

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
BIBLIOTEKA NAUKOWA

Nr \_\_\_\_\_

# PRACE INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XX

ZESZYT 1(69)

173

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI



## SPIS TREŚCI

1. <i>D. J. Bem</i> — Antena klatkowa z kształtowaną charakterystyką promieniowania w płaszczyźnie pionowej . . . . .	3
2. <i>A. Podemski</i> — Porównanie metod określania wypadkowych zniekształceń różnicowych sygnałów telewizji kolorowej . . . . .	43

## СОДЕРЖАНИЕ

1. <i>Ю. Бем</i> — Клеточная антенна с сформированной характеристикой вертикального излучения . . . . .	3
2. <i>А. Подемски</i> — Сравнение методов определения дифференциальных искажений сигналов цветного телевидения . . . . .	43

## CONTENTS

1. <i>D. J. Bem</i> — „Cage” type antenna with vertical beamed radiation . . . . .	3
2. <i>A. Podemski</i> — Comparison of methods of defining differential distortions of colour television signals . . . . .	43

## SOMMAIRE

1. <i>D. J. Bem</i> — Antenne „à jupe” ayant la caractéristique réglable du rayonnement zénithal . . . . .	3
2. <i>A. Podemski</i> — Comparaison des méthodes de déterminer les distorsions différentielles des signaux de télévision en couleurs . . . . .	43

## INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>D. J. Bem</i> — Reuseantenne mit einem formierten Strahlungsdiagramm in vertikaler Ebene . . . . .	3
2. <i>A. Podemski</i> — Vergleichung der Methoden der Auswertung der Differenzverzerrungen von Farbfernsehsignalen . . . . .	43



MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XX

ZESZYT 1(69)

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI



Komitet Redakcyjny

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

Redaktorzy działów:

adj. mgr inż. *Aleksy Brodowski*, doc. mgr inż. *Jerzy Wójcikiewicz*

Sekretarz Redakcji — *Janina Janicka*

Adres Redakcji:

Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

*Printed in Poland*

*Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności*

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1973

Wydanie 1. Nakład 570 + 60 egz. Ark. wyd. 3,8 Ark. druk. 3,75. Oddano do składania w maju 1973. Podpisano do druku i druk ukończono we wrześniu 1973. Papier druk. sat. kl. V 70 g 70 × 100 cm z Włocławka. Zam. P/83/73 K/7057

Poznańskie Zakł. Graf. im. M. Kasprzaka w Poznaniu — 4742/73 R-14/758



621.396.677.33.029.53

# ANTENA KLATKOWA Z KSZTAŁTOWANĄ CHARAKTERYSTYKĄ PROMIENIOWANIA W PŁASZCZYZNIE PIONOWEJ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 14.7.1972.

Obserwowana w ostatnich latach tendencja do zwiększania zasięgów średniofalowych stacji radiofonicznych stworzyła zapotrzebowanie na wysokosprawne anteny o kształtowanej charakterystyce promieniowania w płaszczyźnie pionowej. Przykładem takiej anteny jest dwupółfalowa antena klatkowa, utworzona przez cztery ćwierćfalowe klatki, zawieszone na uziemionym maszcie. Pod względem elektrycznym dwupółfalowa antena klatkowa jest równoważna układowi dwóch dipoli półfalowych, umieszczonych jeden nad drugim, prostopadłe do powierzchni ziemi. Kształtowanie pionowej charakterystyki promieniowania anteny klatkowej odbywa się przez dobór amplitud i faz prądów płynących w klatkach. W pracy przedstawiono teorię anteny klatkowej oraz wyniki badań modelowych. W końcowej części artykułu podano przykłady wykorzystania anteny klatkowej zarówno do pracy na fali powierzchniowej, jak i na fali jonosferycznej. Szeroki zakres regulacji pionowej charakterystyki promieniowania oraz korzystne właściwości impedancyjne, przy jednoczesnych zaletach konstrukcyjnych (brak izolatora bazowego i izolatorów pośrednich w maszcie), predisponują dwupółfalową antenę klatkową zarówno dla stacji pracujących w sieci zsynchronizowanej, jak i dla stacji pracujących z bardzo dużą mocą na falach wyższych.

## 1. WSTEP

W ostatnich latach obserwuje się tendencję do zwiększania zasięgów stacji radiofonicznych, pracujących w zakresach 5 (fale długie) i 6 (fale średnie), przez stosowanie nadajników bardzo dużej mocy. Racjonalne zwiększenie zasięgu wymaga jednak nie tylko zwiększenia mocy nadajników, lecz także stosowania wysokosprawnych anten o kształtowanej charakterystyce promieniowania w płaszczyźnie pionowej. Znane są dwa sposoby kształtowania pionowej charakterystyki promieniowania anten średnioletkowych. Pierwszy z nich polega na rozbudowie układu antenowego w płaszczyźnie poziomej [1, 2, 3]. Sposób ten wiąże się z koniecznością budowy kilku masztów i skomplikowanego układu zasilania. Ponadto możliwości kształtowania charakterystyki promieniowania są ograniczone występowaniem zja-



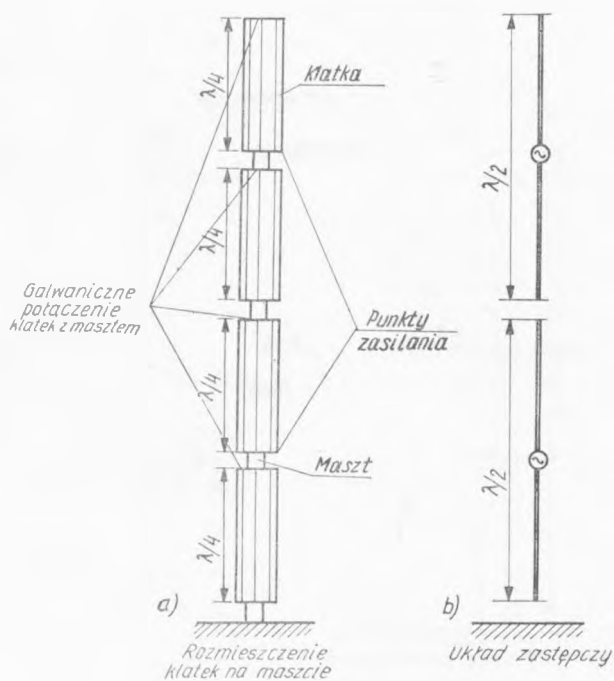
wiska superkierunkowości wraz ze wszystkimi jego konsekwencjami [3]. Drugi sposób polega na rozbudowie anteny w kierunku pionowym. W dotychczasowych rozwiązaniach stosowano bądź podział pionowego masztu na dwie lub więcej odizolowanych od siebie części [4, 5, 6, 7], bądź też ekranowanie dolnej części masztu [8, 9, 10, 11]. Dzielenie masztu wiąże się z poważnymi trudnościami mechanicznymi. Ekranowanie dolnej części masztu jest rozwiązaniem korzystniejszym, nie wymaga bowiem stosowania kłopotliwego izolatora w środku masztu, a dzięki włączeniu dodatkowej reaktancji pozwala na regulację rozkładu prądu wzdłuż anteny. Należy jednak podkreślić, że zakres regulacji charakterystyki promieniowania jest w tym przypadku dość ograniczony. Zalety anteny dzielonej i anteny z ekranowaną dolną częścią łączy w sobie antena klatkowa [12], eliminując jednocześnie wady dotychczas stosowanych rozwiązań. Rozwiązanie zbliżone do anteny klatkowej opisał S. Lacharnay [13, 22]. Zapewnia ono jednak tylko zwiększenie zysku energetycznego anteny, bez możliwości kształtowania pionowej charakterystyki promieniowania.

## 2. OPIS DWUPÓŁFALOWEJ ANTENY KLATKOWEJ

Dwupółfalowa antena klatkowa z kształtowaną charakterystyką promieniowania w płaszczyźnie pionowej, którą w skrócie będziemy nazywali anteną klatkową, składa się z uziemionego, nie dzielonego masztu, na którym zawieszono cztery klatki wykonane z przewodów miedzianych lub aluminiowych (rys. 1). Każda klatka ma długość  $0,25\lambda$  i jest połączona z masztem w górnej części, a odizolowana od niego w dolnej części. Klatka wraz z masztem tworzy ćwierćfalowy odcinek zwartego na końcu toru pseudospółosiowego. Wskutek niedostatecznego ekranowania masztu przez przewody tworzące klatkę, prąd płynący wzdłuż masztu wytwarza również pole na zewnątrz klatki. Pole to należy uznać za niepożądane, ponieważ prąd płynący wzdłuż masztu ma fazę przeciwną względem prądu płynącego wzdłuż klatki. Można przyjąć, że niepożądany wpływ promieniowania masztu da się praktycznie pominąć, jeśli moc promieniowana przez maszt będzie o 30 dB mniejsza od mocy promieniowanej przez klatkę. Wychodząc z tego założenia ustalono eksperymentalnie minimalną liczbę przewodów w klatce równą 9. Zwiększenie tej liczby powoduje oczywiście dalsze zmniejszenie mocy promieniowanej przez maszt i może być stosowane, jeśli wymagają tego względy konstrukcyjne. Średnica przewodów, z których wykonuje się klatkę, nie ma wpływu na charakterystykę promieniowania anteny. Jest ona podyktowana tylko względami energetycznymi (składowa radialna natężenia pola elektrycznego na powierzchni przewodów nie może przekroczyć wartości krytycznej) oraz względami konstrukcyjnymi. Pod względem elektrycznym dwupółfalowa antena klatkowa jest równoważna układowi dwóch dipoli półfalowych, umieszczonych jeden nad drugim, prostopadle do powierzchni ziemi (rys. 1b).

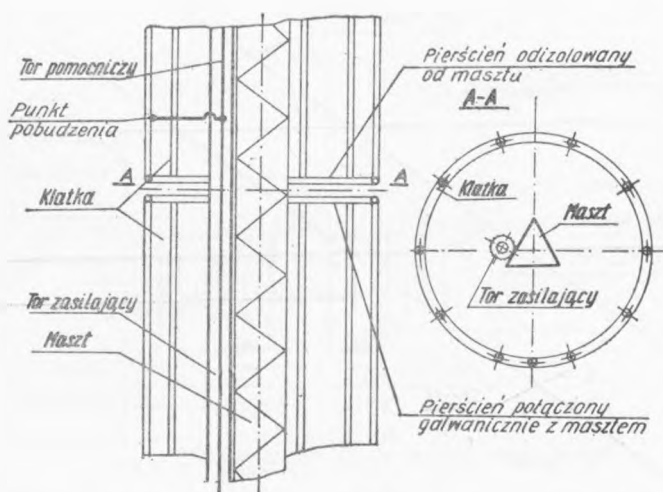
Do zasilania klatek stosuje się dwa tory współosiowe lub pseudospółosiowe, prowadzone w przestrzeni między masztem a klatkami. Przewody zewnętrzne tych





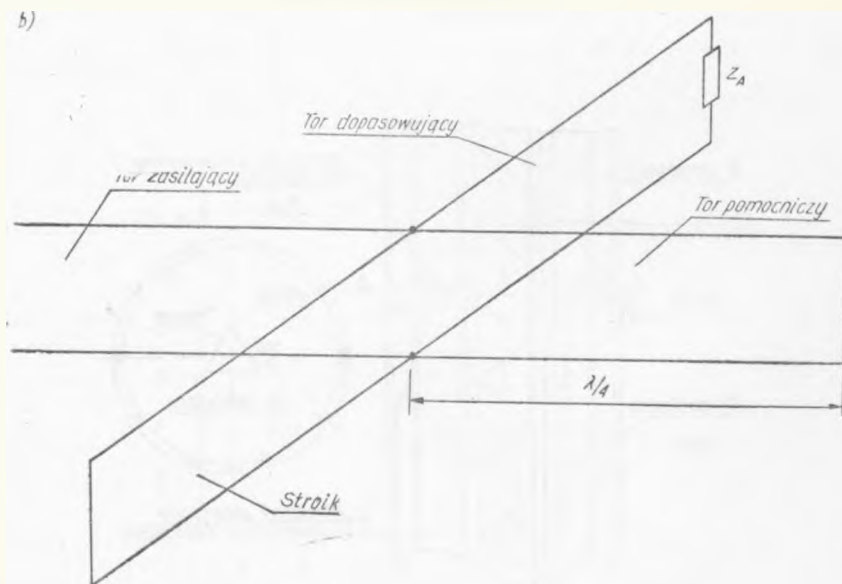
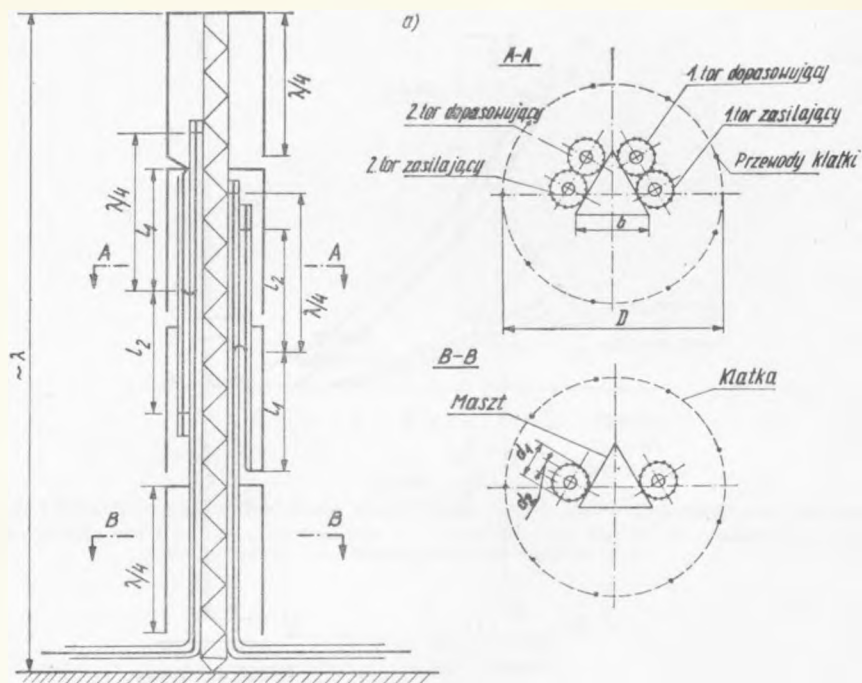
Rys. 1. Dwupółfalowa antena klatkowa:

- a) rozmieszczenie klatek na maszcie;  
b) układ zastępczy



Rys. 2. Dopasowanie klatki do toru zasilającego przez dobór punktu pobudzenia





Rys. 3. Pobudzenie klatek z wykorzystaniem obwodów dopasowujących z pojedynczym stroikiem:

a) schemat anteny; b) schemat obwodu dopasowującego







torów są połączone galwanicznie z masztem na całej długości, natomiast przewody wewnętrzne są dołączone do dolnych końców drugiej i trzeciej klatki, licząc do dołu. Dopasowanie klatek do torów zasilających uzyskuje się bądź przez odpowiedni dobór punktu pobudzenia (rys. 2), bądź za pomocą układu dopasowującego z pojedynczym stroikiem (rys. 3).

Antena klatkowa może być zasilana za pomocą jednego lub dwóch torów zasilających. W pierwszym przypadku (rys. 4a) w pobliżu stopy masztu należy umieścić układ rozwidlający, umożliwiający odpowiedni rozdział mocy między klatki. Zasilanie anteny klatkowej za pomocą dwóch torów jest szczególnie dogodnie, gdy antena współpracuje z dwoma nadajnikami (rys. 4b). Rolę układu rozwidlającego spełnia w tym przypadku urządzenie do sumowania mocy nadajników, jednocześnie antena klatkowa ma charakter anteny dwudzielnej. W razie awarii jednej połowy anteny możliwe jest wykorzystywanie drugiej połowy, oczywiście przy znacznie pogorszonej charakterystyce promieniowania w płaszczyźnie pionowej.

Za pomocą układu rozwidlającego można dowolnie ustalać stosunek prądu w górnym dipolu do prądu w dolnym dipolu ( $m = I_2/I_1$ ). Można zmieniać zarówno amplitudę, jak i fazę prądów, tak że współczynnik  $m$  jest w ogólnym przypadku wielkością zespoloną. Dobierając odpowiednio stosunek prądów w obu dipolach, można w szerokich granicach kształtować charakterystykę promieniowania anteny w płaszczyźnie pionowej. Kilka przykładowych charakterystyk promieniowania anteny klatkowej przedstawiono na rys. 5 i 6. Na rysunku 5 dla porównania podano także charakterystykę promieniowania anteny 0,55λ. Łatwość przełączania charakterystyki pozwala na dobór optymalnych warunków pracy dla pory dziennej (rys. 5d) i pory nocnej (rys. 5b przy pracy na fali wyłącznej lub rys. 6a przy wykorzystaniu fali jonosferycznej). Istnieje również możliwość całkowitej likwidacji fali powierzchniowej (rys. 6c).

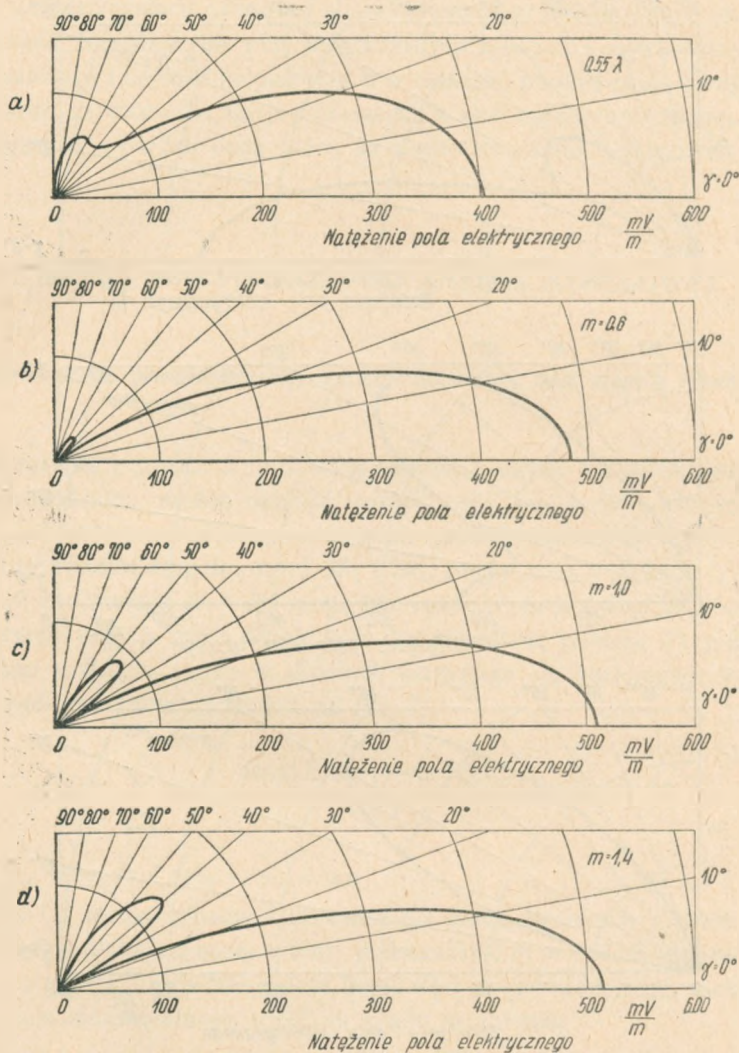
Zysk energetyczny anteny klatkowej, odniesiony do anteny krótkiej nad ziemią, zależy od stosunku prądów w dipolach. W tablicy 1 porównano zyski energetyczne anteny 0,55λ i anteny klatkowej.

