

1 9 6 5
Nr 7 (46)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA — MIEDZESZYN

PRZEGLĄD
ZAGADNIEŃ
ŁĄCZNOŚCI



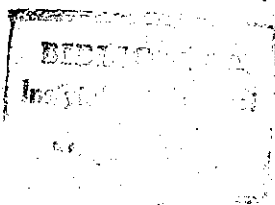
BIBLIOTEKA
Instytutu Łączności
Nr





MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRZEGLĄD ZAGADNIEŃ ŁĄCZNOŚCI



ROK 5

WARSZAWA 1965

NR 7(46)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Ośrodek Informacji Techniczno-Ekonomicznej

Kolegium Redakcyjne:

Przewodniczący - mgr inż. Zenon Szpigler
Z-ca Przewodniczącego - mgr inż. Władysław Cetner

Członkowie:

mgr inż. Władysław Adaszewski, inż. Edmund Janowski,
prof. Stefan Jasiński, mgr inż. Stanisław Kobus,
mgr inż. Adam Mońiuszko, mgr inż. Józef Mozejko,
mgr Zofia Życińska

Sekretarz Redakcji - Irena Kulko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Ośrodek

Informacji Techniczno-Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 630. Druk ukończono
w grudniu 1965 r.

**PRZEGLĄD
ZAGADNIEN LĄCZNOŚCI**

Niektóre zagadnienia anten nadawczych

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Telewizyjna antena nadawcza na pasmo IV i V typu Zig-Zag - Opracował L. Stasiński	1
2. Zagadnienie szerokopasmowości wibratorów antenowych - Opracował St. Siczek	15
3. Niekolinearne i cylindryczne anteny iloczynowe - Opracował J. Ścibielski	30
4. Znaczne obniżenie poziomu listków bocznych charakterystyki sieci antenowej metodą modulacji czasowej	41
5. Zagadnienie wzajemnych zakłóceń w radiokomunikacji (z punktu widzenia anten) - Opracował St. Siczek	59
6. Urządzenia kontrolne i pomiarowe do nadajników krótkofalowych - Opracował H. Kalita	65



621.396.67 : 621.397.13

**TELEWIZYJNA ANTENA NADAWCZA
NA PASMO IV i V TYPU Zig-Zag**

Opracował: L. Stasiński¹⁾

Opisana jest telewizyjna antena nadawcza typu Zig-Zag składająca się z 10 elementów, o dokładnie ukształtowanej poziomej charakterystyce kierunkowej ze względu na warunki terenowe, o zysku mocy wynoszącym 74.

Efektywna moc promieniowana równa jest 1,76 MW. Antena została wykonana przez firmę General Electric i ustawiona na wzgórzu Breckenridge, w pobliżu miejscowości Bakersfield w Kalifornii (USA).

Częstotliwość pracy 525,25 MHz.

1. USYTUOWANIE ANTENY I WARUNKI TECHNICZNE

Antena znajduje się na szczycie wzgórza o wysokości 2281 m nad poziomem morza i 1127 m nad powierzchnią górystego terenu, pracuje w bardzo ciężkich warunkach atmosferycznych ze względu na wiatr i oblodzenie.

¹⁾ Hoffman K.B. and Fisk R.E.: Directional Zig-Zag Antenna at KERO-TV, Bakersfield, California. IEEE Transactions on Broadcasting, t. BC-10, nr 1, s. 12-18.

Wymagania odnośnie charakterystyk:

a) pozioma: kierunkowa o szerokości 120° na połowie mocy,

b) pionowa: pochylenie głównego promienia metodą elektryczną $1,5^{\circ}$, mechaniczne nachylenie promienia również $1,5^{\circ}$ w kierunku miejscowości Bakersfield,

c) zysk mocy: 74,4 względem półfalowego dipola w kierunku maksymalnego promieniowania, 1760 kW efektywnej mocy promieniowanej.

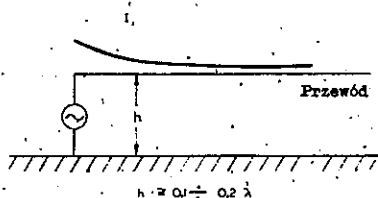
Tereny zamieszkałe, obsługiwane przez stację telewizyjną, znajdują się w znacznym stopniu poniżej płaszczyzny poziomej przechodzącej przez środek anteny: większe skupienia ludności znajdują się na terenach określonych kątami od 5° do 1° poniżej tej płaszczyzny, a horyzont radiowy - pod kątem $1,3^{\circ}$. Ponadto obszar w kącie o rozwarości około 60° jest górzysty i niezamieszkały. Głównym problemem przy projektowaniu systemu antenowego była optymalizacja pokrycia terenu określoną mocą nadajnika. Ze względu na odległość anteny od miejscowości Bakersfield (około 40 km) nie brano pod uwagę możliwości pokrycia miasta tylko poprzez odpowiednio ukształtowanie charakterystyki pionowej z wypełnionymi zerami. Wskazane było połączenie mechanicznego i elektrycznego nachylenia głównego listka charakterystyki. Charakterystykę poziomą przyjęto o szerokości 120° na połowie mocy. Przyjęto więc jako wytyczne dla syntezy charakterystyki zyski wynoszące 3 i 25 odpowiednio dla płaszczyzny poziomej i pionowej.

Antena wyprodukowana przez firmę General Electric składała się z 10 elementów typu T7-96-B Zig-Zag. W celu zabezpieczenia przed oblodzeniem została umieszczona wewnątrz pokrowca, w kształcie walca o średnicy około 1,5, wykonanego z włókna szklanego.

2. OPIS ELEMENTU ZYGZAKOWEGO

Użyty element antenowy składa się z prostokątnego ekranu wykonanego z siatki metalowej, na którym umocowano na izolatorach dwa przewodniki powyginane w zykzak i odległe od ekranu o część fali (rys. 6)

Uwagi umieszczone w poniższych punktach umożliwiają zrozumienie pracy anteny:



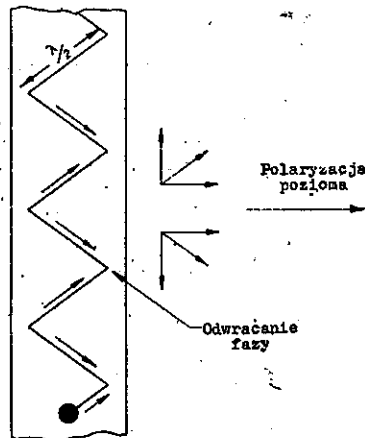
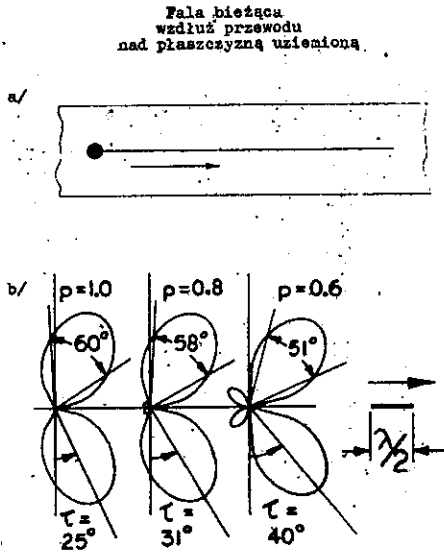
Rys. 1.

a) rozważmy linię przesyłową utworzoną przez pojedynczy przewodnik nad płaszczyzną przewodzącą. Jeżeli odległość przewodnika od płaszczyzny przewodzącej wynosi od 0,1 do 0,2 długości fali, linia wpromieniowuje znaczną część energii i rozkład prądu wzdłuż linii ma przebieg pokazany na rys. 1:

b) jeżeli przewodnik jest dostatecznie długi, to może być na końcu obcięty albo uziemiony, bez istotnego wpływu na impedancję wejściową linii, wzdłuż której istnieje fala bieżąca, rys. 2a;

c) promieniowanie segmentu linii o długości pół fali,

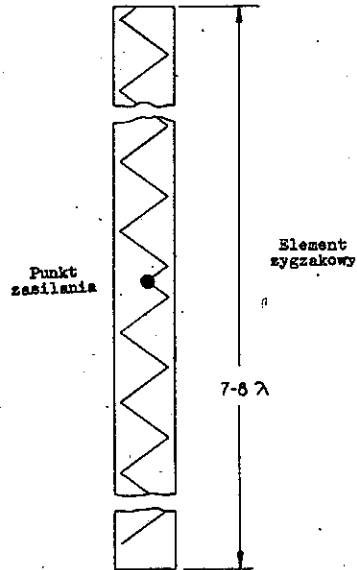
niosącej falę biejącą jednorodną, przedstawia rys. 2b.
Jeżeli prędkość fazowa jest bliska prędkości w wolnej



przestrzeni, to promieniowanie jest nachylone pod kątem 25° do osi przewodu w kierunku fali bieżącej;

d) przewodnik taki można zgiąć co pół długości fali (rys. 3) w celu uzyskania współfazowej poziomej składowej pola segmentu linii i zlikwidowania składowej pionowej na płaszczyźnie poziomej, normalnej do osi elementu;

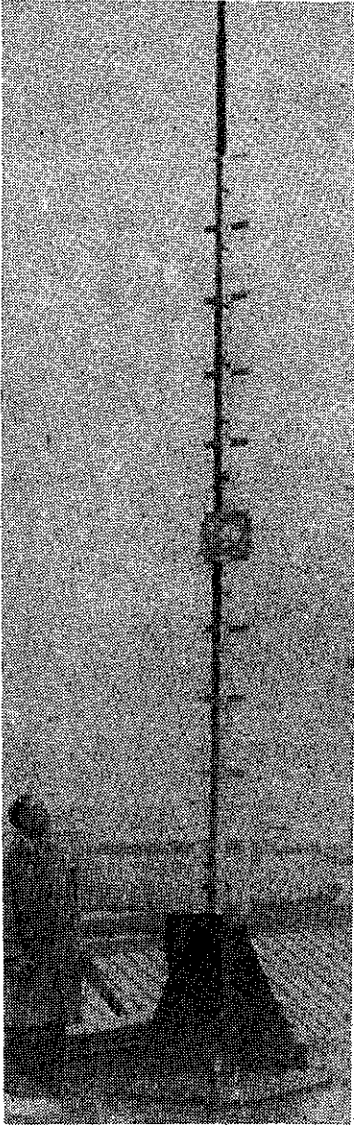
e) dwa tego typu zyg-zakowe radiatory można zasilać we wspólnym punkcie i uzyskać w ten sposób pojedynczy element antenowy o aperturze $7+8$ długości fali (rys. 4). Promieniowanie takiego elementu jest podobne do promieniowania sieci typu "broadside" składającej się z elementów półfalowych o kształtowanym rozkładzie prądów.



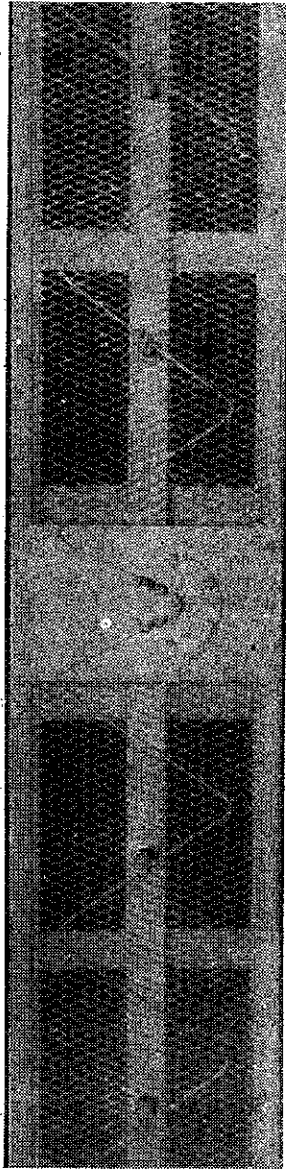
Rys. 4.

Zdjęcia typowego elementu przedstawiają rysunki 5 i 6.

Autorzy pomijają w zupełności fakt, że - oprócz składowej o polaryzacji poziomej - wystąpi także składowa o polaryzacji pionowej. W celu pełnego zbadania właściwości anteny należałoby zmierzyć stosunek obu składowych oraz charakterystyki elementu dla składowej skrzyżowanej.



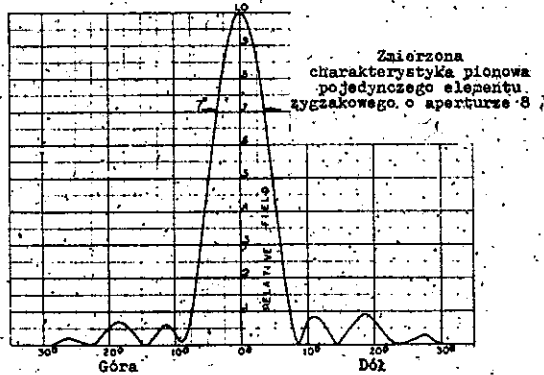
Rys. 5.



Rys. 6.

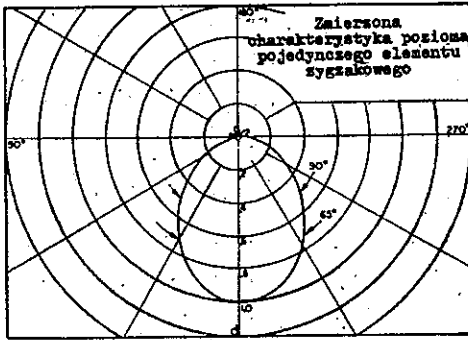
3. CHARAKTERYSTYKI PROMIENIOWANIA

Zmierzoną charakterystykę pionową pojedynczego elementu zygzakowego o aperturze 8λ przedstawia rys. 7. Szerokość charakterystyki na połowie mocy wynosi 7° , poziom listków bocznych jest mniejszy niż 0,10 listka głównego (-20 dB).



Rys. 7.

Zmierzona charakterystyka pozioma pojedynczego elementu zygzakowego przedstawiona jest na rys. 8 dla elementu z ekranem, którego szerokość wynosi 0,65 długości fali, co dla kanału oznaczonego nr 23 (około 525,25 MHz) odpowiada około 0,36 m. Szerokość charakterystyki na połowie mocy jest równa 70° . Zauważmy jeszcze, że dla kąta $\pm 45^\circ$ względem normalnej do płaszczyzny elementu natężenie pola jest równe 0,5 maksymalnej wartości natężenia pola, co ułatwia realizację anteny o kołowej charakterystyce poziomej.



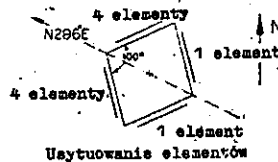
Rys. 8.

Usytuowanie elementów na konstrukcji nośnej dla omawianej anteny zostało wybrane z kilku wariantów przy zastosowaniu elektronicznej maszyny cyfrowej (rys. 9).

Poziomą charakterystykę elementu można aproksymować dość dokładnie funkcją $\cos^2 x$. Pionowa

charakterystyka elementu jest zbliżona do charakterystyki sieci "broadside" złożonej z 24 elementów, oddalonych od siebie około 0,3 długości fali. Jak wynika z tablicy na rys. 9, rozkład prądów w poszczególnych elementach

Warstw	Względny prąd i faza każdego elementu			
	Str. zach.	Str. półn.	Str. wsch.	Str. płd.
Góra	0.4 / 112.5°	0.4 / 112.5°		
2	1.0 / 37.5°	1.0 / 37.5°	0.7 / 247.5°	0.7 / 247.5°
3	1.0 / -37.5°	1.0 / -37.5°		
4	0.4 / -112.5°	0.4 / -112.5°		

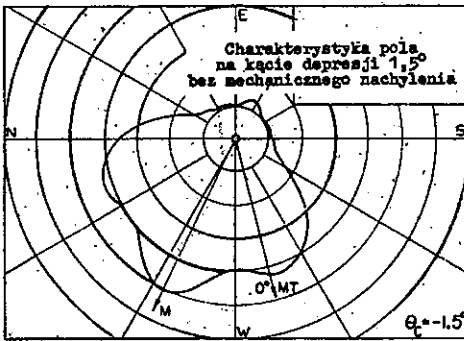


Rys. 9.

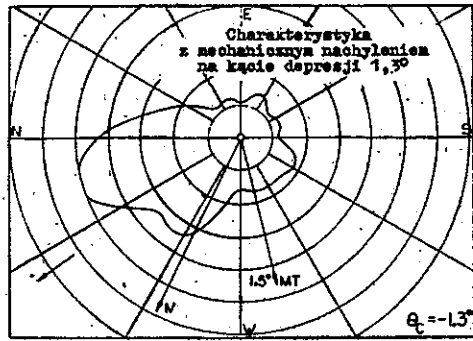
jest kształtowany w celu uzyskania dalszego obniżenia poziomu listków bocznych. Charakterystyka pionowa anteny obliczona została również na maszynie cyfrowej, przy czym charakterystyka pionowa elementu została aproksymowana

odpowiednim wielomianem wyznaczonym numerycznie z przebiegu na rys. 7, co 2^0 w mierze kątowej.

