). Obliczone i zmierzone wartości natężenia pola zestawiono w tablicy 1. Obliczenia wykonano 20 metodami, uzyskanymi z połączenia pięciu metod określania wysokości skutecznej anten, tzn. metody „3-15”, berneńskiej, niemieckiej, niemieckiej zmodyfikowanej i polskiej z czterema metodami określania wpływu ukształtowania terenu, tzn. Δh , α_0 , α_2 i θ . Z powodu braku danych w obliczeniach nie uwzględniono pokrycia terenu.

Na podstawie danych zawartych w tabelicy 1 przeprowadzono analizę statystyczną różnic pomiędzy wartościami obliczonymi i zmierzonymi. Obliczono następujące parametry statystyczne:

1) wartość średnią różnicy $\bar{\Delta} = \overline{(E_0 - E_m)}$

2) wartość $\Delta_{eff} = \sqrt{\overline{(E_0 - E)^2}}$

3) dewiację standardową $\sigma = \sqrt{\overline{(\Delta - \bar{\Delta})^2}}$

gdzie:

E_0 – wartość obliczona,

E_m – wartość zmierzona.

Obliczone parametry zestawiono w tabelicy 2. Z analizy tabelicy 2 wynika, że najmniejsza wartość średnia różnicy pomiędzy wartościami zmierzonymi i obliczonymi występuje w przypadku połączenia metody berneńskiej, określania wysokości

Tabelica 2

Zestawienie parametrów statystycznych

	3-15				Berneńska				Niemiecka			
	Δh	α_0	α_2	θ	Δh	α_0	α_2	θ	Δh	α_0	α_2	θ
$\bar{\Delta}$	5,6	-1,2	-0,3	1,8	4,1	-2,2	-0,7	-0,28	5,1	-1,6	-0,9	1,3
Δ_{eff}	17,2	17,7	17,5	20,7	16,3	17,2	17,2	21,7	15,1	15,2	15,2	19,4
σ	16,3	17,7	17,6	20,6	15,8	17,1	17,2	21,7	14,3	16,5	16,3	19,4

	Niemiecka zmodyfikowana				Polska			
	Δh	α_0	α_2	θ	Δh	α_0	α_2	θ
$\bar{\Delta}$	6,8	0,6	1,5	1,9	6,22	-1,4	-0,4	1,9
Δ_{eff}	15,6	14,5	14,6	18,8	17,4	17,8	18,1	21,2
σ	14,0	14,5	14,6	18,7	16,6	17,8	18,1	21,2

skutecznej anteny, z metodą UER (θ), określania wpływu ukształtowania terenu. Największą wartość średnią różnic otrzymuje się w przypadku połączenia metody niemieckiej zmodyfikowanej z metodą Δh . We wszystkich przypadkach, gdzie występuje Δh , wartości średnie różnic są znacznie większe w porównaniu z innymi przypadkami. Najmniejszą wartość Δ_{eff} uzyskuje się w przypadku połączenia metody niemieckiej zmodyfikowanej z metodą α_0 , zaś największą wartość Δ_{eff} – w przypadku połączenia metody berneńskiej z metodą UER. Najmniejsza wartość σ występuje w przypadku połączenia metody niemieckiej zmodyfikowanej z metodą Δh , a największa wartość w przypadku połączenia metody berneńskiej z metodą UER. Biorąc pod uwagę trzy parametry statystyczne, najkorzystniejszym przypadkiem jest połączenie metody niemieckiej zmodyfikowanej z metodą α_0 . Na drugim miejscu znajduje się przypadek połączenia metody niemieckiej zmodyfikowanej z metodą α_2 , przy czym różnica pomiędzy powyższymi przypadkami występuje tylko dla wartości średnich i wynosi 0,9 dB.

Dla przypomnienia, metoda α_2 uwzględnia kąt elewacji dominującej przeszkody wg metody CCIR od strony punktu odbiorczego. Metoda α_0 bierze pod uwagę kąty elewacji dominujących przeszkód od strony nadajnika i odbiornika. W wielu przypadkach poprawki wynikające z obu metod są takie same, ponieważ kąt elewacji dominującej przeszkody od strony nadajnika jest często większy od $3,5$ mr, a wówczas $\alpha_0 = \alpha_2$ (kąt od strony odbiornika).

Biorąc powyższe pod uwagę można stwierdzić, że metoda α_0 jest metodą bardziej dokładną i powinna być stosowana w przypadkach, w których zależy na dużej dokładności. W pozostałych sytuacjach można ograniczyć się do uwzględnienia jedynie kąta α_2 , czyli kąta elewacji dominującej przeszkody od strony odbiornika.

5. WNIOSKI

Przeprowadzone porównanie obliczeń różnymi metodami z wynikami pomiarów wykonanych w Kotlinie Kłodzkiej wskazuje, że dla tego regionu najlepszą metodą obliczeniową jest połączenie metody niemieckiej zmodyfikowanej, określania wysokości skutecznej anteny, z metodą α_0 lub α_2 , określania wpływu ukształtowania terenu. Obie metody są względnie proste i umożliwiają przeprowadzenie szybkich obliczeń. Nadają się również do obliczeń komputerowych. Jak wykazała analiza, metody te dają wyniki zbliżone do pomiarów. Należy dodać, że w obliczeniach nie uwzględniono pokrycia naturalnego i sztucznego, z powodu braku miarodajnych danych. Pokrycie to zaś miało wpływ na wartości zmierzone. Nieuwzględnienie pokrycia w obliczeniach ma zapewne wpływ na ich dokładność.

Porównanie obejmowało jedynie wyniki pomiarów w jednym regionie kraju na częstotliwości ~ 400 MHz. Celowe byłoby przeprowadzenie podobnej analizy pomiarów w innych regionach kraju oraz na innych częstotliwościach.

Pomimo ograniczonego materiału, wydaje się celowe wykorzystanie powyższych metod do obliczeń propagacyjnych w służbie ruchomej lądowej. Przy czym dla regionów górzystych proponuje się stosować metodę α_0 uwzględniania wpływu ukształtowania terenu, natomiast dla regionów płaskich można ograniczyć się do określania kąta α_2 , tzn. kąta dominującej przeszkody od strony odbiornika. Metoda ta może być stosowana dla obszarów charakteryzujących się parametrem nieregularności terenu $\Delta h \geq 20$ m. Dla terenów o $\Delta h < 20$ m należy stosować metodę Δh . Opisane powyżej metody α_0 i α_2 są ważne dla tras, na których nie występują pojedyncze duże przeszkody. Dla tras z dużymi przeszkodami należy stosować metody uwzględniające tłumienie dyfrakcyjne.

Składam serdeczne podziękowanie inż. Andrzejowi Dusińskiemu za udostępnienie wyników pomiarów wykonanych pod Jego kierownictwem.

WYKAZ LITERATURY

1. CCIR. Definition de l'antenne equivalente d'une station de base dans le service mobile terrestre a ondes decimetrique. Doc. 5/249, 1985.07.24.
2. CCIR. Estimation de L'affaiblissement de transmission dans propagation tropospherique. Rapport 425-1, Geneva 1975.
3. CCIR. Improvement of predictions of Field Strengths in VHF and UHF Bands. Doc. 5/28, 1980.02.20.
4. CCIR. Recommendation 370-4. VHF and UHF propagation curves for the frequency from 30 MHz to 1000 MHz. Recommendations and Reports of the CCIR 1982. v-V Propagation in nonionized Media, Geneva 1982.
5. CCIR. VHF and UHF propagation curves in the frequency range 30 MHz to 1 GHz for broadcasting services. Doc. 5/79, 1980.
6. Okumura Y. i inni: Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land-Mobile Radio Service. Review of the Electrical Communication Laboratory, vol. 16, No 9-10, Sept. Oct. 1968.
7. Sprawozdanie z pracy nr 12.09.B.01 pt. Badania propagacji fal zakresu 300-340 MHz na terenie górzystym dla potrzeb służb ruchomych. IŁ, Warszawa 1978.
8. Sprawozdanie z podzadania 12.09.B.03 pt. Kampania pomiarowa, określenie wpływu topografii i morfologii terenu na propagację fal zakresu 450 MHz. IŁ, Warszawa 1980.

Мариан Кисло

СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТА ЗНАЧЕНИЙ ПОЛЯ С РЕЗУЛЬТАТАМИ ИЗМЕРЕНИЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В ДИАПАЗОНЕ — 300 МГц

Резюме

Проводится сравнение результатов измерений напряженности поля в диапазоне 300 МГц с результатами расчета напряженности поля для данной местности. Расчеты выполнены 20 методами, то есть для каждого из 5-ти методов определения высоты передающей антенны учитываются 4 метода определения влияния нерегулярности местности.

Marian Kisło

COMPARISON BETWEEN THE CALCULATION RESULTS OF THE FIELD INTENSITY VALUES AND OF THE MEASUREMENT RESULTS OF THE PROPAGATION IN THE FREQUENCY RANGE — 300 MHz

Summary

In the paper the investigation results of the propagation in the frequency range — 300 MHz were compared to the calculation results of the field intensity values for this terrain. The calculations were executed by 20 methods i.e. for each of the five methods of determination of sending antenna height, the four methods of determination of terrain irregularity effects were taken into account.

Marian Kisło

COMPARAISON DES RÉSULTATS DU CALCUL D'INTENSITÉ
DE CHAMP ET DES RÉSULTATS DES MESURES DE PROPAGATION
À 300 MHz

Résumé

Cette article présente la comparaison des résultats des mesures de propagation et des résultats du calcul du niveau de champ à 300 MHz. Les calculs sont effectués en total à l'aide de vingt méthodes. C'est-à-dire cinq méthodes de la définition de la hauteur de l'antenne d'émission ainsi que quatre méthodes de la définition d'influence d'irrégularité du terrain ont été utilisées.

Marian Kisło

VERGLEICHUNG DER RESULTATE DER FELDESTÄRKEBERECHNUNGEN
MIT DEN RESULTATEN DER AUSBREITUNGSMESSUNGEN IM BEREICH 300 MHz

Zusammenfassung

In der Arbeit wurden die Resultate der Ausbreitungsmessungen im Frequenzbereich 300 MHz mit den Berechnungsergebnissen der Stärke dieses Feldes für dieses Gelände verglichen. Die Berechnungen wurden mit 20 Methoden durchgeführt. Für jede von fünf Methoden zur Bestimmung der Höhe der Sendeantenne wurden 4 Methoden zur Bestimmung des Einflusses der Geländeunregelmässigkeit berücksichtigt.

TEORIA POZIOMEJ ANTENY LINIOWEJ NAD ZIEMIĄ STRATNĄ¹⁾

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dn. 1986.10.01

W pracy zaproponowano nową metodę rozwiązania zagadnienia anteny liniowej umieszczonej poziomo w powietrzu nad ziemią o skończonej konduktywności, opartą na założeniu dużego kontrastu elektrycznego między ośrodkami. Problem sformułowano analitycznie na podstawie równań całkowych. Przybliżone, numeryczne rozwiązanie zagadnienia skonstruowano metodą momentów. Podano przykładowe wyniki obliczeń impedancji wejściowej anteny i porównano je (tam, gdzie było to możliwe) z wynikami pomiarów i obliczeń przeprowadzonych przez innych autorów. Podstawową zaletą proponowanej metody rozwiązania zagadnienia jest eliminacja konieczności wielokrotnego, czasochłonnego obliczania całek Sommerfelda.

1. WPROWADZENIE

Zagadnienie promieniowania anteny liniowej umieszczonej nad ziemią stratną (tj. o skończonej konduktywności) jest jednym z najtrudniejszych zagadnień teorii anten i przez długie lata skutecznie opierało się próbom rozwiązania go w możliwie prosty, przydatny w praktyce inżynierskiej sposób. Brzmi to paradoksalnie, bowiem z jednej strony – jest to z oczywistych powodów zagadnienie ważne, stanowiące od dawna przedmiot zainteresowania praktyków i teoretyków, z drugiej zaś – mocne, teoretyczne podstawy rozwiązania problemu (a mianowicie podane przez Sommerfelda rygorystyczne rozwiązanie dziś już klasycznego zagadnienia promieniowania oscylatora elementarnego nad ziemią półprzewodzącą) są znane od kilkudziesięciu lat. Jakie więc okoliczności sprawiają, że rozwiązanie problemu nastęrcza poważne trudności?