Tablica 1

Porównanie zysków energetycznych anteny 0,55λ i anteny klatkowej

Rodzaj anteny	Kierunkowość	Zysk energetyczny w odniesieniu do anteny krótkiej, zasilanej u podstawy		Zysk energetyczny w odniesieniu do anteny 0,55λ, zasilanej u podstawy	
		W/W	dB	W/W	dB
Pionowa 0,55λ	5,44	1,81	2,57	1,00	0
Dwupółfalowa	8,02	2,67	4,26	1,47	1,68
antena	8,77	2,92	4,66	1,61	2,06
klatkowa	8,96	2,99	4,76	1,65	2,17
$m = 1,4$	7,46	2,49	3,96	1,37	1,36
$m = 1,2 \text{ e}^{j 60^\circ}$	4,32	1,44	1,58	0,80	-0,97
$m = 1,2 \text{ e}^{j 140^\circ}$	5,06	1,69	2,26	0,93	-0,32
$m = 1,2 \text{ e}^{j 180^\circ}$					

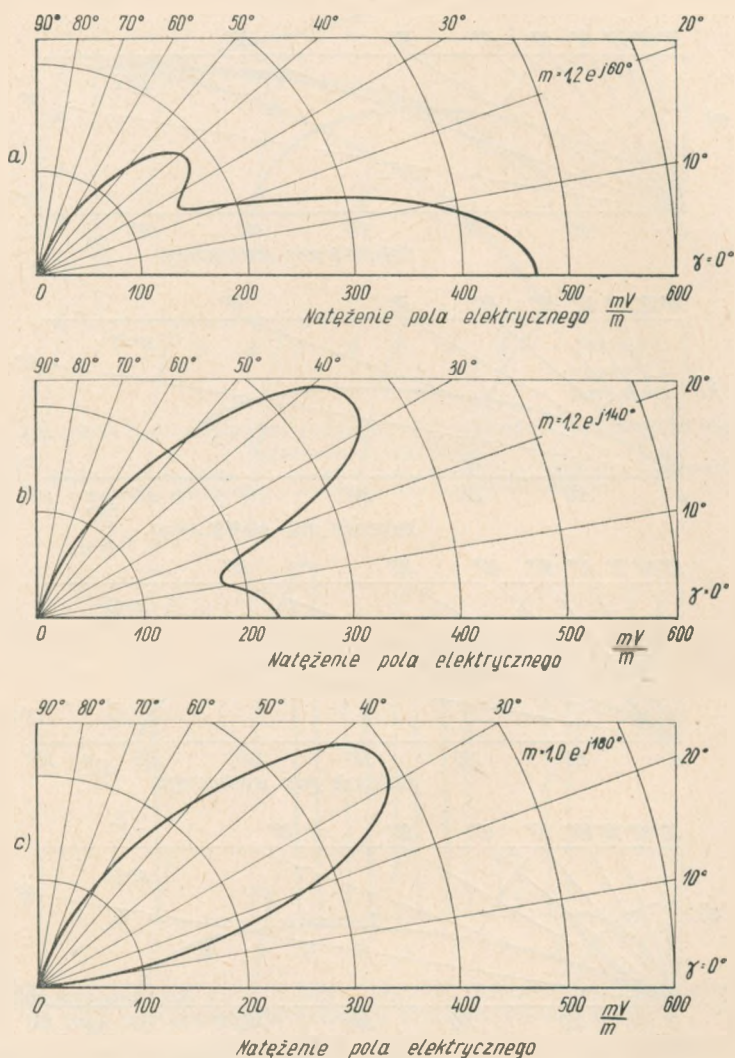




Rys. 5. Porównanie charakterystyk promieniowania anteny  $0,55\lambda$

(a) oraz dwupółfalowej anteny klatkowej (b, c, d,) (charakterystyki podają natężenie pola w odległości 1 km przy mocy doprowadzonej do anteny równej 1 kW)





Rys. 6. Charakterystyki promieniowania dwupółfalowej anteny klatkowej dla  $m$  zespolonych (charakterystyki podają natężenie pola w odległości 1 km przy mocy doprowadzonej do anteny równej 1 kW)



Ze względu na wzajemne sprzężenie dipoli ich impedancja zależy w pewnym stopniu od stosunku prądów w dipolach. Średnio można przyjąć, że jest ona równa  $100 \Omega$ .

Szeroki zakres regulacji pionowej charakterystyki promieniowania oraz korzystne właściwości impedancyjne przy jednoczesnych zaletach konstrukcyjnych (brak izolatora bazowego i izolatorów pośrednich w maszcie) predysponują dwupółfalową antenę klatkową zarówno dla stacji pracujących w sieci zsynchronizowanej, jak i dla stacji pracujących z bardzo dużą mocą na częstotliwościach wyłącznych.

### 3. TEORIA DWUPÓLFALOWEJ ANTENY KLATKOWEJ

#### 3.1. Charakterystyka promieniowania anteny klatkowej nad ziemią idealną

Charakterystykę promieniowania dwupółfalowej anteny klatkowej, umieszczonej nad ziemią idealną, można określić metodą odbić lustrzanych. Otrzymuje się wówczas układ antenowy złożony z czterech osiowo ułożonych dipoli (rys. 7). W ogólnym przypadku długości dipoli  $2h_1$  i  $2h_2$ , prądy w nich płynące  $I_1$  i  $I_2$  oraz wysokości ich zawieszenia  $H_1$  i  $H_2$  mogą być różne. Pole w odległym punkcie jest sumą pól wytwarzanych przez dipole i ich zwierciadlane odbicia. Przy założeniu sinusoidalnego rozkładu prądu w dipolach otrzymuje się następujące wyrażenie na pole wypadkowe (oznaczenia jak na rys. 7):

$$E(\gamma) = \sum_{n=1}^4 |m_n| \frac{\cos(kh_n \sin \gamma) - \cos(kh_n)}{\cos \gamma} e^{-j[k(r_n - r_0) - \psi_n]} \quad (1)$$

przy czym  $m_1 = m_3 = 1$ ;  $m_2 = m_4 = m$ .

Wyrażenie (1) można stosować zarówno do anten złożonych z dwóch dipoli półfalowych, jak i do pojedynczej anteny, podstawiając  $m = 0$ . Jeśli długość anteny przekracza znacznie  $\lambda/2$ , wówczas należy liczyć się z pewnymi błędami, spowodowanymi przyjęciem sinusoidalnego rozkładu prądu w antenie.

Przygotowano program na maszynę cyfrową ODRA 1204 dla obliczania charakterystyk promieniowania anten według zależności (1). Obliczenia wykonano dla kilku wartości stosunku prądów w dipolach zarówno rzeczywistych, jak i zespolonych przy założeniu, że  $H_1 = 0,25\lambda$ ,  $H_2 = 0,75\lambda$  oraz  $2h_1 = 2h_2 = \lambda/2$ . Pełne wyniki obliczeń zamieszczono w [14]. Kilka wybranych charakterystyk przedstawiono na rys. 5 dla  $m$  rzeczywistych oraz na rys. 6 dla  $m$  zespolonych. Przygotowany program pozwalał również na wyznaczenie kierunkowości anten. Wyniki obliczeń podano w tablicy 1.



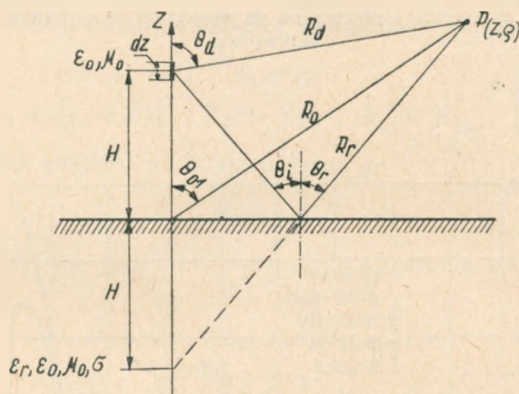




Pierwsze dwa człony w nawiasie kwadratowym (2) określają falę bezpośrednią i falę odbitą. Trzeci człon określa falę powierzchniową. Na powierzchni ziemi, w dostatecznie dużej odległości od anteny, tak aby można było przyjąć  $\Theta_a = \Theta$ ,  $= \pi/2$ , współczynnik odbicia jest równy  $-1$ . Pierwsze dwa człony kompensują się więc wzajemnie, tak że całe pole jest określone przez człon trzeci

$$E_z = \frac{k^2 p}{2\pi \epsilon_0} \frac{e^{-jk\rho}}{\rho} W \quad (3)$$

przy czym  $\rho$  jest odległością punktu obserwacji od anteny, a  $W$  reprezentuje współczynnik tłumienia fali powierzchniowej.



Rys. 8. Elementarny dipol elektryczny nad ziemią o skończonej konduktywności

Jeśli zamiast dipola elementarnego stosuje się antenę o skończonej długości, to wytwarzane przez nią pole można obliczyć całkując rozkład momentów wzdłuż anteny. Pole fali powierzchniowej, generowane przez antenę klatkową, można więc liczyć korzystając z krzywych propagacji CCIR, uwzględniając przy tym zysk energetyczny anteny, odniesiony do anteny krótkiej zasilanej względem ziemi. Zysk energetyczny anteny klatkowej należy przyjmować jak dla anteny umieszczonej nad ziemią idealną.

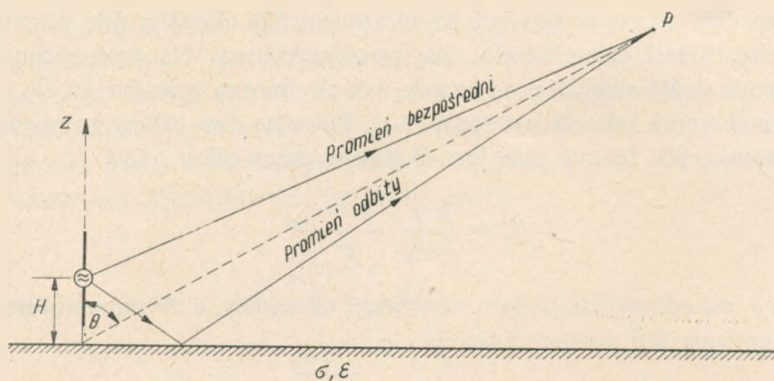
Jeśli punkt obserwacji  $P$  znajduje się nad powierzchnią ziemi w dostatecznie dużej odległości od anteny, to możemy pominąć wpływ fali powierzchniowej. Pole w punkcie  $P$  jest wówczas sumą pól fali bezpośredniej i fali odbitej od powierzchni ziemi (rys. 9)

$$E_\theta(\Theta) = [e^{jkH \cos \Theta} + R e^{-jkH \cos \Theta}] F(\Theta) \quad (4)$$

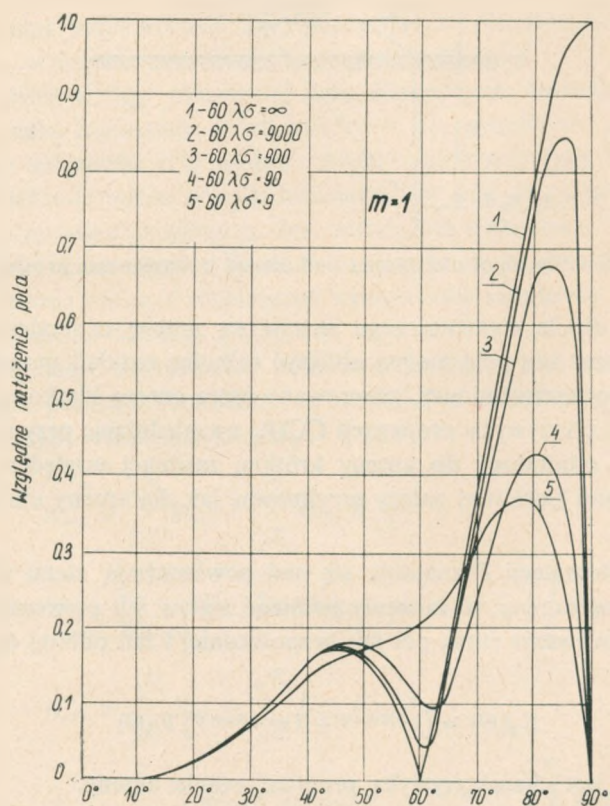
przy czym  $F(\Theta)$  jest charakterystyką promieniowania anteny.

Przykłady charakterystyk promieniowania dwupółfalowej anteny klatkowej, z uwzględnieniem skończonej konduktywności ziemi, przedstawiono na rys. 10.





Rys. 9. Antena zasilana w środku, umieszczona na wysokości  $H$  nad ziemią o skończonej konduktywności



Rys. 10. Charakterystyki promieniowania dwupółfalowej anteny kłatkowej, z uwzględnieniem skończonej konduktywności ziemi



### 3.3. Impedancja wejściowa

Dla dwupółfalowej anteny klatkowej przy założeniu nieskończenie dużej konduktywności ziemi można ułożyć następujący układ równań:

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} + I_3 Z_{13} + I_4 Z_{14} \\ V_2 &= I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} + I_3 Z_{23} + I_4 Z_{24} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

w którym:

$Z_{nn}$  — impedancja własna dipola (przy pominięciu bocznikującego działania toru klatkowego i założeniu sinusoidalnego rozkładu prądu, impedancja ta jest równa impedancji wejściowej dipola odosobnionego);

$Z_{mn}$  — impedancja wzajemna między dipolem  $m$  i  $n$  (oznaczenia jak na rys. 7).

Ze względu na symetrię układu zachodzą następujące związki:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= I_3 & I_2 &= I_4 \\ Z_{12} &= Z_{21} = Z_{13} & Z_{23} &= Z_{14} & Z_{11} &= Z_{22} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Oznaczając stosunek prądów w dipolach przez  $m$

$$I_2 = m I_1 \quad (7)$$

oraz korzystając z (5) otrzymuje się następujące wyrażenia na impedancje wejściowe dipoli:

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= Z_{11} + Z_{12} + m(Z_{12} + Z_{14}) \\ Z_2 &= Z_{11} + Z_{24} + \frac{1}{m}(Z_{12} + Z_{14}) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Dla anteny złożonej z dipoli półfalowych, umieszczonych w ten sposób, że  $H_1 = 0,25\lambda$  i  $H_2 = 0,75\lambda$ , impedancje własne i wzajemne przyjmują następujące wartości:

$$\begin{aligned} Z_{11} &= 73,1 + j42,5 \quad [\Omega] \\ Z_{12} &= 25,2 + j13,8 \quad [\Omega] \\ Z_{14} &= -4,1 - j0,7 \quad [\Omega] \\ Z_{24} &= 1,7 + j0,2 \quad [\Omega] \end{aligned}$$

tak, że impedancje wejściowe dipoli są dane przez:

$$\begin{aligned} R_1 &= 98,3 + |m|(21,1 \cos \psi - 13,1 \sin \psi) \\ R_2 &= 74,8 + \frac{1}{|m|}(21,1 \cos \psi + 13,1 \sin \psi) \\ X_1 &= 56,3 + |m|(13,1 \cos \psi + 21,1 \sin \psi) \\ X_2 &= 42,7 + \frac{1}{|m|}(13,1 \cos \psi - 21,1 \sin \psi) \end{aligned}$$



Dla rzeczywistych ( $\psi = 0$ ) wyrażenia te sprowadzają się do postaci:

$$R_1 = 98,3 + m \, 21,1$$

$$R_2 = 74,8 + \frac{1}{m} \, 21,1$$

$$X_1 = 56,3 + m \, 13,1$$

$$X_2 = 42,7 + \frac{1}{m} \, 13,1$$

Zwłaszcza przy założeniu równych prądów w dipolach ( $m = 1$ ) uzyskujemy:

$$R_1 = 119,4 \, \Omega \quad X_1 = 69,4 \, \Omega$$

$$R_2 = 95,9 \, \Omega \quad X_2 = 55,8 \, \Omega$$

Impedancje wejściowe dipoli przy optymalnej charakterystyce przeciwzanikowej ( $m = 0,6$ ) przyjmują następujące wartości:

$$R_1 = 111,0 \, \Omega \quad X_1 = 64,2 \, \Omega$$

$$R_2 = 110,0 \, \Omega \quad X_2 = 64,5 \, \Omega$$

Zmiany impedancji wejściowej dipoli przy zmianach stosunku prądów w granicach od 0,6 do 1,0 są tak małe, że mogą być pominięte przy projektowaniu urządzeń dopasowujących.

Różnice w impedancjach wejściowych dipoli powodują, że przy ich równoległym połączeniu prądy w dipolach mają różne wartości. Stosunek prądów w dipolach zasilanych jednakowymi napięciami wyraża się zależnością

$$\frac{I_2}{I_1} = |m| e^{j\psi} = \frac{1}{1 + \frac{Z_{24} - Z_{12}}{Z_{11} - Z_{14}}} \quad (9)$$

Zwłaszcza dla wyżej podanego przykładu anteny dwupółfalowej otrzymuje się

$$m \approx 1,44$$

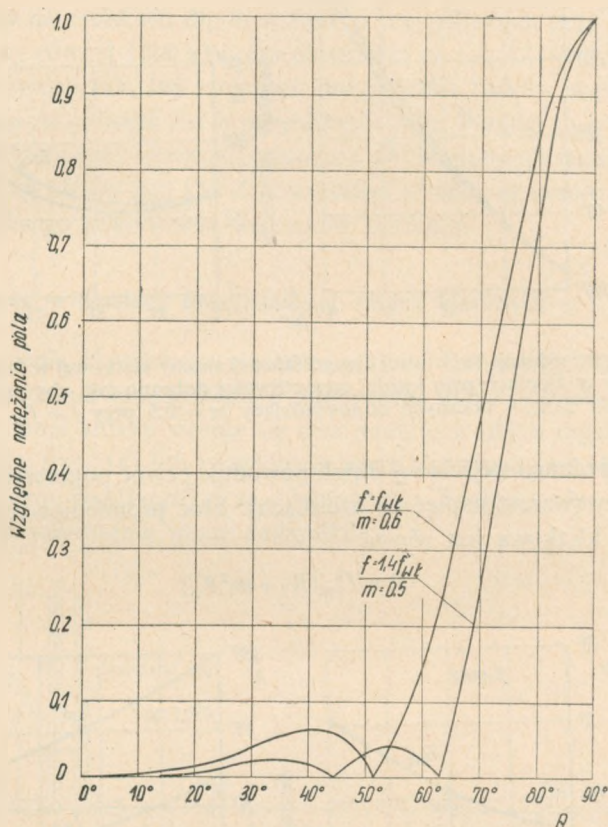
### 3.4. Możliwość przestrajania

Antena klatkowa jest w zasadzie układem rezonansowym, przystosowanym do pracy przy ustalonej częstotliwości, która nazywa się częstotliwością własną anteny. Przy częstotliwości własnej klatka wraz z masztem tworzy ćwierćfalowy odcinek zwartego na końcu toru współosiowego. Istnieje możliwość przystosowania anteny klatkowej do pracy przy częstotliwościach większych niż częstotliwość własna. Zwiększeniu częstotliwości odpowiada wzrost długości elektrycznej klatki. Jeśli jednak wewnątrz klatek w odległości około  $0,25\lambda$  od izolowanych końców umieścić zwieracze, to rezonansowe warunki pracy anteny zostaną zachowane. Przestrajanie anteny w kierunku większych częstotliwości, przy ustalonym stosunku prądów w di-



polach, powoduje wzrost poziomu listka bocznego i wzrost kierunkowości anteny. Ponieważ zmniejszenie prądu w górnym dipolu ma odwrotny wpływ, tzn. zmniejsza poziom listka bocznego i kierunkowość anteny, to przy przestrajaniu anteny należy jednocześnie zmniejszyć prąd w górnym dipolu, tak aby uzyskać stały poziom listka bocznego.

Przykładowo na rys. 11 przedstawiono charakterystykę promieniowania anteny klatkowej dla częstotliwości  $f = 1,4f_{wl}$  i  $m = 0,5$ . Na tym samym wykresie pokazano także charakterystykę promieniowania anteny pracującej przy częstotliwości własnej

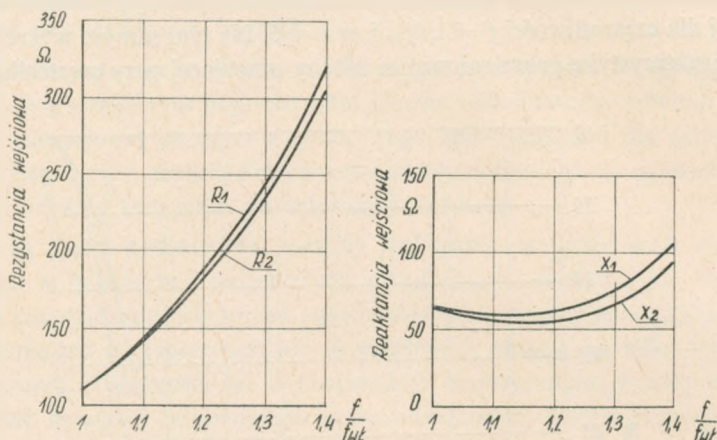


Rys. 11. Charakterystyka promieniowania dwupółfalowej anteny klatkowej przy częstotliwości własnej ( $m = 0,6$ ) i przy częstotliwości  $1,4f_{wl}$  ( $m = 0,5$ )

( $m = 0,6$ ). Poziom listków bocznych anteny, pracującej przy większej częstotliwości, jest nawet nieco niższy aniżeli dla anteny pracującej przy częstotliwości własnej. Dodatkową korzyścią jest przesunięcie kątów zerowego promieniowania w kierunku ziemi oraz zmniejszenie szerokości głównej wiązki promieniowania. Z powyższego wynika, że ze względu na właściwości przeciwzaniakowe istnieje możliwość przestrajania anteny klatkowej w zakresie około 40%.