Opracowano program obliczeniowy na maszynę cyfrową dla wyznaczenia dalekiego pola przy kilku przestrzennych usytuowaniach elementów na konstrukcji nośnej. Wyniki obliczeń otrzymano wprost w postaci wykresów charakterystyk poziomej i pionowej przy użyciu automatycznego pisaka.

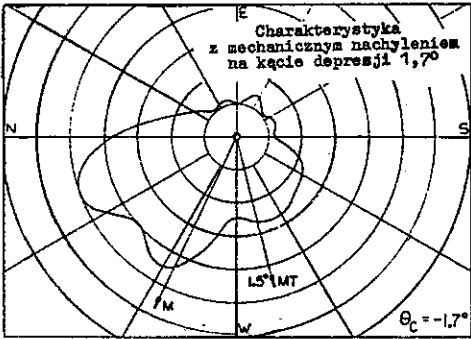


Rys. 10.

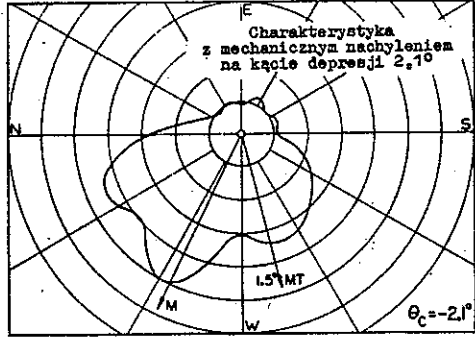


Rys. 11.

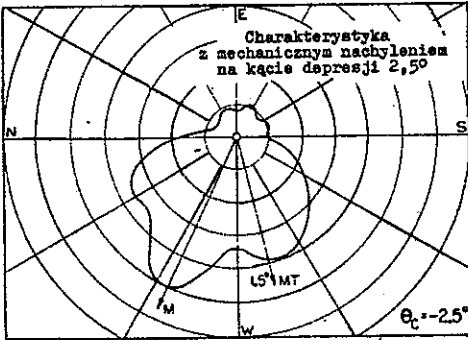
Ze względu na wymagane elektryczne nachylenie głównego listka charakterystyki pionowej wynoszące $1,5^0$ i użycie do budowy anteny elementów o znacznym zysku opracowano specjalną metodę dla redukcji poziomu listków bocznych charakterystyki pionowej nad płaszczyzną poziomą. Uzyskano to poprzez mechaniczne nachylenie osi każdego elementu o kąt $1,5^0$ względem pionowej osi masztu, tak aby skierować maksimum promieniowania pojedynczego elementu pod kątem odpowiadającym elektrycznemu nachyleniu listka. To wraz z elektrycznym pochyleniem głównego



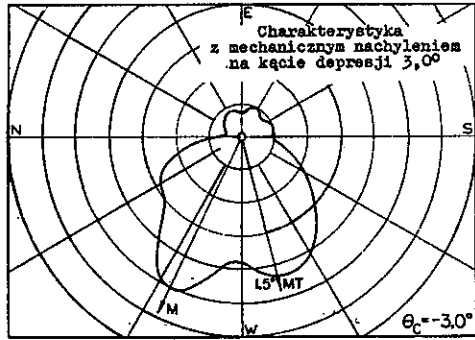
Rys. 12.



Rys. 13.



Rys. 14.

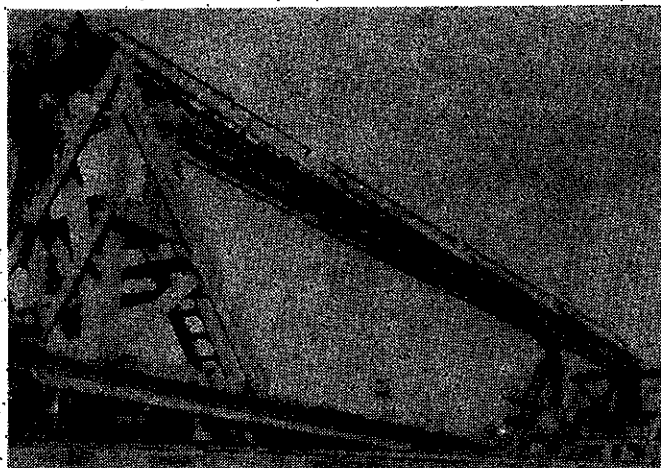


Rys. 15.

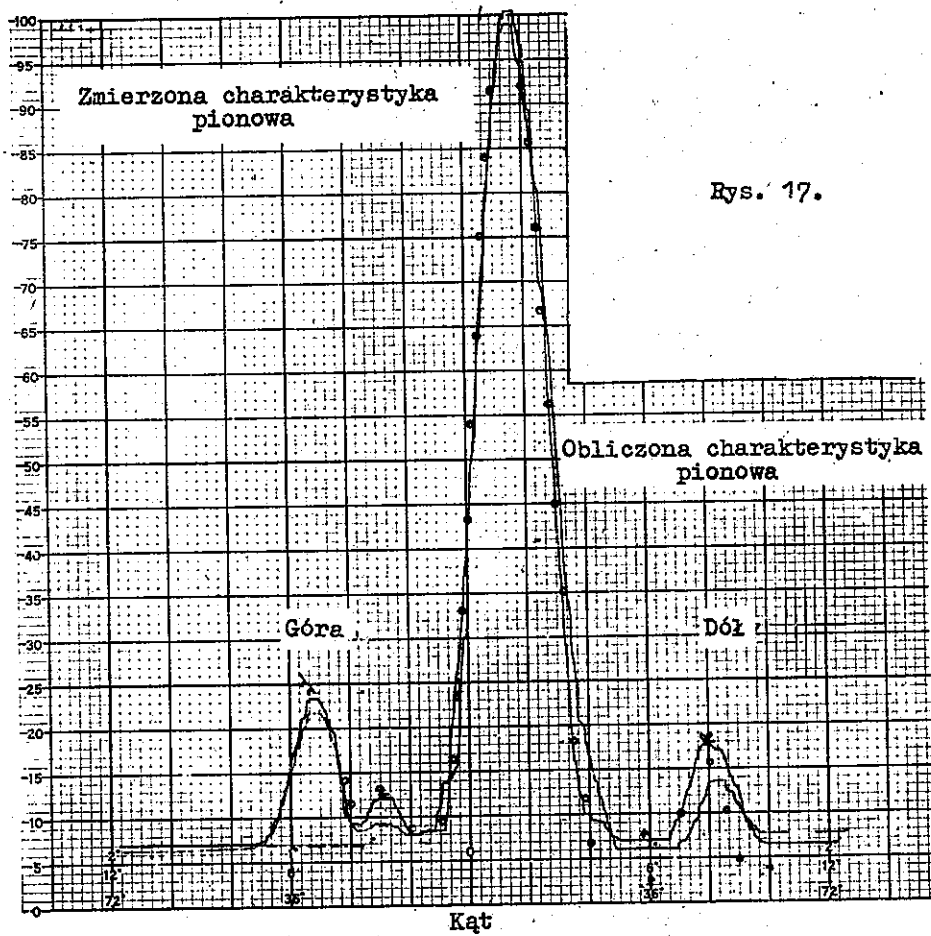
listka wpłynęło na poprawienie wykorzystania aparatury,

Względną charakterystykę natężenia pola, wybraną dla anteny w wyniku obliczeń na maszynie cyfrowej, przedstawia rys. 10. Ta charakterystyka jest obliczona przy kącie depresji równym $1,5^{\circ}$ poniżej płaszczyzny poziomej normalnej do anteny.

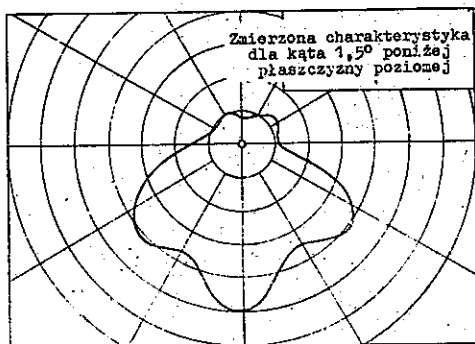
Po wprowadzeniu do obliczeń mechanicznego nachylenia osi elementów anteny (nachylenie $1,5^{\circ}$ w kierunku Bakersfield) uległ zmianie kształt charakterystyki dla różnych kątów depresji. Rysunki 11 + 15 pokazują, jak maksimum promieniowania zmienia swój azymut dla różnych kątów depresji 0_c (dla $0_c = -1,3^{\circ}; -1,7^{\circ}; -2,1^{\circ}; -2,5^{\circ}; -3^{\circ}$) na granicy bardziej zaludnionych obszarów. Dla przykładu maksimum promieniowania jest skierowane najpierw w kierunku miasta Fresno, znajdującym się pod kątem depresji około $1,3^{\circ}$, a potem w kierunku Bakersfield, które leży między kątami depresji od 3° do 4° .



Rys. 16.



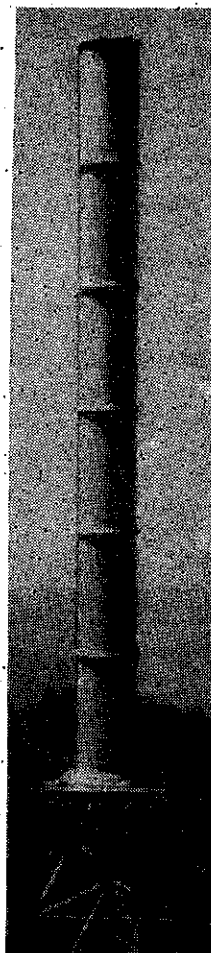
Rys. 17.



Rys. 18.



Rys. 19.



Rys. 20.

Względnie wąski promień charakterystyki pionowej o szerokości około 2° pokrywa znacznie szerszy zakres kąta pionowego.

Rysunek 16 przedstawia kompletną 10-elementową antenę podczas pomiaru charakterystyk, zamontowaną stosownie do rys. 9. Typowe przebiegi charakterystyk przedstawiają ją rys. 17 i rys. 18.

Na rysunku 17 podane są także przebiegi obliczone. Za-
instalowaną antenę przedstawiają rysunki 19 i 20.

4. WNIOSKI

Fakt, że zygzakowy element antenowy może być użyty do anten o normalnych i o specjalnych wymaganiach odnośnie charakterystyk, stanowi o przydatności tego elementu jako podstawowego elementu antenowego dla różnorodnych zastosowań w III i wyższych zakresach telewizyjnych. Dopuszczalna obecnie efektywna moc promieniowania 5 MW jest uważana za ekonomicznie uzasadnioną, ale technicznie nieosiągalną przy dookólnej charakterystyce, gdyż wymaga nadajnika o mocy ponad 100 kW i charakterystyki pionowej o szerokości około 1° , aby osiągnąć zysk rzędu 50. Jednakże w większości przypadków charakterystyka dookólna nie jest konieczna dla całkowitego pokrycia terenu. Użycie do budowy anteny elementów zygzakowych, prostych pod względem mechanicznym, tanich i umożliwiających uzyskanie maksymalnej dopuszczalnej efektywnej mocy promieniowanej w pożądanym kierunku i pod pożądanymi kątami depresji, jest więc uzasadnione pod względem ekonomicznym.

621.396.677.3

ZAGADNIENIE SZEROKOPASMOWOŚCI WIBRATORÓW ANTENOWYCH

Opracował: St. Siczek¹⁾

W artykule omówiono zagadnienie szerokopasmowości dopasowania do wibratorów antenowych umieszczonych nad płaszczyzną przewodzącą linii zasilającej. Zwrócono uwagę na wpływ ukształtowania powierzchni przewodzących w strefie przejściowej z linii na właściwy wibrator.

Przy właściwym dobraniu kształtu wibratora i odpowiednim zaprojektowaniu strefy przejściowej można uzyskać bardzo dobre dopasowanie w pasmie częstotliwości 1:5 w zakresie do 5 GHz.

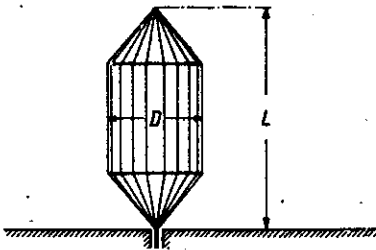
Znana jest zależność szerokości pasma częstotliwości, w którym wibrator antenowy jest dopasowany do danej linii zasilającej, od jego kształtu i smukłości.

Smukłością zostanie tu nazwany stosunek długości wibratora L do jego średnicy D (rys. 1). Wibrator może mieć kształt walca, stożka, elipsoidy obrotowej itp. Należy więc najpierw znaleźć optymalne wymiary ze wzglę-

¹⁾ Stühr W., Zinke O.: Wege zum optimalen Breitband-Rundstrahler. Frequenz, t. 14, 1960, nr 1, s. 26-35.

du na szerokopasmowość danego rodzaju wibratora, a następnie porównać przebiegi oporności wejściowej tych wibratorów uzyskując optimum optimorum.

Do niedawna nie podejrzewano istnienia takiego optimum. Brown i Woodward [1] przeprowadzili pomiary oporności wejściowej wibratorów stożkowych o kątach rozwarcia $5^\circ + 90^\circ$. Pomiary te wykazały, że stożek o kącie rozwarcia 80° jest dopasowany w najszerszym pasmie częstotliwości do linii zasilającej 60Ω , a stożek o kącie 90° do linii 50Ω .



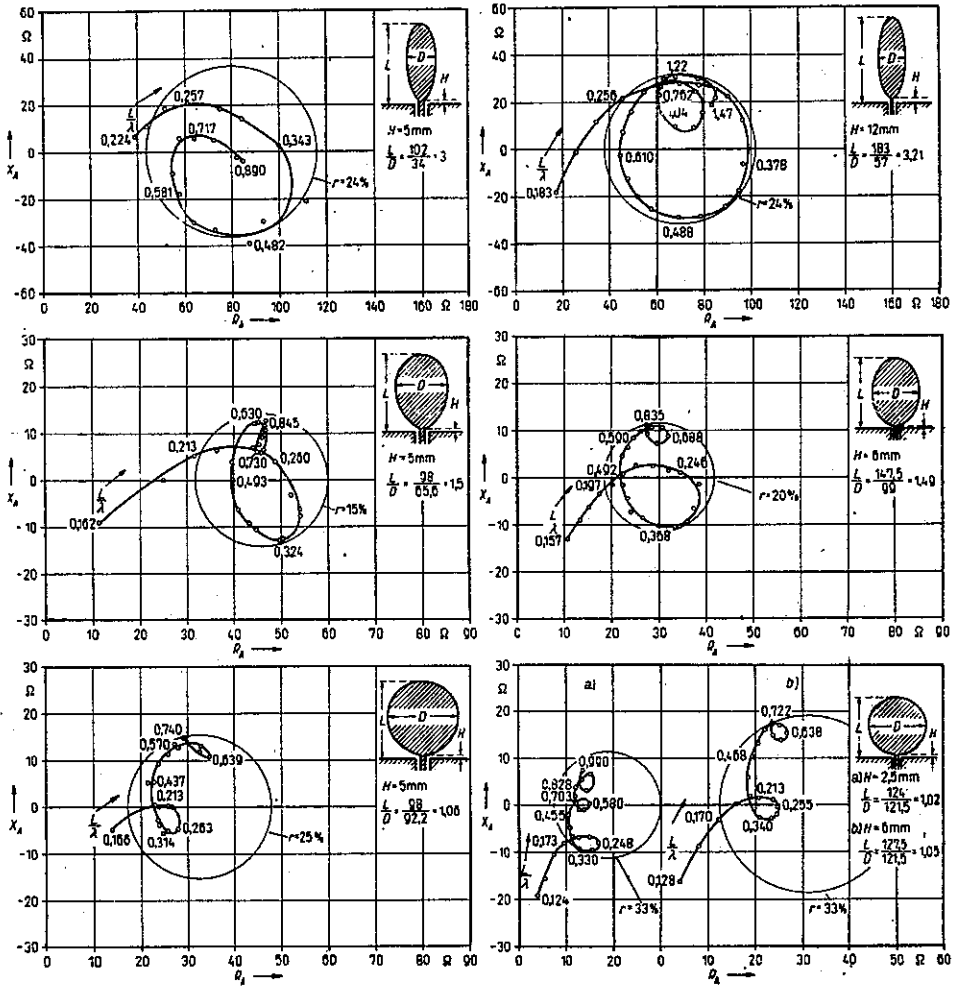
Rys. 1. Szerokopasmowa antena dla zakresu fal krótkich

wibratory ze stożkami o kącie rozwarcia 90° .