Postępując w sposób uznawany za niemal obowiązujący we współczesnej teorii anten zagadnienie wyznaczenia obwodowych i połowych parametrów anteny nad ziemią stratną sprowadza się – podobnie jak dla anteny w wolnej przestrzeni – do rozwiązania równania całkowego lub różniczkowo-całkowego dla funkcji opisującej rozkład prądu wzdłuż anteny. Podejście to nie nastęrcza kłopotów analitycznych, jeśli wyjdzie się ze wspomnianego wyżej, rygorystycznego rozwiązania Sommerfelda dla oscylatora elementarnego. Niestety, ściśle rozwiązanie otrzy-

¹⁾ Praca finansowana częściowo z CPBP 02.02.

mywanych w ten sposób równań całkowych nie jest znane, a konstrukcja przybliżonych rozwiązań numerycznych jest trudna i wymaga dużego (bez porównania większego niż w przypadku anteny w wolnej przestrzeni czy nad ziemią idealną) nakładu pracy programisty i maszyny cyfrowej. Dzieje się tak za sprawą pojawiających się w równaniach, bardzo trudnych do obliczenia, tzw. całek Sommerfelda.

Metody obliczania całek Sommerfelda można podzielić, biorąc rzecz z grubsza, na dwie grupy, mianowicie na metody „dokładne” i przybliżone. Przez metody „dokładne” rozumie się te, w których kwadratury numeryczne stosuje się do całek Sommerfelda w ich pełnej postaci – bez żadnych uproszczeń. Zaletą tych metod jest, oczywiście, dokładność otrzymanych wyników, podstawową zaś wadą – czasochłonność obliczeń. Z zastosowaniem najskuteczniejszych spośród dotychczas opracowanych algorytmów „dokładnego” obliczania całek Sommerfelda konstrukcja numerycznego rozwiązania dla anteny nad ziemią stratną wymaga co najmniej 100 razy dłuższego czasu pracy maszyny cyfrowej niż konstrukcja rozwiązania dla anteny w ośrodku jednorodnym [1, 11]. W tej sytuacji zrozumiałe staje się zainteresowanie metodami przybliżonymi, które z reguły stwarzają możliwość wydatnego skrócenia czasu pracy komputera, a więc i obniżenia kosztów obliczeń. Metody przybliżone mają jednak wadę polegającą na tym, że – z natury rzeczy – dostarczają wyniki o rozsądnej, praktycznie akceptowanej dokładności tylko w ograniczonym zakresie wartości parametrów danego zagadnienia. Pod tym względem ustępują metodom „dokładnym”. Warto wszakże zaznaczyć, że i te ostatnie nie są, praktycznie biorąc, całkiem ogólne, jako że przy pewnych kombinacjach parametrów wymagają bardzo długiego czasu obliczeń. Taki stan rzeczy i fakt, że konstrukcja przybliżonych rozwiązań numerycznych wymaga wielokrotnego obliczania całek Sommerfelda, sprawiają, że analiza właściwości anten liniowych umieszczonych nad ziemią stratną jest do tej pory aktualnym problemem naukowym i ciągle poszukuje się skutecznych sposobów podejścia do zagadnienia [2, 5, 8, 12, 13].

W tym artykule przedstawiono uproszczoną teorię poziomej, cienkiej, symetrycznej anteny cylindrycznej, umieszczonej nad ziemią stratną. Zagadnienie wyznaczenia parametrów elektrycznych anteny sprowadzono do rozwiązania równania różniczkowo-całkowego Pocklingtona dla funkcji rozkładu prądu wzdłuż anteny. Zasadność takiego podejścia wynika z faktu, że rozkład prądu jest parametrem pierwotnym, determinującym wszystkie inne – tak polowe, jak i obwodowe parametry anteny. Obok wszystkich przybliżeń typowych dla teorii cienkich anten, kluczowym założeniem upraszczającym analizę jest założenie dużego kontrastu elektrycznego między wchodzącymi w grę ośrodkami, tzn. ziemią i powietrzem. Dzięki temu założeniu całki Sommerfelda pojawiające się w jądrze równania, o którym mowa wyżej, udaje się zastąpić ich formami asymptotycznymi, w których występują tylko pochodne wolnoprzestrzennej funkcji Greena. Przybliżone, numeryczne rozwiązanie równania Pocklingtona z uproszczonym w ten sposób jądrem skonstruowano metodą momentów z zastosowaniem odcinkami liniowych funkcji testujących i „schodkowej” aproksymacji poszukiwanego rozkładu prądu. Przed-

stawiono przykładowe wyniki obliczeń impedancji wejściowej anteny półfalowej umieszczonej nad ziemią o różnych parametrach elektrycznych. W celu określenia zakresu stosowalności teorii proponowanej w niniejszej pracy wyniki własnych obliczeń porównano z wynikami opublikowanymi w dostępnej literaturze przedmiotu przez innych autorów. Tam gdzie było to możliwe, wyniki analizy teoretycznej skonfrontowano z wynikami pomiarów.

2. ANALIZA

2.1. Poziomy oscylator elementarny nad ziemią stratną

Rozważmy oscylator elementarny umieszczony poziomo w powietrzu nad płaszczyzną $z = 0$ reprezentującą powierzchnię jednorodnej, półprzewodzącej ziemi. Załóżmy, że oscylator jest zorientowany wzdłuż osi x i umiejscowiony w punkcie $(x, y, z) = (0, 0, h)$. Niech $I dx$ oznacza moment oscylatora. Właściwości elektryczne powietrza (ośrodek 1) charakteryzują: przenikalność elektryczna $\epsilon_1 = \epsilon_0$, przenikalność magnetyczna $\mu = \mu_0$ i konduktywność $\sigma_1 = 0$, natomiast właściwości ziemi (ośrodek 2) – względna przenikalność elektryczna ϵ_{2r} , przenikalność magnetyczna $\mu_2 = \mu_0$ i konduktywność $\sigma_2 \neq 0$. Załóżmy harmoniczną zależność prądu oscylatora, a więc i wytwarzanych przezeń pól, od czasu i przyjmijmy powszechnie stosowaną konwencję uproszczonego zapisu wielkości zespolonych z pominiętym czynnikiem czasowym $\exp(j\omega t)$.

Składowe skalarne magnetycznego potencjału wektorowego pola elektromagnetycznego wytworzonego przez oscylator w górnej półprzestrzeni, tj. w powietrzu, dane są następującymi wzorami [5, 7, 11]:

$$A_x = A_x^{(d)} + A_x^{(r)} + \Delta A_x \quad (1a)$$

$$A_z = \Delta A_z \quad (1b)$$

w których

$$A_x^{(d)} + A_x^{(r)} = \frac{\eta k_1}{4\pi\omega} \left[K(R_d) - K(R_r) \right] I dx \quad (2a)$$

$$\Delta A_x = \frac{\eta k_1}{4\pi\omega} \left[2 \int_0^\infty J_0(ur) \frac{u}{u_1 + u_2} e^{-u_1(z+h)} du \right] I dx \quad (2b)$$

$$\Delta A_z = - \frac{\eta k_1}{4\pi\omega} \left[2 \cos \varphi \int_0^\infty J_1(ur) \frac{u_1 - u_2}{k_2^2 u_1 + k_1^2 u_2} e^{-u_1(z+h)} u^2 du \right] I dx \quad (2c)$$

gdzie

$$K(R) = \exp(-jkR)/R \quad (3a)$$

$$R_d = [r^2 + (z-h)^2]^{1/2} \quad R_r = [r^2 + (z+h)^2]^{1/2} \quad (3b)$$

$$r^2 = x^2 + y^2 \quad (3c)$$

oraz

$$u_1^2 = u^2 - k_1^2; \quad u_2^2 = u^2 - k_2^2 \quad (4a)$$

$$k_1^2 = \omega^2 \varepsilon_0 \mu_0 \quad (4b)$$

$$k_2^2 = k_1^2 \varepsilon'_{2r}; \quad \varepsilon'_{2r} = \varepsilon_{2r} - j \sigma_2 / (\omega \varepsilon_0) \quad (4c)$$

natomiast η oznacza impedancję właściwą próżni (powietrza), a ω jest częstotliwością kątową. Całki występujące we wzorach (2b) i (2c) przyjęto nazywać całkami Sommerfelda.

Jak to już sygnalizowano we wstępie, uproszczona teoria prezentowana niżej jest oparta na założeniu dużego kontrastu elektrycznego między ośrodkami wypełniającymi dolną i górną półprzestrzeń. Matematycznym odpowiednikiem tego założenia jest warunek

$$|k_2/k_1| \gg 1. \quad (5)$$

W przypadku o największym znaczeniu praktycznym, tj. dla gruntów o średniej konduktywności zastępczej, warunek ten jest spełniony przy dostatecznie małej częstotliwości, co uzasadnia określenie proponowanego podejścia mianem niskoczęstotliwościowego [4]. Ogólnie biorąc, warunek dostatecznie małej częstotliwości roboczej jest zbyt ograniczający, ponieważ duży kontrast elektryczny między ośrodkami może także wynikać z wyraźnie różniących się między sobą wartości przenikalności elektrycznej ośrodków przy dominacji w tych ostatnich prądów przesunięcia. Ma to miejsce, na przykład, w odniesieniu do granicy woda-powietrze akurat przy dostatecznie dużej częstotliwości. Zakres potencjalnej stosowalności przedstawianej dalej analizy jest więc znacznie szerszy, niż wynikałoby to wprost z tytułu pracy, zaś pojęcie „ziemia” należy w tym kontekście traktować umownie.

Przy spełnionym warunku (5) mamy

$$\frac{1}{u_1 + u_2} = \frac{u_1 - u_2}{u_1^2 - u_2^2} \cong \frac{1}{k_2^2 - k_1^2} (u_1 - jk_2) \quad (6a)$$

$$\frac{u_1 - u_2}{k_2^2 u_1 + k_1^2 u_2} \cong -j \frac{1}{k_2 u_1} \quad (6b)$$

Wprowadzając przybliżenia (6) do całek Sommerfelda i wykorzystując znane zależności

$$\int_0^{\infty} J_0(ur) e^{-u_1(z+h)} \frac{u}{u_1} du = K(R_r) \quad (7a)$$

$$\frac{\partial J_0(ur)}{\partial r} = -u J_1(ur) \quad (7b)$$

otrzymujemy – po przekształceniach – wolne od całek wyrażenia na ΔA_x i ΔA_z

$$\Delta A_x = \frac{\eta k_1}{4\pi\omega} \left[\frac{2j}{k_2} \frac{\partial K(R_r)}{\partial z} + \frac{2j}{k_2} \frac{k_1^2}{k_2^2 - k_1^2} \frac{\partial K(R_r)}{\partial z} + \frac{2}{k_2^2 - k_1^2} \frac{\partial^2 K(R_r)}{\partial z^2} \right] I dx \quad (8a)$$

$$\Delta A_z = -\frac{\eta k_1}{4\pi\omega} \left[\frac{2j}{k_2} \frac{\partial K(R_r)}{\partial x} \right] I dx \quad (8b)$$

Wyrażenie (8a) jest identyczne z podanym przez Mittre i in. [12] – wyprowadzonym z zastosowaniem dwuwymiarowego przekształcenia Fouriera. Natomiast wyrażenie (8b) odpowiada jednemu ze składników przybliżenia dla ΔA_z proponowanego przez cytowanych autorów.