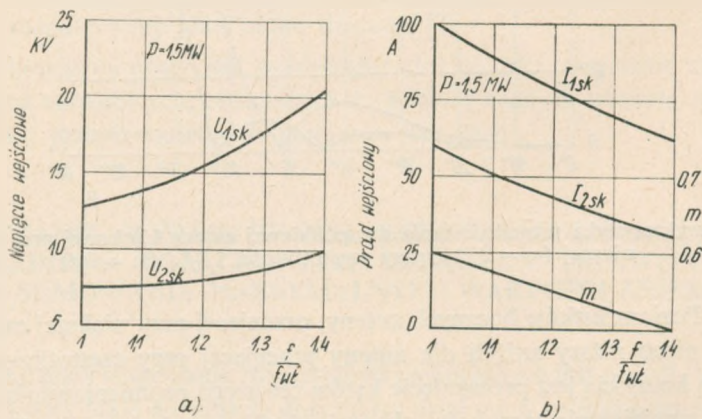
Przy przestrajaniu anteny należy również spodziewać się zmiany warunków zasilania. Korzystając z równań (8) wyznaczono przebieg impedancji wejściowej dipoli w funkcji częstotliwości. Stosunek prądów w dipolach przy każdej częstotliwości dobierano przy tym tak, aby uzyskać stały poziom listków bocznych, odpowiadający  $m = 0,6$  przy  $f = f_{wt}$ . Wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 12.



Rys. 12. Przebieg impedancji wejściowej dwupółfalowej anteny klatkowej w funkcji częstotliwości. Stosunek prądów w dipolach przy każdej częstotliwości dobrano tak, aby uzyskać stały poziom listków bocznych odpowiadający  $m = 0,6$  przy  $f = f_{wt}$

Zmiana impedancji wejściowej dipoli powoduje pewne pogorszenie się warunków zasilania anteny (wzrost napięć na zaciskach). Moc promieniowana przez dwupółfalową antenę klatkową jest równa

$$P = I_{1sk}^2 (R_1 + m^2 R_2) \quad (10)$$



Rys. 13. Przebieg napięć (a) i prądów (b) w dipolach dwupółfalowej anteny klatkowej przy jej przestrajanu



Ze wzoru (10) można wyznaczyć prąd w dipolu 1

$$I_{1sk} = \sqrt{\frac{P}{R_1 + m^2 R_2}} \quad (11)$$

a następnie napięcia na zaciskach dipoli:

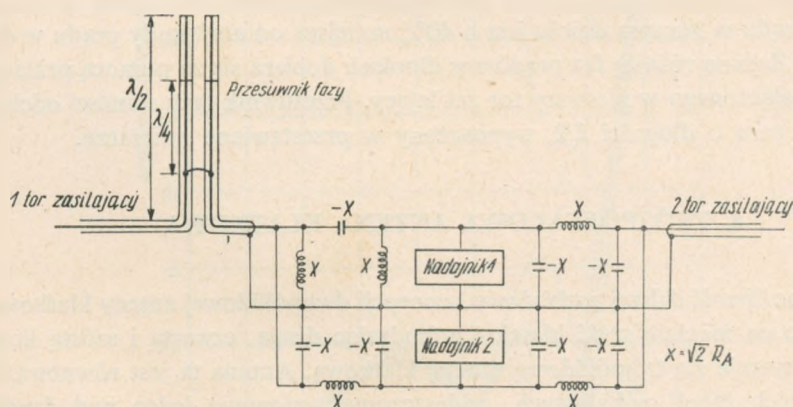
$$U_{1sk} = I_{1sk} |Z_1| \quad (12a)$$

$$U_{2sk} = m I_{1sk} |Z_2| \quad (12b)$$

Przebieg napięć na zaciskach dipoli w funkcji częstotliwości, przy mocy doprowadzonej do anteny równej 1500 kW, przedstawiono na rys. 13. Warunki zasilania dipoli dobrano przy tym tak, aby zachować stały poziom listków bocznych. Napięcie na zaciskach dipola górnego jest w przybliżeniu stałe. Wynika to ze zmniejszania prądu w górnym dipolu przy wzroście częstotliwości. Napięcie na zaciskach dolnego dipola rośnie od 12,8 kV do 20,5 kV. Z powyższego wynika, że przestrajanie anteny nie powoduje istotnego pogorszenia warunków zasilania.

### 3.5. Regulacja prądu w dipolach dwupółfalowej anteny klatkowej

W celu zapewnienia określonego stosunku prądów w dipolach między toru zasilające antenę a nadajnik należy włączyć odpowiedni układ regulacyjny. W przypadku gdy do zasilania anteny stosuje się dwa nadajniki, układ regulacyjny może mieć kształt mostka (rys. 14) lub rozwidlenia pierścieniowego (rys. 15) [16]. Oba układy pod względem elektrycznym są równoważne. Spełniają one jednocześnie rolę urządzenia do sumowania mocy nadajników.



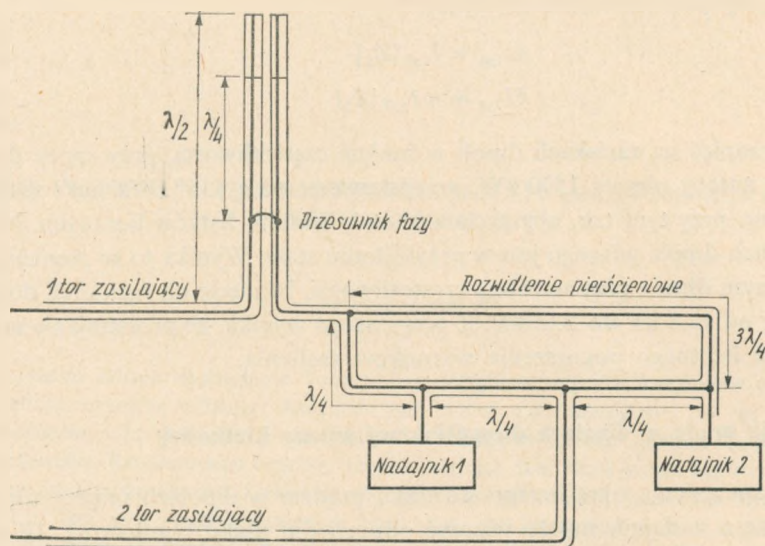
Rys. 14. Mostkowy układ do regulacji prądu w dipolach dwupółfalowej anteny klatkowej

Napięcie na wejściu toru pierwszego jest równe różnicy napięć wytwarzanych przez oba nadajniki, natomiast napięcie na wejściu toru drugiego jest równe sumie



tych napięć. Jeśli oba nadajniki pracują z jednakową mocą, ale z przesunięciem fazy  $\varphi$ , to wówczas stosunek napięć na wejściu obu torów jest równy

$$\frac{U_2}{U_1} = j \operatorname{ctg} \frac{\varphi}{2} \quad (13)$$



Rys. 15. Pierścieniowy układ do regulacji prądu w dipolach dwupółfalowej anteny klatkowej

Zmieniając przesunięcie fazowe między nadajnikami, można regulować stosunek napięć na wejściach torów zasilających, a tym samym stosunek prądów w dipolach. Przy  $\varphi = 90^\circ$  amplitudy prądów w obu dipolach są jednakowe: przy  $\varphi = 118^\circ$  amplituda prądu w górnym dipolu jest o 40% mniejsza od amplitudy prądu w dolnym dipolu. Żądaną różnicę faz prądów w dipolach dobiera się za pomocą przesuwnika fazy włączonego w pierwszy tor zasilający. Przesuwnik fazy stanowi odcinek podwójnego toru o długości  $\lambda/2$ , wyposażony w przestawiane zwieracze.

#### 4. TRÓJPÓLFALOWA ANTENA KLATKOWA

Istnieje możliwość dalszej rozbudowy koncepcji dwupółfalowej anteny klatkowej. Umieszczając na maszcie sześć klatek i pobudzając drugą, czwartą i szóstą licząc od dołu, otrzymuje się trójpółfalową antenę klatkową. Antena ta jest równoważna układowi trzech dipoli półfalowych, umieszczonych pionowo jeden nad drugim nad powierzchnią ziemi. Antena trójpółfalowa w stosunku do anteny dwupółfalowej charakteryzuje się zwiększonym zyskiem energetycznym oraz rozszerzeniem możliwości regulacji charakterystyki promieniowania. Właściwości kierunkowe trójpółfalowej anteny klatkowej ilustruje tablica 2 oraz rys. 16.

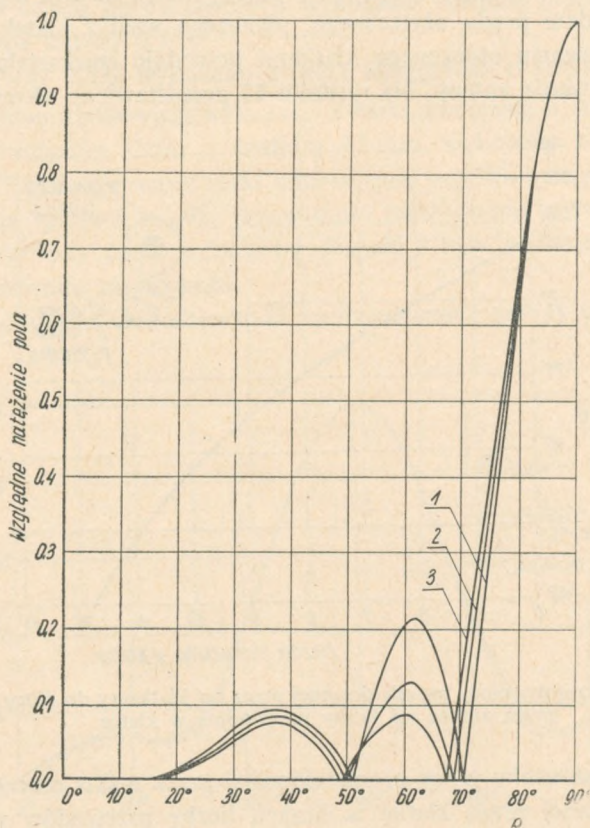


Tablica 2

## Kierunkowość i zysk energetyczny trójpółfalowej anteny klatkowej

Rodzaj anteny		Kierunkowość	Zysk energetyczny w odniesieniu do anteny krótkiej, zasilanej u podstawy		Zysk energetyczny w odniesieniu do anteny 0,55λ, zasilanej u podstawy	
			W/W	dB	W/W	dB
Pionowa 0,55λ		5,44	1,81	2,57	1	0
Trójpółfalowa antena klatkowa	$m_1 = 1,0$ $m_2 = 1,0$	12,84	4,28	6,31	2,36	3,72
	$m_1 = 0,8$ $m_2 = 0,7$	12,44	4,15	6,18	2,29	3,60
	$m_1 = 0,7$ $m_2 = 0,6$	12,14	4,05	6,07	2,24	3,50

$m_1$  — stosunek amplitudy prądu w dipolu środkowym do amplitudy prądu w dipolu dolnym;  
 $m_2$  — stosunek amplitudy prądu w dipolu górnym do amplitudy prądu w dipolu dolnym.



Rys. 16. Charakterystyki promieniowania trójpółfalowej anteny klatkowej, umieszczonej nad ziemią idealną

1 —  $m_1 = 1, m_2 = 1$ ; 2 —  $m_1 = 0,8, m_2 = 0,7$ ; 3 —  $m_1 = 0,7, m_2 = 0,6$

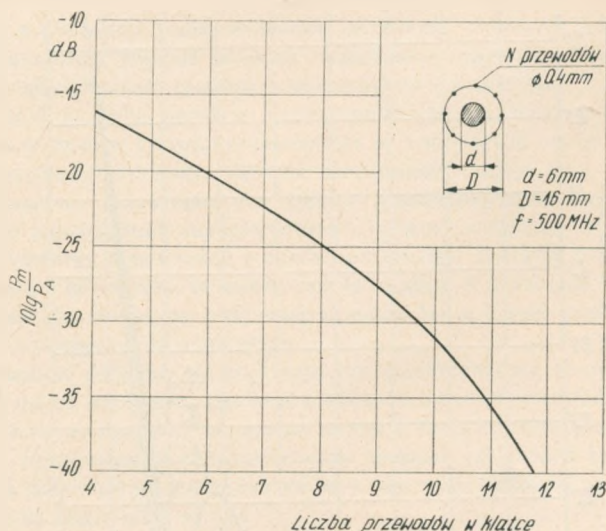


Przy właściwym doborze prądów w poszczególnych dipolach można uzyskać charakterystykę promieniowania, której wartości nie przekraczają poziomu  $-20$  dB w zakresie od  $0^\circ$  do  $70^\circ$ , licząc od kierunku pionowego. Przy odbiciu od warstwy  $E$  na wysokości  $100$  km odpowiada to wytłumieniu fali jonosferycznej w obszarze o promieniu około  $500$  km od nadajnika. Te rewelacyjne wprost rezultaty byłyby jednak okupione bardzo dużą wysokością masztu ( $1,5\lambda$ ) oraz skomplikowaniem układu zasilania anteny.

## 5. BADANIA MODELOWE

### 5.1. Ustalenie minimalnej liczby przewodów w klatce

Prawidłowe działanie anteny klatkowej jest możliwe tylko wtedy, gdy przewody klatek dostatecznie ekranują maszt. Prąd płynący wzdłuż masztu ma bowiem przeciwną fazę względem prądu użytecznego, płynącego wzdłuż klatek. Niepożądane promieniowanie masztu otoczonego klatkami powoduje zniekształcenie charakterystyki promieniowania anteny. Na rysunku 17 przedstawiono określoną doświad-



Rys. 17. Zależność stosunku mocy promieniowanej przez tor klatkowy do mocy promieniowanej przez antenę od liczby przewodów w klatce

czalnie zależność stosunku mocy promieniowanej przez maszt otoczony klatką do mocy promieniowanej przez klatkę w funkcji liczby przewodów w klatce [17].

Przyjmując, że moc promieniowana przez maszt otoczony klatką powinna być o około  $30$  dB mniejsza od mocy promieniowanej przez klatkę, można ustalić mini-



malną liczbę przewodów w klatce, równą 9. W warunkach rzeczywistych odległości między przewodami klatki, mierzone w długościach fali, mogą być mniejsze od przyjętych w badanym odcinku anteny. Należy więc spodziewać się, że poziom niepożądanego promieniowania przez maszt otoczony klatkami będzie mniejszy od  $-30$  dB. Zapewni to rezerwę na ewentualne niedokładności zestrojenia klatek i wystąpienie składowej reaktancyjnej impedancji wejściowej anteny.

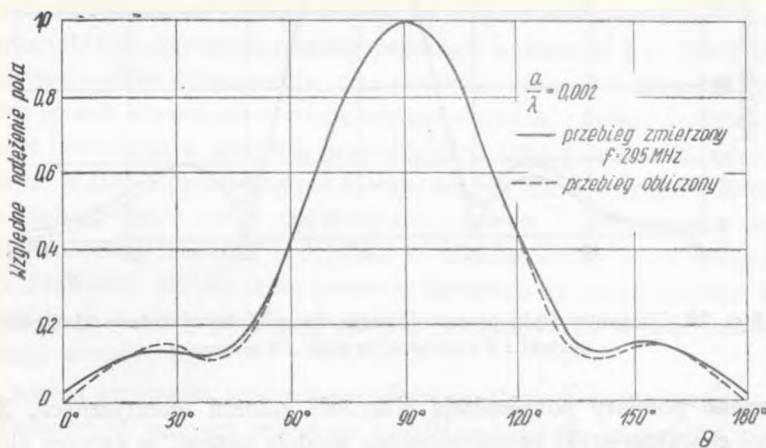
## 5.2. Pomiary charakterystyk promieniowania w układzie symetrycznym

Pomiary charakterystyk promieniowania modeli anten klatkowych w układzie symetrycznym wykonano na poligonie antenowym w konwencjonalnym układzie pomiarowym [18]. Badana antena pracowała jako antena odbiorcza, przy czym indukowane w niej napięcie było mierzone za pomocą mikrovoltomierza selektywnego. Do wytworzenia pola w. cz. użyto anteny logarytmicznie-periodycznej oraz sygnałowego generatora mocy. Pomiary wykonano przy częstotliwościach około 300 MHz. W celach porównawczych wykonano również pomiar charakterystyki promieniowania anteny  $0,55\lambda$ .

Model anteny  $0,55\lambda$  wykonano z pręta mosiężnego o średnicy 4 mm.

Modele anten klatkowych wykonano z rurki mosiężnej o średnicy 10 mm, dookoła której rozpięto klatki o średnicy 15 mm, wykonane z drutu mosiężnego o średnicy 0,5 mm. Wewnątrz rurki umieszczono współosiowe przewody zasilające. Dla uniknięcia sprzężeń między przewodami zastosowano podwójne ekranowanie. Wszystkie przewody miały jednakową długość i były podłączone równolegle do głównego przewodu zasilającego.

Wyniki pomiarów charakterystyki promieniowania anteny  $0,55\lambda$  przedstawiono

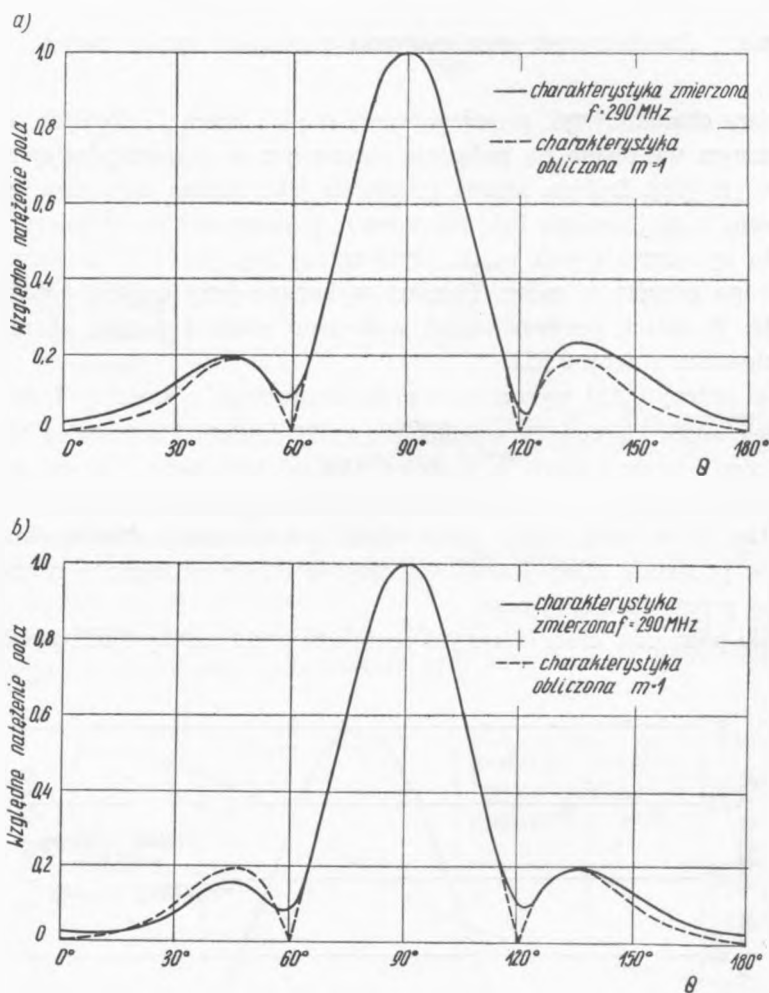


Rys. 18. Charakterystyka promieniowania anteny  $0,55\lambda$



na rys. 18, na którym podano także charakterystykę obliczoną teoretycznie według [19]. Zgodność zmierzonej i obliczonej charakterystyki promieniowania jest bardzo dobra.

Na rysunku 19 pokazano zmierzone charakterystyki promieniowania dwupółfalowej anteny klatkowej. Pomiary wykonano przy częstotliwości 290 MHz dla klatek złożonych z 6 i 9 przewodów.



Rys. 19. Charakterystyki promieniowania dwupółfalowej anteny klatkowej:  
a) klatki z 6 przewodów, b) klatki z 9 przewodów

Wykonane pomiary potwierdzają słuszność założeń teoretycznych. Zgodność zmierzonej charakterystyki promieniowania modelu anteny, w którym klatki składały się z 9 przewodów, z charakterystyką obliczoną, jest bardzo dobra, zarówno

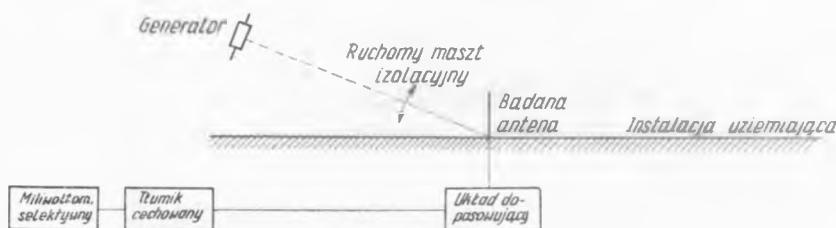


w obrębie listka głównego, jak i listków bocznych. Przy zmniejszeniu liczby przewodów w klatce do 6 obserwuje się nieznaczny wzrost poziomu listków bocznych (ok. 0,6 dB).