Zmierzoną oporność wejściową elipsoidalnych wibratorów o smukłościach $L/D = 1/3 + 3$, zasilanych z linii koncentrycznej o oporności falowej 60Ω o średnicach $6/16$ mm. Długość wibratorów tak dobrano, ażeby pierwszy rezonans miał miejsce przy częstotliwości ok. 400 MHz. Wibratory umieszczono nad kwadratowym ekranem o wymiarach boku większym niż $5 \lambda_{\max}$.

Pomiary przeprowadzono metodą mostkową oraz przy zastosowaniu linii pomiarowych. Błąd pomiaru wynosił ok. 1% wartości bezwzględnej współczynnika odbicia. Wyniki

Kümmich [2] opublikował opracowanie zbiorcze obrazujące zachowanie się, ze względu na szerokopasmowość dopasowania, krótkich anten cylindrycznych osadzonych na stożkach stanowiących przejście przez linię zasilającą. Tu również optymalne okazały się



Rys. 2. Porównanie przebiegów oporności wejściowej wibratorów, których obrys odpowiada powierzchniom ekwipotencjalnym odcinka równomiernie nakładanej linii, oraz wibratorów - elipsoid obrotowych

pomiarów zespolonej oporności wejściowej $Z_a = R_a + jX_a$ odniesionej do płaszczyzny pokrywającej się z płaszczyzną ekranu zostały przedstawione na rys. 2 (prawa strona).

Okazuje się, że zmniejszenie smukłości wibratora poniżej 1,5 nie powoduje zmniejszenia współczynnika odbicia w danym zakresie częstotliwości, a jedynie średnią oporność wejściową przesuwają w stronę mniejszych wartości.

Becker i Schlosser [4] zbadali wibratory o małych smukłościach, których powierzchnie odpowiadały powierzchniom ekwipotencjalnym równomiernie naładowanego odcinka linii. Powierzchnie te zbliżone są do elipsoid obrotowych.

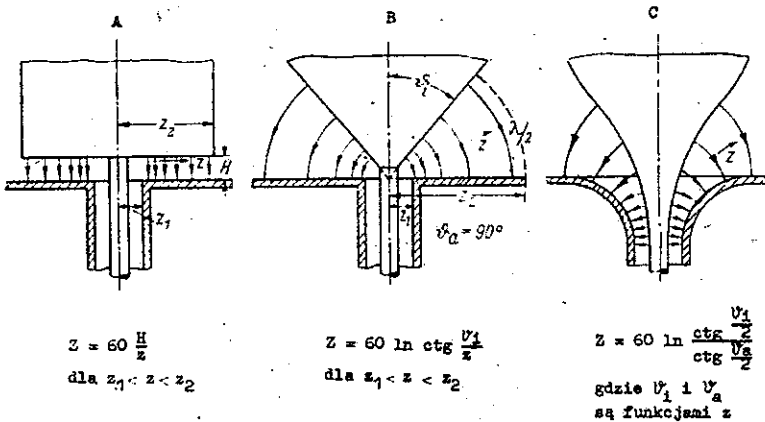
W tym przypadku uzyskano wyraźnie lepsze dopasowanie w porównaniu z wibratorami elipsoidalnymi (wykresy po lewej stronie rys. 2), a średnie wartości oporności większe. Ma to związek z tym, że wibratory elipsoidalne są grubsze u podstawy. Wykresy przebiegu oporności, a w szczególności prawy dolny, wskazują na bardzo duży wpływ ukształtowania strefy przejściowej, z właściwego wibratora na linię zasilającą, na wielkość oporności wejściowej.

PRZEBIEG OPORNOŚCI W STREFIE PRZEJŚCIOWEJ

Można przyjąć, że strefa przejściowa o długości mniejszej niż $\lambda / 16$ działa jako skupiona pojemność lub indukcyjność. Jeśli długość strefy jest większa, działa ona jak linia transformująca.

Stąd wynika konieczność poznania przebiegu oporności falowej w tej strefie.

Rozróżnić można trzy typy ukształtowania strefy przejściowej, przedstawione na rys. 3.



Rys. 3. Typy ukształtowania strefy przejściowej z linii zasilającej na właściwy wibrator

Typ A - przejście dyskowe

Strefa przejściowa stanowi linię dyskową o oporności falowej zmieniającej się zgodnie z zależnością

$$Z = 60 \frac{H}{z} \quad (z_1 \leq z \leq z_2) \quad (1)$$

Przejście takie nie może zapewnić szerokopasmowego dopasowania, ponieważ niedopasowanie musi wystąpić albo na krawędzi wibratora ($z = z_2$), albo na wejściu linii ($z = z_1$).

Typ B - przejście stożkowe

Przejście pozwala na utrzymanie stałej oporności falowej dopóki linie sił są koncentrycznymi kołami o środku umieszczonym w wierzchołku stożka (brak wyższych rodzajów układu pola). Oporność falową określa się ze wzoru:

$$Z = 60 \ln \frac{\operatorname{ctg} \left(\frac{\vartheta_i}{2} \right)}{\operatorname{ctg} \left(\frac{\vartheta_a}{2} \right)} \quad (2)$$

gdzie ϑ_i i ϑ_a są połową kątów rozchylenia stożków.

W przypadku przerodzenia się jednego ze stożków w płaszczyznę $\vartheta_a = 90^\circ$ otrzymamy

$$Z = 60 \ln \operatorname{ctg} \frac{\vartheta_i}{2} \quad (3)$$

Ze wzoru (3) można obliczyć, że dopasowanie do linii 60Ω uzyskuje się, gdy $2\vartheta_i = 40,4^\circ$, a do linii 50Ω , gdy $2\vartheta_i = 94^\circ$.

Typ C - przejście łukowo wygięte

Peter i Ess [5,6] zwrócili uwagę, że przejście typu C jest również linią jednorodną, utworzoną z szeregu elementarnych stożków o stałej oporności falowej, których tworzące pokrywają się ze stycznymi do łuków kół odpowiadających przekrojom powierzchni przewodzących przejścia (rys. 5).

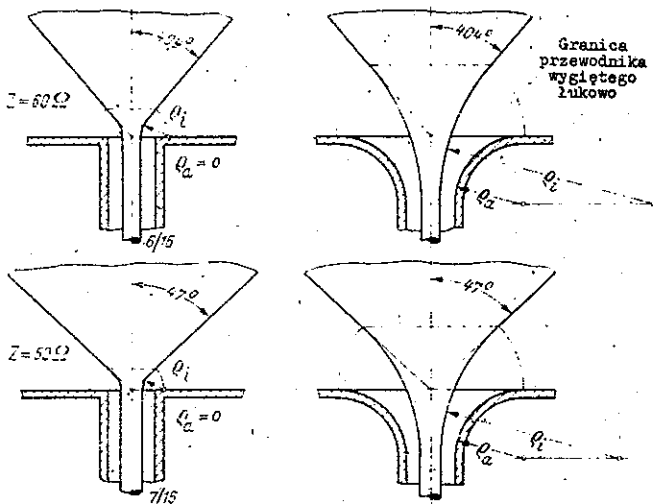
Warunek utrzymania ciągłości impedancji można zapisać:

$$\lim_{\substack{\vartheta_i \rightarrow 0 \\ \vartheta_a \rightarrow 0}} \frac{\operatorname{ctg} \frac{\vartheta_i}{2}}{\operatorname{ctg} \frac{\vartheta_a}{2}} = \frac{\gamma_B}{\gamma_A} \quad (4)$$

$$\vartheta_i \rightarrow 0$$

$$\vartheta_a \rightarrow 0$$

gdzie γ_B i γ_A są odpowiednio promieniami przewodów zewnętrznego i wewnętrznego linii zasilającej.



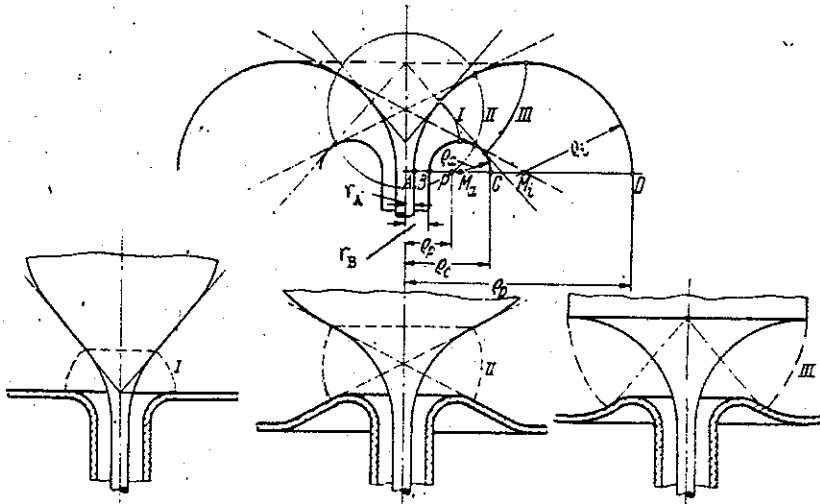
Rys. 4. Przykłady zastosowania przejść typu C do zasilania wibratorów antenowych

Środki kół M_a i M_i leżą na prostej A-D prostopadłej do osi linii zasilającej. Założenie określonej oporności falowej przejścia pozwala na przyjęcie dowolnego promienia ϑ_a .

W ten sposób powstają różne rodzaje przejścia typu C umożliwiające dopasowanie różnych typów wibratorów do linii przesyłowej, jak pokazano na rys. 4 i 5. Kształty oznaczone I, II, III na rys. 5 uzyskano przyjmując różne długości strefy przejściowej.

Przy założeniu, że:

$$\rho_C = \frac{\rho_P^2}{r_B}; \quad \rho_P = \frac{\rho_P^2}{r_A} \quad (5)$$



Rys. 5. Przykłady zastosowania stref przejściowych o przewodnikach łukowo wygiętych różnej długości

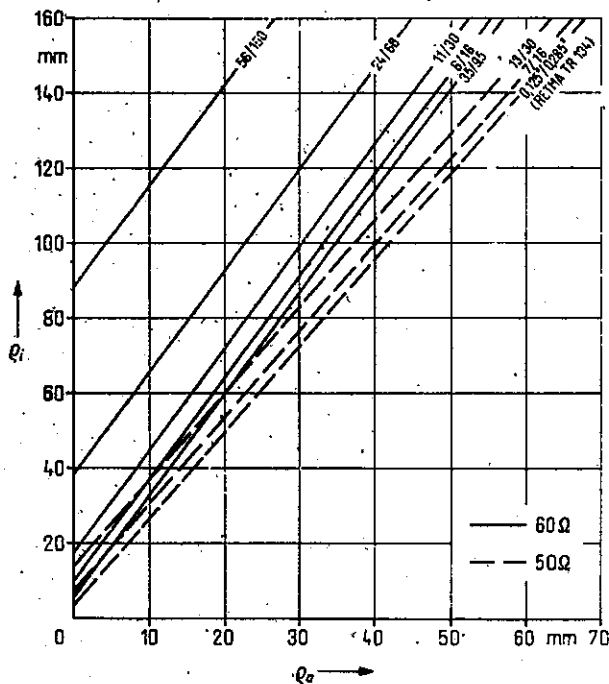
uwzględniając zależności: $\rho_a = \frac{\rho_C - r_B}{2}$, $\rho_i = \frac{\rho_P - r_A}{2}$

i pozbywając się zmiennej ρ_P , uzyskuje się ostatecznie:

$$\rho_i = \rho_a \frac{r_B}{r_A} + \frac{r_B^2 - r_A^2}{2r_A} = r_A C_1 + C_2 \quad (6)$$

gdzie C_1 i C_2 są stałymi zależnymi od oporności falowej i średnicy linii zasilającej.

Zależność (6) ujęto w formie wykresu podanego na rysunku 6.



Rys. 6. Wykres zależności pomiędzy promieniami łuków utworzonych przez wygięte przewody strefy przejściowej dla $Z = 50 \Omega$ i $Z = 60 \Omega$ przy różnych średnicach linii zasilającej

Należy zauważyć, że najmniejszą wielkością ρ_p jest promień przewodu zewnętrznego koncentryka r_B . W tym przypadku $\rho_p = r_B = \rho_c$ oraz $\rho_a = 0$. Odpowiada to bezpośredniemu przejściu przewodu koncentryka w płaszczyznę ekranu, a wówczas promień wygięcia przewodu zewnętrznego osiąga wielkość minimalną:

$$\rho_a = 0 \quad \rho_{i_{\min}} = \frac{\gamma_B^2 - \gamma_A^2}{2\gamma_A} \quad (7)$$

SZEROKOPASMOWE WIBRATORY ZE STREFĄ PRZEJŚCIOWĄ O STAŁEJ OPORNOŚCI FALOWEJ

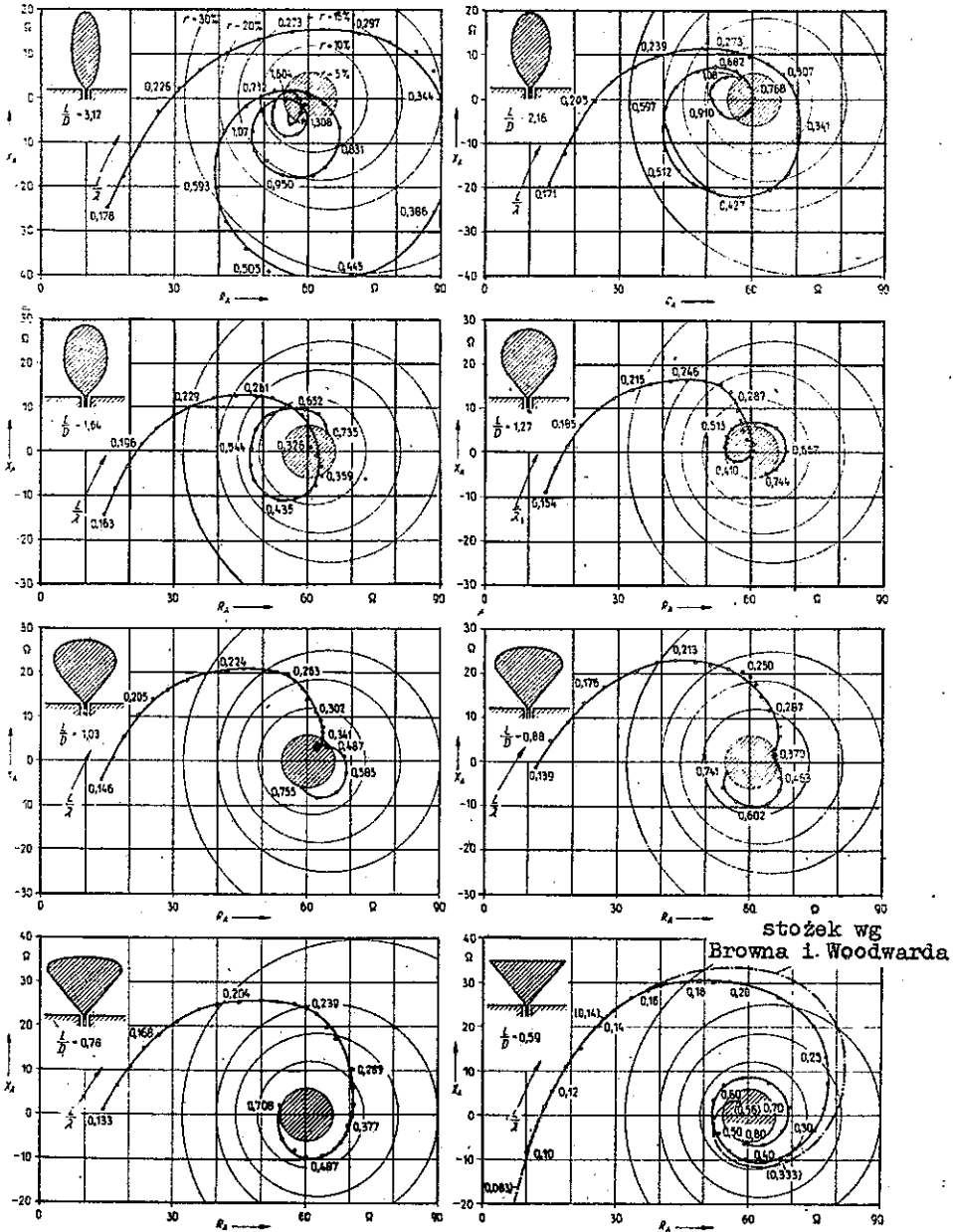
Zastosowanie przejść o stałej oporności falowej pozwoliło na istotne zmniejszenie współczynnika odbicia już wspomnianych wibratorów elipsoidalnych. Przejścia przechodzą płynnie we właściwy wibrator. Wyniki pomiarów przedstawiono na rys. 7 i 8.