W celu umożliwienia Czytelnikowi przynajmniej fragmentarycznej oceny zasadności wprowadzonych przybliżeń w tablicach 1 i 2 zestawiono wyniki obliczeń

Tablica 1

Poprawka ΔA_z do magnetycznego potencjału wektorowego poziomego oscylatora elementarnego nad ziemią stratną ($\epsilon_{2r} = 40$, $\sigma_2 = 1$ S/m, $R_r = 10$ m, $\theta = 10^\circ$, $\varphi = 0^\circ$, $\mu_0 I dx = 1$)

Częstotliwość [MHz]	R_r/λ	Metoda dokładna ¹⁾ $\times 10^4$	Metoda przybliżona $\times 10^4$
3,0	0,1	2,49 - j2,74	2,49 - j2,74
6,0	0,2	1,48 - j3,26	1,48 - j3,26
9,0	0,3	-0,111 - j3,88	-0,109 - j3,88
12,0	0,4	-2,25 - j3,61	-2,24 - j3,61
15,0	0,5	-4,17 - j2,01	-4,17 - j2,01
18,0	0,6	-4,94 + j0,675	-4,94 + j0,674
21,0	0,7	-3,96 + j3,57	-3,96 + j3,57
24,0	0,8	1,29 + j5,51	-1,29 + j5,51
27,0	0,9	2,22 + j5,54	2,22 + j5,54
30,0	1,0	5,26 + j3,39	5,26 + j3,39

¹⁾ Według [12].

(Uwaga: $\theta = \arcsin(r/R_r)$)

Tablica 2

Poprawka ΔA_z do magnetycznego potencjału wektorowego poziomego oscylatora elementarnego nad ziemią stratną ($\epsilon_{2r} = 40$, $\sigma_2 = 1$ S/m, $R_r = 10$ m, $\theta = 10^\circ$, $\varphi = 0^\circ$, $\mu_0 I dx = 1$)

Częstotliwość [MHz]	R_r/λ	Metoda dokładna ¹⁾ $\times 10^5$	Metoda przybliżona $\times 10^5$
3,0	0,1	-4,38 + j4,73	-4,39 + j5,07
6,0	0,2	-2,59 + j5,70	-2,63 + j5,89
9,0	0,3	0,247 + j6,77	0,185 + j6,99
12,0	0,4	4,00 + j6,24	4,01 + j6,55
15,0	0,5	7,31 + j3,37	7,50 + j3,72
18,0	0,6	8,55 - j1,35	8,97 - j1,10
21,0	0,7	6,71 - j6,35	7,29 - j6,37
24,0	0,8	1,98 - j8,57	2,53 - j9,97
27,0	0,9	-4,10 - j9,44	-3,85 - j10,1
30,0	1,0	-9,23 - j5,57	-9,46 - j6,39

¹⁾ Według [12].

(Uwaga: $\theta = \arcsin(r/R_r)$)

wartości poprawek ΔA_x i ΔA_z według wzorów (8a) i (8b) z wartościami „dokładnymi” – otrzymanymi drogą zastosowania kwadratur numerycznych do całek Sommerfelda w ich pełnej postaci [12].

2.2. Dipol poziomy nad ziemią stratną

2.2.1. Równanie dla funkcji — rozkładu prądu wzdłuż dipola

Korzystając z zależności podanych w pkt. 2.1 nietrudno wyprowadzić równanie różniczkowo-całkowe dla funkcji $I(x)$ opisującej rozkład prądu wzdłuż poziomej, prostoliniowej, symetrycznej anteny cylindrycznej o długości $2l$, umieszczonej na wysokości h nad ziemią o skończonej konduktywności. Równanie to ma postać

$$\frac{j\eta}{4\pi k_1} \int_{-l}^l \left[\left(\frac{\partial^2}{\partial x'^2} + k_1^2 \right) K(x-x') + 2j \frac{k_1^2}{k_2} K_r'(x-x') \right] I(x') dx' = E_x^i(x)_{x \in (-l, l)} \quad (9a)$$

w które

$$K(x-x') = K_d(x-x') - K_r(x-x') + \frac{2}{k_2^2 - k_1^2} \left[j \frac{k_1^2}{k_2} K_r'(x-x') + K_r''(x-x') \right] \quad (9b)$$

$$K_d(x-x') = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\exp(-jk_1 R_d)}{R_d} d\varphi \quad (9c)$$

$$K_r(x-x') = [\exp(-jk_1 R_r)/R_r]_{z=h} \quad (9d)$$

gdzie

$$R_d = \left[(x-x')^2 + 4a^2 \sin^2 \frac{\varphi'}{2} \right]^{1/2} \quad (10a)$$

$$R_r = [(x-x')^2 + (z+h)^2 + a^2]^{1/2} \quad (10b)$$

natomiast $K_r'(x-x')$ i $K_r''(x-x')$ oznaczają pochodne (odpowiednio pierwszą i drugą) funkcji $K_r(x-x')$ względem zmiennej z – wzięte w punkcie $z = h$.

Funkcja $E_x^i(x)$ po prawej stronie równania (9a) oznacza składową styczną, wzdłuż osi anteny, wektora natężenia przyłożonego pola elektrycznego na „pobocznicę” anteny. W zagadnieniu antenowym postać tej funkcji zależy od przyjętego modelu pobudzającego antenę źródła, natomiast w zagadnieniu dyfrakcyjnym – od morfologii pola „oświetlającego” przewód. Pozostałe oznaczenia we wzorach (9) i (10) są zgodne z przyjętymi w poprzednim punkcie. Przy wyprowadzaniu równania (9a) założono, że analizowana antena jest cienka w sensie powszechnie przyjętym w teorii anten liniowych.

Uproszczoną postać równania (9a) – z pominiętym trzecim składnikiem po

prawej stronie wzoru (9b) i tak zwaną „zredukowaną” formą składnika $K_d(x-x')$ jądra równania – podano w pracy [4].

2.2.2. Algorytm konstrukcji rozwiązania numerycznego

Przybliżone, numeryczne rozwiązanie równania (9a) skonstruujemy metodą momentów, którą aktualnie uważa się za niemal obowiązującą w rozwiązywaniu zagadnień promieniowania anten liniowych i ich układów. Jakkolwiek ogólna idea metody momentów jest znana od bez mała dwudziestu lat, to jednak konstrukcja opartych na niej, skutecznych algorytmów rozwiązywania konkretnych zagadnień nie jest łatwa. Z tego powodu opisowi algorytmu poświęcimy sporo miejsca – tym bardziej że przyjęta technika konstrukcji rozwiązania ma kilka niekonwencjonalnych elementów, których dokładne naświetlenie może, zdaniem autora, mieć wartość nie tylko dla Czytelnika zainteresowanego rozwiązaniem postawionego w pracy problemu, lecz także dla tych wszystkich, którzy zajmują się metodami numerycznego modelowania struktur cienkoprzewodowych w ogóle.

W notacji operatorowej równanie (9a) można zapisać jako

$$LI = E, \quad 1$$

gdzie L oznacza znany, liniowy operator różniczkowo-całkowy, E jest znaną funkcją pobudzenia, a I – poszukiwaną „odповідzią” badanego układu (w rozważanym przypadku przez odpowiedź rozumie się, oczywiście, rozkład prądu wzdłuż anteny). Zgodnie z ideą metody momentów postulujemy rozwiązanie I w postaci kombinacji liniowej przyjętych a priori funkcji bazowych $\{i_n\}$ ($n = 1, 2, \dots, N$), tzn.

$$I = \sum_{n=1}^N I_n i_n(x) \quad (12)$$

gdzie I_n ($n = 1, 2, \dots, N$) są poszukiwanymi współczynnikami rozwinięcia.

Kombinacja liniowa (12) zazwyczaj nie spełnia równania wyjściowego (11), w związku z czym możliwy jest co najwyżej taki dobór współczynników I_n , by otrzymane rozwiązanie słabe (przybliżone) było w pewnym sensie „najlepsze”. Konstrukcja takiego właśnie rozwiązania przebiega w następujących etapach:

- wybieramy N -elementowy zbiór $\{t_n\}$, tzw. funkcji wagowych (testujących),
- stosownie do zagadnienia definiujemy iloczyn skalarny $\langle f, g \rangle$ funkcji f i g ,
- żądamy, by projekcja funkcji rezydualnej $F = LI - E$ na podprzestrzeń rozpiętą na funkcjach wagowych $\{t_n\}$ ($n = 1, 2, \dots, N$) zniknęła.

Procedura ta prowadzi do algebraizacji rozwiązywanego zagadnienia poprzez sprowadzenie wyjściowego równania operatorowego (np. różniczkowo-całkowego) do układu N liniowych równań algebraicznych z N poszukiwanymi współczynnikami I_n rozwinięcia (12): w postaci macierzowej.

$$[Z_{mn}] [I_n] = [U_m] \quad (m, n = 1, 2, \dots, N) \quad (13)$$

gdzie $[Z_{mn}]$ jest kwadratową macierzą elementów o postaci $Z_{mn} = \langle t_m, Li_n \rangle$, $[I_n]$ oznacza kolumnową macierz poszukiwanych współczynników I_n , a $[U_m]$ jest kolumnową macierzą elementów o postaci $\langle t_m, E \rangle$.

Macierz $[Z_{mn}]$ jest nazywana uogólnioną macierzą impedancyjną struktury, choć wymiar jej elementów nie zawsze odpowiada wymiarowi impedancji.

Równanie (13) można rozwiązać którąkolwiek ze standardowych numerycznych metod algebry liniowej.

Przyjęty w niniejszej pracy algorytm rozwiązania równania (9a) jest oparty na tzw. impulsowych funkcjach bazowych $\{\Pi_n\}$ i odcinkami liniowymi funkcjach wagowych $\{A_m\}$, zdefiniowanych w następujący sposób:

$$\Pi_n(x) = \begin{cases} 1 & x \in \left(x_{n-1/2}, x_{n+1/2}\right) \\ 0 & x \notin \left(x_{n-1/2}, x_{n+1/2}\right) \end{cases} \quad (14a)$$

$$A_m(x) = \begin{cases} 1 - \frac{|x-x_m|}{\Delta} & x \in (x_{m-1}, x_{m+1}) \\ 0 & x \notin (x_{m-1}, x_{m+1}) \end{cases} \quad (14b)$$

gdzie $x_m = m\Delta$, $x_n = n\Delta$, $x_{n\pm 1/2} = \left(n \pm \frac{1}{2}\right)\Delta$, przy czym $\Delta = 2l/(N+1)$.

Jak widać, zastosowanie zdefiniowanych wyżej funkcji bazowych i testujących implikuje uprzedni podział przewodu anteny na $N+1$ segmentów o jednakowej długości. Fizycznie oznacza to zastąpienie analizowanej struktury układem krótkich oscylatorów z równomiernym rozkładem prądu, co w rezultacie prowadzi do „schodkowej” aproksymacji poszukiwanego rozkładu prądu wzdłuż anteny.

W celu uproszczenia zapisu i dla zapewnienia przejrzystości wyprowadzanych dalej wzorów wprowadzimy pomocnicze oznaczenia

$$A(x) = \int_{-l}^l K(x-x') I(x') dx, \quad (15a)$$

$$A'(x) = \int_{-l}^l K'(x-x') I(x') dx'. \quad (15b)$$

Równanie (9a) można teraz zapisać w postaci

$$\frac{j\eta}{4\pi k_1} \left[\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k_1^2 \right) A(x) + 2j \frac{k_1^2}{k_2} A'(x) \right] = E_x^l(x) \quad (16)$$

Wybierając m -tą funkcję wagową $A_m(x)$, a następnie mnożąc przez tę funkcję obie strony równania (16) i całkując w granicach $-l, l$ otrzymujemy

$$\frac{j\eta}{4\pi k_1} \left\{ \frac{1}{\Delta} [A(x_{m-1}) + 2A(x_m) + A(x_{m+1})] + k_1^2 \int_{x_{m-1}}^{x_{m+1}} A(x) A_m(x) dx + \right. \\ \left. + 2j \frac{k_1^2}{k_2} \int_{-l}^l A'(x) A_m(x) dx \right\} = \int_{x_{m-1}}^{x_{m+1}} E_x^l(x) A_m(x) dx \quad (17)$$

Wychodząc z przesłanek fizycznych można przyjąć, że funkcje $A(x)$ i $A'(x)$ są funkcjami wolnozmiennymi w przedziale (x_{m-1}, x_{m+1}) , w związku z czym dobrym przybliżeniem całek występujących po lewej stronie równania (17) będzie

$$\int_{x_{m-1}}^{x_{m+1}} \begin{Bmatrix} A(x) \\ A'(x) \end{Bmatrix} A_m(x) dx \cong \Delta \begin{Bmatrix} A(x_m) \\ A'(x_m) \end{Bmatrix} \quad (18)$$

Mamy zatem

$$\frac{j\eta}{4\pi k_1 \Delta} \left[A(x_{m-1}) - (2 - k_1^2 \Delta^2) A(x_m) + A(x_{m+1}) + 2j \frac{1}{k_2} (k_1 \Delta^2) A'(x_m) \right] = \int_{x_{m-1}}^{x_{m+1}} E_x^i(x) A_m(x) dx \quad (19)$$

Z postaci tego równania wynika, że obliczenie elementu Z_{mn} uogólnionej macierzy impedancyjnej wymaga wyznaczenia skojarzonych z n -tą funkcją bazową wartości funkcji A i A' w punktach x_{m-1} , x_m , x_{m+1} , odpowiednio.