### 5.3. Pomiary charakterystyk promieniowania w układzie niesymetrycznym

Regulacja rozptyłu prądu między dipole w symetrycznym modelu anteny klatkowej jest bardzo kłopotliwa. Trudno bowiem wykonać i umieścić przy antenie układ rozdzielczy w taki sposób, aby nie zakłócał on pola wytwarzanego przez antenę. W związku z tym zdecydowano się na wykonanie dalszych pomiarów w układzie niesymetrycznym.

**Opis stanowiska pomiarowego.** Schemat blokowy układu do pomiaru charakterystyk promieniowania anten umieszczonych nad ziemią przedstawiono na rys. 20.

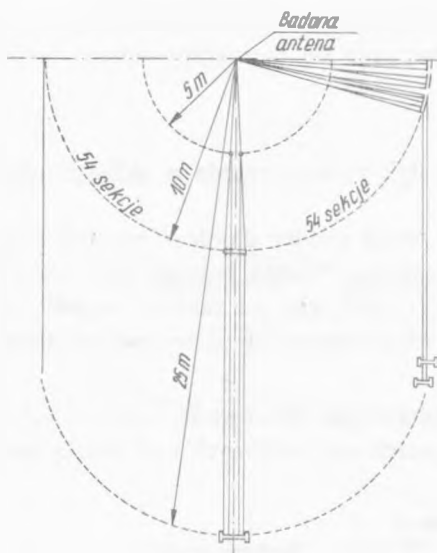


Rys. 20. Schemat blokowy układu do pomiaru charakterystyk promieniowania anten umieszczonych nad ziemią

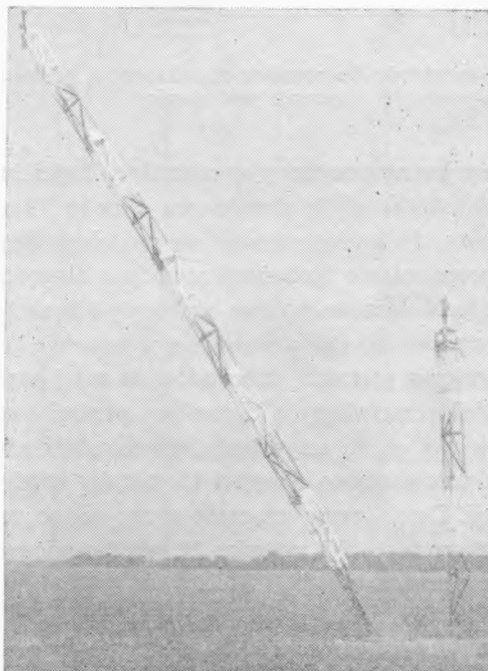
Model badanej anteny jest umieszczony w centralnej części instalacji uziemiającej, którą stanowi dwunastokątna płyta aluminiowa o boku 19 cm. Płyta ta jest elementem konstrukcyjnym, do którego mocuje się modele badanych anten. Do płyty przymocowano 432 promieniowo ułożone przewody o długości 5 m. Do końca każdego z tych przewodów dołączono po dwa przewody również o długości 5 metrów każdy. W ten sposób utworzono sieć uziemiającą w kształcie koła o średnicy 20 metrów z prawie równomierną gęstością przewodów na całej powierzchni. Uziemienie to uzupełniono w dwóch przeciwległych kierunkach pasami o szerokości 20 metrów. Każdy pas złożony jest z około trzydziestu równoległych i równomiernie na całej szerokości ułożonych przewodów o długości 15 metrów każdy. Całą instalację podzielono na 216 sekcji. Dzięki temu znacznie usprawniono przygotowanie terenowego stanowiska pomiarowego. Na rysunku 21 przedstawiono schematycznie fragment instalacji uziemiającej.

Badana antena pracowała jako antena odbiorcza. Napięcie indukowane w antenie doprowadzono za pomocą przewodu współosiowego do stanowiska odczytowego, umieszczonego poniżej poziomu instalacji uziemiającej. Do pomiaru indukowanego napięcia użyto tłumika cechowanego i selektywnego mikrowoltomierza.





Rys. 21. Schemat instalacji uziemiającej

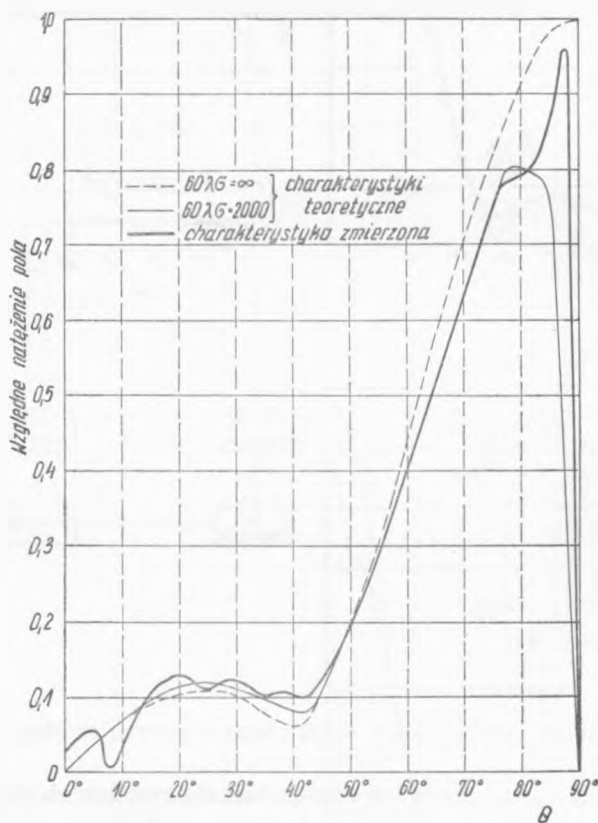


Rys. 22. Widok stanowiska do pomiaru charakterystyk promieniowania anten w układzie niesymetrycznym



Tranzystorowy generator o mocy 150 mW wraz z anteną w postaci krótkiego dipola i źródłem zasilania, służący do wytwarzania pola w.cz., umieszczono na szczycie ruchomego masztu izolacyjnego o wysokości 15 m. Podstawa ruchomego masztu była zamocowana w pobliżu badanej anteny, a specjalna winda oraz izolacyjny maszt pomocniczy o wysokości 6 m umożliwiały podnoszenie masztu pomiarowego wraz z generatorem do pozycji pionowej (rys. 22).

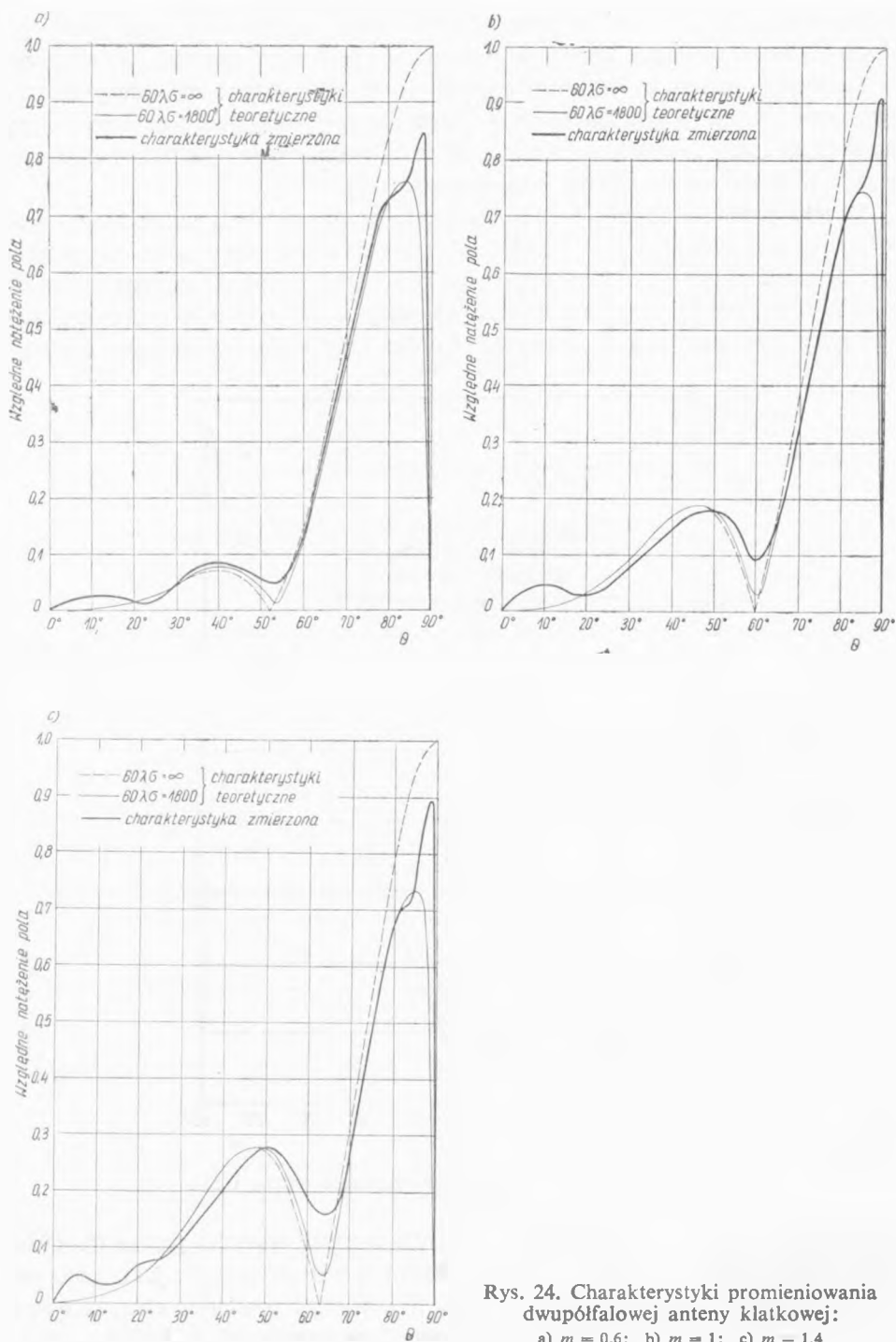
**Wyniki pomiarów.** Pomiary charakterystyki promieniowania anten klatkowych wykonano przy częstotliwości 150 MHz dla różnych stosunków prądów w dipolach. Aby dokonać poprawnej interpretacji wyników, należało przede wszystkim ustalić wartość zastępczej konduktywności sieci uziemiającej. W tym celu zmierzono charakterystykę promieniowania anteny 0,55λ o dużej smukłości i porównano ją z cha-



Rys. 23. Charakterystyka promieniowania anteny 0,55λ

rakterystykami teoretycznymi, obliczonymi dla różnych wartości parametru  $60\lambda\sigma$ . Najlepszą zgodność uzyskano dla  $60\lambda\sigma = 1800$  i tę wartość przyjęto jako zastępczą konduktywność instalacji uziemiającej (rys. 23). Wyniki pomiarów charakterystyk promieniowania anten klatkowych przedstawiono na rysunku 24, na którym podano





Rys. 24. Charakterystyki promieniowania dwupółfalowej anteny klatkowej:

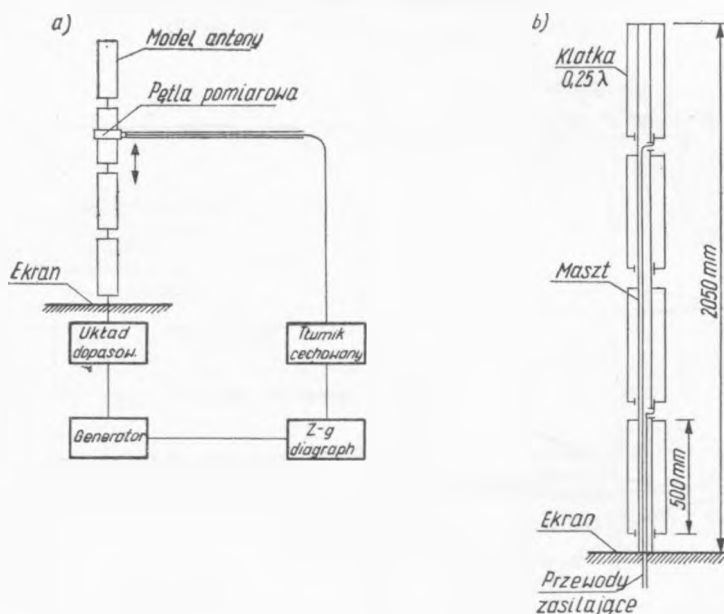
a)  $m = 0,6$ ; b)  $m = 1$ ; c)  $m = 1,4$



także charakterystyki teoretyczne, obliczone dla parametru  $60\lambda\sigma = 1800$  i odpowiednich stosunków amplitud prądów w dipolach. Charakterystyki te wykazują na ogół dobrą zgodność z charakterystykami teoretycznymi. Jedynie dla kątów  $\theta$  bardzo bliskich  $90^\circ$  silnie uwidoczni się wpływ fali powierzchniowej.

#### 5.4. Pomiary rozkładu prądu wzdłuż anteny

Pomiar charakterystyk promieniowania anten umieszczonych nad ziemią jest kłopotliwy. W przypadku rzeczywistych anten wymaga on korzystania z samolotu lub śmigłowca. Można jednak z dużą dokładnością określić charakterystykę promieniowania na podstawie pomiaru rozkładu prądu wzdłuż anteny. Metoda ta może być stosowana zarówno przy badaniach modelowych, jak i w warunkach rzeczywistych.

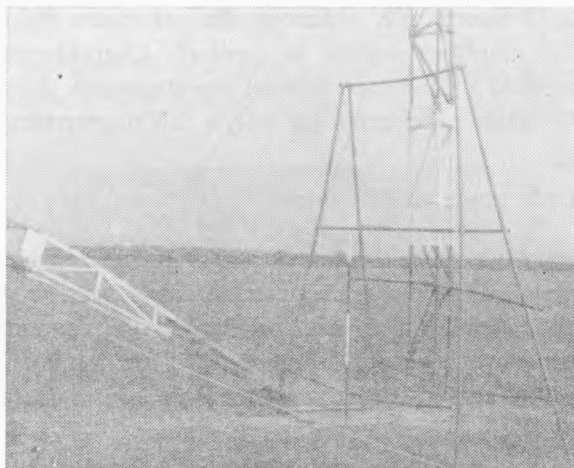


Rys. 25. Schemat układu do pomiaru rozkładu prądu wzdłuż anteny (a) oraz model anteny (b)

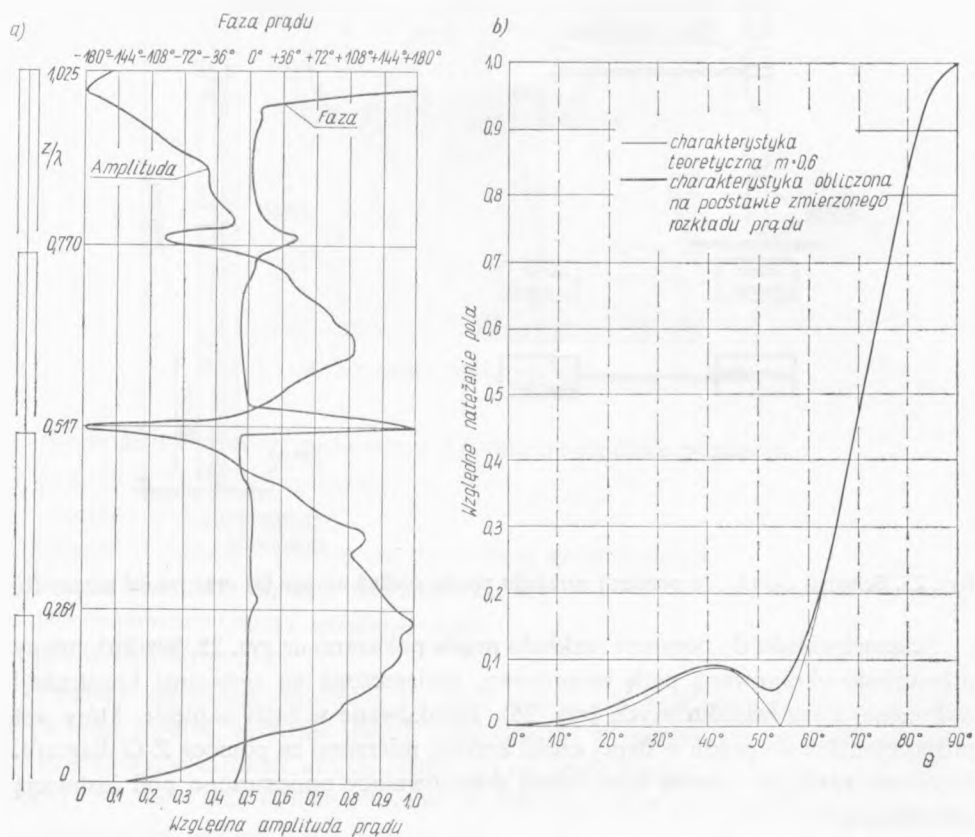
Schemat układu do pomiaru rozkładu prądu pokazano na rys. 25. Wzdłuż anteny przesuwano ekranowaną pętlę pomiarową, umieszczoną na specjalnej konstrukcji wykonanej z rur winidurkowych (rys. 26). Indukowane w pętli napięcie, które jest proporcjonalne do prądu w danej części anteny, mierzono za pomocą Z-G diagrafu. Przewody zasilające antenę oraz układ dopasowujący umieszczono pod instalacją uziemiającą.

Pomiary rozkładu prądu wykonano przy częstotliwości 150 MHz na modelu o wysokości 2050 mm. Przykładowe wyniki pomiarów przedstawiono na rys. 27 i 28.

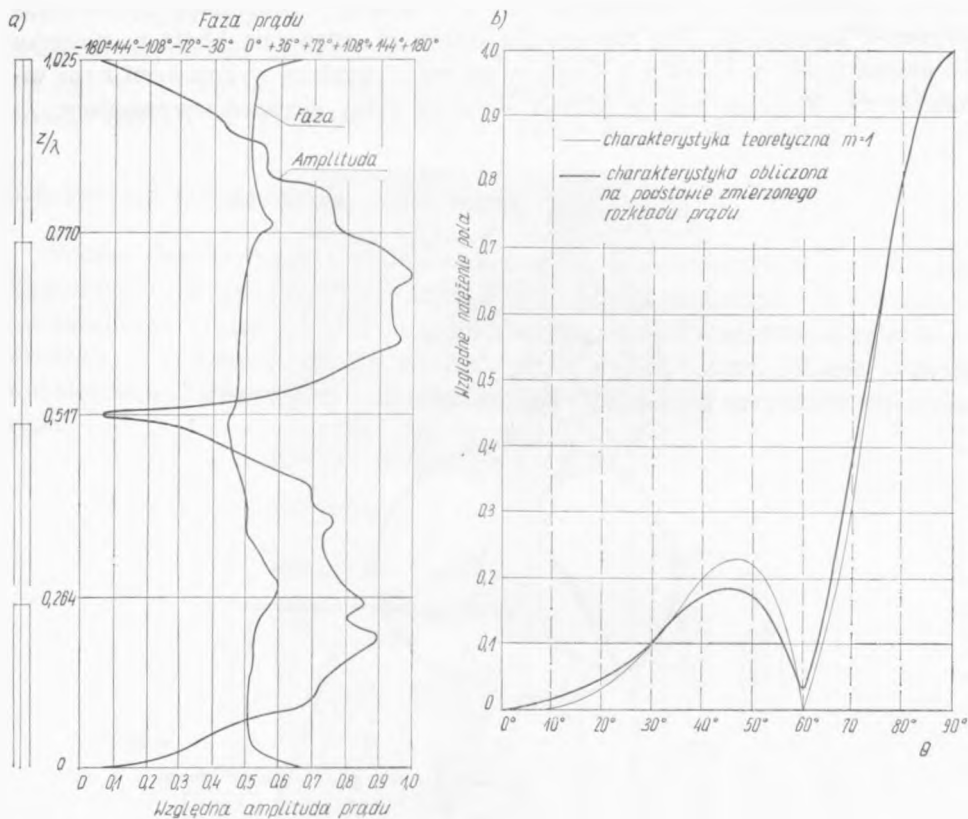




Rys. 26. Pomiar rozkładu wzdłuż anteny

Rys. 27. Zmierzony rozkład prądu wzdłuż dwupółfalowej anteny klatkowej (a) oraz odpowiadająca mu charakterystyka promieniowania (b)  $m = 0,6$





Rys. 28. Zmierzony rozkład prądu wzdłuż dwupółfalowej anteny klatkowej (a) oraz odpowiadająca mu charakterystyka promieniowania (b)  $m = 1$

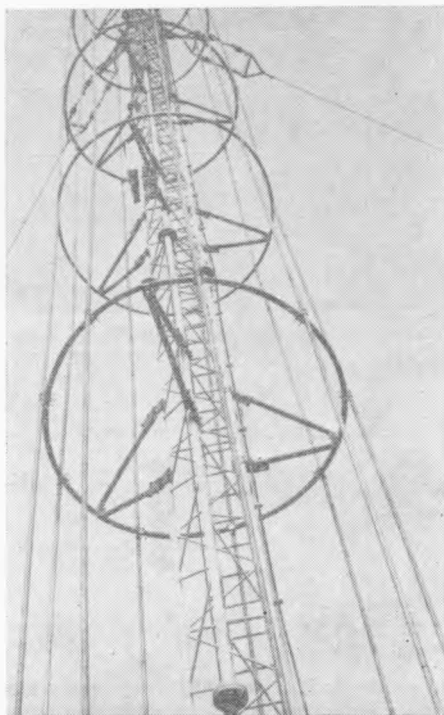
Zgodność charakterystyk obliczonych na podstawie zmierzonych rozkładów prądu i charakterystyk teoretycznych jest bardzo dobra. Potwierdza to z jednej strony prawidłowość założeń teoretycznych, dotyczących anteny klatkowej, a z drugiej — słuszność metody określania charakterystyki promieniowania na podstawie pomiarów rozkładu w antenie.