Przebieg oporności wejściowej wibratorów o smukłości 3 i 2 mało zależy od ukształtowania strefy przejściowej. Krzywe przebiegają podobnie jak dla wibratora cienkiego.

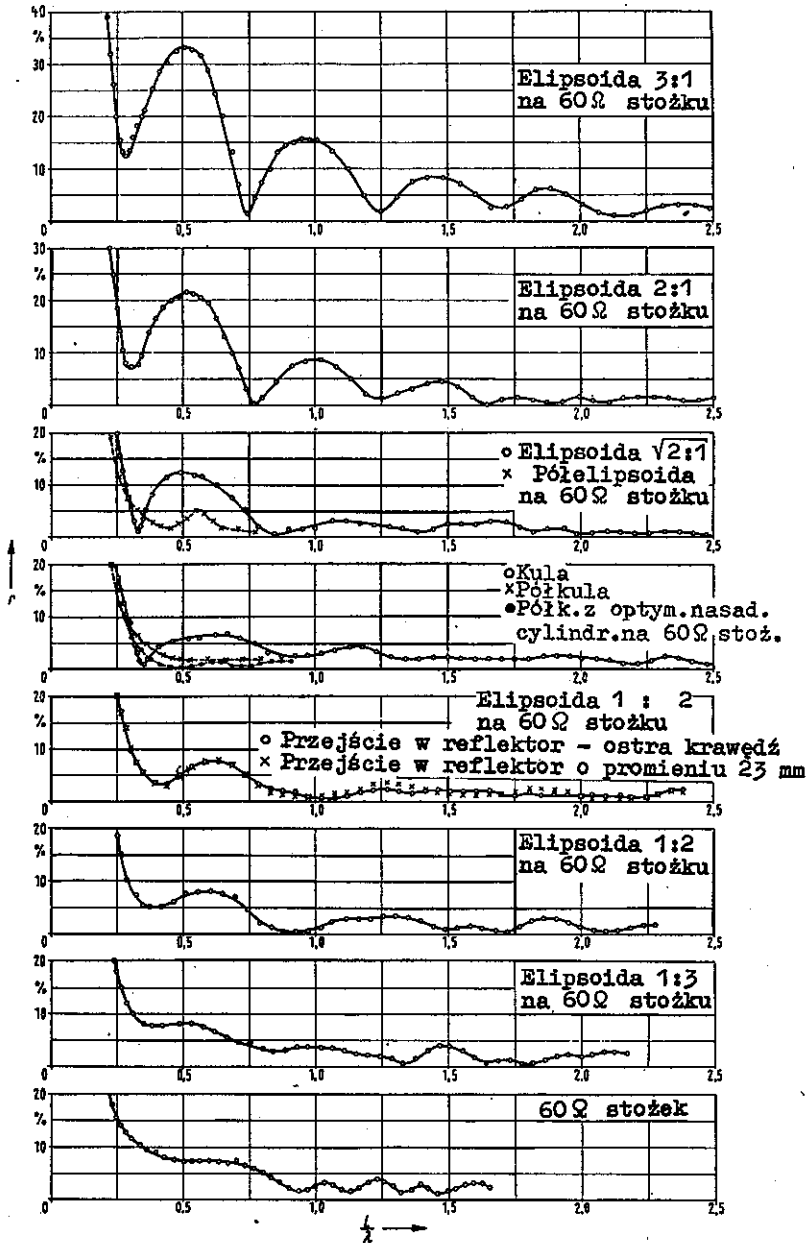
W miarę zmniejszania się smukłości, przebieg wykresu oporności coraz bardziej zbliża się do przebiegu właściwego stożkowi. Jest to zrozumiałe, ponieważ cały wibrator upodabnia się do stożka. Również przy wzroście częstotliwości przebieg oporności nabiera charakteru właściwego stożkowi, ponieważ strefa przejściowa odgrywa coraz większą rolę.

Kula osadzona na przejściu wygiętym łukowo o smukłość $L/D = 1,27$ posiada bardzo dobre właściwości szerokopasmowe.

Na lewym dolnym wykresie rys. 7 zaznaczono również wyniki pomiarów impedancji wejściowej stożka wykonane przez Browna i Woodwarda, którzy nie stosowali przejścia optymalnego.



Rys. 7. Wykresy przebiegu oporności wejściowej wibratorów stożkowych i elipsoidalnych, zasilanych przez przejścia typu C. Stosunki długości osi elipsoid 3:1; 2:1; 2:1; 1:1; 1:2; 1:2; 1:3



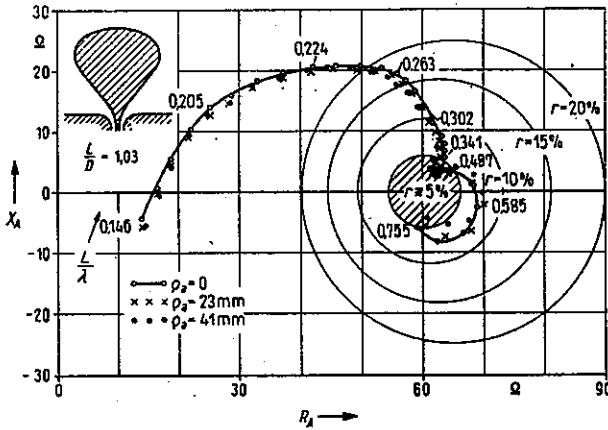
Rys. 8. Wykresy współczynników odbicia anten z rys. 7.
w funkcji L/λ

Należy zauważyć, że zmiana wielkości promienia wygięcia przewodu zewnętrznego ρ_a w granicach 0 do 41 mm powoduje ledwie dostrzegalną zmianę przebiegu oporności wejściowej wibratora (wykres dla elipsoidy 1: $\sqrt{2}$ na rys. 8 i rys. 9) co jest zgodne z teorią tego rodzaju przejścia.

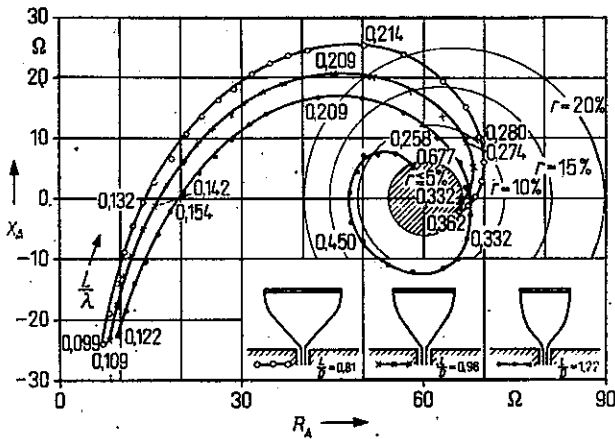
Wibratory elipsoidalne nie miały charakteru idealnie dopasowanych w dolnym zakresie częstotliwości. Dopasowanie udało się poprawić stosując wibratory otwarte - kielichowe (rys. 10). To samo dotyczy wibratora kulistego. Wibrator kielichowy, stanowiący półkulę przedłużoną nasadką cylindryczną o długości $1/3$ promienia kuli, osadzony na stożku i przejściu łukowo wygiętym ma najbardziej szerokopasmowy przebieg oporności dopasowania (rys. 8). Współczynnik odbicia dla tego wibratora nie przekracza 2% dla $L/\lambda \geq 0,3$.

Uzupełniające pomiary wibratorów zasilanych linią 50Ω wykazały zupełnie podobne zależności, z tym że optimum dopasowania przesunęło się ku mniejszym smukłościom.

Porównanie przebiegów impedancji wejściowej wibratorów ze strefą przejściową o stałej oporności falowej (rys. 8) i wibratorów elipsoidalnych (rys. 2) wykazuje zalety tych przejść. Zależność ta widoczna jest przy smukłościach $L/D = 1,64$ i mniejszych.



Rys. 9. Wykresy przebiegu oporności wejściowej wibratorów elipsoidalnych przy różnych promieniach łuku utworzonego przez przewód zewnętrzny u podstawy przy przejściu w płaszczyznę ekranu



Rys. 10. Wykresy przebiegu oporności wejściowej wibratorów kielichowych

WYKAZ LITERATURY

1. G.H. Brown i O.M. Woodward: Experimentally Determined Radiation Characteristics of Conical and Triangular Antennas, RCA Rev. 13/1952/, str. 425-452.
2. R. Kühnich: Der Fusspunktwiderstand zylindrischer am Fusspunkt konisch zugespitzter Antennen, Frequenz 12 /1958/, str. 369-379.
3. K. KumpfMüller: Einführung in die theoretische Elektrotechnik, 6 Aufl. /1959/, str. 78 i 148.
4. R. Becker i W. Schlosser: Eingangswiderstand von bestimmten Antennenkörpern, Unveröffentlichte Studienarbeit, Institut für Hochfrequenztechnik der TH Darmstadt /1959/.
5. R. Peter: Breitband-Richtsstrahlantennen mit Anpassvierpolen für Ultrakurzwellen. Mitteilung aus dem Institut für Hochfrequenztechnik der TH Zürich, Nr 10, Leemann Zürich, 1949.
6. A. Ess: Beitrag zur Frage der Anpassung von Energieleitungen an den freien Raum. Mitteilung aus dem Institut für Hochfrequenztechnik der TH Zürich, Nr 15, Leemann Zürich, 1951.

621.396.677.833.1

NIEKOLINEARNE I CYLINDRYCZNE
ANTENY ILOCZYNOWEOpracował: J. Ścibielski¹⁾

W artykule wykazano, że antena, w której wyjścia elementów są połączone iloczynowo w pary, a iloczyny poszczególnych par są dodane do siebie, ma charakterystykę kierunkowości niezależną od tego, czy poszczególne pary są, czy też nie są kolinearne. Własność ta może być wykorzystana w układach antenowych, które z pewnych względów muszą być ustawione na możliwie małej powierzchni (dotyczy to np. układów antenowych echosond i systemów radionawigacyjnych ustawionych na pokładach statków).

Autor proponuje dwa układy kołowych anten przeszukujących i porównuje własności kierunkowe tych anten z właściwościami odpowiednich anten sumacyjnych.

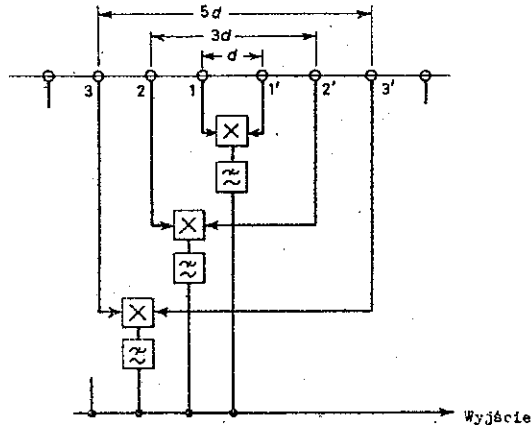
¹⁾ Shearman E.D.R.: Non-collinear and Cylindrical Multiplicative Arrays. The Radio and Electronic Engineer (The Journal of the British Institution of Radio Engineers), t. 26, 1963, nr 6, s. 481-484.

1. WPROWADZENIE

Istnieje wiele prac [1-5] omawiających działanie różnych układów antenowych, w których sygnały odebrane przez dwa lub więcej elementów anteny są mnożone przez siebie, a nie dodawane. Stwierdzono, że układy iloczynowe mają węższe charakterystyki kierunkowości niż analogiczne anteny w układzie sumacyjnym. Mało natomiast jest znana ważna właściwość pewnych typów anten iloczynowych, a mianowicie, że anteny te muszą być kolinearne, czyli poszczególne elementy anteny nie muszą leżeć wzdłuż jednej linii prostej, oraz że elementy nie muszą być w antenie rozłożone równomiernie, aby dawać takie same charakterystyki kierunkowości, jak anteny kolinearne i anteny z równomiernie rozłożonymi elementami.

2. ANTENY KOLINEARNE I NIEKOLINEARNE

Rozpatrzmy antenę kolinearną składającą się z parzystej ilości elementów (rys. 1). Odległość między elementami 1 i 1' jest równa d , między elementami 2 i 2' - $3d$, między elementami 3 i 3' - $5d$, itd. Sygnały wyjściowe z 1 i 1' są mnożone przez siebie i wygładzane w filtrze; podobnie dzieje się z sygnałami z 2 i 2', z 3 i 3' itd. Wszystkie sygnały, otrzymane na wyjściach filtrów, są zsumowane. Dla sygnału o przebiegu $\cos(\omega t + \alpha)$ odebranego w punkcie środkowym z odległego źródła leżącego w płaszczyźnie anteny, sygnały wyjściowe każdej pary ele-



Rys. 1. Antena iloczynowa

mentów, o odległościach między elementami równej rd , mają postać $\cos(\omega t + \alpha - r\phi)$ i $\cos(\omega t + \alpha + r\phi)$, gdzie ϕ jest określone przez kierunek () odbieranego sygnału, tzn. $\phi = (\pi d/\lambda) \sin \theta$, gdzie λ jest długością fali. Suma "wygładzonych" sygnałów wyjściowych ma wtedy postać:

$$\sum E_r^2 \cos 2r\phi \quad (1)$$

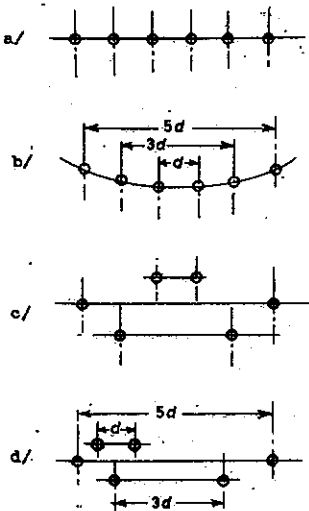
r nieparzyste

gdzie E_r jest napięciem wyjściowym każdego z dwóch elementów rozmieszczonych w odległości rd . Jeżeli wszystkie E_r są jednakowe, to poprzednie wyrażenie jest proporcjonalne do:

$$E^2 \frac{\sin 2(m+1)\phi}{\sin 2\phi}$$

gdzie m jest największą wartością r . Otrzymany wzór określa charakterystykę kierunkowości o takim samym kształcie, jaki uzyskuje się ze zwykłych kolinearnych anten sumacyjnych (w takim samym układzie geometrycznym), ale charakterystyka ta jest o połowę węższa.

Ostatnio stwierdzono, że kąt fazowy, który reprezentuje fazę sygnału odbieranego w punkcie środkowym linii łączącej wszystkie pary elementów, nie ma wpływu na charakterystykę kierunkowości; kształt tej charakterystyki zależy tylko od zależności fazowych pomiędzy sygnałami wyjściowymi każdej pary elementów. Dlatego przy założeniu, że sygnał jest falą ciągłą lub o dostatecznym czasie trwania nie jest konieczne, aby pary elementów leżały wzdłuż jednej linii; osie poszczególnych par muszą być jednak równoległe do siebie. Układy pokazane na rys. 2a), b) i c) mają dlatego takie same charakterystyki kie-



Rys. 2. Układy antenowe złożone z 6 elementów. Układy te mają jednakowe charakterystyki kierunkowe, gdy ich elementy są połączone "iloczynowo", tak jak na rys. 1

runkowości. Co więcej, nie jest konieczne, aby punkty środkowe linii łączących elementy w poszczególnych parach pokrywały się, tak że układ z rys. 2d) ma również taką samą charakterystykę kierunkowości. Ta raczej zaskakująca własność nie jest możliwa do uzyskania w zwykłych antenach sumacyjnych.

Własność ta ma bardzo duże znaczenie praktyczne. Na przykład duża antena echosondy może być wykonana jako antena składająca się z kilku elementów zamocowanych w wolnych miejscach na statku. Przy obliczaniu takiej anteny nie jest więc konieczna znajomość kształtu kadłuba statku.

3. CYLINDRYCZNE ANTENY PRZESTRAJANE

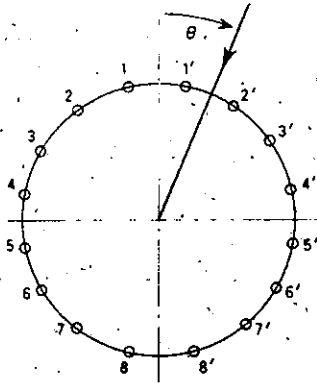
Omówione wyżej własności mogą być również wykorzystane przy projektowaniu anten kołowych lub cylindrycznych dla systemów echosond do obserwacji dookólnej [7] oraz dla namierników Wullenwebera [8].