Oznaczmy

$$A_{mn} = \int_{-1}^1 K(x_m - x') \Pi_n(x') dx' = \int_{x_{n-1/2}}^{x_{n+1/2}} K(x_m - x') dx' \quad (20a)$$

i analogicznie

$$A'_{mn} = \int_{-1}^1 K_r'(x - x') \Pi_n(x') dx' = \int_{x_{n-1/2}}^{x_{n+1/2}} K_r'(x - x') dx' \quad (20b)$$

Numeryczne obliczenie drugiej z powyższych całek nie nastęrcza kłopotów. Natomiast obliczenie pierwszej całki jest bardzo kłopotliwe, sprawcą zaś trudności jest składnik $K_d(x - x')$ funkcji $K(x - x')$ – patrz wzory (9b) i (9c). Trudności te można pokonać, jeśli dokładnie przeanalizuje się właściwości funkcji $K_d(x - x')$. Po pierwsze, zauważmy, że $K_d(x - x')$ jest całką z funkcji osobliwej w punkcie $\varphi' = 0$, gdy $x \rightarrow x'$. Spostrzeżenie to jest ważne, ponieważ próby stosowania „na siłę” typowych, bibliotecznych kwadratur numerycznych zwykle okazują się nieskuteczne zarówno ze względu na czas, jak i dokładność obliczeń w sytuacjach, gdy całkowana funkcja ma osobliwość.

Przekształćmy wzór (9c) tak, by wydzielić część osobliwą funkcji podcałkowej, tzn.

$$K_d(x - x') = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{d\varphi'}{R_d} + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\exp(-jk_1 R_d) - 1}{R_d} d\varphi' \quad (21)$$

Pierwsza całka po prawej stronie wzoru (21) sprowadza się do całki eliptycznej zupełnej pierwszego rodzaju, oznaczanej zwykle przez K ; mamy więc

$$K_d(x-x') = \frac{1}{\pi a} \beta K(\beta) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\exp(-jk_1 R_d) - 1}{R_d} d\varphi' \quad (22a)$$

gdzie moduł β jest określony wzorem

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{x-x'}{2a}\right)^2}} \quad (22b)$$

Podstawową korzyścią, jaką osiąga się dzięki przekształceniu wzoru (9c) do postaci (22), jest łatwość obliczania wartości funkcji $K_d(x-x)$ wg wzorów (22). Całkę eliptyczną $K(\beta)$ oblicza się bowiem bez żadnych trudności za pomocą dostępnych procedur bibliotecyjnych. Obliczenie wartości całki występującej we wzorze (22a) również nie nastrecza kłopotów, jako że funkcja podcałkowa jest ograniczona i gładka.

Z właściwości całki eliptycznej zupełnej pierwszego rodzaju wynika, że całka ta, a więc i funkcja $K_d(x-x')$, ma osobliwość logarytmiczną w punkcie $x = x'$; ściślej

$$K_d(x-x') \xrightarrow{\frac{x-x'}{a} \rightarrow 0} -\frac{i}{\pi a} \ln \frac{|x-x'|}{8a} \quad (23)$$

Istnienie tej osobliwości komplikuje sprawę numerycznego obliczania całek o postaci (20a). Oczywiście, problem osobliwości istnieje tylko wtedy, gdy punkt x_m leży w przedziale całkowania. Dzieje się tak przy obliczaniu diagonalnych Z_{mn} elementów macierzy impedancyjnej. Z tego powodu przy obliczaniu elementów diagonalnych zastosowano technikę analogiczną do opisanej wyżej – polegającą na wydzieleniu osobliwości funkcji $K(x-x')$ (ściślej osobliwości jej składnika $K_d(x-x')$) i scałkowaniu osobliwego składnika metodą analityczną. Wszystkie pozostałe elementy macierzy impedancyjnej obliczano wprost – całkując numerycznie funkcję $K(x-x')$ tym razem już z nieosobliwym składnikiem $K_d(x-x')$. W celu wyeliminowania czasochłonnego obliczania całek podwójnych drugi składnik we wzorze (22a) zastąpiono jego tzw. „zredukowanym” odpowiednikiem, tj.

$$K_d(x-x') = \frac{1}{\pi a} \beta K(\beta) + \frac{\exp(-jk_1 R_{dr}) - 1}{R_{dr}} \quad (24a)$$

w którym

$$R_{dr} = [(x-x')^2 + a^2]^{1/2} \quad (24b)$$

Warto w tym miejscu zaznaczyć, że wszystkie sygnalizowane wyżej trudności obliczeniowe, związane z osobliwościami całkowanych funkcji, można ominąć wprowadzając zredukowaną postać funkcji $K_d(x-x')$, tzn.

$$K_d(x-x') = \exp(-jk_1 R_{ar})/R_{ar} \quad (25)$$

Rozwiązania konstruowane na bazie tego przybliżenia nie są jednak zbieżne, a ujawnia się to przy coraz subtelniejszej segmentacji przewodu antenowego – gdy $\Delta/a \rightarrow 1$. Fakt ten trzeba bezwzględnie mieć na uwadze przy próbach analizy anten niezbyt cienkich.

Uwzględniając powyższe wyjaśnienia możemy podać następujący wzór określający elementy Z_{mn} uogólnionej macierzy impedancyjnej anteny:

$$Z_{mn} = \frac{j\eta}{4\pi k_1 \Delta} \left[[A_{m-1, n} - (2 - k_1^2 \Delta^2) A_{mn} + A_{m+1, n} + 2j \frac{1}{k_2} (k_1 \Delta)^2 A'_{mn}] \right] \quad (26)$$

Warto zauważyć, że wartości występujących w tym wzorze składników A_{mn} i A'_{mn} nie zależą od indeksów m i n z osobna, lecz od ich różnicy. Wynika to stąd, że funkcje K i K' we wzorach całkowych (20) zależą od różnicy argumentów x i x' .

W rezultacie uogólniona macierz impedancyjna anteny jest macierzą toepplitzowską, co oznacza, że występuje w niej tylko N istotnie różnych elementów. Ponadto, we wzorach określających te elementy pojawia się tylko $N+1$ istotnie różnych składników A_m i N składników A'_{mn} . Do wypełnienia $N \times N$ -elementowej macierzy impedancyjnej wystarczy więc obliczyć tylko $2N+1$ całek o postaci (20). Przykładowo, dla $N = 30$, oznacza to konieczność obliczenia jedynie 61 całek w celu wypełnienia 900-elementowej macierzy impedancyjnej.

Spostrzeżenia te mają istotne znaczenie dla praktyki obliczeniowej, ponieważ umożliwiają skonstruowanie efektywnego algorytmu, zapewniającego oszczędną gospodarkę dostępną pamięcią komputera (ważne przy skromnych reśursach!), a także wydatne skrócenie czasu pracy maszyny niezbędnego do rozwiązania zagadnienia. Dodatkową oszczędność pamięci i zysk na czasie egzekucji programu zapewnia zastosowana przez autora, specjalna procedura odwracania macierzy toepplitzowskiej, wymagająca – dla $N \times N$ macierzy impedancyjnej – tylko $5N$ komórek pamięci [3].

Kończąc omawianie algorytmu konstrukcji rozwiązania numerycznego wypada zaznaczyć, że jako model źródła pobudzającego antenę przyjęto tzw. punktowy generator napięciowy. Oznacza to, że tylko jeden z elementów

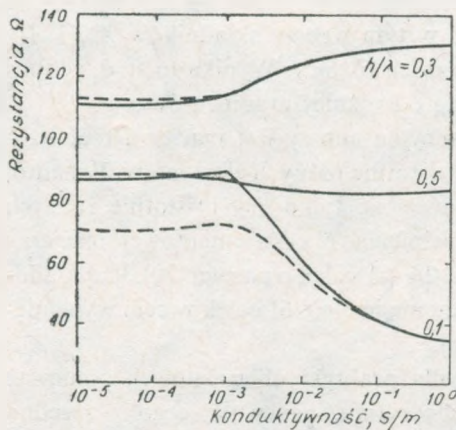
$$U_m = \langle t_m, E \rangle = \int_{-1}^1 E_x^1(x) A_m(x) dx \quad (m = 1, 2, \dots, N) \quad (27)$$

wektora wymuszeń $[U_m]$ (patrz (13)), odpowiadający punktowi umiejscowienia generatora, jest różny od zera.

3. WYNIKI OBLICZEŃ NUMERYCZNYCH

Obliczenia numeryczne miały na celu przede wszystkim określenie granic stosowalności przybliżenia zakładającego duży kontrast elektryczny między wchodzącymi w grę ośrodkami, tj. ziemią i powietrzem. W związku z tym obliczenia wykonano dla przypadków dobranych tak, by możliwe było bezpośrednie porównanie własnych wyników z wynikami opublikowanymi w dostępnej literaturze specjalistycznej.

Na rysunku 1 przedstawiono rezystancję wejściową symetrycznego dipola półfalowego przy częstotliwości 3 MHz ($2l = 50$ m, $a = 0,5$ m) umieszczonego poziomo nad ziemią o przenikalności elektrycznej $\epsilon_{2r} = 10$ jako funkcję kondukty-

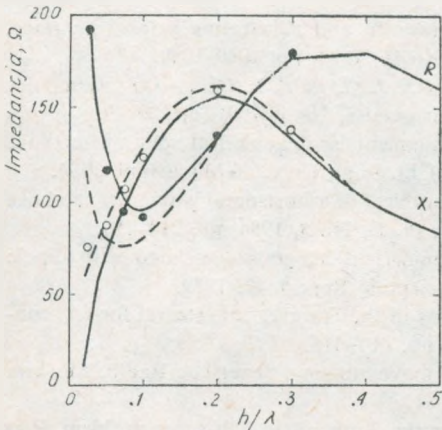


Rys. 1. Rezystancja wejściowa symetrycznego dipola półfalowego przy częstotliwości 3 MHz ($2l = 50$ m, $a = 0,5$ m) umieszczonego poziomo nad ziemią ($\epsilon_{2r} = 10$) na wysokości h jako funkcja konduktywności gruntu
 ——— obliczenia autora (przybliżenie dużego kontrastu)
 - - - - metoda współczynników odbicia RCM)

wności gruntu. Jako parametr przyjęto wysokość zawieszenia dipola h nad ziemią odniesioną do długości fali roboczej. Dla porównania, w polu rysunku wykreślono także krzywe przebiegu rezystancji otrzymane metodą RCM (Reflection Coefficient Method) proponowaną przez Millera i in. [11]. Istota tej metody polega na odejściu od rygorystycznego, tj. bazującego na teorii Sommerfelda, sformułowania zagadnienia na rzecz przybliżenia sprowadzającego się do zastosowania metody współczynników Fresnela do obliczania pola bliskiego anteny. Przybliżenie to umożliwia radykalne uproszczenie postaci jądra rozwiązywanego równania, całkowicie eliminując konieczność obliczania całek Sommerfelda. W rezultacie numeryczne rozwiązywanie równania z jądrem uproszczonym otrzymuje się w czasie 100 razy krótszym niż rozwiązanie równania z jądrem „sommerfeldowskim”. Okoliczność ta sprawia, że metodę RCM uważa się za najbardziej atrakcyjną rachunkowo spośród innych, dotychczas opracowanych, metod numerycznej analizy anten nad ziemią o skończonej konduktywności.