### 5.5. Pomiary na modelu naturalnej wielkości

W celu określenia zależności energetycznych oraz dla zbadania warunków montażu i eksploatacji anten klatkowych, wykonano model klatki naturalnej wielkości. Model klatki o długości 45 m zawieszono na maszcie anteny radiofonicznej w Jeleniej Górze (rys. 29). Klatka składa się z 9 rur aluminiowych o średnicy 38 mm. Górne części rury zamocowano do stalowej konstrukcji nośnej, połączonej galwanicznie z masztami. Wzdłuż klatki w odstępach 5 m umieszczono aluminiowe pierścienie wyrównujące. Spełniają one podwójną rolę. Z jednej strony służą do wyró-



wnania potencjałów poszczególnych rur, a z drugiej — zapewniają odpowiednią sztywność konstrukcji. Dla zapewnienia osiowości ustawienia klatki w stosunku do masztu każdy pierścień jest podparty trzema zastrzałami wykonanymi z rur winidurowych. Zasilanie anteny odbywa się przez dolny pierścień wyrównujący.



Rys. 29. Model anteny klatkowej naturalnej wielkości

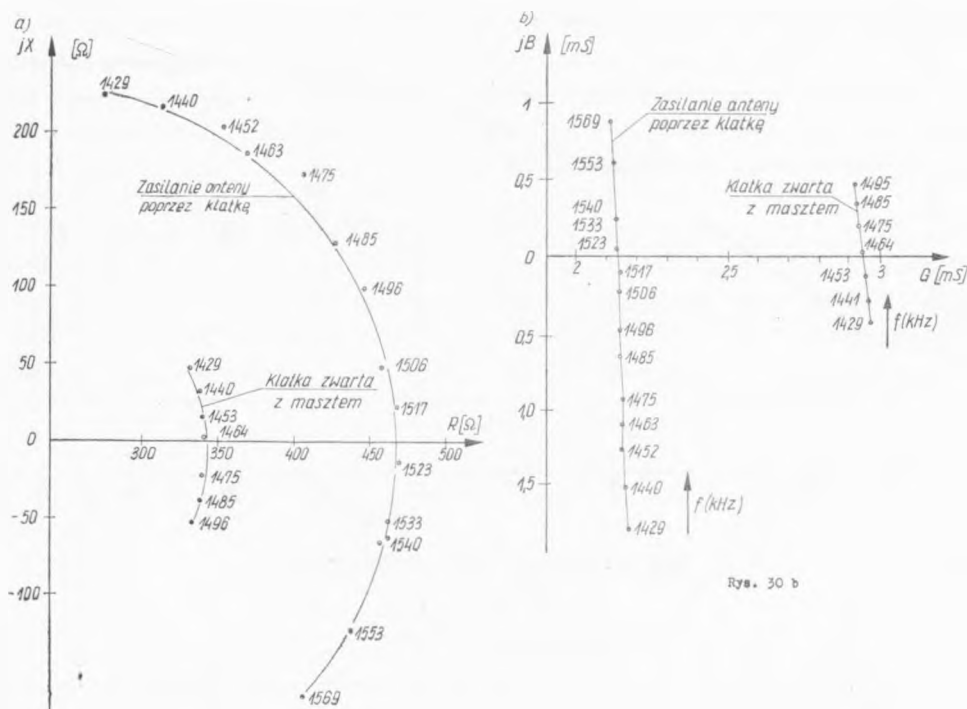
Na modelu naturalnej wielkości wykonano następujące pomiary:

- pomiar impedancji wejściowej,
- pomiar rozkładu prądu,
- pomiar składowej radialnej natężenia pola elektrycznego,
- pomiar rozkładu napięcia wewnątrz klatki,
- porównawcze pomiary natężenia pola,
- próby eksploatacyjne.

**Pomiary impedancji wejściowej.** Pomiary impedancji wejściowej przeprowadzono za pomocą mostka w.c.z. dla dwóch przypadków. W pierwszym przypadku maszt był uziemiony, a zasilanie anteny odbywało się przez klatkę; w drugim klatka była zwarta z masztem izolowanym od ziemi. Wyniki pomiarów przedstawiono na rys. 30.

Pomiary impedancji wejściowej miały na celu sprawdzenie szerokości pasma roboczego anteny oraz umożliwienie zasilania anteny jednakową mocą przy porów-





Rys. 30. Impedancja (a) i admitancja (b) anteny klatkowej

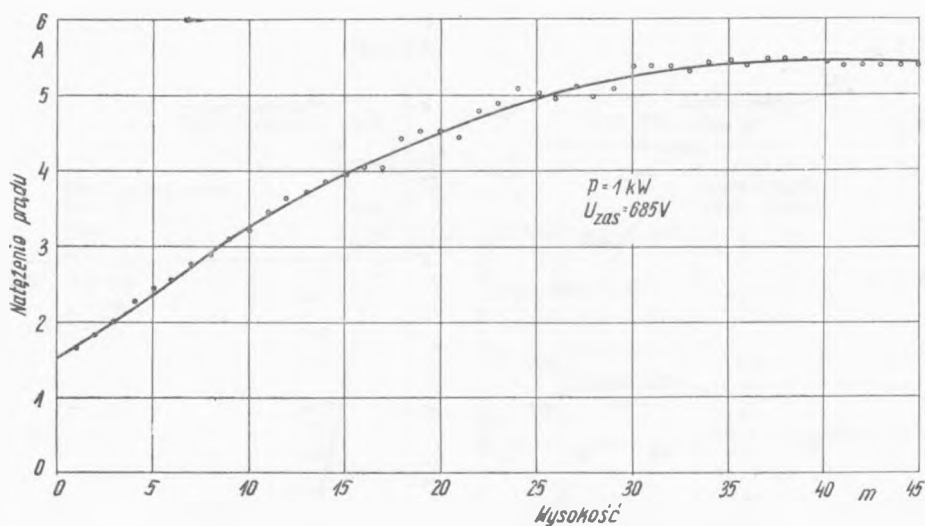
nawczych pomiarach natężenia pola. Przeprowadzone pomiary wykazują, że zasilanie klatkowe nie powoduje pogorszenia warunków pracy anteny w zakresie kanału radiofonicznego 10 kHz. Współczynnik fali stojącej w tym zakresie jest mniejszy niż 1,1.

**Pomiar rozkładu prądu.** Pomiar rozkładu prądu przeprowadzono za pomocą ekranowanej pętli i wskaźnika diodowego. Pętlę wraz ze wskaźnikiem przesuwano wzdłuż masztu za pomocą systemu styłowych linek. Wskaźnik odczytywał człowiek poruszający się wzdłuż masztu równolegle z pętlą. Dla uzyskania bezwzględnych wartości prądu w antenie pętlę przeczechowano w jednorodnym polu magnetycznym. Wyniki pomiarów rozkładu prądu w antenie przedstawiono na rys. 31. Rozrzuty punktów pomiarowych są spowodowane wpływem odciągnięć.

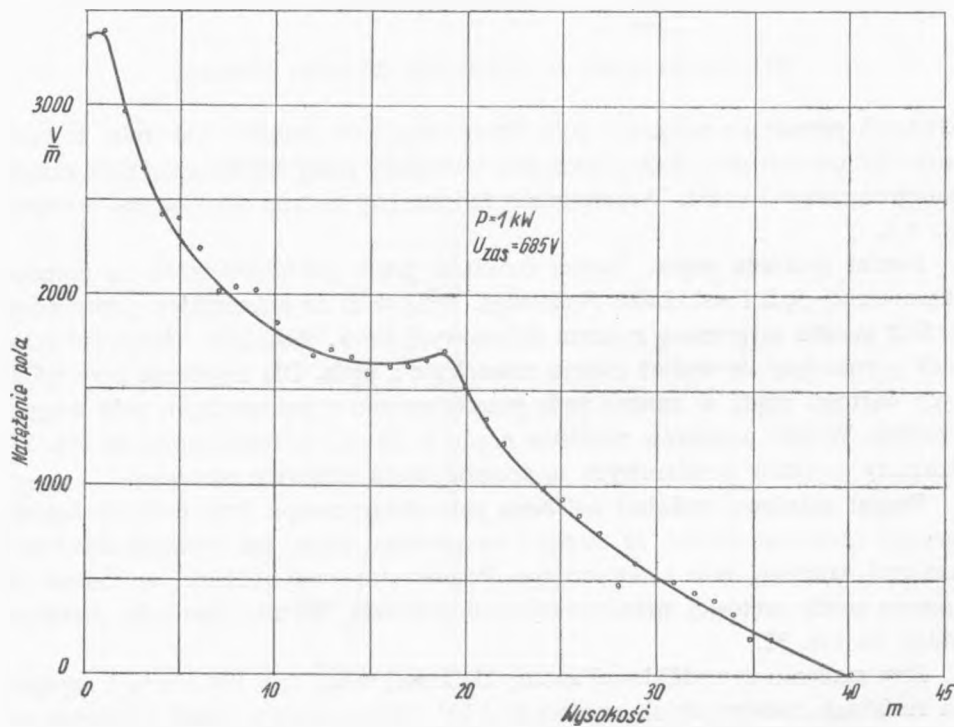
**Pomiar składowej radialnej natężenia pola elektrycznego.** Przy pracy z dużymi mocami istotne znaczenie, ze względu na zjawisko ulotu, ma wielkość składowej radialnej natężenia pola elektrycznego. Pomiar składowej radialnej wykonano za pomocą sondy prętowej, przesuwanej wzdłuż masztu. Wyniki pomiarów przedstawiono na rys. 32.

Przy zasilaniu dwupółfalowej anteny klatkowej mocą 1500 kW i  $m = 1$  napięcie na zaciskach dolnego dipola wynosi 16,4 kV. Maksymalna wartość składowej radialnej natężenia pola elektrycznego wyniesie wówczas  $E = 0,8$  kV/cm. W naj-





Rys. 31. Rozkład prądu wzdłuż klatki

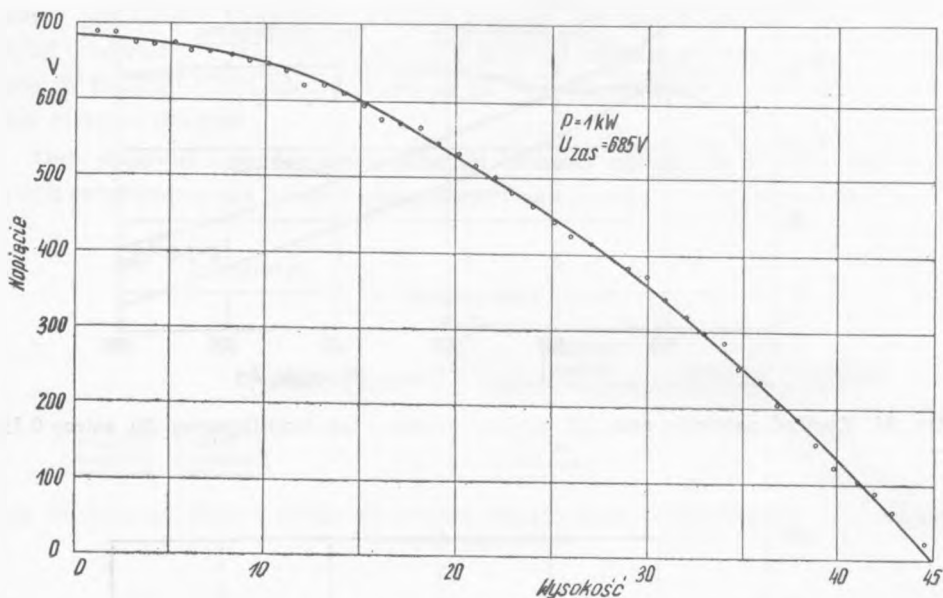


Rys. 32. Rozkład składowej radialnej natężenia pola elektrycznego



trudniejszych warunkach pracy, przy przestrajaniu anteny, napięcie na zaciskach wzrasta do 22 kV, któremu odpowiada wartość  $E = 1,1 \text{ kV/cm}$ , znacznie mniejsza od natężenia krytycznego.

**Pomiar rozkładu napięcia wewnątrz klatki.** Pomiary napięcia między klatką i masztem wykonano za pomocą woltomierza diodowego. Wyniki pomiarów przedstawiono na rys. 33. Rozkład napięcia wewnątrz klatki, zgodnie z oczekiwaniem, jest taki sam, jak w torze współosiowym zwartym na końcu.



Rys. 33. Rozkład napięcia klatka — maszt

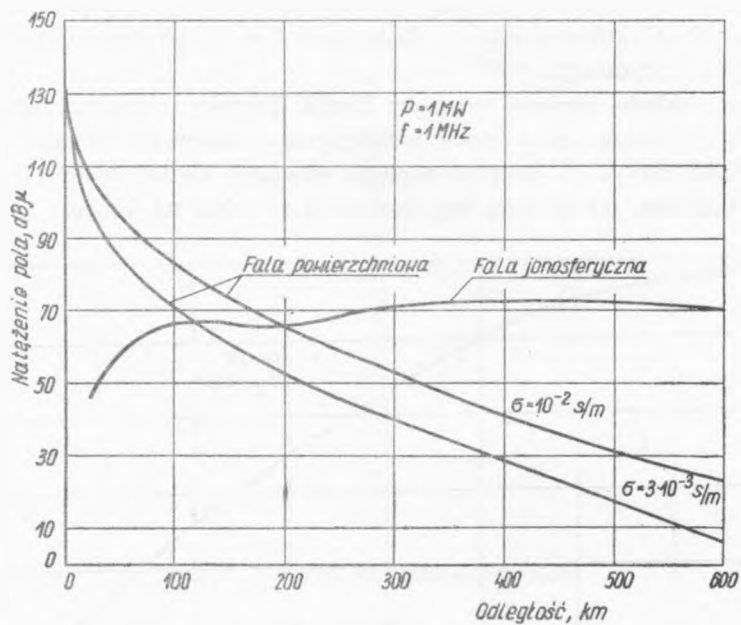
**Porównawcze pomiary natężenia pola.** Wykonano porównawcze pomiary natężenia pola na czterech kierunkach rozchodzących się w przybliżeniu promieniowo od anteny przy zasilaniu anteny przez klatkę oraz przy konwencjonalnym zasilaniu. Z przeprowadzonych pomiarów wynika, że natężenie pola przy obu warunkach zasilania jest praktycznie takie samo. Ponieważ pojedyncza klatka nie daje zysku energetycznego, wynik ten jest zgodny z przewidywaniami.

**Próby eksploatacyjne.** Prowadzone w ciągu 6 miesięcy próby eksploatacyjne wykazały poprawność działania anteny.

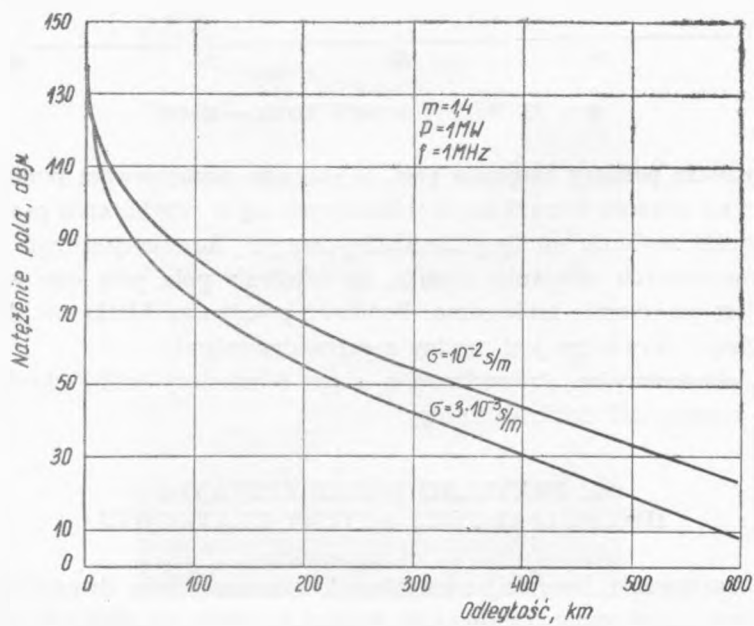
## 6. PRZYKŁAD WYKORZYSTANIA DWUPÓŁFAŁOWEJ ANTENY KLATKOWEJ

Dla zobrazowania korzyści, wynikających z zastosowania dwupółfalowej anteny klatkowej, dokonamy porównania zasięgu użytecznego średniofalowej stacji radiofonicznej o mocy 1000 kW, pracującej przy częstotliwości 1 MHz. Obliczenia





Rys. 34. Rozkład natężenia pola fali powierzchniowej i fali jonosferycznej dla anteny  $0,55\lambda$



Rys. 35. Rozkład natężenia pola fali powierzchniowej dla anteny klatkowej ( $m = 1,4$ )

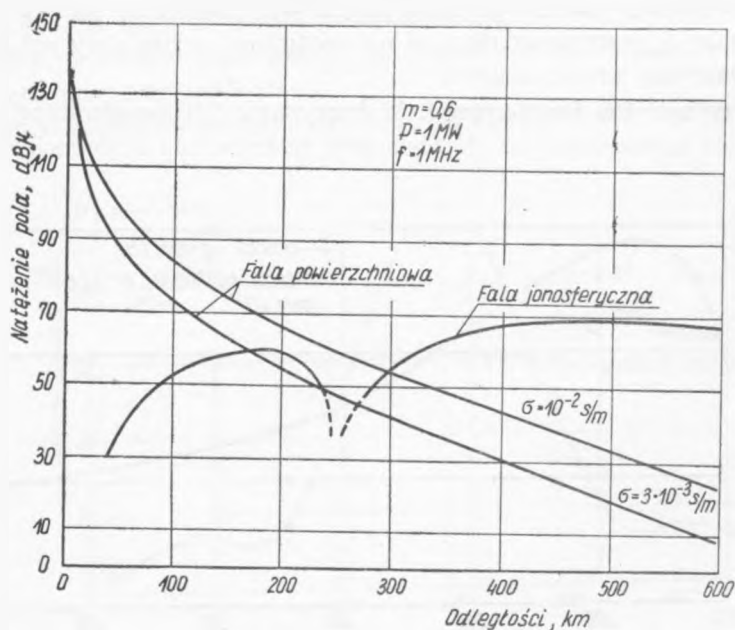


natężenia pola fali powierzchniowej wykonano na podstawie krzywych propagacji CCIR. Natężenie pola fali jonosferycznej określono na podstawie Res. 31 CCIR [20]. Z uwagi na brak właściwej krzywej propagacji dla rejonu europejskiego, obliczenia pola fali jonosferycznej dla odległości mniejszych niż 300 km mają tylko charakter orientacyjny. Dają one jednak możliwość porównania właściwości anteny klatkowej i anteny  $0,55\lambda$ .

**Zasięg dzienny.** Rozkład natężenia pola fali powierzchniowej emitowanej przez antenę  $0,55\lambda$  dla dwóch wartości konduktywności ziemi przedstawiono na rys. 34. Przyjmując graniczną wartość natężenia pola równą  $60 \text{ dB}\mu$ , zasięg stacji przy zastosowaniu anteny  $0,55\lambda$  wynosi 155 km dla ziemi o konduktywności  $3 \cdot 10^{-3} \text{ S/m}$  oraz 245 km dla ziemi o konduktywności  $10^{-2} \text{ S/m}$ . Przy zastosowaniu anteny klatkowej odpowiednie zasięgi dzienne wynoszą 172 km i 255 km (rys. 35).