W systemach tych urządzenie odbiorcze musi obracać się w sposób ciągły. Na rys. 3 pokazany jest schemat anteny, którą można zastosować w takim urządzeniu, tzn. anteny z ruchomą wiązką. Jest to antena cylindryczna o 16 elementach. W celu połączenia elementów w "iloczynowe" pary stosuje się przełączniki mechaniczne typu kontaktowego lub pojemnościowego lub przełączniki elektro-
niczne.

W pierwszym położeniu przełącznika elementy są połączone w następujące pary: 1-1', 2-2', 3-3', 4-4', 5-5', 6-6', 7-7', 8-8'.

Drugie położenie: 1'-2', 1-3', 2-4', 3-5', 4-6', 5-7', 6-8', 7-8.

Trzecie położenie: 2'-3', 1'-4', 1-5', 2-6', 3-7', 4-8', 5-8, 6-7 itd.



Rys. 3. Schemat anteny cylindrycznej

Wymiary i ilość elementów anteny powinny być takie, aby każda zmiana położenia przełącznika przesuwiała wiązkę nie więcej niż o jedną szerokość wiązki. Dla zapewnienia właściwego przeszukiwania całkowity obrót przełącznika powinien zachodzić w czasie równym czasowi trwania impulsu nadawanego (w systemie czynnego pomiaru odległości przy pomocy echa) lub w czasie równym odwrotności szerokości pasma sygnału odbieranego przez antenę (w systemie pasywnego "nasłuchu").

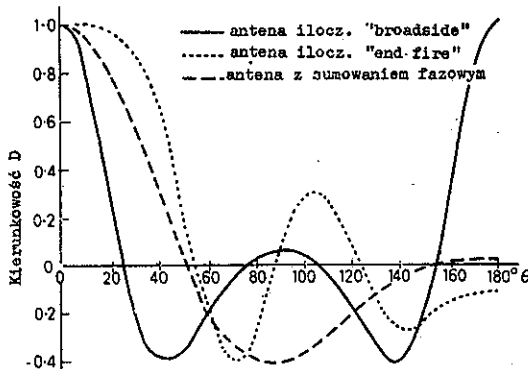
Łatwo wykazać, że charakterystyka kierunkowości cylindrycznej anteny iloczynowej w płaszczyźnie, w której są rozmieszczone elementy (rys. 3), i przy założeniu, że czułość wszystkich elementów jest jednakowa, jest określona wzorem:

$$\sum_{m=1}^{m=n} \cos 2\phi_m \quad (2)$$

gdzie ilość elementów, rozmieszczonych w jednakowych odległościach na obwodzie okręgu o promieniu R , jest równa $4n$ oraz:

$$\phi_m = \frac{2\pi R}{\lambda} \sin \left(m - \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{2n} \sin \theta \quad (3)$$

Tutaj θ jest kierunkiem podania fali w stosunku do osi prostopadłej do linii łączących pary. Charakterystyka kierunkowa anteny 16-elementowej, zredukowana w stosunku do wartości maksymalnej, jest pokazana na rys. 4.



Rys. 4. Charakterystyki kierunkowości anten cylindrycznych

Stosunek "średnica/długość fali", równy 0,9, został tak dobrany, że wiązka główna przesuwają się o jedną swo-

ją szerokość (liczoną na poziomie połowy mocy), gdy przełącznik obraca się o jedną pozycję ($360^{\circ}/16 = 22,5^{\circ}$).

Zwykła antena cylindryczna [7] (tzn. z wszystkimi elementami połączonymi "sumacyjnie" poprzez układy wyrównywania fazy) ma trochę podobny, ale szerszy listek główny i pierwszy listek boczny, co pokazuje krzywa (narysowana linią przerywaną) na rys. 4.

Na wyjściu anteny iloczynowej otrzymuje się prąd stały. Ujemna polaryzacja głównych listków bocznych oznacza więc, że sygnały odebrane przez nie albo nie dają "wskazania" na ekranie, albo mogą być wyeliminowane (przy celach pojedynczych) przy pomocy odpowiedniego układu prostowniczego. Oprócz tego inną ważną zaletą układu iloczynowego jest wyeliminowanie układów wyrównywania fazy; zmniejsza się przez to ciężar oraz koszt urządzenia antenowego.

Wadą anten iloczynowych, co jest widoczne z rys. 4, jest to, że stosunek promieniowania do przodu do promieniowania do tyłu jest dla tych anten równy jedności.

W pewnych zastosowaniach wada ta ma jednak mniejsze znaczenie w porównaniu do zalet wykazywanych przez układy iloczynowe. Ponadto, jeżeli pożądanym jest przeszukiwanie w zakresie większym niż 180° (przypadek często spotykany w praktyce), to opisywana wada może być zmniejszona przez zastosowanie w antenie elementów o charakterystyce kierunkowej pokrywającej zakres ok. 180° . Nie jest to trudne do zrealizowania w przypadku przemienników elektroakustycznych i pewnych mikrofalowych anten radiowych, chociaż może przy tym występować zacinienie

jednego elementu przez drugi, chyba, że elementy w kierunku osiowym będą ustawione w szachownicę; można tu także zastosować elementy "end-fire".

Nie występowanie promieniowania do tyłu w antenie fazowej jest spowodowane własnościami "end-fire" zastosowanych elementów. Własności "end-fire" giną w procesie mnożenia. Charakterystykę "end-fire" można jednak uzyskać, jeżeli pomiędzy element 1 i układ mnożący włączymy linię opóźniającą o opóźnieniu odpowiadającym czasowi, jaki jest potrzebny na bezpośrednie przebycie drogi od elementu 1 do elementu 1'. Sygnał z elementu 1' jest doprowadzony do układu mnożącego bez opóźnienia.

Doprowadzanie sygnałów z wyjść elementów pozostałych par na układy mnożące odbywa się w analogiczny sposób, jak w parze 1-1'.

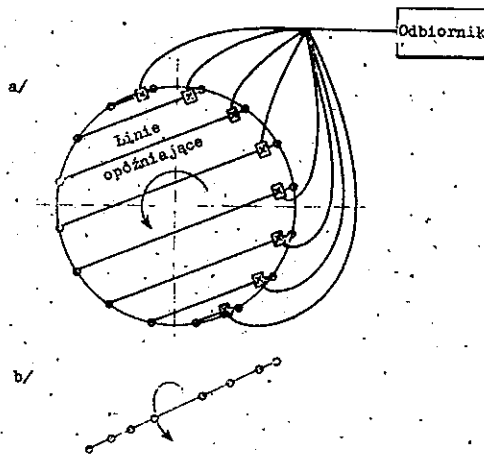
Na rysunku 5a) pokazany jest układ anteny iloczynowej "end-fire". Antena ta jest równoważna - obracającej się, liniowej antenie "end-fire" (rys. 5b). Charakterystyka kierunkowości anteny iloczynowej "end-fire" jest określana wzorem

$$\sum_{m=1}^n \cos 2\Psi_m \quad (4)$$

gdzie, jak poprzednio, ilość elementów, rozmieszczonych w jednakowych odległościach, na obwodzie okręgu o promieniu R jest równa $4n$, a współczynnik Ψ_m jest określony zależnością:

$$\Psi_m = \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \left[\left(m - \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{2n} \right] \cdot (1 - \cos \theta). \quad (5)$$

Przy tym samym stosunku "średnica/długość fali", jak poprzednio, charakterystyka kierunkowości 16-elementowej anteny tego typu ma przebieg pokazany na rys. 4 linią kropkowaną. Szerokość listka głównego jest teraz



Rys. 5. Antena iloczynowa "end - fire": a/ schemat anteny, b/ równoważna antena liniowa /obracająca się/

większa (aby ją zmniejszyć, należy zastosować większy współczynnik "średnica/długość fali"), ale z drugiej strony, wzrasta stosunek promieniowania do przodu do promieniowania do tyłu do wartości 9:1, co jest bardzo korzystne.

Stosowanie linii opóźniających w radiowych systemach antenowych umożliwia więc uzyskanie odpowiedniego stosunku "promieniowanie do przodu/promieniowanie do tyłu".

4. WNIOSKI

Analiza wyrażenia określającego kierunkowość anteny kolinearnej, której elementy są połączone "iloczynowo" w pary, a iloczyny poszczególnych par dodane do siebie wykazuje, że średnia wartość fazy w.c.z. każdej pary nie ma wpływu na sygnał wyjściowy. Oznacza to, że charakterystyka kierunkowości anteny kolinearnej ma taki sam kształt, jak charakterystyka anteny niekolinearnej.

Do artykułu autor dołącza dodatek, w którym wyprowadza on wzór na charakterystykę kierunkowości anteny kołowej o sumowaniu fazowym.

WYKAZ LITERATURY

1. A. Berman and C.S. Clay: Theory of time-averaged product arrays. J. Acoust. Soc. Amer., 29 p. 805, 1957.
2. V.G. Welsby and D.G. Tucker: Multiplicative receiving arrays. J. Brit. IRE, 19 p. 369, 1959.
3. V.G. Welsby: Two-element aerial array. Electronic Technology, 38, p. 160, 1961.
4. V.G. Welsby: Multiplicative receiving arrays: the angular resolution of targets in a sonar system with electronic scanning. J. Brit. IRE, 22, p. 5, 1961.
5. D.G. Tucker: Multiplicative arrays in radio-astronomy and sonar systems. The Radio and Electronic Engineer (J. Brit. IRE), 25, p. 113, 1963.

6. M. Ryle: The Mullard radio astronomy observatory. J. Instn. Elect. Engrs., 6, p. 14, 1960.
7. J.W. Horton: Fundamentals of Sonar (US Naval Institute, Annapolis, 1957).
8. C. Crampton: Naval radio direction-finding. J. Instn. Elect. Engrs., 94, Part IIIA, No. 11, p. 132, 1947.

621.396.677

ZNACZNE OBNIŻENIE POZIOMU LISTKÓW BOCZNYCH
CHARAKTERYSTYKI SIECI ANTENOWEJ
METODĄ MODULACJI CZASOWEJ

Opracował: L. Stasiński¹⁾

W pracy omówiono nową metodę uzyskiwania bardzo małych poziomów listków bocznych charakterystyk sieci antenowych. Wyzyskuje się przy tym odpowiednio zaprogramowaną technikę kluczenia, tj. włączanie i wyłączanie poszczególnych elementów sieci antenowej. Sposób ten określono nazwą metody modulacji czasowej.

Przedstawione są wyniki eksperymentów przeprowadzonych na ośmioelementowej antenie szczelino-

¹⁾ Kummer W.H., Villeneuve A.T., Fong T.S., Terrio F.G.: Ultra-Low Sidelobes from Time-Modulated Arrays. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, t.AP-11, 1963, nr 6, s. 633-639.

wej. Uzyskano listki boczne charakterystyki o poziomie -40 dB. Umieszczono również wykresy przebiegów uzyskanych charakterystyk kierunkowych.

Metodę modulacji czasowej można zastosować wyłącznie w odbiorczych sieciach antenowych. Odbiornik, który jest zasilany przez antenę modulowaną czasowo, musi zawierać filtr przenoszący odpowiednie pasmo częstotliwości, określone przez częstotliwość modulacji czasowej.

Omawianą metodykę można zastosować do redukcji listków bocznych charakterystyk kierunkowych sieci odbiorczych również w zakresie fal krótkich i ultrakrótkich.

1. METODA CZASOWEJ MODULACJI

1.1. Wstęp

Użycie czasu jako czwartego wymiaru dla polepszenia właściwości anteny zaproponowano kilka lat temu w publikacji [1], gdzie przedyskutowano możliwe zastosowania tzw. anten modulowanych w czasie.

Badania późniejsze koncentrowały się wokół zastosowania techniki modulacji czasowej dla zmniejszenia poziomu listków bocznych w sieciach antenowych.

Modulacja czasowa polega na okresowym włączaniu do sieci poszczególnych elementów sieci antenowych w odpowiednim porządku, na określoną część okresu. Sygnał otrzymany z sieci zostaje następnie, drogą filtracji,

pozbawiony efektów tego typu modulacji, a poziom listków bocznych jest znacznie zredukowany.

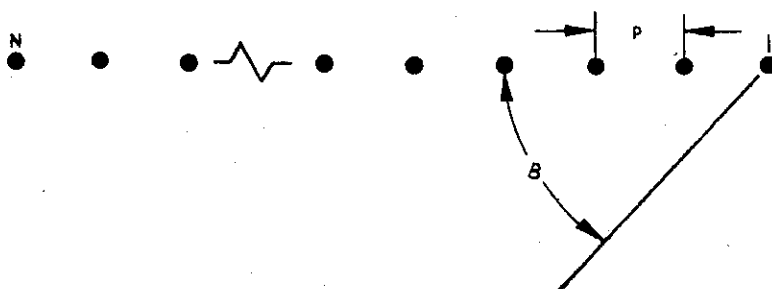
Modulacja czasowa: 1) umożliwia usunięcie wpływów niedokładności mechanicznych wykonania sieci antenowych, powodujących na ogół zwiększenie poziomu listków bocznych, 2) pozwala w prosty sposób na regulację rozkładu prądów w aparaturze sieci, gdyż czas, jako parametr określający rozkład prądów w poszczególnych elementach sieci, daje się łatwo i dokładnie określić, a włączenie i wyłączenie elementu w sieci jest natychmiastowe, 3) umożliwia w prosty sposób spełnienie określonych wymagań odnośnie charakterystyki kierunkowej sieci, gdyż wymagania te dają się spełnić przez dwa dyskretne stany (włączenie albo wyłączenie), zamiast ciągłego kształtowania rozkładu prądów w poszczególnych elementach, stosowanego w konwencjonalnych sieciach antenowych.

1.2. Redukcja poziomu listków bocznych

Rozważmy równomiernie obsadzoną, liniową sieć jednakowych elementów antenowych (rys. 1). Charakterystykę kierunkową sieci w postaci zespolonej określa wzór:

$$V(\theta, \varphi, t) = e(\theta, \varphi) \sum_{n=0}^{N-1} a_n \exp[j(\omega t + nk d \cos \theta)], \quad (1)$$

gdzie, a_n stanowi względną wartość prądu n -tego elementu, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, $e(\theta, \varphi)$ jest charakterystyką elementu. Równanie (1) określa charakterystykę kierunkową sieci, przyjętą za antenę odbiorczą.



Rys. 1. Liniowa sieć n jednakowo oddalonych elementów

Jeśli teraz przyjmiemy, że współczynniki a_n są okresowymi funkcjami czasu, których okres T jest znacznie większy niż okres sygnału wielkiej częstotliwości, to równanie (1) jest dalej prawdziwe w danym momencie czasu, a charakterystyka będzie się w czasie zmieniać okresowo. Sygnał otrzymany z anteny ma widmo liniowe o środkowej pulsacji ω z prążkami oddalonymi od siebie o pulsację ω_0 powtarzanie przebiegu modulacji anteny. Charakterystyka ma teraz postać:

$$V(\theta, \varphi, t) = \quad (2a)$$

$$= e(\theta, \varphi) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \exp [j(\omega + m\omega_0)t] \sum_{n=0}^{N-1} a_{mn} \exp(jnkd \cos \theta)$$

gdzie a_{mn} są współczynnikami Fouriera

$$a_{mn} = \frac{1}{T} \int_0^T a_n(t) \exp(-jm\omega_0 t) dt, \quad (2b)$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad (2c)$$

Dla częstotliwości odbieranego sygnału, tj. dla $m=0$, charakterystyka ma postać:

$$V_0(\theta, \varphi, t) = e(\theta, \varphi) \exp(j\omega t) \sum_{n=0}^{N-1} a_{on} \exp(jkd \cos \theta), \quad (3a)$$

gdzie:

$$a_{on} = \frac{1}{T} \int_0^T a_n(t) dt \quad (3b)$$

Wyrażenie (3a) jest charakterystyką sieci, której współczynniki wzbudzenia (względne wartości prądów) są wartościami średnimi współczynników zmieniających się w czasie.