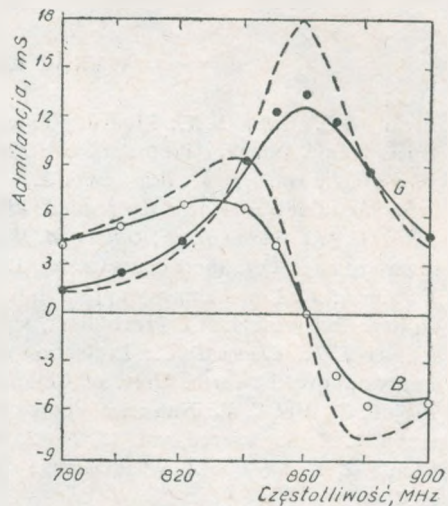
Jak widać z przebiegu krzywych na rys. 1, teoria oparta na założeniu dużego

kontrastu elektrycznego między ośrodkami prowadzi – w szerokim zakresie parametrów rozwiązywanego problemu – do wyników zgodnych z otrzymanymi metodą RCM. Rozbieżność między wynikami otrzymanymi obydwoma metodami ujawniają się przy małej wysokości zawieszenia anteny ($h/\lambda = 0,1$) w zakresie małych konduktywności ziemi. Trzeba jednak przy tym podkreślić, że metoda RCM prowadzi w tym ostatnim przypadku do wartości rezystancji mniejszych o około 15% od wartości otrzymywanych metodą dokładną [11]. Wynika stąd, że teoria oparta na założeniu dużego kontrastu między ośrodkami daje wyniki dokładniejsze niż metoda RCM przy małych wysokościach zawieszenia anteny. Wniosek ten potwierdzają wyniki przedstawione na rysunkach 2 i 3, gdzie podano w graficznej



Rys. 2. Impedancja wejściowa dipola symetrycznego ($l = 0,2558$ m, $a = 8,25 \cdot 10^{-4}$ m) umieszczonego poziomo nad powierzchnią wody ($\epsilon_{2r} = 80$, $\sigma_2 = 4 \cdot 10^{-3}$ S/m) jako funkcja wysokości zawieszenia dipola (częstotliwość $f = 900$ MHz)

— obliczenia autora (przybliżenie dużego kontrastu),
 - - - metoda współczynników odbicia (RCM),
 ○● rygorystyczna teoria Sommerfelda



Rys. 3. Impedancja wejściowa dipola symetrycznego ($l = 0,2558$ m, $a = 8,25 \cdot 10^{-4}$ m) zawieszono poziomo na wysokości $h = 2,54 \cdot 10^{-2}$ m nad powierzchnią wody ($\epsilon_{2r} = 80$, $\sigma_2 = 4 \cdot 10^{-2}$ S/m) jako funkcja częstotliwości

— obliczenia autora (przybliżenie dużego kontrastu),
 - - - metoda współczynników odbicia (RCM),
 ○● pomiar

formie przebieg impedancji wejściowej dipola poziomego umieszczonego nad powierzchnią wody. Wyniki dokładne (patrz rys. 2), uwzględniające sommerfeldowskie poprawki do impedancji wejściowej w ich pełnej postaci, otrzymano za pomocą programu fortranowskiego opisanego w pracy [10]. Natomiast pomiary impedancji wejściowej anten dipolowych umieszczonych nad powierzchnią wody (patrz rys. 3) przeprowadzono w Uniwersytecie Mississippi w USA [9].

4. ZAKOŃCZENIE

W artykule przedstawiono nową, przybliżoną metodę analizy anteny poziomej umieszczonej nad ziemią o skończonej konduktywności, opartą na założeniu dużego kontrastu elektrycznego między ziemią a powietrzem. Podstawową zaletą proponowanej metody jest eliminacja konieczności obliczania tak zwanych całek Sommerfelda, pojawiających się w jądrze równania całkowego opisującego antenę. Porównawcza analiza wyników obliczeń numerycznych potwierdza zasadność przyjętego uproszczenia i skuteczność metody w szerokim zakresie parametrów rozwiązywanego zagadnienia.

WYKAZ LITERATURY

1. *Burke G. J., Miller E. K.*: Modeling antennas near to and penetrating a lossy interface. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-32, No 10, 1984, pp. 1040-1049.
2. *Burke G. J., Miller E. K., Brittingham J. N., Lager D. L., Lytle R. J., Okada J. T.*: Computer modeling of antennas near the ground. Electromagnetics, No 1, 1981, pp. 29-49.
3. *Butler C. M., Wilton D. R., Glisson A. W.*: Fundamentals of numerical solution methods in electromagnetics. Short course notes, Dept. of El. Eng., Univ. of Mississippi, 1984.
4. *Karwowski A.*: Low-frequency approach to the problem of a horizontal wire antenna above an imperfect ground. IEE Proceedings, vol. 131, Pt. H, No 3, 1984, pp. 214-216.
5. *Kuester E. F., Chang D. C.*: Evaluation of Sommerfeld integrals associated with dipole sources above the earth. Univ. of Colorado, Scientific Report 43, 1979.
6. *Kuo W. C., Mei K. K.*: Numerical approximations of the Sommerfeld integral for fast convergence. Radio Science, vol. 13, No 3, 1978, pp. 407-415.
7. *Lavrov G. A., Knyazev A. S.*: Prizemnye i podzemnye anteny. Sovetskoe Radio, Moskwa 1965.
8. *Lindell Z. V., Alanen E.*: Exact image theory for the Sommerfeld half-space problem. Part III: General formulation. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-32, No 10, 1984, pp. 1027-1032.
9. *Michalski K. A.*: Informacja prywatna.
10. *Michalski K. A., Smith C. E., Butler C. M.*: Analysis of a horizontal two-element antenna array above a dielectric half-space. Proc. IEE, vol. 132, Pt. H (w druku).
11. *Miller E. K., Poggio A. J., Burke G. J., Selden E. S.*: Analysis of wire antennas in the presence of a conducting half-space: Part II. The horizontal antenna in free space. Canadian Journal of Physics, vol. 50, 1972, pp. 2614-2627.
12. *Mitra R., Parhami P., Rahmat-Samii Y.*: Solving current element problem over lossy half-space without Sommerfeld integrals. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 27, 1979, pp. 778-782.
13. *Rahmat Y., Mitra R., Parhami P.*: Evaluation of Sommerfeld integrals for lossy half-space problems. Electromagnetics, No 1, 1981, pp. 1-28.

Анджей Карвовски

ТЕОРИЯ ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ НАД ЗЕМЛЕЙ С ПОТЕРЯМИ

Резюме

В работе предложено новый способ решения вопроса линейной антенны расположенной в воздухе над землей с ограниченной кондуктанцией, основанный на предположении большого электрического контраста между средами. Вопрос ставится аналитически с использованием интегральных уравнений. Приближенное численное решение вопроса сконструировано методом моментов. Приводятся результаты расчета входного импеданса антенны и сравнение полученных значений (там где это было возможным) с результатами измерений и расчетов проведенных другими авторами. Основным достоинством предложенного метода решения вопроса является устранение многократного трудоемкого расчета интегралов Sommerfelda.

Andrzej Karwowski

THEORY OF A HORIZONTAL WIRE ANTENNA ABOVE A LOSSY GROUND

Summary

The problem of a horizontal wire antenna radiating above a lossy ground is formulated analytically in terms of the vector potential electric field type (Pocklington type) integral equation for the antenna current with the interface effect included via the high-contrast approximation. The integral equation is solved numerically by employing the method of moments. The results of computations for the driving-point impedance of the antenna are presented and compared with the available theoretical and experimental data. The advantage of the proposed method is that it generates the solution to the problem without Sommerfeld integrals.

Andrzej Karwowski

LA THEORIE D'ANTENNE LINEAIRE SUR LA TERRE PERDANTE

Résumé

Dans l'article on propose la nouvelle solution de problème d'antenne linéaire placée dans le manière horizontale en aire à conductivité finie. La méthode base sur la principe de grande contraste électrique entre la terre et l'aire. On a définie le problème analitiquement en utilisant les équations intégrées, et on a construisée la solution numérique approximatif par la méthode des moments. On a donné les exemples des résultats des calculations d'impédation d'entrée

d'antenne, et on a les comparés (où ça etais possible) avec les effects des mesures et des calculations faire par l'autre auteurs. La fondamentale valeur de la méthode de solutions de ce problème est l'élimination de nécessité des laborieux et fréquents calculations des intégrals de Sommerfeld.

Andrzej Karwowski

THEORIE EINER HORIZONTALEN LINIENANTENNE ÜBER VERLUSTERDE

Zusammenfassung

In der Arbeit wurde eine neue Methode der Lösung des Problems einer in der Luft horizontal über die Erde mit endlicher Konduktanz unterbrachgeteten Linienantenne vorgeschlagen. Die Methode stützt sich auf der Annahme eines grossen elektrischen Kontrasts zwischen den Medien. Das Problem wurde in Anlehnung an die Integralgleichungen analytisch formuliert. Angenäherte numerische Lösung wurde mit Momentenmethode konstruiert.

Es wurden die beispieligen Berechnungsergebnisse der Eingangsimpedanz der Antenne angegeben und mit den von anderen Autoren erhaltenen Mess- und Berechnungsergebnissen verglichen (dort wo es möglich war).

Der grundsätzliche Vorteil der vorgeschlagenen Methode ist die Beseitigung der vielmaligen und zeitraubenden Berechnungen der Sommerfeld-Integralen.

WSPÓLCZYNNIK POKRYCIA WIDMOWEGO SYGNAŁU I ZAKŁÓCEŃ JAKO MIARA JAKOŚCI TRANSMISJI RADIOTELEGRAFICZNEJ NA FAŁACH KRÓTKICH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego w dn. 1986.10.15

Opracowanie przedstawia nowe ujęcie problemu oceny kanałów radiowych na falach krótkich (KF) i nadzoru jakości łączności poprzez powiązanie wyników badań stanu kanału z oczekiwaną wiernością transmisji. Zaproponowano własną metodę oceny jakości kanału radiowego KF i sposobu oceny przewidywanej jakości transmisji na podstawie wprowadzonego współczynnika pokrycia widmowego sygnału i zakłóceń Z . Przedstawiono sposoby obliczania współczynnika pokrycia widmowego Z , jak i jego związek z funkcją autokorelacji złożonego sygnału i zakłóceń. W zakończeniu podano dwa własne warianty algorytmu procesu szacowania jakości transmisji na podstawie zaproponowanej energetyczno-widmowej metody oceny. Przedstawione algorytmy opracowano dla Urzędu Statycznej Selekcji Kanału Optymalnego (patent UP PRL nr 111612). Zamieszczono także schemat blokowy tego urządzenia,

1. WPROWADZENIE

Współczesna radiokomunikacja krótkofalowa ma wiele wad, jak np. zmienność warunków propagacji — zwłaszcza wielodrogowość oraz duży poziom zakłóceń, których wpływ jest często większy od wpływu warunków propagacji. Pomimo tych mankamentów krótkofalowe łącza radiowe są bardzo popularne, co pociąga za sobą duże zapotrzebowanie na kanały częstotliwościowe.

Stopień wpływu zakłóceń w poszczególnych kanałach jest losowy, co oznacza, że w danym momencie są one zakłócające niejednakowo. Z tych względów istnieje konieczność selekcji i okresowej wymiany przydzielonych częstotliwości roboczych stosownie do istotnych zmian występujących zakłóceń. Opierając się na tych założeniach w artykule zaproponowano metodę oceny jakości kanału radiowego i jakości transmisji pozwalającą na dokonanie wyboru kanału na podstawie bieżącej obserwacji właściwości zakłóceń w miejscu odbioru, przed uruchomieniem transmisji, tzn. na podstawie oceny zakłóceń addytywnych.