**Zasięg nocny.** Zakładając współczynnik ochronny równy 6 dB, granica bliskiego zasięgu dla anteny  $0,55\lambda$  (rys. 34) wynosi 97 km przy ziemi o konduktywności  $3 \cdot 10^{-3} \text{ S/m}$  i 153 km przy ziemi o konduktywności  $10^{-2} \text{ S/m}$ . Zastosowanie anteny klatkowej (rys. 36) powoduje przesunięcie tych granic odpowiednio do 142 km i 250 km. Przy ziemi o konduktywności  $10^{-2} \text{ S/m}$  strefa interferencji dla założonego współczynnika ochronnego w ogóle nie występuje, a granica zasięgu nocnego jest określona tłumieniem fali powierzchniowej.

W tablicy 3 zestawiono zasięgi stacji o mocy 1 MW, pracującej przy częstotliwości 1 MHz przy stosowaniu anteny  $0,55\lambda$  i anteny klatkowej. Zastosowanie an-



Rys. 36. Rozkład natężenia pola fali powierzchniowej i fali jonosferycznej dla anteny klatkowej ( $m = 0,6$ )



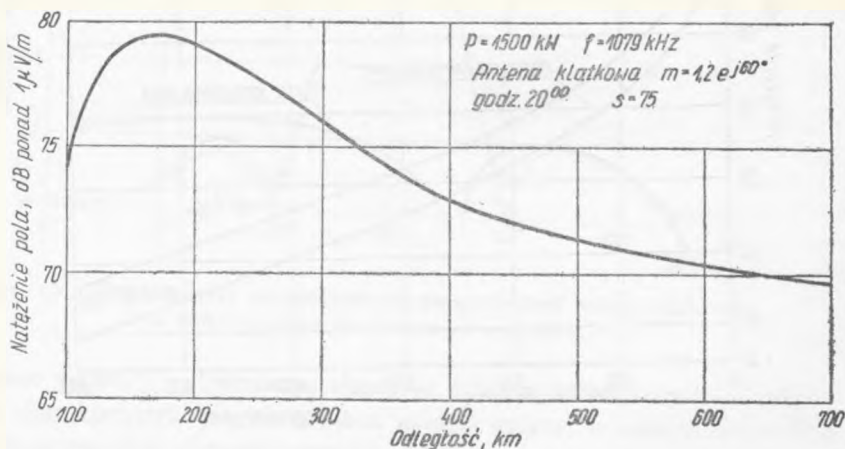
Tablica 3

Zasięgi stacji o mocy 1 MW, pracującej przy częstotliwości 1 MHz,  
w zależności od rodzaju użytej anteny

Rodzaj anteny		Zasięg [km] (graniczna wartość natężenia pola 60 dBu)			
		dzienny		nocny (poziom protekcji 6 dB)	
		$\sigma = 3 \cdot 10^{-3}$ S/m	$\sigma = 3 \cdot 10^{-2}$ S/m	$\sigma = 3 \cdot 10^{-3}$ S/m	$\sigma = 10^{-2}$ S/m
Pionowa 0,55λ		155	243	97	153
Klatkowa dwupółfa- lowa	$m = 1,4$	172	255		
	$m = 0,6$			142	250
Procentowy wzrost obsługiwanego obsza- ru przy zastosowaniu anteny klatkowej		23	10	115	165

teny klatkowej w przypadku ziemi o konduktywności  $10^{-2}$  S/m zapewnia optymalną pracę stacji, tzn. jednakowy zasięg nocny i dzienny. W przypadku ziemi o gorszej konduktywności można poprawić warunki pracy stacji przez dalsze zmniejszanie prądu w górnym dipolu. Na przykład przy  $m = 0,4$  nawet dla ziemi o konduktywności  $3 \cdot 10^{-3}$  S/m strefa interferencji nie występuje i zasięg stacji jest uwarunkowany jedynie falą powierzchniową.

**Wykorzystanie fali jonosferycznej.** Wykorzystanie fali jonosferycznej jako nośnika sygnału użytecznego jest możliwe przy zastosowaniu konwencjonalnego sy-



Rys. 37. Zależność mediany natężenia pola fali jonosferycznej od odległości



stemu modulacji dwuwstęgowej, pod warunkiem częściowej rezygnacji z wymagań dotyczących jakości odbioru. Jak wykazały badania przeprowadzone w NRF [21], zrozumiałość mowy jest dostateczna nawet przy obniżeniu współczynnika ochronnego do 0 dB. Możliwe jest więc wykorzystanie fali jonosferycznej do emisji programu informacyjnego. Zależność mediany natężenia pola fali jonosferycznej od odległości przy zastosowaniu anteny klatkowej o charakterystyce promieniowania według rys. 6a ( $m = 1,2 e^{j60^\circ}$ ) przedstawiono na rys. 37. Antena klatkowa zapewnia prawie stałą wartość natężenia pola w zakresie odległości od 100 do około 600 km.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Page H.: Ring Aerials. *Wireless World* 1961, s. 29–30.
2. Roger G. M.: Directive Gain and Impedance of a Ring Array of Antennas. *IEEE Trans.*, AP-14 1966 nr 5, s. 566–573.
3. Bem. D. J.: Pierścieniowe układy antenowe jako średnio- i długofalowe anteny radiofoniczne. *Archiwum Elektrotechniki*, t. XXII 1973, nr 1, s. 3–32.
4. Brownless S. F.: Standardised Transmitting Aerials for Medium Frequency Broadcasting, *Proc. IRE*, Australia, November, 1955, s. 38–51.
5. Page H., Monteath G. D.: The Vertical Radiation Patterns of Medium-Wave Broadcasting Aerials, *Proc IEE* 1955 part B, t. 102 nr 3, s. 279–297.
6. Mohr E.: Die Geplante Mittelwellen — Fernsehantenne der NDR in Flensburg, *Rundfunktechn. Mitteilungen* 1957 t. 1, s. 139–142.
7. Mörs J., Grossman W.: Untersuchung der Geplanten Mittelwellenantenne Langeberg durch Modellmessungen. *Rundfunktechnische Mitteilungen* 1969 t. 13 nr 5, s. 228–232.
8. Ajzenberg G. Z., Bielousow S. P., Lindberg A. Ch., Jampolski B. S.: Antifedingowaja antienna radiowieszczanija. *Radiotekhnika* 1961 t. 16 nr 12, s. 21–36.
9. Bielousow S. P.: Sredniowolnowyje antienny s regulirujemym raspredielenijem toka. *Wiestnik Swiazi* 1967 nr 8, s. 3–4.
10. Bielousow S. P.: Eksperimentalnyje issledowanija antienn s regulirujemym raspredielenijem toka tipa ARRT. *Elektroswiaź* 1970 nr 6, s. 52–58.
11. Bielousow S. P.: Schiemy i konstrukcija antienn tipa ARRT. *Wiestnik Swiazi* 1967 nr 12, s. 3–5.
12. Patent PRL nr 62420.
13. Lacharnay S.: Moderne Antennen für Lang — Mittel — und Kurzwellen. *Rundfunktechnische Mitteilungen* 1969 t. 13 nr 1, s. 40–45.
14. Bem D. J.: Studium porównawcze systemów antenowych dla średniofalowego obiektu nadawczego bardzo dużej mocy. *Politechnika Wrocławska, Instytut Telekomunikacji i Akustyki*, Wrocław 1971.
15. King R. W. P.: *Theory of Linear Antennas*, Harvard University Press, Cambridge, Massachusetts 1956.
16. Meinke H., Gundlach F. W.: *Taschenbuch der Hochfrequenz-technik*, 1956.
17. Bem D. J.: Antena klatkowa z kształtowaną charakterystyką promieniowania w płaszczyźnie pionowej. *Politechnika Wrocławska, Instytut Telekomunikacji i Akustyki*, Wrocław 1970.



18. Bem D. J.: Dobór optymalnych własności układów antenowych w zakresie fal średnich. Politechnika Wrocławska, Instytut Telekomunikacji i Akustyki, Wrocław 1968.
19. Bem D. J.: Analiza teoretyczna anteny NRC. Politechnika Wrocławska, Instytut Telekomunikacji i Akustyki, Wrocław 1968.
20. CCIR Documents of the XI-th Plenary Assembly, Oslo 1966 vol. II, s. 386.
21. Rautenfeld F.: Die Qualität des Raumwellen-Empfangs. Rundfunktechnische Mitteilungen 1969 t. 13, nr 1.
22. Lacharnay S.: Nouvelle antenne hectométrique à grand gain à l'émetteur de radiodiffusion de LILLE-Camphin (Antenne à jupe). Revue Française de Radiodiffusion et de Television, 1969 nr 11.

Д. Ю. Бем

## КЛЕТОЧНАЯ АНТЕННА С ФОРМИРОВАННОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ ВЕРТИКАЛЬНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

### Резюме

Наблюдаемая в последние годы тенденция увеличения дальности действия средневолновых радиовещательных станций вызвала потребность разработки высокоэффективных антенн с сформированной характеристикой вертикального излучения.

Примером такой антенны является дважды-полуволновая клеточная антенна в виде четырех четверть-волновых клеток, подвешенных к заземленной мачте. С электрической точки зрения дважды-полуволновая антенна соответствует схеме двух полуволновых диполей, размещенных на мачте один над другим, перпендикулярно к поверхности земли.

Формирование вертикальной характеристики излучения клеточной антенны происходит путем подбора амплитуд и фаз токов в отдельных клетках. В статье представлено теорию клеточной антенны и результаты ее испытания на модели. В оконечной части статьи представлено примеры использования клеточной антенны так в случае поверхностной волны, как и для волн отраженных от ионосферы.

Широкий диапазон регулировки вертикальной характеристики излучения и выгодные свойства с точки зрения импеданса, при одновременном наличии конструктивных достоинств (отсутствие основного изолятора у подножия мачты и промежуточных изоляторов на разделенной мачте), предопределяют использование антенны, пригодной так для радиовещательных станций, работающих в синхронной сети, как и для станций, работающих с большой мощностью на одиночных волнах.



*D. J. Bem*

## „CAGE” TYPE ANTENNA WITH VERTICAL BEAMED RADIATION

### Summary

A tendency to increase the transmitting range of medium wave broadcasting stations, observed in the last years, created a requirements for high efficiency vertical beamed radiation aeriels. An example of this type of aerial is the cage (“jupe”) type double half-wave antenna of four quarter-wave “jupes”, attached to the earthed antenna mast.

From the electrical point of view, such an antenna is equivalent to the two half-wave dipoles, placed one above the other, perpendicularly to the ground surface. The vertical beam radiation characteristics of the “jupe” antenna are obtained by an appropriate choice of amplitudes and phases in both dipoles.

In the paper the theory of the “jupe” type antenna has been presented and results of model testing have been given. In the final part of the paper, examples of application of such type of antenna are given, both in the case of direct and reflected radiation (horizontal waves and waves reflected from the ionosphere). A wide adjusting range of the vertical shaped beam radiation advantageous impedance qualities, as well as constructional merits (lack of insulators at the foot of the mast and intermediate ones), predispose the double half-wave “jupe” antenna both, for broadcast synchronized stations as well as for those utilizing great power on separate waves.

*D. J. Bem*

## ANTENNE „À JUPE” AYANT LA CARACTÉRISTIQUE RÉGLABLE DU RAYONNEMENT ZÉNITHAL

### Résumé

La tendance d'augmenter la portée des stations de radiodiffusion aux ondes hectométriques a provoqué la demande des antennes à grand gain et caractéristique réglable du rayonnement zénithal.

Un exemple de telle antenne présente une antenne „à jupe” en double demi-onde constituée de quatre jupes quart d'onde attachées au pylon d'antenne mis à la terre.

Au point de vue électrique une antenne „à jupe” en double demi-onde est équivalente au schéma de deux doublets demi-onde suspendus sur le pylon (un au-dessous de l'autre) perpendiculairement au sol.

La formation de la caractéristique du rayonnement zénithal s'effectue au moyen d'un choix d'amplitudes et de phases favorables des courants dans les deux doublets. Dans l'article on a présenté la théorie de l'antenne „à jupe” ainsi que les résultats d'essais sur son modèle.

Dans la partie finale de l'article sont présentés les exemples d'application de l'antenne tant pour le rayonnement horizontal que pour le rayonnement provenant de lobe secondaire (des ondes réfléchies de l'ionosphère).



Un vaste diapason de régulation de la caractéristique du rayonnement zénithal de l'antenne ainsi que ses particularités favorables du point de vue de l'impédance et ses qualités constructives (absence d'isolateur à la base du pylon et d'isolateurs au cas d'un pylon coupé en parties) prédisposent l'antenne „à jupe” en double demi-onde pour des stations de radiodiffusion dans le réseau synchronisé ainsi que pour les stations émettrices à grande puissance sur les ondes séparées.

*D. J. Bem*

## REUSEANTENNE MIT EINEM FORMIERTEN STRAHLUNGSDIAGRAMM IN VERTIKALER EBENE

### Zusammenfassung

Die in letzten Jahren beobachtete Tendenz zur Vergrösserung der Reichweite von Mittelwellen- Rundfunksendern erfordert Antennen mit hohem Leistungsfaktor, die ein formiertes Strahlungsdiagramm in vertikaler Ebene haben. Als Beispiel solcher Antenne kann man die Doppel-Halbwellen-Reuseantenne nennen, die mit vier, auf dem Mast aufgehängten Viertelwellenreusen zusammengesetzt wird. Elektrisch genommen ist die Doppel-Halbwellen-Reuseantenne einem System von zwei Halbwellendipolen äquivalent, die übereinander senkrecht zur Erdoberfläche untergebracht werden. Die Formierung des vertikalen Strahlungsdiagrammes einer Reuseantenne beruht auf eine entsprechende Wahl der Amplituden und Phasen von den in Reusen fliessenden Strömen. Im Aufsatz hat man die Theorie der Reuseantenne und Prüferesultate dargestellt. Zum Schluss wurden die Beispiele der Anwendung der Reuseantenne für den Betrieb mit der Bodenwelle sowie mit der Raumwelle angegeben. Wegen grosses Regelungsgebietes des vertikalen Strahlungsdiagrammes und vorteilhafter Impedanzeigenschaften sowie gleichzeitiger, konstruktiver Vorteile (kein Fusspunktisolator und keine Zwischenisolatoren am Mast) haben sich die Doppel-Halbwellen-Reuseantenne sowohl für die Gleichwellenrundfunknetze als auch für die mit grosser Leistung mit individuellen Wellen arbeitende Sender sehr gut bewährt.



ALFONS PODEMSKI

621.391.832.4:621.397.132

## PORÓWNANIE METOD OKREŚLANIA WYPADKOWYCH ZNIEKSZTAŁCEŃ RÓŻNICOWYCH SYGNAŁÓW TELEWIZJI KOLOROWEJ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 9.6.1972 r.

Przeprowadzono porównanie różnych opublikowanych sposobów sumowania zniekształceń fazy różnicowej i wzmocnienia różnicowego, występujących w urządzeniach telewizyjnych łączonych kaskadowo. Obliczono błędy poszczególnych sposobów sumowania zniekształceń różnicowych jako różnice pomiędzy wartościami obliczonymi i pomierzonymi. Wyniki badań eksperymentalnych wykazały, że błędy metod sumowania, oparte na zasadzie sumowania wartości maksymalnych zniekształceń, zależą w dużym stopniu od przebiegu charakterystyki i wielkości zniekształceń poszczególnych urządzeń łączonych kaskadowo. Wyniki obliczeń i badań eksperymentalnych wykazały, że metoda sumowania, oparta na zasadzie sumowania zniekształceń różnicowych przy określonych poziomach sygnału (sumowanie charakterystyk zniekształceń), jest obciążona bardzo małym błędem.

### 1. WSTĘP

W telewizji monochromatycznej zasadnicza część energii widma sygnału jest skoncentrowana w zakresie małych częstotliwości sygnału wizyjnego. Nawet więc stosunkowo znaczne odstępstwa od prawidłowego przebiegu charakterystyk amplitudowo-częstotliwościowych urządzeń w górnym zakresie pasma przenoszonych częstotliwości nie wywołują na ogół zauważalnego pogorszenia jakości obrazu. W sygnale telewizji kolorowej natomiast informacja o chrominancji obrazu jest umieszczona w górnym zakresie częstotliwości sygnału wizyjnego i dlatego zniekształcenia linearne i nielinarne, występujące w tym zakresie częstotliwości, wyraźnie wpływają na jakość obrazu kolorowego.

Całkowity sygnał obrazu kolorowego jest sumą dwu sygnałów luminancji i chrominancji (modulowanej podnośnej), przy czym oba te sygnały są przesyłane we wspólnym pasmie częstotliwości. W przypadku przenoszenia takiego złożonego sygnału przez układ linearny nie występuje wzajemne oddziaływanie na siebie obu rozróżnianych sygnałów. Jeżeli jednak układ przesyłowy jest nieliniarny, to sygnał luminancji będzie wpływał na amplitudę i fazę sygnału podnośnej chrominancji, wywołując błędy w odtwarzaniu kolorów elementów obrazu\*). Zniekształcenia

\*) Sygnał chrominancji będzie również szkodliwie oddziaływał na sygnał luminancji.



wywołane oddziaływaniem amplitudy sygnału luminancji na sygnał chrominancji, zwane zniekształceniami różnicowymi, odgrywają znaczną rolę przy ocenie przydatności poszczególnych urządzeń do potrzeb telewizji kolorowej.

Tor sygnału wizyjnego jest w ogólności bardzo złożony i składa się z szeregu urządzeń połączonych kaskadowo, z których każde wprowadza zniekształcenia różnicowe. Zniekształcenia te sumują się w określony sposób i na wyjściu toru uzyskuje się zniekształcenie wypadkowe.

Maksymalna wartość zniekształceń dla całego toru sygnału wizyjnego jest znana i określona dopuszczalnym pogorszeniem jakości odtwarzanego obrazu. Możliwość obliczenia prawidłowej wartości wypadkowego zniekształcenia dla całego toru sygnału wizyjnego, przy znajomości wartości zniekształceń poszczególnych urządzeń, ma więc zasadnicze znaczenie dla telewizji kolorowej.

Znane są dwie podstawowe metody obliczania wypadkowych zniekształceń różnicowych w kaskadowo połączonych urządzeniach telewizyjnych. W pierwszej, opartej na zasadzie odpowiedniego sumowania maksymalnych wartości zniekształceń występujących w poszczególnych urządzeniach, stosuje się kilka różnych wzorów sumowania. Zależności te, o charakterze empirycznym, zostały opracowane na podstawie wyników odpowiednio przeprowadzonych badań eksperymentalnych [1], [2], [3], [4], [5], [6]. Prawidłowe jednak obliczenie wartości zniekształceń sumarycznych jest utrudnione, jeśli uwzględnia się jedynie wartości maksymalne zniekształceń występujących w poszczególnych urządzeniach. Mogą być one bowiem zarówno dodatnie, jak i ujemne, a poza tym mogą występować przy różnych poziomach sygnału luminancji. Wyniki uzyskane za pomocą takich wzorów mogą więc być obarczone znacznym błędem.

Druga metoda jest natomiast oparta na sumowaniu charakterystyk zniekształceń, a wzory do obliczania wypadkowych zniekształceń zostały wyprowadzone w założeniu, że układ nieliniarny w pewnych warunkach i przy określonych sygnałach może być rozpatrywany jako układ linearny [7].

Celem niniejszej pracy jest porównanie dokładności określania sumarycznych zniekształceń różnicowych, obliczonych za pomocą różnych wzorów, z uwzględnieniem wyniku przeprowadzonych pomiarów urządzeń.

## **2. OBLICZANIE WYPADKOWYCH ZNIEKSZTAŁCEŃ RÓŻNICOWYCH KASKADOWO POŁĄCZONYCH URZĄDZEŃ TELEWIZYJNYCH METODĄ SUMOWANIA MAKSYMALNYCH WARTOŚCI ZNIEKSZTAŁCEŃ**

Ustalenie praw sumowania zniekształceń nieliniarnych jest w ogóle zagadnieniem trudnym i prawa takie nie zostały dotychczas ustalone w sposób całkowicie zadowalający. Dotyczy to również fazy różnicowej i wzmocnienia różnicowego, występujących w zakresie częstotliwości podnośnej chrominancji.



Istnieje jednak szereg opublikowanych wzorów obliczania wypadkowych zniekształceń różnicowych kaskadowo połączonych czwórników telewizyjnych, które mają najczęściej charakter empiryczny. Badania eksperymentalne wykazały [9], że wzory, w których wykorzystuje się jedynie wartości maksymalne zniekształceń, dają wyniki obarczone znacznym błędem, zależnym od kształtów charakterystyk zniekształceń, występujących w poszczególnych urządzeniach.