Najprostszym sposobem realizacji modulacji czasowej jest włączanie i wyłączanie prądów elementów. Przy założeniu, że sprzężenia między elementami sieci są pomijalne, współczynniki wzbudzenia można wyrazić wzorem:

$$a_n(t) = A_n [U(t) - U(t - \tau_n)] \quad (4)$$

gdzie $U(x)$ jest jednostkową funkcją skoku (tj. $U(x)=0$ dla $x \leq 0$, $U(x) = 1$ dla $x > 0$), gdzie $0 \leq \tau_n \leq T$. Wielkości A_n są stałe, a więc są wzbudzeniami elementów w stanie statycznym. Stąd wyrażenie (3a) przyjmuje postać:

$$V_0(\theta, \varphi, t) =$$

$$= e(\theta, \phi) \exp(j\omega t) \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\tau_n}{T} A_n \exp(jnk d \cos \theta) \quad (5)$$

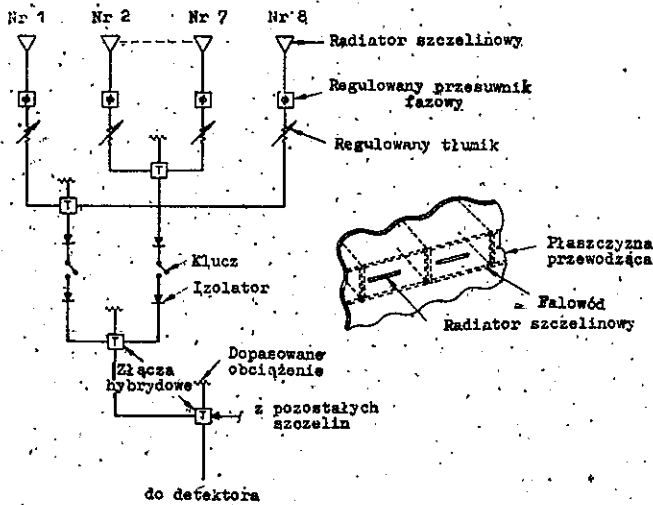
Ze wzoru (5) wynika, że dla częstotliwości nośnej charakterystyka sieci ma rozkład aparatury regulowanej przedziałami czasu włączenia elementów sieci. Dobór względnego czasu włączenia każdego elementu umożliwia elektryczną regulację efektywnych amplitud wzbudzenia elementów.

Jeśli współczynniki A_n są rzeczywiste i dodatnie, wtedy każda charakterystyka, która może być zrealizowana przy jednostajnym rozkładzie fazy apertury, może być zsyntetyzowana elektronicznie. W szczególności można uzyskać w ten sposób charakterystykę o bardzo obniżonym poziomie listków bocznych.

1.3. Eksperymentalna antena

Eksperymenty zostały przeprowadzone przy częstotliwości 9,375 GHz z ośmioelementową siecią kolinearnych szczelin i miały na celu uzyskanie redukcji poziomu listków bocznych metodą czasowej modulacji apertury.

Eksperymentalna antena stanowiła ośmioelementową sieć szczelin i była zaopatrzona w trzy diodowe przełączniki (rys. 2). Środkowe dwa elementy (nr 4 i nr 5) były stale włączone, podczas gdy każdy z wyłączników działał w

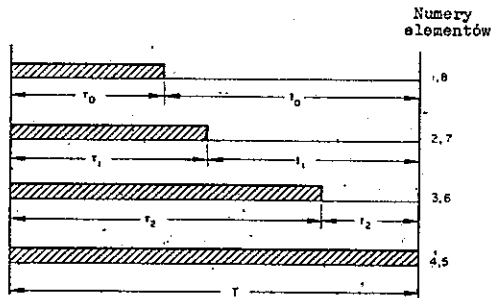


Rys. 2. Antena eksperymentalna

układzie zasilania jednej pary elementów, umieszczonych symetrycznie względem środka geometrycznego sieci. Na wejściu i wyjściu każdego z wyłączników były umieszczone izolatory mikrofalowe w celu zapobieżenia zmian impedancji przy zmianach stanu wyłączników.

Regulację statycznej apertury uzyskano przez wtrącenie, w układ linii zasilających każdy element, precyzyjnych przesuwników fazowych i regulowanych tłumików.

Zastosowana technika modulacji czasowej była następująca: najpierw wszystkie elementy były włączone jednocześnie, potem wyłączono najbardziej zewnętrzną parę elementów (nr 1 i nr 8), następnie wyłączono pozostałą zewnętrzną parę elementów (nr 2 i nr 7) a potem parę nr 3 i nr 6, tak że tylko para wewnętrzna (nr 4 i nr 5) pozostała włączona, jak na rys. 3. Taki ciąg pracy był powtarzany z częstotliwością 10 kHz. Dobierano różne czasy pracy poszczególnych par elementów tak, aby uzyskać odpowiedni poziom listków boczných już po odfiltrowaniu



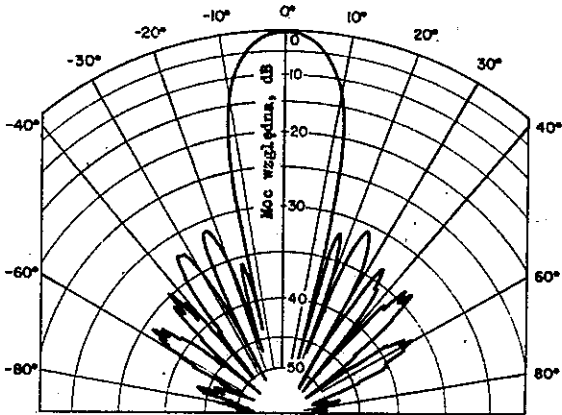
Rys. 3. Przedziały czasu włączania

sygnału od wstęp bocznych, powstałych podczas modulacji. Stosunek uśrednionych w czasie współczynników wzbudzenia elementów do statycznych współczynników wzbudzenia jest wprost proporcjonalny do stosunku $\frac{\tau_n}{T}$.

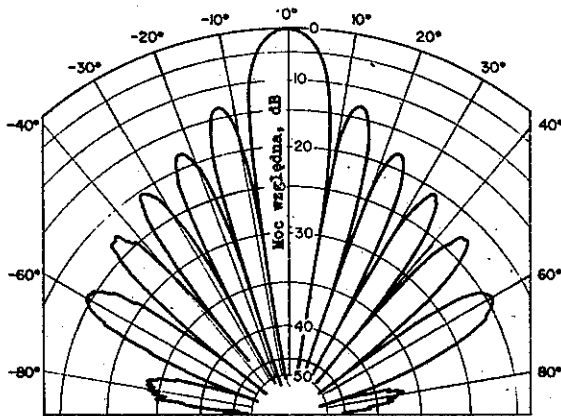
2. WYNIKI EKSPERYMENTÓW

2.1. Statyczne rozkłady apertury

Statyczne rozkłady apertury (tzn. bez stosowania modulacji czasowej) były zdejmowane metodą podobną do metody mostkowej. Jako odniesienia użyto sygnału ze szczeliny jednego dowolnego elementu. Amplitudy i fazy sygnału ze szczeliny każdego z pozostałych elementów porównywano z sygnałem ze szczeliny odniesienia, a tłumiki i przesuwniki fazowe regulowano tak, by na wyjściu mostka uzyskać sygnał zerowy. Równomierny rozkład prądów w aperturze osiągnięto przy przeciwnej fazie elementu odniesienia. Określony opadający rozkład w aperturze uży-



Rys. 4. Zmierzona charakterystyka statyczna o poziomie listków bocznych 30 dB



Rys. 5. Zmierzona charakterystyka statyczna /13 dB - jedno-
stajne wzbudzenie w aperturze/

skano przez dodanie odpowiedniego tłumienia w torach zasilania odpowiednich elementów.

Statyczna charakterystyka kierunkowa została zmierzona dla 30 dB rozkładu Czebyszewa oraz dla równomiernego rozkładu w aperturze.

Te charakterystyki przedstawiają rys. 4 i rys. 5.

Nieregularności krzywych są spowodowane odbiciami.

2.2. Rozkłady modulowane w czasie

Charakterystyki o małym poziomie listków bocznych uzyskiwano z danego statycznego rozkładu za pomocą modulacji czasowej.

Wylączniki w tonach zasilania odpowiednich szczelin były włączane i wyłączane elektronicznie w ściśle określonym porządku. Przedziały czasu, w których pracowały odpowiednie szczeliny, dobierano tak, by uzyskać zmniejszenie poziomu listków bocznych dla częstotliwości nośnej.

Krótkie zestawienie wyników eksperymentów przedstawia tablica 1.

Zmierzone charakterystyki przedstawiają rys. 6 + 10.

Na rysunkach 6, 8 i 10 przedstawione są charakterystyki w stanie statycznym o równomiernym rozkładzie w aperturze, kluczowanym elektronicznie dla uzyskania 30 dB, 40 dB i 50 dB charakterystyki Czebyszewa. Rys. 7 i 9 przedstawiają charakterystyki o opadającym rozkładzie w aperturze (30 dB charakterystyka Czebyszewa), kluczowanym dla uzyskania 40 i 50 dB charakterystyki Czebyszewa.

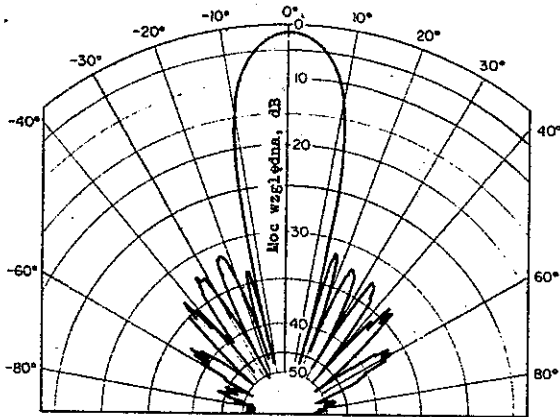
T a b l i c a 1

Zestawienie wyników eksperymentalnego obniżania poziomu listków bocznych

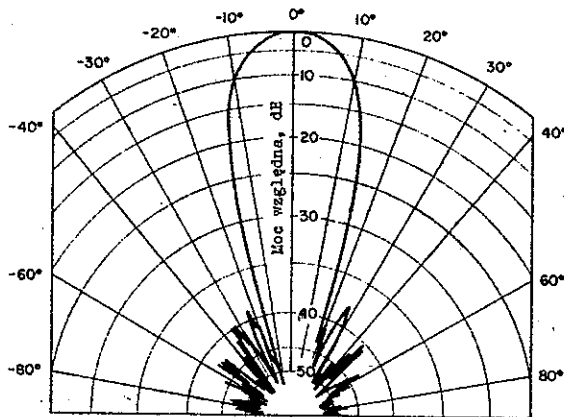
Rozkład statyczny	Założony poziom listków bocznych uzysk. metodą modulacji czasowej - jak wg Czebyszewa	Wyniki uzyskane eksperymentalnie (poziom listków bocznych)
30 dB poziom listków bocznych metodą Czebyszewa	40 dB	38 dB
Jak wyżej	45 dB	39 dB
Jak wyżej	50 dB	39,5 dB
Jednostajny rozkład apertury (13 dB poziom)	30 dB	31 dB
Jak wyżej	40 dB	38 dB
Jak wyżej	50 dB	39 dB

Charakterystyka o równomiernym rozkładzie prądów, kluczowanym dla uzyskania 30 dB poziomu listków bocznych, została zmierzona, dla porównania z 30 dB charakterystyką statyczną. Jak widać z rys. 4 i 6, obie charakterystyki są jednakowe. Porównanie rys. 7 i 8 wskazuje, że modulacja, która powinna dać 40 dB poziom listków bocznych, jest bardzo bliska spełnienia tego celu.

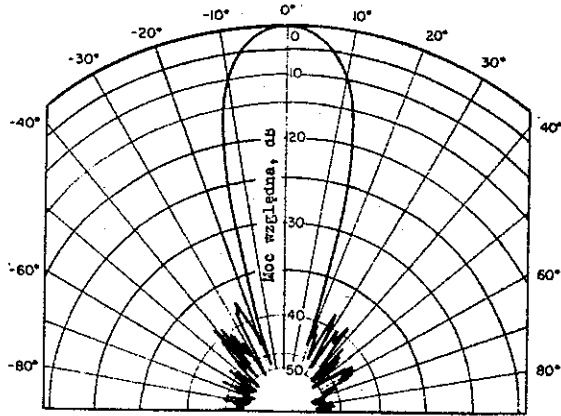
Usiłowania uzyskania drogą modulacji, z aktualnie 40 dB charakterystyki statycznej, dalszego obniżenia poziomu listków bocznych (45 i 50 dB) nie dały rezultatu



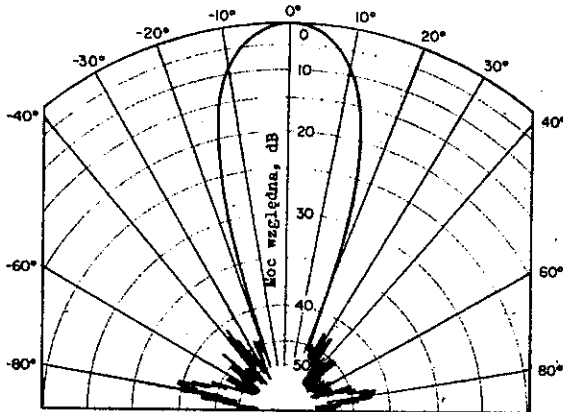
Rys. 6. Zmierzona charakterystyka dla jednostajnego 13 dB statycznego rozkładu, kluczowanego dla uzyskania 30 dB charakterystyki Czebyszewa



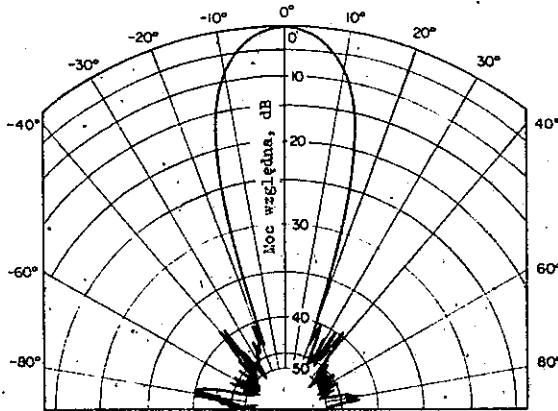
Rys. 7. Zmierzona charakterystyka dla 30 dB statycznego rozkładu kluczowanego dla uzyskania 40 dB charakterystyki Czebyszewa



Rys. 8. Zmierzona charakterystyka dla jednostajnego 13 dB statycznego rozkładu, kluczowanego dla uzyskania 40 dB charakterystyki Czebyszewa



Rys. 9. Zmierzona charakterystyka dla 30 dB statycznego rozkładu Czebyszewa, kluczowanego dla uzyskania 50 dB charakterystyki Czebyszewa



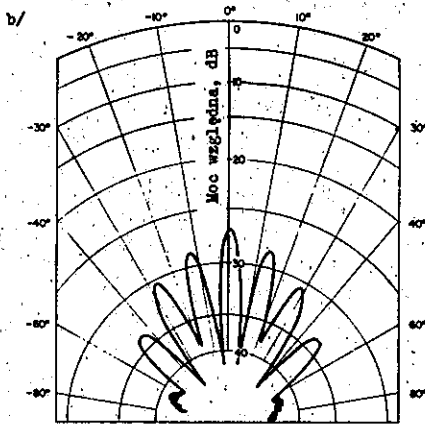
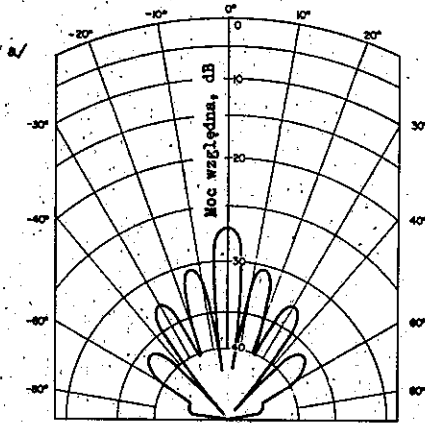
Rys. 10. Zmierzona charakterystyka dla jednostajnego 13 dB statycznego rozkładu, kluczowanego dla uzyskania 50 dB charakterystyki Czebyszewa

(rys. 9 i 10). Powodem niepowodzenia były sygnały rozproszone i odbite.