Opracowanie niniejsze dotyczy klasycznej łączności radiotelegraficznej w jonosferycznych kanałach krótkofalowych. W zakresie fal krótkich pod postacią zakłóceń występują silne, losowo zmienne sygnały użyteczne innych stacji. Założono stacjonarność występujących zakłóceń w kilkuminutowych odcinkach czasu oraz

ich ergodyczność. Stwierdzono, że zadania kontroli jakości kanałów radiowych i nadzoru jakości transmisji muszą być wykonywane tak szybko, jak szybko zachodzą istotne zmiany warunków. Jest to możliwe tylko w procesie zautomatyzowanym, w specjalnym systemie analityczno-decyzyjnym, tzw. systemie oceny zakłóceń i nadzoru jakości transmisji. Tak więc założenia do tej oceny wynikły z właściwości zakłóceń w zakresie fal krótkich, a te z kolei warunkowały parametry systemu, w którym może być dokonywana ocena.

2. PROPONOWANA OCENA ZAKŁÓCEŃ I JAKOŚCI TRANSMISJI

Zaproponowana metoda wiąże wyniki badań zakłóceń z jakością planowanej transmisji [1]. Oparta jest na zależnościach energetyczno-widmowych. Znane z literatury metody oceny jakości kanału uwzględniają głównie aspekt energetyczny. Dotyczą one tzw. kanałów „gładkich” o długich okresach stacjonarności i pozwalają jedynie zgrubnie przewidzieć, który z wytypowanych kanałów zapewni lepszą jakość. Natomiast istotnym elementem nie uwzględnianym przy metodach energetycznych jest analiza struktur widmowych sygnału i zakłóceń.

Gdy w badanym kanale występuje zakłócenie pochodzące od innej emisji wąskopasmowej, otrzymuje się różne jakości odbioru przy niezmiennym stosunku mocy sygnału do zakłóceń. Ma to miejsce w przypadku, gdy widma ich zachodzą na siebie na osi częstotliwości oraz gdy nie pokrywają się. Można również wykazać, że dwa zakłócenia będące w tym samym stosunku mocowym z sygnałem, ale o odmiennych widmach wywołują różne zakłócenia, np. sygnał sinusoidalny i szum gaussowski. Oznacza to, że czynnikiem istotnym przy ocenie jakości kanału jest nie tylko stosunek mocy sygnału do zakłóceń, lecz dodatkowo stopień pokrycia (skażenia) widma sygnału użytecznego przez widmo zakłócenia.

Zaproponowana ocena jest oceną dwustopniową. Można ją zdefiniować następująco:

$$\mathfrak{z} = \begin{cases} \frac{S}{N}; & \text{jeżeli } \frac{S}{N} \geq 20 \text{ dB} \\ Z; & \text{jeżeli } 0 \leq \frac{S}{N} < 20 \text{ dB} \end{cases} \quad (1)$$

Pierwszy etap oceny sprowadza się do oceny kanału na podstawie średniej mocy zakłóceń i porównania jej ze średnią mocą sygnału. Przy stosunku mocy sygnału do zakłócenia lub przewyższającym 20 dB można z dużym prawdopodobieństwem przewidywać dla transmisji telegraficznej zadowalającą (realną do uzyskania) jakość transmisji określaną jako stopa błędów $\sim 10^{-3}$. Natomiast przy stosunkach mniejszych od 20 dB jakość transmisji będzie uzależniona od wzajemnego usytuowania widm sygnału użytecznego i zakłóceń na osi częstotliwości. Powinna więc być określona z funkcji opisującej jej związek z wprowadzonym współczynnikiem po-

krycia widmowego Z . Współczynnik Z określa stopień pokrycia widmowego sygnału i zakłóceń, a także stopień skażenia sygnału przez zakłócenia. Zdefiniowano go na podstawie wprowadzonego uprzednio w literaturze wskaźnika stopnia zakłóceń \mathcal{Z} [2].

3. WSKAŹNIK STOPNIA ZAKŁÓCEŃ

Wykorzystując osiągnięcia statystycznej teorii kompatybilności, stworzone między innymi przez Middletona, Aporowicza, Vinogradowa, w celu zdefiniowania pokrycia widmowego Z oparto się na wskaźniku stopnia zakłóceń \mathcal{Z} . Wskaźnik ten jest wyrażony przez iloczyn dwóch czynników określających odpowiednio: aspekt energetyczny (A) i aspekt widmowy (B)

$$\mathcal{Z} = A \cdot B \quad (2)$$

Czynnik A :

- określa aspekt energetyczny wpływu zakłóceń,
- jest stosunkiem mocy zakłócenia P_z do mocy sygnału użytecznego P_s ,
- zakłada się, że $A \leq 1$, czyli:

$$A = \frac{P_z}{P_s} \stackrel{\text{df}}{\leq} 1 \quad (3)$$

Czynnik B :

- określa aspekt widmowy wpływu zakłóceń,
- przyjmuje się, że
- $B = 0$ dla widm rozłącznych,
- $B = 1$ dla widm całkowicie pokrywających się.

Założenia te są spełnione w przypadku, gdy czynnik B jest całką z łącznej funkcji gęstości prawdopodobieństwa częstotliwości chwilowej obu sygnałów, czyli ich łącznego widma.

$$B = \int \int f(\omega_z, \omega_s) d\omega_z d\omega_s \stackrel{\text{df}}{\leq} 1 \quad (4)$$

Zatem:

$\mathcal{Z} = 0$ dla $P_z \leq P_s$ lub widm rozłącznych

$$f(\omega_z) \cap f(\omega_s) = 0$$

$\mathcal{Z} = 1$ dla $P_z \approx P_s$ i widm całkowicie pokrywających się

$$f(\omega_z) \approx f(\omega_s) = f(\omega)$$

Stwierdzenia powyższe w pełni potwierdza praktyka. Bardzo słaby sygnał zakłócający, nawet jeżeli jego częstotliwość leży w danym kanale, nie jest w stanie wywołać zakłócenia. Podobnie nie wywołuje zakłócenia sygnał silny, ale zdecydowanie odstrojony ($\mathcal{Z} = 0$). Natomiast sygnał silny o częstotliwości leżącej w danym kanale wywoła zakłócenie całkowite ($\mathcal{Z} = 1$).

Interesujące jest jednak, jak się ma Z do rzeczywistych zakłóceń dla typowych warunków, np. $P_z < P_s$ oraz pokrywających się widm sygnału i zakłóceń. Dla tych właśnie przypadków przebadano i zweryfikowano pod kątem zastosowań praktycznych proponowane w teorii miary. W tym celu zaproponowano oszacowanie wartości wskaźnika Z dla otrzymanej w czasie pomiarów populacji za pomocą współczynnika pokrycia widmowego sygnału i zakłóceń Z .

4. WSPÓŁCZYNNIK POKRYCIA WIDMOWEGO Z

Współczynnik pokrycia widmowego Z jest probabilistyczną miarą jakości kanałów. Wykorzystano w nim funkcje widmowych gęstości mocy, które są pierwszą reprezentacją widmową sygnałów stochastycznych. Współczynnik Z jest wielkością bezwymiarową i zdefiniowano go następująco [1]:

$$Z \stackrel{\text{df}}{=} \frac{k}{\gamma} \int_{-\infty}^{+\infty} S_s(\omega) S_z(\omega) d\omega \quad (5)$$

gdzie:

$S_s(\omega)$ – unormowane widmo gęstości mocy sygnału użytecznego,

$S_z(\omega)$ – unormowane widmo gęstości mocy zakłóceń,

k – współczynnik proporcjonalności o wymiarze pasma w H_z ,

γ – stosunek mocy sygnału użytecznego i zakłóceń $0 \leq \gamma < 20$ dB.

Przyjmuje się, że widmo gęstości mocy sygnału użytecznego $S_s(\omega)$ jest znane. W przypadku szacowania jakości transmisji przed jej uruchomieniem zakłada się, że jest to proces losowy (informacja a priori jest nieznana, założony jest natomiast rodzaj modulacji). W przypadku transmisji z kulczowaniem amplitudy (ASK) sygnałem użytecznym jest sygnał binarny synchroniczny, losowy [3, 5]. Widmo gęstości mocy takiego sygnału można obliczyć jako transformatę Fouriera (deterministyczną) funkcji autokorelacji tego sygnału [3, 5]. Widmo gęstości zakłóceń $S_z(\omega)$ można wyznaczyć drogą próbkowania zakłóceń w kanale i obliczenia, tak jak w przypadku sygnału użytecznego funkcji autokorelacji w okresie obserwacji.

Współczynnik Z w celu uproszczeń procedur obliczeniowych może być wyrażony przez funkcje autokorelacji sygnału i zakłóceń:

$$Z = \frac{2\pi}{\gamma} \int_{-\infty}^{+\infty} R_s(\tau) \cdot R_z(\tau) d\tau \quad (6)$$

gdzie:

$R_s(\tau)$ – funkcja autokorelacji sygnału użytecznego,

$R_z(\tau)$ – funkcja autokorelacji zakłóceń.

Opierając się na założeniu, że procesy losowe sygnału $s(t)$ i zakłóceń $z(t)$ są niezależne, można utworzyć proces losowy sygnału i zakłóceń $w(t) = s(t) \cdot z(t)$.

Otrzymany w wyrażeniu podcałkowym wzoru (6) iloczyn funkcji autokorelacji będzie funkcją autokorelacji procesu $w(t)$:

$$Z = \frac{4\pi}{\gamma} \int_0^{\infty} R_w(\tau) d\tau \quad (7)$$

gdzie:

$R_w(\tau)$ – funkcja autokorelacji procesu $w(t) = s(t) \cdot z(t)$.

Po przekształceniach współczynnik Z występuje w programie maszyny w postaci dyskretnej, dogodnej do obliczeń numerycznych.

5. ZWIĄZEK WSPÓŁCZYNNIKA POKRYCIA WIDMOWEGO Z JAKOŚCIĄ PLANOWANEJ TRANSMISJI [1]

Z przeprowadzonych analiz wynika, że jakość transmisji jest uzależniona od wzajemnego usytuowania i rodzaju widm. Zaproponowano by określać ją z funkcji opisującej jej związek z współczynnikami pokrycia widmowego. Na podstawie analizy teoretycznej oraz wyników pomiaru wpływu zakłóceń na jakość odbioru sformułowano hipotetycznie zależność jakości planowanej transmisji radiotelegraficznej ASK od współczynnika Z . Związek ten może być opisany zależnością:

$$P_E^* = \frac{1}{2} - A(Z) \exp[-k(Z)] \quad (8)$$

gdzie:

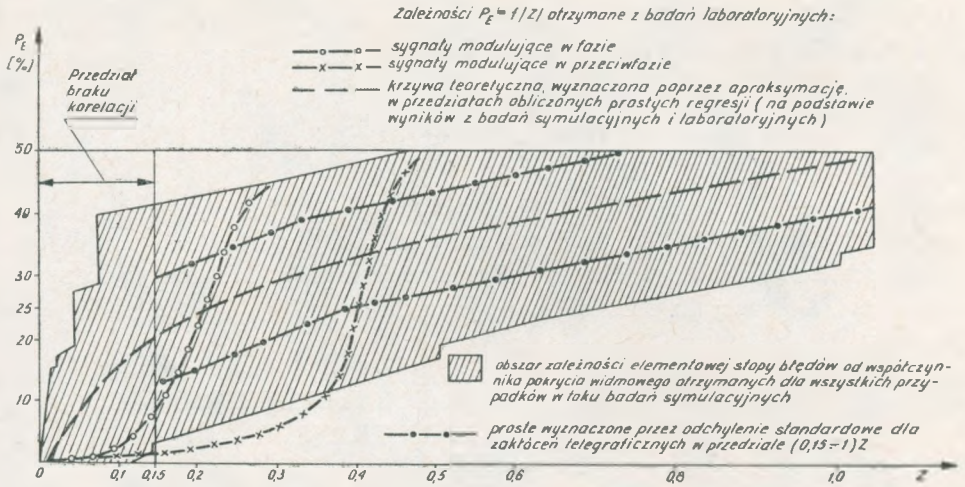
P_E^* – elementowa stopa błędów wyznaczona z krzywej aproksymującej,
 $A(Z)$ – funkcja podlegająca określeniu (określa wartość P_E^* dla $Z = 0$),
 $k(Z)$ – funkcja określona dla minimum funkcjonau I

$$I = \int_0^1 \left\{ P_E - \frac{1 - 2A(Z) \exp[-k(Z)]}{2} \right\}^2 dZ \quad (9)$$