Do obliczania na przykład sumarycznych zniekształceń fazy różnicowej i wzmocnienia różnicowego w dalekosiężnych telewizyjnych liniach transmisyjnych CCIR i OIRT zalecają stosowanie zależności (1).

$$D_n = D_3 \left( \frac{n}{3} \right)^{\frac{1}{p}} \quad (1)$$

gdzie:

$D_3$  — wartość zniekształceń różnicowych, występujących w hipotetycznej linii odniesienia;

$D_n$  — sumaryczna wartość zniekształcenia  $n$  odcinków linii przesyłowej;

$n$  — liczba odcinków linii odniesienia;

$p$  — wykładnik potęgowy, charakteryzujący prawo sumowania.

Zaleca się stosowanie trzech różnych wartości wykładnika potęgowego  $p$ :  $p = 1$ ,

$$p = 2 \text{ i } p = \frac{3}{2}.$$

Zależność (1) wykorzystuje się tylko do obliczania sumarycznych zniekształceń nieliniarnych, występujących w liniach transmisyjnych, i tylko wówczas, gdy poszczególne urządzenia połączone kaskadowo są jednakowe.

W skład jednak toru telewizyjnego wchodzi przeważnie urządzenia różnego rodzaju, jak np.: wzmacniacze, nadajniki, linie radiowe i kablowe, urządzenia zapisujące itp. Dla takiego układu przesyłowego, złożonego z różnych urządzeń połączonych kaskadowo, nie można stosować wzoru (1), lecz zaleca się stosowanie wzoru (2), bardziej ogólnego [1].

$$D_s = \left( \sum_{i=1}^n D_i^p \right)^{\frac{1}{p}} \quad (2)$$

gdzie:  $D_s$  — sumaryczne zniekształcenie,

$D_i$  — zniekształcenie urządzenia składowego,

$p$  — wykładnik potęgowy.

W przypadku sumowania algebraicznego ( $p = 1$ ) wzór (2) przyjmie postać

$$D_s = \sum_{i=1}^n D_i = D_1 + D_2 + \dots + D_n \quad (3)$$

a dla sumowania geometrycznego  $p = 2$  wzór (2) można zapisać jako:

$$D_s = \sqrt{D_1^2 + D_2^2 + \dots + D_n^2} \quad (4)$$



Badania przeprowadzone w Wielkiej Brytanii [1] wykazały, że wartości sumarycznych zniekształceń nieliniarnych, uzyskane z obliczenia za pomocą wzoru (2), są najbardziej zbliżone do wartości uzyskiwanych za pomocą pomiarów, gdy  $p = 3/2$ , czyli gdy:

$$D_s = \left( \sum_{i=1}^n D_i^2 \right)^{\frac{3}{2}} = \sqrt[3]{(\sqrt{D_1^3} + \sqrt{D_2^3} + \dots + \sqrt{D_n^3})^2} \quad (5)$$

Proponuje się również obliczać sumaryczne zniekształcenia jako średnią geometryczną sumy i sumy kwadratów wartości maksymalnych zniekształceń poszczególnych urządzeń [2], a więc za pomocą zależności:

$$D_s = \sqrt[3]{(D_1 + D_2 + \dots + D_n)(D_1^2 + D_2^2 + \dots + D_n^2)} \quad (6)$$

Podane wzory są zresztą również wykorzystywane do obliczania innych zniekształceń nieliniarnych toru sygnału telewizji monochromatycznej.

Po wprowadzeniu do eksploatacji telewizji kolorowej do obliczania sumarycznych wartości fazy różnicowej i wzmocnienia różnicowego przyjęto także ten sam wzór oraz współczynnik  $p = 3/2$  [6].

W pracy [4], poświęconej także sumowaniu zniekształceń różnicowych, wykorzystano z kolei rachunek prawdopodobieństwa.

Autor, przyjmując prostokątny rozkład prawdopodobieństwa dla zniekształceń wszystkich urządzeń, dochodzi do następującego wzoru na sumę zniekształceń przypadkowych

$$D_p = \sqrt{D_1^2 + D_2^2 + \dots + D_n^2} \quad (7)$$

gdzie:  $D_1, D_2, \dots, D_n$  — zniekształcenia poszczególnych urządzeń,

$D_p$  — średnia geometryczna wartości zniekształceń przypadkowych.

Przy prostokątnym rozkładzie zniekształceń średnia geometryczna wartość sumy zniekształceń przypadkowych jest równa

$$D_s = \sqrt{\frac{D_1^2 + D_2^2 + \dots + D_n^2}{3}} \quad (8)$$

Stąd wypadkowa wartość fazy różnicowej

$$\varphi_{rs} = \sqrt{\frac{\varphi_{r1}^2 + \varphi_{r2}^2 + \dots + \varphi_{rn}^2}{3}} \quad (9)$$

gdzie:  $\varphi_{r1}, \varphi_{r2}, \dots, \varphi_{rn}$  — maksymalna wartość fazy różnicowej w poszczególnych urządzeniach.

Natomiast wypadkowe wzmocnienie różnicowe będzie

$$K'_{rs} = \sqrt{\frac{K_{r1}^2 + K_{r2}^2 + \dots + K_{rn}^2}{3}} \quad (10)$$

gdzie:  $K_{r1}, K_{r2}, \dots, K_{rn}$  — maksymalne wartości wzmocnienia różnicowego poszczególnych urządzeń.



Związki pomiędzy charakterystykami całego toru sygnału telewizji kolorowej a charakterystykami poszczególnych jego urządzeń zostały także omówione w dokumencie CCIR [11]. Proponuje się tam podział zniekształceń różnicowych na dwa rodzaje, tj. na takie, które występują w obwodach wielkiej częstotliwości dalekosiężnych linii radiowych oraz na takie, które występują w liniach dosyłowych i urządzeniach końcowych. Ze względu na to, że sumowanie zniekształceń różnicowych w obwodach wielkiej częstotliwości odbywa się według innych praw [11] niż w krótkich liniach dosyłowych i urządzeniach końcowych, proponuje się sumowanie algebraiczne tych zniekształceń według wzoru (3). Narzuca to urządzeniom przesyłowym najostrzejsze wymagania.

W pracy [5] autor proponuje natomiast stosowanie jednego z dwóch wzorów, w zależności od rodzaju kaskadowo połączonych urządzeń. Jeżeli wszystkie urządzenia są tego samego rodzaju, to należy stosować wzór na sumę arytmetyczną. W przypadku jednak, gdy urządzenia są różnego typu, do obliczania sumarycznych zniekształceń należy zastosować wzór:

$$D_s = \alpha (D_1 + D_2 + \dots + D_n) \quad (11)$$

gdzie:  $D_1, D_2, \dots, D_n$  — zniekształcenia poszczególnych urządzeń,

$$\alpha = \frac{5}{6} \text{ dla } n = 2,$$

$$\alpha = \frac{4}{5} \text{ dla } n = 3,$$

$$\alpha = \frac{3}{4} \text{ dla } n = 4,$$

$n$  — liczba urządzeń połączonych kaskadowo.

Z przytoczonych wyżej metod sumowania maksymalnych wartości zniekształceń nieliniarnych wynika, że zagadnienie sumowania takich zniekształceń jest nadal sprawą otwartą. Sumaryczne zniekształcenia, obliczone za pomocą zależności (3), (4) i (5), które są zalecone przez CCIR, dają jedynie wartości orientacyjne. Natomiast wzory (6), (9), (10) i (11) nie zostały jeszcze dostatecznie potwierdzone eksperymentalnie dla różnego charakteru zniekształceń.

Wydaje się, że napotka się duże trudności przy znalezieniu ogólnego wzoru do obliczania sumarycznych zniekształceń nieliniarnych różnego rodzaju, ze względu na istotne różnice zachodzące między nimi.

### 3. METODA SUMOWANIA CHARAKTERYSTYK ZNIEKSZTAŁCEŃ

Poziom sygnału luminancji telewizji kolorowej wpływa, jak wiadomo, na fazę i amplitudę podnośnej chrominancji, powodując powstawanie zniekształceń różnicowych.

Dla danego jednak, określonego poziomu sygnału luminancji układ nieliniarny zachowuje się jak układ linearny [7], [9], [15], jeśli idzie o parametry podnośnej.



Pozwala to zastąpić układ nieliniarny  $n$  układami linearnymi, odpowiadającymi określonym poziomom sygnału luminancji w zakresie od czerni do bieli. Szczegółowa analiza obliczania wypadkowych zniekształceń w kaskadowo połączonych urządzeniach telewizyjnych została przeprowadzona w pracach [7], [12], [13], gdzie wyprowadzono wzory obliczania wypadkowych zniekształceń różnicowych, otrzymując następujące zależności dla fazy różnicowej:

$$\begin{aligned}\varphi_{rs1} &= \sum_{i=1}^m \varphi_{ri1} \\ \varphi_{rs2} &= \sum_{i=1}^m \varphi_{ri2} \\ &\dots\dots\dots \\ \varphi_{rsn} &= \sum_{i=1}^m \varphi_{rin}\end{aligned}\quad (12)$$

gdzie:  $\varphi_{rs}$  — sumaryczna wartość fazy różnicowej przy określonych poziomach 1, 2, ...  $n$  sygnału luminancji na wyjściu układu;

$\varphi_{ri}$  — wartość fazy różnicowej przy określonych poziomach 1, 2, ...  $n$  sygnału luminancji, występującej w poszczególnych urządzeniach.

Za pomocą zależności (12) można określić charakterystykę wypadkowej fazy różnicowej w zakresie zmian sygnału luminancji od bieli do czerni, obliczając wartości funkcji przy kilku poziomach. Jak widać, faza różnicowa, występująca przy określonych poziomach sygnału luminancji, sumuje się algebraicznie.

Podobnie można obliczyć sumaryczne wzmocnienie różnicowe kilku kaskadowo połączonych urządzeń telewizji kolorowej.

Jeżeli maksymalne wzmocnienie podnośnej we wszystkich układach występuje przy tym samym poziomie luminancji, to wypadkową charakterystykę wzmocnienia różnicowego można obliczyć następująco [7]:

$$\begin{aligned}K_{rs1} &= \sum_{i=1}^m K_{ri1} - \sum_{j \neq i}^m K_{rj1} K_{ri1} + \\ &+ \sum_{j \neq i, j \neq q, q \neq l}^m K_{rj1} K_{ri1} K_{rq1} + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri1} \\ K_{rs2} &= \sum_{i=1}^m K_{ri2} - \sum_{j \neq i}^m K_{rj2} K_{ri2} + \\ &+ \sum_{j \neq i, j \neq q, q \neq l}^m K_{rj2} K_{ri2} K_{rq2} + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri2} \\ &\dots\dots\dots\end{aligned}$$



$$K_{rsn} = \sum_{i=1}^m K_{rin} - \sum_{j \neq l}^m K_{rjn} K_{rln} +$$

$$+ \sum_{j \neq l, j \neq q, q \neq l}^m K_{rjn} K_{rln} K_{rqn} + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{rin} \quad (13)$$

gdzie:  $K_{rs}$  — sumaryczne wzmocnienie różnicowe przy określonych poziomach 1, 2, ...  $n$  sygnału luminancji, występujące na wyjściu kaskadowo połączonych urządzeń,

$K_{ri}$  — wzmocnienie różnicowe przy określonych poziomach 1, 2, ...  $n$  sygnału luminancji, występujące na wyjściu poszczególnych urządzeń „i”,

$j, l, q$  — liczby całkowite od 1 do  $m$ .

Z wyrażenia (13) wynika, że wypadkowe zniekształcenia przede wszystkim zależą od sumy zniekształceń występujących w poszczególnych urządzeniach, a następnie od kombinacji ich iloczynów. Ponieważ dalsze składniki wyrażen w małym już stopniu wpływają na wartość sumarycznych zniekształceń, w obliczeniach praktycznych wystarczy więc na ogół uwzględnić tylko pierwsze dwa człony wzoru. W takim przypadku wzór (13) wyrazi się następująco:

$$K_{rs1} \approx \sum_{i=1}^m K_{ri1} - \sum_{j \neq l}^m K_{rj1} K_{rl1}$$

$$K_{rs2} \approx \sum_{i=1}^m K_{ri2} - \sum_{j \neq l}^m K_{rj2} K_{rl2}$$

.....

$$K_{rsn} \approx \sum_{i=1}^m K_{rin} - \sum_{j \neq l}^m K_{rjn} K_{rln} \quad (14)$$

Jeżeli jednak maksymalna wartość wzmocnienia podnośnej w poszczególnych układach występuje przy różnych poziomach sygnału luminancji, to do obliczania wypadkowej charakterystyki wzmocnienia różnicowego należy stosować wzór [7] [12]:

$$K_{rs1} = 1 -$$

$$\frac{1 - \sum_{i=1}^m K_{ri1} + \sum_{j \neq l}^m K_{rj1} K_{rl1} - \sum_{j \neq l, j \neq q, q \neq l}^m K_{rj1} K_{rl1} K_{rq1} + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri1}}{1 - \sum_{i=1}^m K_{riD} + \sum_{j \neq l}^m K_{rjD} K_{rlD} - \sum_{j \neq l, j \neq q, q \neq l}^m K_{rjD} K_{rlD} K_{rqD} + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{riD}}$$



$$\begin{aligned}
 & \dots \dots \dots K_{rs2} = 1 - \\
 & \frac{1 - \sum_{i=1}^m K_{ri2} + \sum_{j \neq l}^m K_{rj2} K_{rl2} - \sum_{j \neq l, j \neq q, q \neq l}^m K_{rj2} K_{rl2} K_{rq2} + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{ri2}}{1 - \sum_{i=1}^m K_{rilp} + \sum_{j \neq l}^m K_{rjp} K_{rlp} - \sum_{j \neq l, j \neq q, q \neq l}^m K_{rjp} K_{rlp} K_{rqp} + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{rilp}} \\
 & \dots \dots \dots K_{rsn} = 1 - \\
 & \frac{1 - \sum_{i=1}^m K_{rin} + \sum_{j \neq l}^m K_{rjn} K_{rln} - \sum_{j \neq l, j \neq q, q \neq l}^m K_{rjn} K_{rln} K_{rqn} + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{rin}}{1 - \sum_{i=1}^m K_{rilp} + \sum_{j \neq l}^m K_{rjp} K_{rlp} - \sum_{j \neq l, j \neq q, q \neq l}^m K_{rjp} K_{rlp} K_{rqp} + \dots + (-1)^m \prod_{i=1}^m K_{rilp}} \quad (15)
 \end{aligned}$$

gdzie:  $K_{rilp}$  — wzmocnienie różnicowe, występujące w urządzeniu  $i$  przy poziomie  $p$ , przy którym na wyjściu układu występuje zerowe wzmocnienie różnicowe,

$K_{rsn}$  — sumaryczne wzmocnienie różnicowe przy poziomach sygnału luminancji 1, 2, ...  $n$ .

Wzór (15) jest zależnością ogólną i może być stosowany zarówno w przypadkach, gdy maksymalne wzmocnienie podnośnej we wszystkich układach występuje przy tym samym poziomie sygnału luminancji, jak i w przypadku, gdy występuje ono przy różnych poziomach sygnału luminancji. Zależność (13) jest bowiem szczególnym przypadkiem wzoru (15).

Również i tu do obliczeń praktycznych można dalsze człony wzoru (15) pominąć. Otrzymamy wówczas:

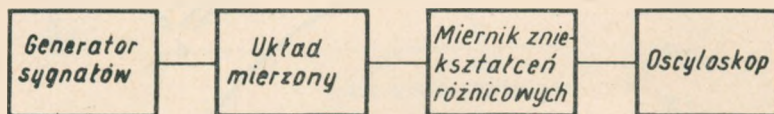
$$\begin{aligned}
 K_{rs1} & \approx 1 - \frac{1 - \sum_{i=1}^m K_{ri1} + \sum_{j \neq l}^m K_{rj1} K_{rl1}}{1 - \sum_{i=1}^m K_{rilp} + \sum_{j \neq l}^m K_{rjp} K_{rlp}} \\
 K_{rs2} & \approx 1 - \frac{1 - \sum_{i=1}^m K_{ri2} + \sum_{j \neq l}^m K_{rj2} K_{rl2}}{1 - \sum_{i=1}^m K_{rilp} + \sum_{j \neq l}^m K_{rjp} K_{rlp}} \\
 & \dots \dots \dots \\
 K_{rsn} & \approx 1 - \frac{1 - \sum_{i=1}^m K_{rin} + \sum_{j \neq l}^m K_{rjn} K_{rln}}{1 - \sum_{i=1}^m K_{rilp} + \sum_{j \neq l}^m K_{rjp} K_{rlp}} \quad (16)
 \end{aligned}$$

Z zależności (15) i (16) wynika, że wypadkowe wzmocnienie różnicowe zależy od stosunku wzmocnień różnicowych, występujących przy określonych poziomach sygnału luminancji.



#### 4. PORÓWNANIE WYNIKÓW OBLICZEŃ Z WYNIKAMI POMIARÓW

W celu porównania wyników obliczeń sumarycznych zniekształceń fazy różnicowej i wzmocnienia różnicowego kaskadowo połączonych urządzeń telewizyjnych z wartościami uzyskanymi za pomocą pomiaru przeprowadzono szereg pomiarów w układzie podanym na rys. 1. Mierzono przy tym zniekształcenia różnicowe poszczególnych urządzeń, a następnie łączono je kaskadowo i mierzono zniekształcenia sumaryczne.



Rys. 1. Schemat blokowy układu pomiarowego

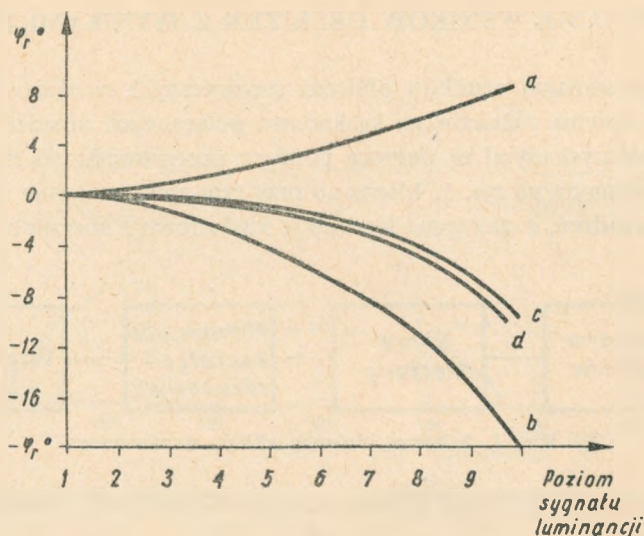
Jako sygnału pomiarowego używano sygnału schodkowego z nałożoną podnośną chrominancji.

Sumaryczne zniekształcenia obliczano za pomocą wzorów podanych wyżej i uzyskane wyniki obliczeń porównywano z wartością zmierzoną. Wyniki porównania przeprowadzonych obliczeń z wynikami pomiarów przedstawiono na rys. 2 do 13 (jako różnice bezwzględnych wartości zniekształceń obliczonych i zmierzonych), przy czym w celu uproszczenia zapisu poszczególne wzory obliczeniowe oznaczono za pomocą kolejnych liter alfabetu, a mianowicie:

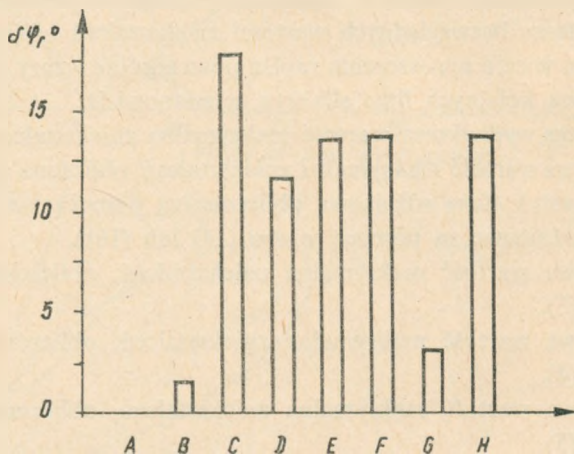
- A* — pomierzona wypadkowa wartość maksymalna zniekształceń,
- B* — wypadkowa wartość maksymalna zniekształceń, obliczona metodą sumowania charakterystyk (faza różnicowa obliczona za pomocą wzoru (12), a wzmocnienie różnicowe za pomocą wzoru (14) lub (16)),
- C* — wypadkowa wartość maksymalna zniekształceń, obliczona za pomocą zależności (3),
- D* — wypadkowa wartość maksymalna zniekształceń, obliczona za pomocą zależności (4),
- E* — wypadkowa wartość maksymalna zniekształceń, obliczona za pomocą zależności (5),
- F* — wypadkowa wartość maksymalna zniekształceń, obliczona za pomocą zależności (6),
- G* — sumaryczna wartość zniekształceń, obliczona według wzoru (9) lub (10),
- H* — sumaryczna wartość zniekształceń, obliczona z zależności (11).