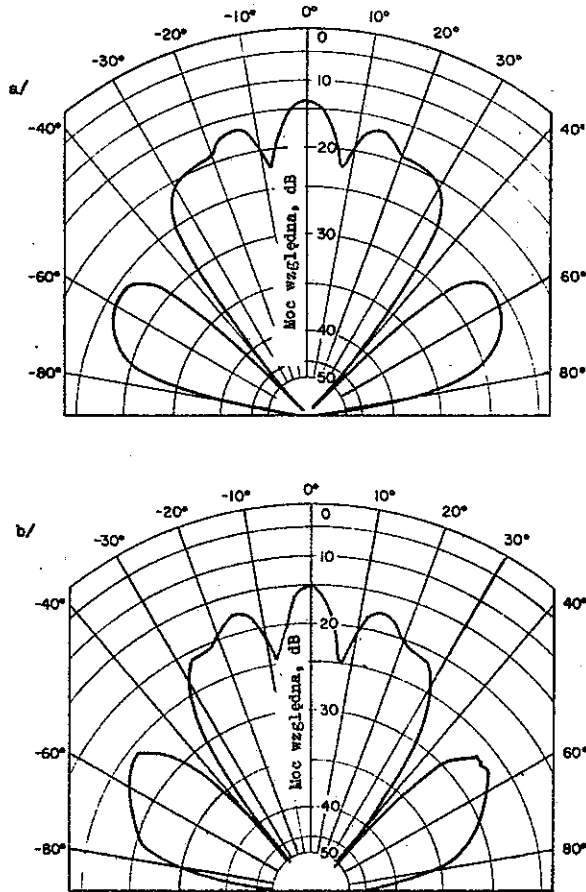
2.3. Charakterystyki wstęp bocznych

Modulacja czasowa apertury anteny powoduje transponowanie energii na wstęgi boczne, występujące na wielokrotnościach częstotliwości modulującej, zgodnie ze wzorem (2b). Dla każdej z tych częstotliwości antena ma odpowiednią charakterystykę kierunkową. Obliczone i zmierzone charakterystyki dla wstęp bocznych przedstawiają rys. 11 i 12.

Zgodność między teoretycznymi i zmierzonymi charakterystykami stwierdzono także dla innych wstęp bocznych (rys. 11 i 12).



Rys. 11. Charakterystyki trzeciej wstęgi bocznej dla $m = \pm 3$, 30 dB rozkład statyczny, kluczowany dla uzyskania 40 dB poziomu listków bocznych: a/ obliczona, b/ zmierzona



Rys. 12. Charakterystyki pierwszej wstęgi bocznej dla $m = \pm 1$, 13 dB rozkład statyczny, kluczowany dla uzyskania 50 dB poziomemu listków bocznych: a/ obliczona, b/ zmierzona

2.4. Zysk wypadkowy anteny

Ze względu na przechodzenie pewnej części energii na wstęgi boczne zysk anteny kluczonej jest mniejszy od zysku takiej samej anteny, dla której odpowiedni poziom listków bocznych osiągnięto metodą konwencjonalną, kształtując odpowiednio rozkład prądów w aperturze.

Dla oszacowania strat w zysku, jako antenę odniesienia przyjęto sieć o takich samych wymiarach apertury i charakterystyce kierunkowej, jak antena eksperymentalna, lecz z rozkładem prądów osiągniętym statycznie. Ocenę strat w zysku przeprowadzono dla anteny kluczonej:

a) z zastosowaniem izolatorów mikrofalowych i b) bez użycia izolatorów mikrofalowych.

a. Dla anteny ze statyczną charakterystyką o 30 dB poziomie listków bocznych, kluczonej dla uzyskania 40 dB poziomu listków bocznych, straty w zysku wynoszą 0,51 dB względem anteny o 40 dB poziomie listków bocznych osiągniętym statycznie.

Dla anteny o równomiernym rozkładzie w aperturze (13 dB poziom listków bocznych), kluczonej dla uzyskania 40 dB poziomu listków bocznych, straty w zysku wynoszą 3,53 dB.

b. W przypadku gdy izolatory mikrofalowe nie zostaną użyte, przy warunkach opisanych w punkcie a, zamiast 0,51 dB i 3,53 dB uzyskuje się odpowiednio straty zysku równe 0,30 dB i 2,40 dB.

Jest więc oczywiste, że dla uniknięcia nadmiernych

strat w zysku ze względu na kluczkowanie jest celowe uzyskanie charakterystyki o możliwie najniższym poziomie listków bocznych metodami konwencjonalnymi. Dla uzyskania dodatkowej redukcji poziomu listków bocznych można następnie zastosować technikę kluczkowania elementów sieci.

2. UWAGI KOŃCOWE

Technikę modulacji czasowej można zastosować do redukcji listków bocznych charakterystyk anten sterowanych metodą fazową. Wymaga to jedynie wprowadzenia wyłączników w układ linii zasilających odpowiednie elementy antenowe. Oczywiście wyłączniki nie powinny bezpośrednio wpływać na operacje przesuwników fazowych użytych do sterowania promienia.

Sygnal na częstotliwości nośnej odpowiadać będzie charakterystyce anteny fazowanej, a poziom listków bocznych zostanie zredukowany.

Należy jeszcze wspomnieć o tym, że częstotliwość kluczkowania anteny musi być odpowiednio dobrana ze względu na szerokość pasma odbieranego sygnału. W praktyce muszą być stosowane wyższe częstotliwości kluczkowania niż ta, którą zastosowano w eksperymencie.

Opisaną metodą redukcji poziomu listków bocznych można zastosować również dla odbiorczych, ściśle kierunkowych sieci krótkofalowych. Wymagałoby to oczywiście opracowania odpowiednich urządzeń kluczujących. Wydaje się, że zastosowanie tranzystorów, jako podstawowych e-

lementów w układzie kluczującym, nie nastęczałoby większych trudności. Niepożądane efekty modulacji czasowej można łatwo usunąć stosując w urządzeniu odbiorczym odpowiednie pasmowe filtry kwarcowe.

Ze względu na dopuszczalną szerokość zajmowanego pasma metody modulacji czasowej nie można stosować w urządzeniach nadawczych.

WYKAZ LITERATURY

H.E. Shanks and R.W. Bickmore: Four-dimensional electromagnetic radiators, Canad. J. Phys., vol. 37, March 1959, s. 263.

621.396.67 : 621.391.82

ZAGADNIENIE WZAJEMNYCH ZAKŁÓCEŃ

W RADIOKOMUNIKACJI

(Z PUNKTU WIDZENIA ANTEN)

Opracował: St. Siczek¹⁾

W miarę zwiększania ilości i mocy stacji o uzyskaniu pewnej łączności radiowej pomiędzy danym nadajnikiem i odbiornikiem w coraz większym stopniu decydują zakłócenia będące sygnałami użytecznymi innych stacji.

¹⁾ Haydon G.W., Lucas D.L. i Hanson R.A.: Antenna Considerations in Band 7 Frequency Sharing Between Major World Air Route Areas. NBS Report 8205, January 10, 1964.

W przypadku korespondowania stacji umieszczonych w punktach A i B ideałem byłoby uzyskanie stałego silnego sygnału w tych punktach oraz zerowego natężenia pola tego sygnału na całym pozostałym obszarze kuli ziemskiej.

W przypadku łączności kierunkowej, na danej trasie, sygnał użyteczny nie powinien występować poza tą trasą. Oczywiście praktyczne spełnienie tych wymagań nie jest łatwe, a zwykle nawet jest to niemożliwe.

W celu zbadania sytuacji obecności potencjalnych zakłóceń w strefach użytkowanych przez światowe linie lotnicze w laboratoriach Boulder NBS (National Bureau of Standards) przeprowadzono na maszynach matematycznych obliczenie rozkładu poziomego sygnału na powierzchni ziemi w założeniu, że sygnał pochodził od kierunkowej anteny (rombowej) zasilanej mocą 2,5 kW oraz od anteny dokólnej zasilanej mocą 1 kW. Konkretnie chodziło o rozstrzygnięcie czy zwiększenie mocy nadajników przy jednoczesnym zastosowaniu anten kierunkowych nie pogorszy obecnej sytuacji możliwości wzajemnych zakłóceń, oraz czy nie zajdzie potrzeba zmiany planu rozdziału częstotliwości.

Zagadnienie rozpatrywano w sposób następujący.

Rozkład poziomego sygnału pochodzącego od anteny kierunkowej umieszczonej np. w N. Yorku, skierowanej na Londyn, porównuje się z rozkładem poziomego sygnału anteny bezkierunkowej umieszczonej w Londynie.

Należy spodziewać się, że potencjalne zakłócenia od anteny kierunkowej będą największe wzdłuż wielkiego koła na powierzchni kuli ziemskiej, którego płaszczyzna

pokrywa się z azymutem charakterystyki promieniowania anteny. Na kierunku promieniowania anteny rombowej w N. Yorku skierowanej na Londyn leży Kalkuta.

W celu wybrania częstotliwości i czasu, dla których poziom sygnału w Kalkucie od anteny rombowej w N. Yorku jest wysoki przeprowadzono analizy propagacyjne posługujące się metodami stosowanymi dla prognoz jonosferycznych.

Analizy przeprowadzono dla miesięcy marca, lipca i grudnia w czasie całej doby, w zakresie częstotliwości 3 do 18 MHz, przyjmując średnią aktywność Słońca. Prawdopodobieństwo zakłóceń było największe w ciągu całej doby na częst. 5 MHz oraz na częst. 11 MHz w godzinach 12 - 16 GMT w marcu, 12 - 18 GMT w lipcu i o godz. 14 GMT w grudniu.

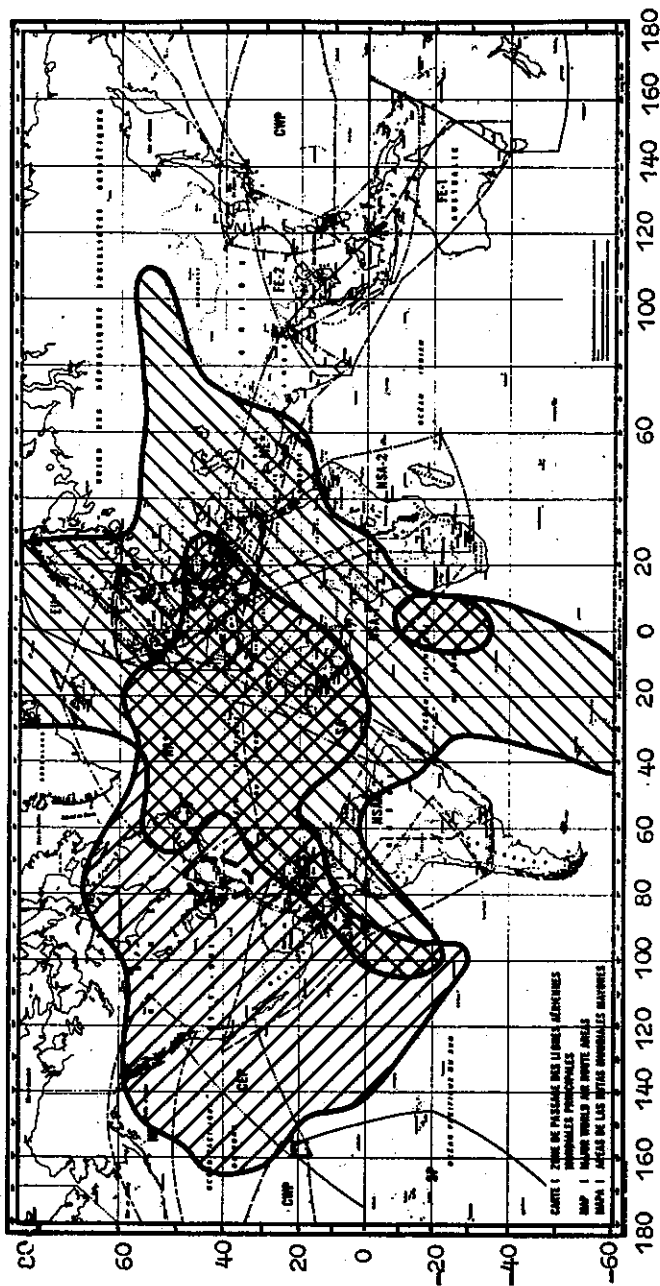
Do obliczania rozkładu poziomu sygnału wybrano dane:

5 MHz	grudzień	godz.	4 GMT
11 MHz	"	"	14 GMT

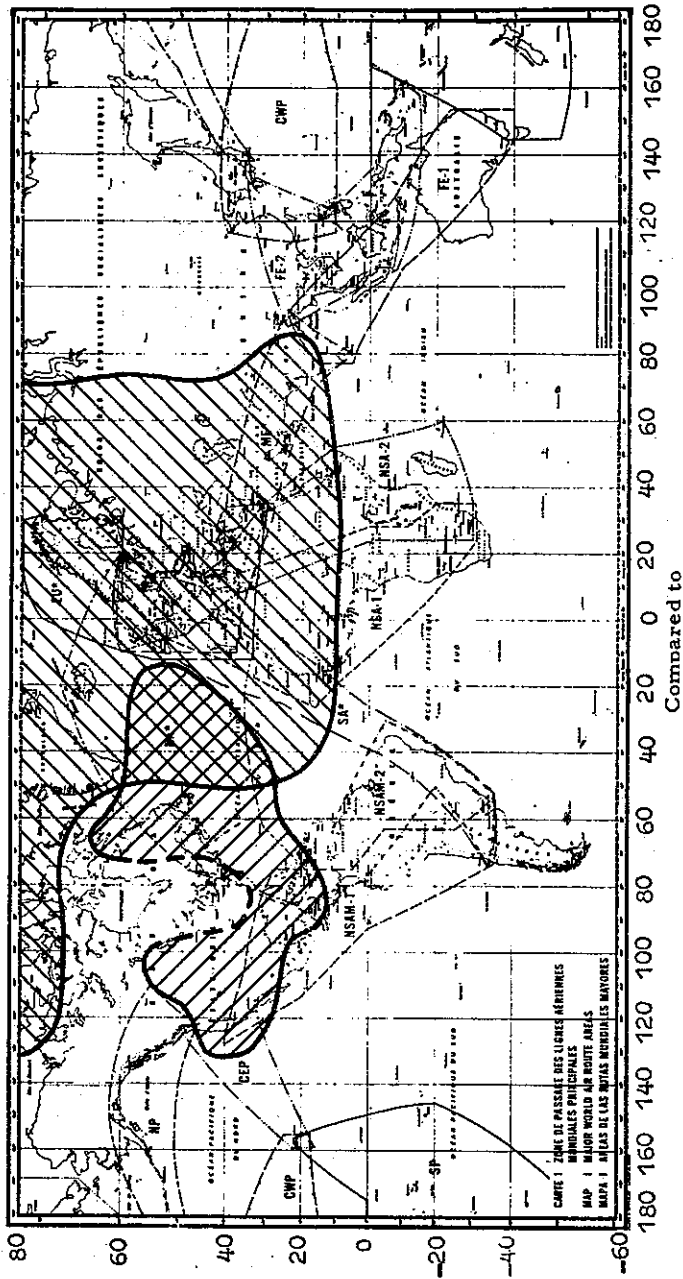
przy stanie jonosfery zgodnym z prognozą.

Na mapach oznaczono obszary, w których poziom sygnałów wypadł wyższy niż odpowiadający stosunkowi sygnał/szum - 43 dB. Średnia moc szumów jest tu liczona na 1 Hz pasma, a moc sygnału jako moc szczytowa skutecznego sygnału w całym zajęтым pasmie częstotliwości.

Rozkład poziomu sygnałów na powierzchni kuli ziemskiej obliczono zakładając określone charakterystyki promieniowania anten w płaszczyznach poziomej i pionowej.



Rys. 1. Obszary potencjalnych zakłóceń:
 ▨ od anteny rombowej w Nowym Jorku, ▨ od anteny dookólnej w Londynie
 5 MHz godz. 4 GMT grudzień



Rys. 2. Obszary potencjalnych zakłóceń:

▨ od anteny rombowej w Nowym Jorku, ▨ od anteny dookólnej w Londynie
 11 MHz godz. 14 GMT grudzień

Jako antenę kierunkową przyjęto romb o wys. 21 m, długości 96 m i kącie rozwarcia 70° . Charakterystyka promieniowania tej anteny w przybliżeniu odpowiada charakterystykom promieniowania anten kierunkowych innych typów stosowanych w zakresie fal krótkich.

Charakterystykę promieniowania anteny bezkierunkowej założono jako poziomo dookólną, a w płaszczyźnie pionowej jak dla poziomego półfalowego dipola podniesionego na wysokości 20 m nad powierzchnią ziemi.

Analogiczne rozważanie przeprowadzono dla anten umieszczonych w Melbourne i Kalkucie, Honolulu i San.Francisco oraz w Honolulu i Tokio.

Wyniki analizy wskazują na to, że sytuacja interferencyjna nie pogorszy się w żadnym z przypadków, gdy anteny dookólne zostaną zastąpione kierunkowymi zasilanymi mocą 2,5 razy większą. Wyniki tej analizy wskazują w sposób poglądowy jak duże znaczenie w zapewnianiu dobrej łączności ma właściwe zaprojektowanie pól antenowych stacji radiokomunikacyjnych pozwalające na wykorzystanie tylko anten kierunkowych.

621.397.7 : 621.396.61.029.6

URZĄDZENIA KONTROLNE I POMIAROWE
DO NADAJNIKÓW KRÓTKOFALOWYCH

Opracował: H. Kalita¹⁾

Zagadnienia pomiarowe występujące w radiostacjach nadawczych są w przeważającej części tak specjalnego rodzaju, że nie mogą być rozwiązane przy zastosowaniu zwykłych urządzeń pomiarowych. Z tego względu potrzebne jest dla tego celu opracowanie odpowiednich przyrządów pomiarowych.