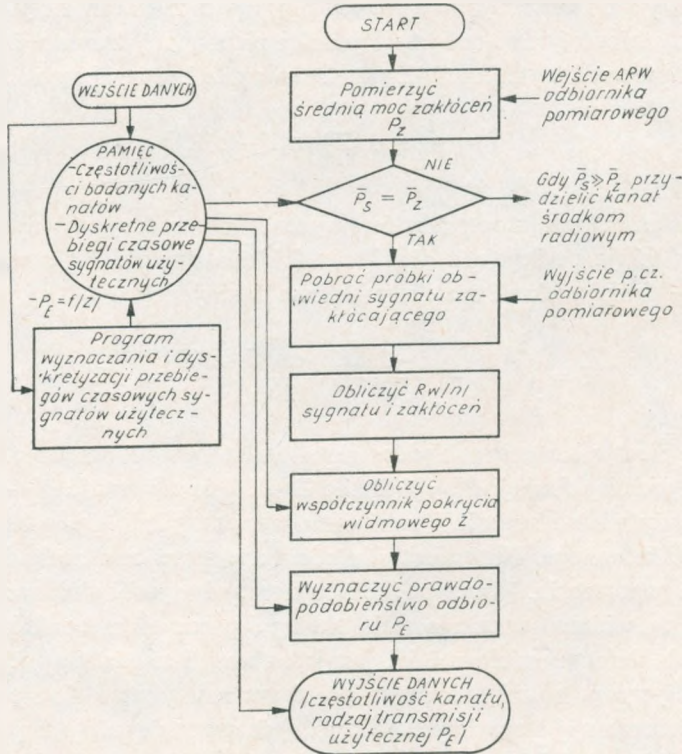
gdzie: P_E – rzeczywista stopa błędów określona ze wzoru pomiarowego.

Przyjęty przebieg funkcji $P_E^* = f(Z)$ dla $Z \rightarrow 0$ osiąga wartość $P_E^* \rightarrow 0$. Wynika to stąd, że gdy widma sygnału i zakłócenia nie pokrywają się, należy oczekiwać odbioru niezakłóconego. Natomiast gdy widma te stopniowo zachodzą na siebie, jakość ulega pogorszeniu. W przypadku skrajnym, gdy sygnał ginie w zakłóceniach, oznacza to, że widmo sygnału zostało skażone przez widmo zakłóceń i $Z \rightarrow 1$, a prawdopodobieństwo odbioru 0 i 1 jest jednakowe i równa się 0,5.

Dla praktycznego rozwiązania tego problemu konieczne stało się wyznaczenie zależności elementowej stopy błędów dla różnych sygnałów użytecznych i zakłóceń oraz różnych wartości współczynnika pokrycia widmowego. Zaproponowany hipotetycznie związek $P_E = f(Z)$ zbadano na drodze symulacyjnej w modelowym



Rys. 1. Porównanie zależności elementowej stopy błędów od współczynnika pokrycia widmowego otrzymanych z komputerowych badań symulacyjnych i z badań laboratoryjnych



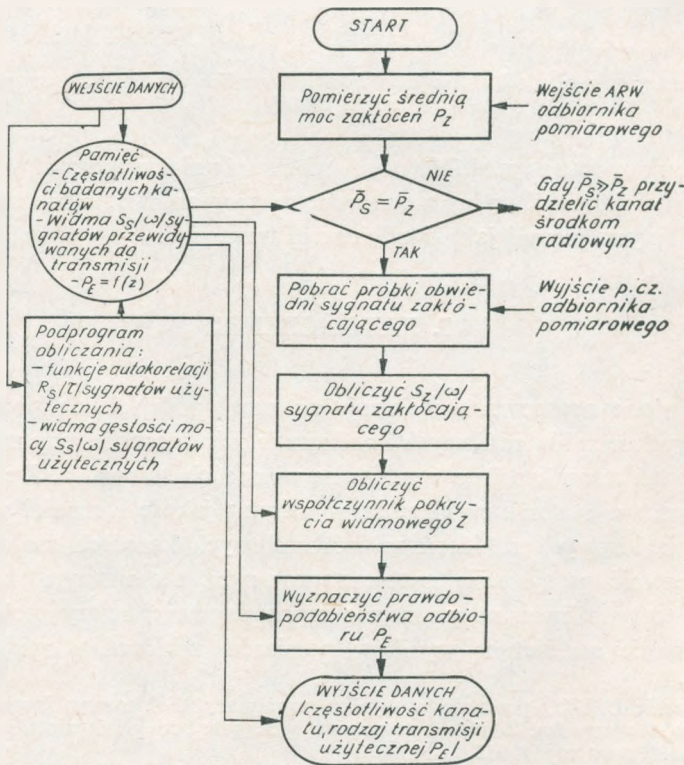
Rys. 2. Algorytm oceny zakłóceń i prognozowania jakości transmisji wg wariantu A

odbiorniku radiotelegraficznym fal krótkich [1, 4]. Otrzymane wyniki poddano weryfikacji eksperymentalnej w toku badań laboratoryjnych [1]. Porównanie zależności otrzymanych z badań komputerowych i laboratoryjnych przedstawiono na rys. 1.

6. REALIZACJA OCENY ZAKŁÓCEŃ I JAKOŚCI TRANSMISJI NA PODSTAWIE WSPÓŁCZYNNIKA Z [1]

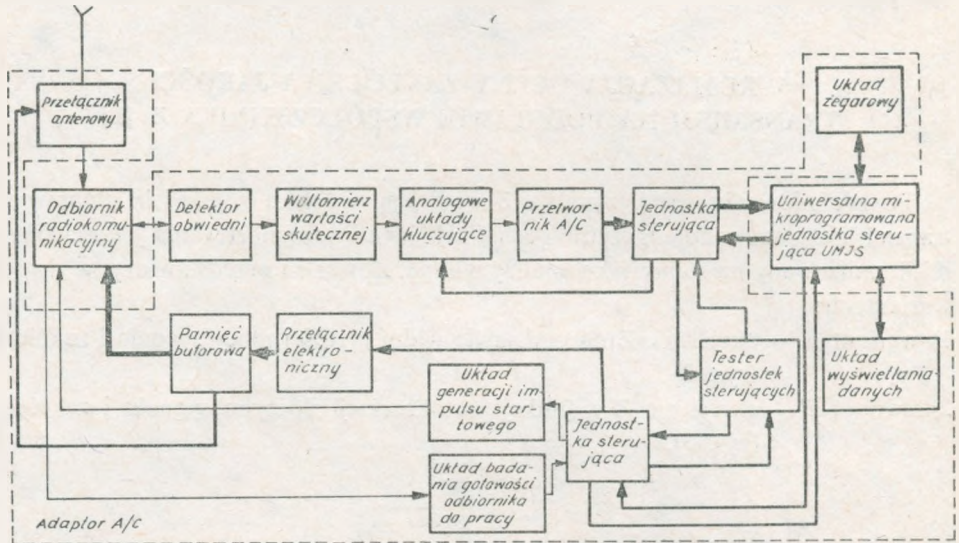
Po zdefiniowaniu współczynnika Z oraz jego związku z jakością planowanej transmisji opracowano algorytm oceny zakłóceń i prognozowania jakości transmisji realizowany na stanowisku analizy widma. Został on przedstawiony w dwóch wariantach:

- 1) wariant *A* – określenie Z na podstawie widm gęstości mocy sygnału i zakłóceń (rys. 2),
- 2) wariant *B* – określenie Z z funkcji autokorelacji iloczynu sygnału i zakłóceń (rys. 3).



Rys. 3. Algorytm oceny zakłóceń i prognozowania jakości transmisji wg wariantu *B*

Algotymy te zostały opracowane dla urządzenia do badania jakości kanałów radiowych krótkofalowych pod nazwą Urządzenia Statystycznej Selekcji Kanału Optymalnego USSKO¹⁾, sterowanego minikomputerem UMJS²⁾. Schemat tego



Rys. 4. Schemat urządzenia do badania jakości kanałów radiowych USSKO sterowanego komputerem UMJS

urządzenia pokazano na rys. 4. Metody te można również wykorzystywać w każdym urządzeniu radiokomunikacyjnym sterowanym programowo, które ma za zadanie na bieżąco optymalizować jakość odbieranej transmisji.

7. ZAKOŃCZENIE

Przedstawione opracowanie wskazuje na nowe podejście do problemu oceny krótkofalowych kanałów radiowych i nadzoru jakości łączności poprzez powiązanie wyników badań stanu kanału z oczekiwaną wiernością transmisji. Z analiz i badań zaproponowanego systemu wynika, że wymaganą jakość łączności w warunkach występowania losowych zakłóceń w krótkofalowych kanałach radiowych można jedynie zapewnić w systemie zautomatyzowanym, sterowanym komputerowo. Sterowanie to umożliwia, na podstawie zaproponowanej miary probabilistycznej, wykorzystywanie na bieżąco wyników pomiarów zakłóceń w miejscu odbioru.

¹⁾ Urządzenie USSKO powstało w wyniku współpracy Wojskowego Instytutu Łączności z Politechniką Warszawską. Zostało opracowane w zespole pod kierownictwem prof. dra hab. inż. S. Hahna. Patent nr 111612.

²⁾ Uniwersalna Mikroprogramowana Jednostka Sterująca (UMJS) o pamięci operacyjnej 64 Kb, produkcji ELWRO Wrocław.

WYKAZ LITERATURY

1. *Floryński R.*: Współczynnik pokrycia widmowego sygnału i zakłóceń jako miara jakości transmisji radiotelegraficznej KF. Rozprawa doktorska, Instytut Łączności, Warszawa 1985.
2. *Pawelec J. J.*: Aspekty energetyczne i częstotliwościowe statystycznej teorii kompatybilności w systemach radiowych. Dodatek do Biuletynu WAT. Warszawa 1982.
3. *Szabatin J.*: Podstawy teorii sygnałów. WKŁ, Warszawa 1982.
4. *Waszkins W.*: Model symulacyjny odbiornika krótkofalowego. Konferencja URSI, Poznań 1984.
5. *Wojnar A.*: Teoria sygnałów (wg wykładów na Studium Doktoranckim WAT), WAT, Warszawa 1985.

Рышард Флорыньски

КОЭФФИЦИЕНТ ПОКРЫТИЯ СПЕКТРА СИГНАЛА И ПОМЕХ КАК МЕРА КАЧЕСТВА РАДИОТЕЛЕГРАФНОЙ КВ ПЕРЕДАЧИ

Резюме

Разработка указывает новый подход к проблеме оценки КВ радиоканалов и надзора за качеством связи путем соотнесения результатов исследований состояния канала с ожидаемой верностью передачи.

Предложен собственный метод оценки качества КВ радиоканала и способа оценки предсмагриваемого качества передачи на основе введенного коэффициента покрытия спектра сигнала и помехи Z .

Представлены способы вычисления коэффициента покрытия спектра Z и его связь с функцией автокорреляции сложного процесса сигнала и помех.

Изложены два собственных варианта алгоритма оценки качества передачи на основе представленного энерго-спектрального метода оценки. Указанные алгоритмы разработаны для устройства статистической селекции оптимального канала (патент ПВ ПНР №111612). Приложена также блок-схема этого устройства.

Ryszard Floryński

SIGNAL AND INTERFERENCE SPECTRA COVERING COEFFICIENT AS A MEASURE OF HF RADIOTELEGRAPHY TRANSMISSION QUALITY

Summary

A new approach to both HF radio channels evaluation and communication quality supervision problems is presented in this paper. It is realized by channel testing results and expected transmission efficiency combining.