Rozpatrując błędy poszczególnych metod obliczania zniekształceń wypadkowych można stwierdzić, że małe wartości błędów uzyskuje się przy dodawaniu zniekształceń metodą ich sumowania przy określonych poziomach sygnału (*B*) oraz przy sumowaniu algebraicznym (*C*), w przypadku gdy maksymalne wartości zniekształceń różnicowych są tego samego znaku i występują przy tym samym poziomie sygnału luminancji. Małe błędy metody występują także przy obliczaniu sumarycznych





Rys. 2. Charakterystyki fazy różnicowej nadajnika telewizyjnego i wzmacniacza wizyjnego połączonych kaskadowo  
*a* —charakterystyka nadajnika telewizyjnego, *b*) — charakterystyka wzmacniacza wizyjnego, *c* — charakterystyka sumaryczna, zmierzona, *d* — charakterystyka sumaryczna obliczona

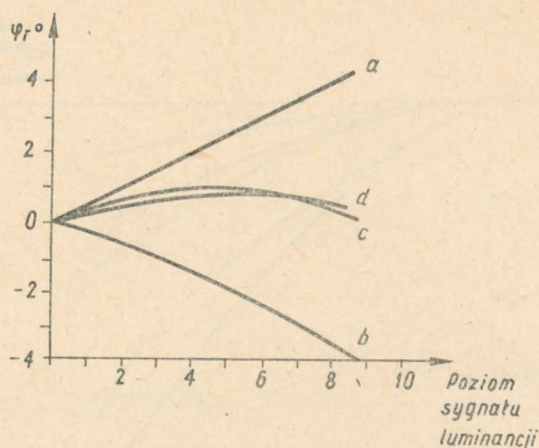


Rys. 3. Różnice wypadkowych wartości fazy różnicowej, obliczonych różnymi metodami i wartości pomierzonej dla układu o charakterystykach z rys. 2

znieszczeń za pomocą wzoru (9) lub (10) w przypadku, gdy znieszczenia poszczególnych urządzeń są przeciwnego znaku. W niektórych przypadkach (np. gdy znieszczenia jednego urządzenia są znacznie większe od drugiego) małe błędy metod można także uzyskać przy wykorzystywaniu do obliczeń zależności (4), (5), (6) i (11) (DEFH).

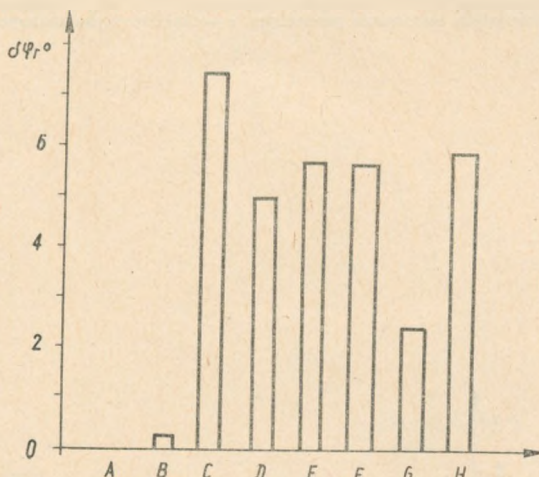
Największe z kolei błędy omawianych metod sumowania występują przy sumowaniu arytmetycznym (C), jeżeli znieszczenia są przeciwnego znaku i tego samego rzędu wielkości.





Rys. 4. Charakterystyki fazy różnicowej linii radiowej i wzmacniacza wizyjnego połączonych kaskadowo

a — charakterystyka linii radiowej, b — charakterystyka wzmacniacza wizyjnego, c — charakterystyka sumaryczna pomierzona, d — charakterystyka sumaryczna obliczona

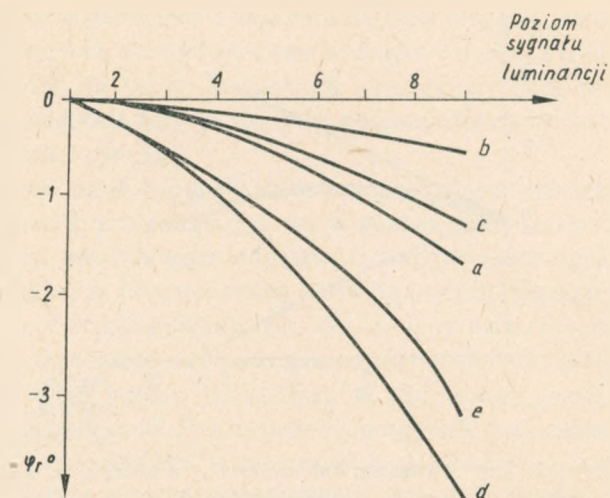


Rys. 5. Różnice wypadkowych wartości fazy różnicowej, obliczonych różnymi metodami i wartości pomierzonej dla układu o charakterystykach z rys. 4

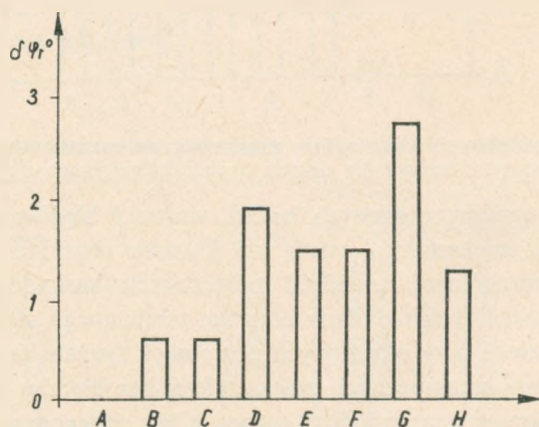
Jak wynika z przeprowadzonych badań, wartości błędów sumowania maksymalnych wartości zniekształceń zależą od kształtu charakterystyk zniekształceń różnicowych poszczególnych urządzeń połączonych kaskadowo, wartości zniekształceń w poszczególnych układach oraz ich wzajemnego stosunku. Metoda sumowania zniekształceń przy określonych poziomach sygnału teoretycznie zapewnia natomiast obliczanie sumarycznych zniekształceń bez błędów metody.

W praktyce mogą wystąpić jednak pewne błędy, spowodowane wpływem zniekształceń nieliniarnych składowych małych częstotliwości sygnału wizyjnego (14) oraz błędami pomiaru.



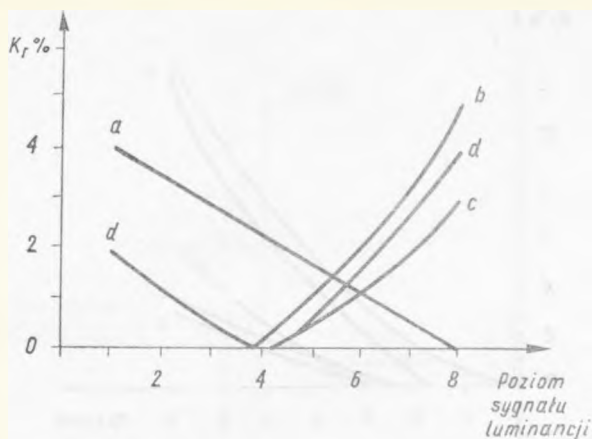


Rys. 6. Charakterystyki fazy różnicowej wzmacniaczy rozdzielczych  
*a* — charakterystyka wzmacniacza  $W_1$ , *b* — charakterystyka wzmacniacza  $W_2$ , *c* — charakterystyka wzmacniacza  $W_3$ ,  
*d* — charakterystyka sumaryczna pomierzona, *e* — charakterystyka sumaryczna obliczona



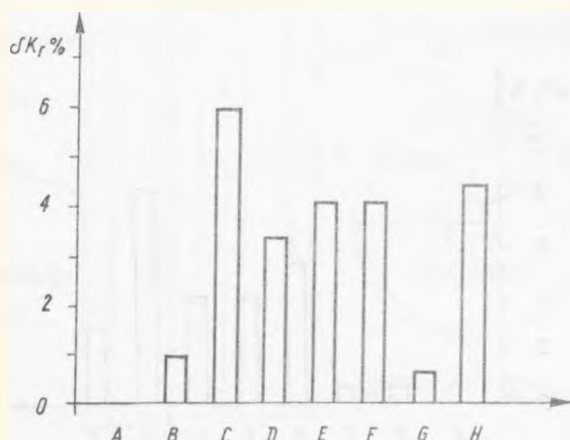
Rys. 7. Różnice wypadkowych wartości fazy różnicowej obliczonych różnymi metodami i wartości pomierzonej dla układu z rys. 6





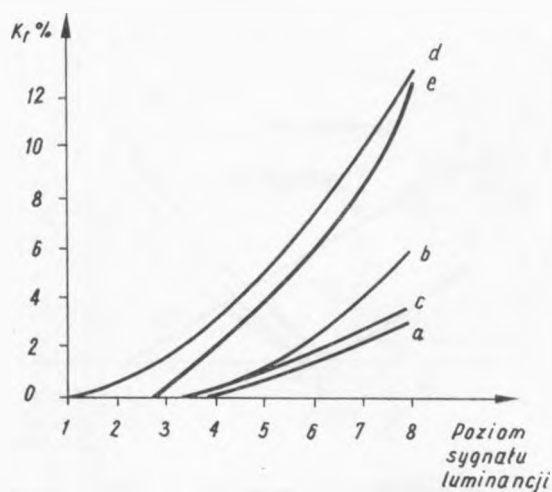
Rys. 8. Charakterystyki wzmocnienia różnicowego linii radiowej i wzmacniaczy połączonych kaskadowo

*a* — charakterystyka linii radiowej, *b* — charakterystyka wzmacniaczy, *c* — charakterystyka sumaryczna pomierzona, *d* — charakterystyka sumaryczna obliczona

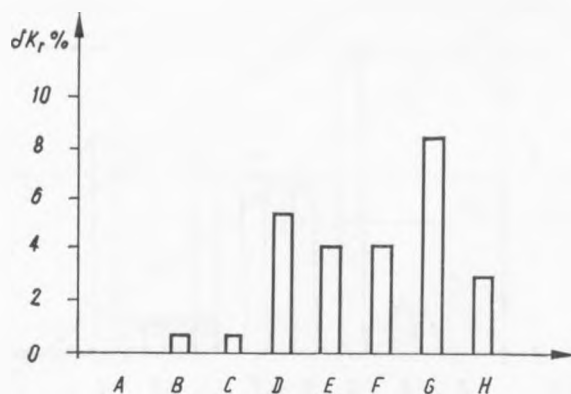


Rys. 9. Różnice wypadkowych wartości wzmocnienia różnicowego, obliczonych różnymi metodami i wartości pomierzonej dla układu o charakterystykach z rys. 8



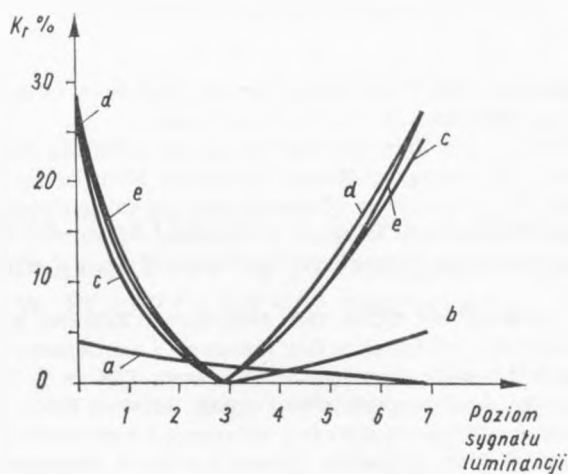


Rys. 10. Charakterystyki wzmocnienia różnicowego trzech torów automatycznej krosownicy  
*a* — charakterystyka toru I, *b* — charakterystyka toru II, *c* — charakterystyka toru III, *d* — charakterystyka sumaryczna pomierzona, *e* — charakterystyka sumaryczna obliczona



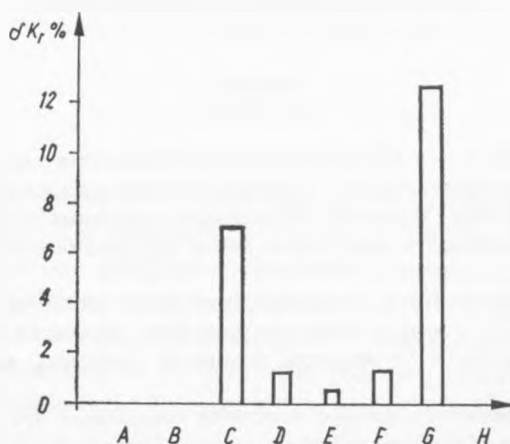
Rys. 11. Różnica wypadkowych wartości wzmocnienia różnicowego, obliczonych różnymi metodami, i wartości pomierzonej dla układu o charakterystykach z rys. 10





Rys. 12. Charakterystyki wzmocnienia różnicowego linii radiowej wzmacniaczy i nadajnika telewizyjnego, połączonych kaskadowo

*a* — charakterystyka linii radiowej, *b* — charakterystyka wzmacniacza, *c* — charakterystyka nadajnika telewizyjnego, *d* — charakterystyka sumaryczna pomierzona, *e* — charakterystyka sumaryczna obliczona



Rys. 13. Różnica wypadkowych wartości wzmocnienia różnicowego, obliczonych różnymi metodami, i wartości pomierzonej dla układu o charakterystykach z rys. 12



## WYKAZ LITERATURY

1. Doc. CMTT/7. January 1962. Requirements for the transmission of monochrome television signals. Cumulative distortions in multiline connexions.
2. Dobesch H., Heller W.: Zur Frage der Tolerierung und aufteilung der Parameterwerte auf die Abschnitte der Bildübertragungs-Kanals. Technische Mitteilungen RFZ. 3/1968.
3. CMTT/8- January 1962. Transmission of monochrome and colour signals over long distances.
4. Kopyłow P. M.: Differencjalnyje iskażenia w cwiernom telewideniu. Elektroswiaż 3/1968.
5. Itoh Y.: System designing of Colour Television Facilities. Journal of the SMPTE. Vol. 76 December 1967.
6. Dokumenty XI Plenarnej Sesji CCIR. Oslo 1966 Tom V Zalecenie 421-1.
7. Podemski A.: Sumowanie zniekształceń fazy różnicowej i wzmocnienia różnicowego na częstotliwości podnośnej sygnału chrominancji. Monografie ITR nr 3, 1967.
8. Gonorowski I. S.: Radiotechniczeskije ciepi i signaly. Moskwa 1966.
9. Podemski A.: Sumowanie zniekształceń fazy różnicowej i wzmocnienia różnicowego sygnałów telewizji barwnej. Praca doktorska. Instytut Łączności, Warszawa 1971.
10. Podemski A.: Summation of differential distortions of the subcarrier frequency in circuit with statcal nonlinearity. Radio Television 6/1970.
11. Doc. CMTT/16. 31 May 1965. Transmission of colour television signals over long distances.
12. Podemski A.: Sumowanie zniekształceń fazy różnicowej i wzmocnienia różnicowego. Prace Instytutu Łączności 2/50 1968.
13. Podemski A.: Summation of monlinear distortions on the chrominance signal subcarrier. Radio Television 5/1968.
14. Podemski A.: Obliczanie sumarycznych zniekształceń różnicowych sygnału chrominancji w telewizyjnych układach przesyłowych. Prace Instytutu Łączności 3/59. 1971.

A. Подемски

СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ИСКАЖЕНИЙ  
СИГНАЛОВ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Резюме

Проведено сравнение разных опубликованных способов суммирования искажений дифференциальной фазы и дифференциального усиления проявляющихся в каскадно соединенных телевизионных устройствах. Расчитано погрешности отдельных способов суммирования дифференциальных искажений в виде разниц между величинами получаемыми по расчёту и по измерениям.

Результаты экспериментальных испытаний доказывают, что погрешности методов суммирования по принципу суммы максимальных величин искажений зависят по большой степени от характеристики и от величины искажений отдельных, каскадно соединенных устройств.

Исход расчёта и экспериментальные испытания показывают, что метод суммирования по принципу суммарных величин дифференциальных искажений при определенных уровнях сигнала (т.е. при суммировании характеристик искажений) обременен очень малою степенью погрешности.



*A. Podemski*COMPARISON OF METHODS OF DEFINING DIFFERENTIAL DISTORTIONS  
OF COLOUR TELEVISION SIGNALS

## Summary

A comparison has been made between the different published methods of summing the differential phase and differential gain distortions occurring in television devices joint in cascade.

The mistakes of particular methods of summation of differential distortions have been calculated as the differences between the calculated and the measured values.

The results of experimental researches proved that the summation mistakes resulting from the principle of summation of the maximum values of distortions depend to a great degree on characteristics and distortion values of the particular devices joint in cascade.

The results of calculations and of experimental researches proved that the summation method based on the principle of summation of differential distortions at the defined signal level values (the summation of distortions characteristics) is burdened with a very small mistake.

*A. Podemski*COMPARAISON DES METHODES DE DETERMINER  
LES DISTORSIONS DIFFERENTIELLES DES SIGNAUX  
DE TELEVISION EN COULEURS

## Résumé

La comparaison est faite de diverses méthodes publiées d'addition des distorsions de phase et de gain différentielles, qui se manifestent dans les dispositifs de télévision reliés en cascade. On a calculé les fautes de méthodes particulières d'addition des distorsions différentielles sous une forme des différences entre les valeurs calculées et mesurées. Les résultats des recherches expérimentales ont démontré que les fautes de méthodes d'addition résultant du principe d'additionner les valeurs de distorsions maximum dépendent au grand degré du parcours de la caractéristique et de la grandeur des distorsions de dispositifs particuliers reliés en cascade.

Les résultats des calculs et des recherches expérimentales ont démontré, que la méthode d'addition fondée sur le principe d'additionner les distorsions différentielles aux niveaux du signal déterminés (l'addition des caractéristiques de distorsions) est chargée d'une faute très petite.



A. Podemski

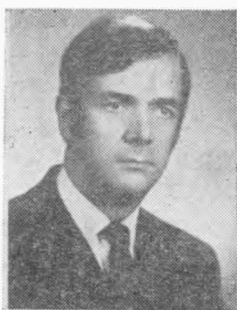
## VERGLEICHUNG DER METHODEN DER AUSWERTUNG DER DIFFERENZVERZERRUNGEN VON FARBFERNSEHSIGNALEN

### Zusammenfassung

Es wurde eine Vergleichung von verschiedenen veröffentlichten Methoden der Summierung von Differenzphasen — und Differenzverstärkungsverzerrungen, die in den kettenartig geschalteten Fernseheinrichtungen vorkommen, durchgeführt. Man hat die Fehler der einzelnen Summiermethoden der Differenzverzerrungen als Differenzen zwischen den Berechnungs — und Messwerten errechnet. Die Prüfergebnisse haben gezeigt, dass die Fehler der Summiermethoden, die auf Grund der Summierung von Verzerrungshöchstwerten ausgewertet worden sind, wesentlich vom Verlauf der Charakteristik und von Differenzverzerrungswerten der einzelnen, kettenartig geschalteten Einrichtungen abhängen.

Die Berechnungs — und Prüfergebnisse haben gezeigt, dass die Summiermethode, die sich auf dem Prinzip der Summierung von Differenzverzerrungen bei bestimmten Signalpegeln (Summierung der Verzerrungscharakteristiken) stützt, mit geringem Fehler verbunden ist.

### AUTORZY



Docent dr inż. *Daniel Józef Bem* urodził się w 1933 r. w Skierniewicach. Studia na Wydziale Łączności Politechniki Wrocławskiej ukończył w 1957 r. W roku 1965 uzyskał tytuł doktora nauk technicznych. Od roku 1953 pracuje w Politechnice Wrocławskiej, specjalizując się w zakresie anten i systemów radiotechnicznych. Prowadzi wykłady z następujących przedmiotów: systemy radiotechniczne, anteny i propagacja fal radiowych, radiotechniczne urządzenia nadawcze. Jest autorem wielu publikacji, w tym również w literaturze zagranicznej. Obecnie jest zastępcą dyrektora Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej oraz kierownikiem Zakładu Anten i Radiotechniki Nadawczej w tym Instytucie. Ponadto jest konsultantem naukowym Zakładu Produkcji Anten ZARAT we Wrocławiu.



Dr inż. *Alfons Podemski* urodził się dnia 19 kwietnia 1924 r. w Zalesiu. Ukończył studia wyższe na Wydziale Elektrycznym Szkoły Inżynierskiej w Szczecinie i Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej.

W 1971 r. uzyskał doktorat nauk technicznych za pracę z dziedziny sumowania zniekształceń nieliniarnych sygnałów telewizji kolorowej. Zajmuje się zagadnieniami zniekształceń i miernictwa telewizyjnego. Pracuje w Instytucie Łączności,