Introducing the signal and interference spectra covering coefficient – Z , the autor has proposed his own evaluating method of HF radio channel and predicted transmission qualities.

The calculation ways of the coefficient Z and its relation to autocorrelation function of signal and interference complex process are given in this work.

At the end, two own alternative algorithms of transmission quality estimation based on proposed energeo-spectrum evaluation method are also presented. The algorithms were developed for Optimum Channel Statistical Selection Device (patent No 111612 of Polish Patent Office). The block diagram of the device is given there.

Ryszard Floryński

COEFFICIENT DE COUVERTURE SPECTRALE DE SIGNAL ET DES PERTURBATIONS POUR MESURE DE LA QUALITE DE TRANSMISSION RADIOELECTRIQUE EN ONDES COURTES (CO)

Résumé

Cet oeuvre présente une nouvelle conception d'appréciation de voies radioélectriques OC et de surveillance de la qualité de communication, qui consiste à lier les résultats de contrôle de l'état de la voie à la mesure de transmission attendue.

Nous proposons une méthode d'appréciation de la qualité de la voie radioélectrique OC et une manière d'apprécier la qualité de transmission prévue en introduisant le coefficient de couverture spectrale du signal et des perturbations Z .

On présente des méthodes de calcul du coefficient de couverture spectrale Z ainsi que son rapport avec la fonction d'autocorrelation du processus composé du signal et des perturbations.

En terminaison, nous donnons deux variantes d'algorithme d'appréciation de la qualité de transmission en basant sur une méthode d'appréciation énergétique spectrale proposée.

Les algorithmes donnés ont été élaborés pour un Dispositif de Sélection Stationne d'une Voie Optimale (brevet UP PRL Nr 111612). On présente ci-dessous le schéma du dispositif.

Ryszard Floryński

DER KOEFFIZIENT VON SPEKTRALDECKUNG DES SIGNALS UND STÖRUNGEN ALS QUALITÄTSMASS DER FUNKTELEGRAPHISCHEN KW ÜBERTRAGUNG

Zusammenfassung

In dieser Bearbeitung wurde eine neue Auffassung des Problems der Bewertung von KW Funkkanalen und der Kontrolle Funkverbindungsqualität, durch Verknüpfung von Ergebnissen der Kanalszustanduntersuchungen mit erwarteter Übertragungstreuung vorgestellt.

Es wurde eigene Methode von Qualitätsbewertung des KW Funkkanals und von Bewertun-

gsweise der vorgesehenen Übertragsqualität auf Grund des eingeführten Koeffizienten von Spektraldeckung des Signals und Störungen Z vorgeschlagen.

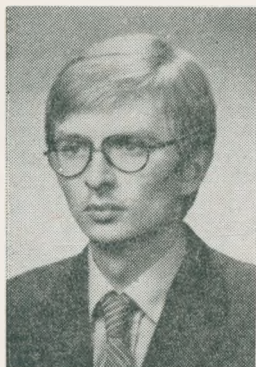
Es wurde auch die Berechnungsweise des Spektraldeckungs-Koeffizienten Z vorgestellt und seine Verbindung mit Funktion der Autokorrelation des komplizierten Prozesses von Signal und Störungen.

Im Schlussteil wurden zwei eigene Varianten von Algorithmus der Übertragungsqualitätschätzung, auf Grund der vorgeschlagenen energetisch-spektralen Bewertungsmethode angegeben. Die angegebenen Algorithmen wurden für die Anlag der statistischen Selektion des optimalen Kanals bearbeitet (das Patent UP PRL NR 111612). Es wird das Blockschema dieser Anlage beigelegt.

AUTORZY



Dr inż. Ryszard Floryński, urodzony 22 czerwca 1946 r. we Włocławku, ukończył studia w Wojskowej Akademii Technicznej w Warszawie w zakresie radiotechniki ze specjalnością elektronika. Aktualnie jest adiunktem – kierownikiem zakładu w Wojskowym Instytucie Łączności w Zegrzu. W swej działalności zawodowej zajmował się problemami kompatybilności elektromagnetycznej ze szczególnym uwzględnieniem: badania i zwalczania zakłóceń radioelektrycznych w urządzeniach elektronicznych oraz badania zajętości widma elektromagnetycznego i jej wpływu na łączność radiową. Obecnie zajmuje się technologią i konstrukcją sprzętu elektronicznego. Pracę doktorską na temat kontroli i prognozowania łączności radiowej KF obronił w roku 1985 przed Radą Naukową Instytutu Łączności w Warszawie. Jest rzeczoznawcą SEP w dziale elektroniki.



Dr inż. Ryszard Jagielnicki urodził się 20 czerwca 1952 roku we Wrocławiu. Ukończył studia wyższe na Wydziale Elektrycznym Politechniki Wrocławskiej. Specjalizował się w Instytucie Metrologii Elektrycznej w zakresie konstrukcji elektronicznej aparatury pomiarowej. Pracował w Instytucie Komputerowych Systemów Automatyki i Pomiarów we Wrocławiu oraz w Instytucie Łączności w Oddziale Wrocław. W Instytucie Łączności zajmował się problemami koherentnych zakłóceń sygnału telewizyjnego. Obecnie pracuje w Instytucie Metrologii Elektrycznej Politechniki Wrocławskiej, gdzie prowadzi działalność dydaktyczną i badawczą.



Mgr inż. Wojciech Skonieczny, urodzony w 1935 r., po ukończeniu Liceum Ogólnokształcącego, studiował na Politechnice Poznańskiej w latach 1951–55. Od 1955 r. pracuje w Instytucie Łączności w Warszawie, w tym czasie kończy też studia magisterskie na Politechnice Warszawskiej. Zajmuje się zagadnieniami techniki mikrofalowej, odbioru i nadawania oraz układów pomiarowych analogowych i cyfrowych. Jest konstruktorem szeregu urządzeń, m.in.: systemu do pomiaru tłumienia jonosferycznego działającego na trasie Warszawa – Gdańsk, systemu pomiaru intensywności deszczu, którego urządzenia poza krajem są eksploatowane na poligonach w Dubnej (ZSRR) i Neu Golm (NRD). Zajmuje się ponadto urządzeniami odbioru satelitarnego.



Doc. dr inż. Sławoj Walaszek, urodzony w 1928 roku w Jaśle, ukończył studia wyższe na Wydziale Łączności Politechniki Gdańskiej, uzyskując tytuł inżyniera w 1954 r. oraz mgra inżyniera w 1961 r. Następnie w roku 1969 uzyskał stopień naukowy doktora nauk technicznych na Wydziale Elektroniki Politechniki Gdańskiej. W 1972 r. został samodzielnym pracownikiem naukowo-badawczym, a od 1973 r. został powołany na stanowisko docenta w Instytucie Łączności. Pracę zawodową rozpoczął po ukończeniu studiów pierwszego stopnia w 1954 r. w Urzędzie Telekomunikacyjnym w Gdańsku, a następnie kontynuował ją w Okręgowym Urzędzie Telekomunikacji Międzymiastowej w Gdańsku, aż do momentu przeniesienia służowego do pracy w Instytucie Łączności w Oddziale Pracowni Komutacji. W roku 1972 został powołany na stanowisko kierownika Zakładu Metod Eksploatacji Sieci i Urządzeń Telekomunikacyjnych, a od 1984 r. pracował jako kierownik Pracowni Utrzymania Sieci Telekomunikacyjnych w Instytucie Łączności. Równolegle realizował działalność dydaktyczną jako docent w Instytucie Telekomunikacji Politechniki Gdańskiej, prowadząc samodzielne wykłady z telekomutacji, wybranych działów teleelektroniki i utrzymania oraz eksploatacji sieci i urządzeń telekomunikacyjnych. Posiadał duży dorobek dydaktyczny i naukowy. Opublikował wiele prac w zakresie niezawodności i eksploatacji urządzeń telekomunikacyjnych oraz uzyskał 12 świadectw autorskich za wynalazki pracownicze. Uczestniczył w pracach Komisji Eksploatacji przy Zarządzie Głównym SEP. Był też kierownikiem i koordynatorem prac badawczych w problemie węzłowym w zakresie eksploatacji. Zmarł 3 czerwca 1987 roku.



Mgr inż. Tadeusz Zagrobelny, urodzony w Cetuli k/Jarosławia 19 października 1934 r., ukończył studia na Politechnice Gdańskiej na Wydziale Łączności w 1961 r. Po ukończeniu studiów podjął pracę w Państwowych Zakładach Telekomunikacyjnych w Warszawie. Był tam zatrudniony na stanowisku st. konstruktora w Pracowni Teletransmisyjnych Systemów Akustycznych. W latach 1965–67 pracował w Ministerstwie Łączności w Departamencie Służby Telekomunikacyjnej, gdzie interesował się zagadnieniami eksploatacji teletransmisyjnych systemów nośnych. W 1967 r. przeszedł do pracy w Instytucie Łączności w Warszawie. Tutaj zajmował się głównie projektowaniem i badaniami teletransmisyjnych nośnych systemów współosiowych, a w szczególności korekcją zniekształceń tłumieniowych w tych systemach. Z zakresu tej tematyki opublikował kilka artykułów. Obecnie zajmuje się zagadnieniami współpracy systemów analogowych i cyfrowych. Jest kierownikiem Pracowni Systemów Teletransmisyjnych oraz pełni funkcję z-cy kierownika Zakładu Teletransmisji w IŁ.

Dr inż. Alina Karwowska-Lamparska – notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu Łączności, nr 84, 1978.

Doc. dr hab. inż. Andrzej Karwowski – notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu Łączności, nr 94, 1986.

Mgr inż. Marian Kisło – notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu Łączności, nr 85, 1979.

Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1988
Wydanie 1. Nakład 530+60+20 nadb. Ark. wyd. 8. Ark. druk. 7,5(9,98A). Oddano do składu
w kwietniu 1987. Podpisano do druku w marcu 1988. Papier druk. sat.IV kl. 70 g 70 × 100 cm.
Zam. P/60/87. K/9920.
Poznańskie Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka – 70118/87

3. Alina Karwowska-Lamparska – L'optimalization de systeme de transmission de composants de signal de television en couleurs a multiplexage dans la domaine de temps	29
4. Ryszard Jagielnicki – Le critere d'appréciation d'image de television en presence des perturbations coherentes	39
5. Wojciech Skonieczny – Les mesures d'intensite de precipations pour la radiocommunications	49
6. Marian Kisło – Comparaison des résultats du calcul d'intensité de champ et des résultats des mesures de propagation à 300 MHz	71
7. Andrzej Karwowski – La theorie d'antenne lineaire sur la terre perdante	89
8. Ryszard Floryński – Coefficient de couverture spectrale du signal et des perturbations pour mesure de la qualité de transmission radioelectrique en ondes courtes (OC)	105

INHALTSVERZEICHNIS

1. Tadeusz Zagrobelny – Modifizierter Dämpfungskorrektor der Zufallfehler mit selektiver Wirkung.	3
2. [Sławoj Walaszek] – Modell der Bedienungsprozedur von Kommutationseinrichtungen mit Berücksichtigung der Beschädigungen ohne Blockade	17
3. Alina Karwowska-Lamparska – Optimierung des Übertragungssystems der Komponente des Farbfernsehsignals mit Zeitmultiplex	29
4. Ryszard Jagielnicki – Kriterium der Qualitätsabschätzung des Fernsehbildes bei Anwesenheit der coherenten Störungen	39
5. Wojciech Skonieczny – Messungen der Regenintensivität für Bedarf der Radiokommunikation	49
6. Marian Kisło – Vergleichung der Resultate der Feldstärkeberechnungen mit den Resultaten der Ausbreitungsmessungen im Bereich 300 MHz.	71
7. Andrzej Karwowski – Theorie einer horizontalen Linienantenne über Verlusterde	89
8. Ryszard Floryński – Der Koeffizient von Spektraldeckung des Signals und Störungen als Qualitätsmass der funktelegraphischen KW Übertragung	105