Niezbędne w eksploatacji przyrządy pomiarowe do strojenia, czynności eksploatacyjnych i bieżącej kontroli stanowią najczęściej części składowe nadajnika. Natomiast przyrządy wysokiej klasy potrzebne do pomiarów kontrolnych dobroci nadawań nie będą w ogólności przeznaczone dla poszczególnych nadajników, ponieważ tego rodzaju pomiary nie będą przeprowadzane w sposób ciągły, ale dorywczo lub regularnie w dłuższych odstępach czasu.

Z tego względu celowe jest zestawienie tego rodzaju przyrządów na stojaku pomiarowym lub w pomieszczeniu kontrolnym i połączenie ich z wyjściami pomiarowymi ba-

¹⁾ W. Kleische: Überwachungs und Messeinrichtungen für Kurzwellensender. Telefunken-Zeitung, t. 35, 1962, nr 138, s. 299-313.

danych nadajników za pośrednictwem tablicy rozdzielczej [1]. Do bardzo dokładnych pomiarów np. przy odbiorach technicznych radiostacji mogą być ponadto zastosowane przyrządy specjalne.

Do skontrolowania dobroci nadawań są zwykle niezbędne pomiary następujących parametrów:

Pomiary ogólne	Pomiary nadajników radiotelegraficznych	Pomiary nadajników radiotelefonicznych
Częstotliwość	Zniekształcenia znaków telegraficznych	Współczynnik zniekształceń harmonicznych
Emisje niepożądane	Przesuw częstotliwości	Zniekształcenia tłumieniowe
Szerokość wstęgi w.cz. emisji		Przesłuchy nielinearne
Modulacje zakłócające		Przesłuchy linearne

Do kontroli nadajników z odległych placówek eksploatacyjnych ("podśluch") przewidziano urządzenia kontrolne, które są zdalnie sterowane i mogą być przyłączone do zacisków pomiarowych dowolnie wybranego nadajnika na danym obiekcie.

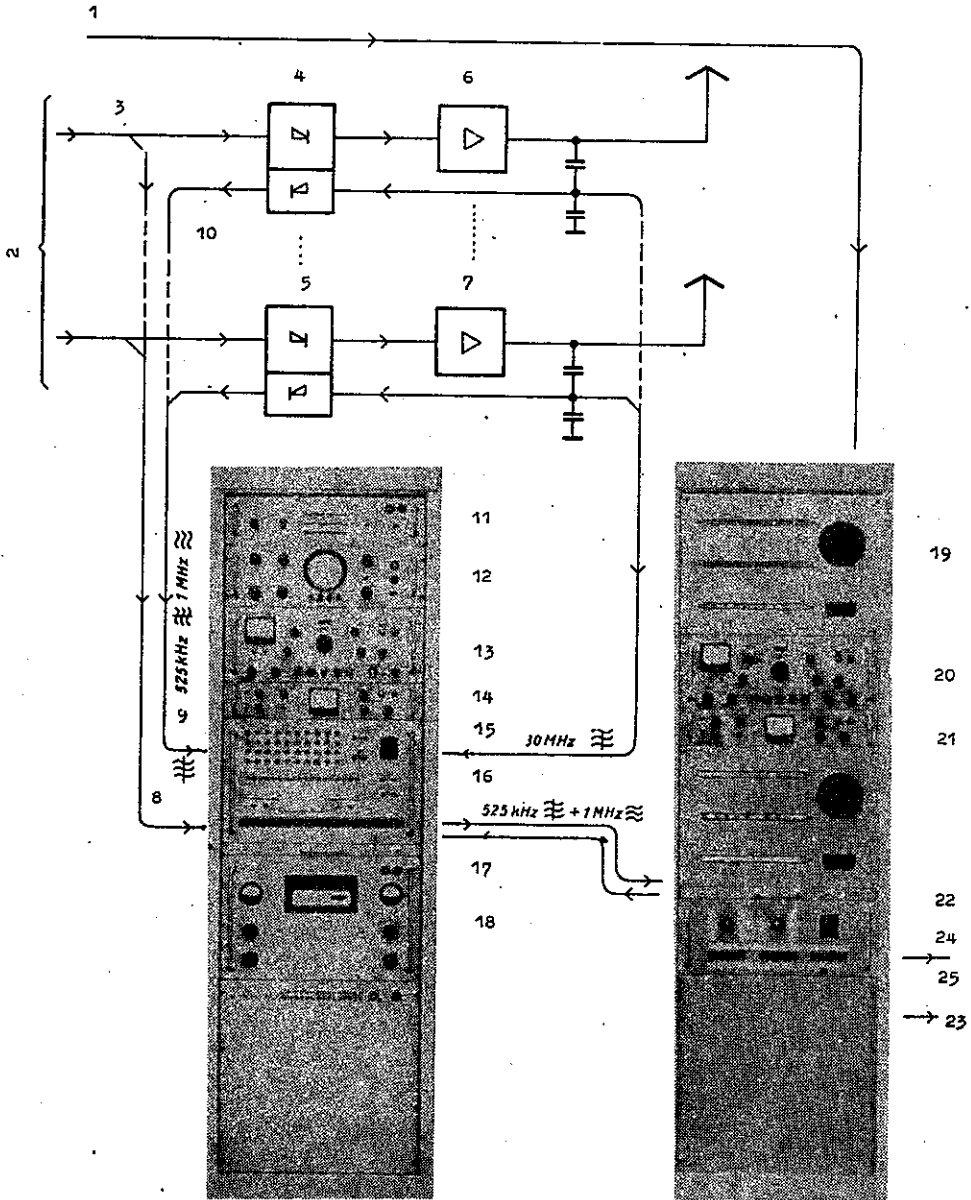
Do przedstawionego zakresu pomiarów i kontroli firma Telefunken opracowała niżej opisane urządzenia.

1. Stojak pomiarowy MSG 1-676 (rys. 1)

Stojak pomiarowy MSG 1-676 jest przeznaczony do badania modulacji i manipulacji nowego, zdalnie sterowanego nadajnika krótkofalowego typu zastosowanego w Elms-horn (NRF) [3], [4].

Jeden tego rodzaju stojak pomiarowy przeznaczony jest do kontroli 18 nadajników. Jest on połączony za pomocą kabli zarówno z wyjściami pomiarowymi w.cz. wzmacniaczy nadajników, jak i ze stopniami przemiany częstotliwości układów wzbudzających [5]. W stopniu przemiany następuje przesunięcie modulowanego sygnału wyjściowego wzmacniacza nadajnika z częstotliwości nośnej nadajnika na częstotliwość pośrednią 525 kHz. Na tablicy rozdzielczej stojaka pomiarowego łączy się, za pomocą kabli zaopatrzonych w odpowiednie wtyki, przyrządy pomiarowe stojaka z badanymi nadajnikami. Za pomocą kabli można także doprowadzić napięcia wyjściowe nadajników z tablicy rozdzielczej do innego stojaka pomiarowego, służącego do podsłuchu sygnałów modulacyjnych w liniach teletransmisyjnych.

Miernik wysterowania wskazuje wartość wysterowania przy emisjach rodzaju A3 i A3B. Miernik ten może być podłączony zarówno do wyjścia w.cz. nadajnika, jak również do wejścia m.cz. nadajnika. Za pomocą woltomierza szczytowego mierzy się wartości szczytowe napięć zmiennych, które wskazywane są za pomocą instrumentu ze wskaźnikiem świetlnym. Dla demodulacji emisji A3 służy



Rys. 1. Stojak pomiarowy MSG1-676 i zdalnie obsługiwany stojak podsłuchowy MGS2-676 oraz układ połączeń tych urządzeń z urządzeniem nadawczym

1 - sygnały sterowania zdalnego; 2 - z oddalonych placówek eksploatacyjnych /telefonicznych, telegraficznych/; 3 - telefonia 0,1 do 6 kHz, telegrafia 0 do 2000 Bd; 4 - generator wzbudzający 1; 5 - generator wzbudzający 18; 6 - nadajnik 1; 7 - nadajnik 18; 8 - m.cz.; 9 - p.cz. 525 kHz; 10 - 2 p.cz. 525 kHz; 11 - wzmacniacz podsłuchowy; 12 - oscylograf; 13 - układ kontrolny emisji F1 i F6; 14 - układ kontrolny emisji A3B; 15 - od 3 do 30 MHz; 16 - tablica rozdzielcza; 17 - zdalne sterowanie; 18 - miernik wysterowania; 19 - odbiornik sygnałów zdalnego sterowania; 20 - układ kontrolny emisji F1 i F6; 21 - układ kontrolny emisji A3B; 22 - zdalnie obsługiwana tablica rozdzielcza; 23 - do placówki eksploatacyjnej telefonicznej; 24 - do placówki eksploatacyjnej telegraficznej; 25 - dwa kanały telegraficzne prądu zmiennego; 26 - stojak pomiarowy MSG1-676; 27 - stojak podsłuchowy MGS2-676

linearny detektor wchodzący w skład miernika wysterowania.

Wzmacniacz podsłuchowy może być połączony za pośrednictwem tablicy rozdzielczej z miernikiem wysterowania, układem kontrolnym emisji A3B i układem kontrolnym emisji F1 i F6.

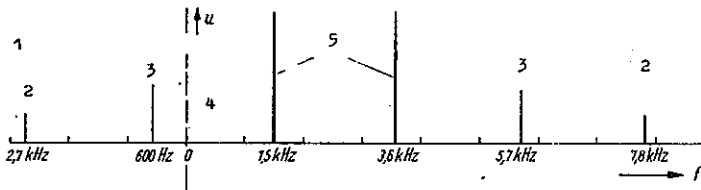
Oscylograf jest potrzebny przeważnie do pomiarów przy stosowaniu układu kontrolnego emisji F1 i F6. Może on być jednak także połączony poprzez tablicę rozdzielczą z linearnym detektorem miernika wysterowania i z wyjściami pomiarowymi wzmacniaczy nadajników. Ponieważ w tym ostatnim przypadku dysponujemy dużymi wartościami napięć w.cz. (ok. 30 V), doprowadza się je bezpośrednio do płytek oscylografu.

Układ kontrolny przy emisji A3B jest głównie wykorzystany do obserwacji emisji jednowstęgowych. Może on być jednak wykorzystany łącznie ze wzmacniaczem podsłuchowym do podsłuchu nadawań A1 i F1. Do układu kontrolnego emisji A3B doprowadza się modulowane napięcie o częstotliwości 525 kHz z układu przemiany oraz napięcie o częstotliwości rezonatora kwarcowego 1 MHz z generatora wzbud-

dzającego. Potrzebne podnośne częstotliwości 500 kHz i 25 kHz otrzymuje się z podziału częstotliwości rezonatora kwarcowego 1 MHz. Przy emisji rodzaju A3B istnieją w zakresie częstotliwości pośredniej jeszcze dwie wstęgi boczne, z których każda przenosi różne informacje. Obie wstęgi po zmieszaniu z częstotliwością 500 kHz zostają oddzielone przez dwa filtry jednowstęgowe, przy czym pasma przenoszenia tych filtrów leżą symetrycznie względem częstotliwości 25 kHz. Po zmieszaniu z częstotliwością podnośną 25 kHz uzyskuje się obie wstęgi boczne w zakresie od 0,1 do 6 kHz, których poziom mierzy się przyrządem znajdującym się w zestawie pomiarowym.

Do wyznaczenia przesłuchów nieliniarnych przewidziano generator o dwóch częstotliwościach 1,5 kHz oraz 3,6 kHz, który może być dołączony poprzez tablicę rozdzielczą do wejściowych zacisków badanego nadajnika. Poziomy napięć o tych częstotliwościach ustala się w ten sposób, że każdy z nich powoduje wysterowanie nadajnika do 80%, a napięcia o obu częstotliwościach pomiarowych powodują maksymalne dopuszczalne wysterowanie. Przy emisji A3B mierzy się, przy zastosowaniu wbudowanego miernika poziomu, najpierw napięcie w pasmie zajmowanym (przydzielonym), a następnie w pasmie niezajmowanym. Ponieważ przyrząd wskaże nie tylko napięcia o częstotliwościach złożonych, wynikię wskutek przesłuchów nieliniarnych, ale także inne napięcia zakłócające (przesłuchów linearnych, napięcia z innych źródeł), w urządzeniu pomiarowym przewidziano filtr, który może być włączany w razie potrzeby. Jest on nastrojony na częstotliwość kom-

binowaną trzeciego rzędu, która znajduje się w pobliżu częstotliwości 600 Hz (rys. 2), ponieważ właśnie ta częstotliwość w ogólności w głównej części wynika z przesłuchu. Wartość przesłuchu uzyskuje się ze stosunku poziomu o częstotliwości kombinowanej do poziomu o często-



Rys. 2. Położenie częstotliwości kombinowanych do wyznaczenia przesłuchów nieliniarnych

1 - częstotliwości kombinowane przesłuchu; 2 - piątego rzędu; 3 - trzeciego rzędu; 4 - nośna; 5 - częstotliwości pomiarowe

liwościach pomiarowych. Zniekształcenia harmoniczne układu kontrolnego emisji A3B są tak małe w porównaniu z zakresem wielkości mierzonych (30 do 50 dB), że nie wpływają na wynik pomiaru.

Kontrolę jakości transmisji przy emisji A3B można uzupełnić przy zastosowaniu opisywanego układu kontrolnego, przeprowadzając dodatkowo następujące pomiary: odstępu poziomu napięć zakłócających, zniekształceń tłumieniowych, przesłuchów linearnych. W przypadku pomiaru tych dwóch ostatnich parametrów wpływ układu kontrolnego A3B na wynik pomiaru nie jest już do pominięcia, ponieważ filtry wstępne bocznych są tego samego rodzaju jak zastosowane w generatorach wzbudzających nadajników.

Do wykonania dokładniejszych pomiarów, jakie np. są

potrzebne przy odbiorach technicznych nadajników, należy stosować inny sposób postępowania (rozdz. 4).

Przy emisjach A1 i F1 częstotliwość pośrednią 525 kHz miesza się z częstotliwością dodatkowego generatora LC dla uzyskania sygnału małej częstotliwości. Wówczas można przy wykorzystaniu wzmacniacza podsluchowego obserwować słuchowo manipulację nadajnika.

Jakość transmisji emisji F1, F4 i F6 sprawdzamy za pomocą urządzenia kontrolnego F1/F6 oraz oscylografu. Poprzez tablicę rozdzielczą, do której doprowadzamy napięcie wyjściowe badanego nadajnika, uzyskujemy napięcie wyjściowe ze stopnia przemiany o częstotliwości pośredniej 525 kHz. Po dwukrotnym ograniczeniu następuje demodulacja w dyskryminatorze, którego napięcie wyjściowe doprowadzone jest poprzez wzmacniacz prądu stałego do oscylografu. Aby móc spostrzec zniekształcenia znaków telegraficznych powodowanych przez badany nadajnik, do oscylografu doprowadza się jednocześnie znaki telegraficzne wejściowe i wyjściowe z badanego nadajnika, wykorzystując przełącznik elektronowy, co umożliwia ich porównanie. Przez włączenie znaków markujących można dokonać pomiaru znaków kontrolnych. Przy emisji F6 przewidziano urządzenie do rozdziału kanałów. Dalsza transmisja znaków kontrolnych każdego kanału poprzez linie transmisyjne jest możliwa dzięki przemianie na znaki telegraficzne prądu zmiennego.

Do eksploatacyjnej kontroli emisji z przesuwem częstotliwości jest szczególnie ważny pomiar wartości przesuwu częstotliwości [6], [7]. W związku z tym układ kontrolny

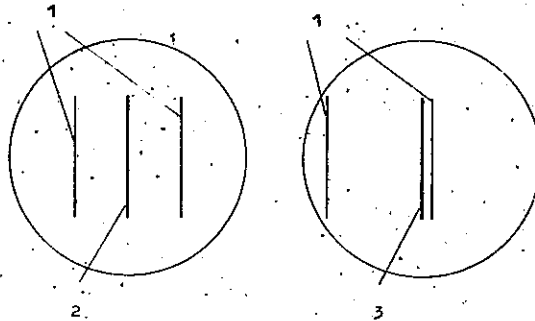
F1/F6 zawiera generator pomiarowy, zaopatrzony w cechowana skalę, przestrajany w zakresie do ± 650 Hz. Jego częstotliwość środkowa 525 kHz może być sprawdzona za pomocą generatora kwarcowego wchodzącego w skład tego układu kontrolnego.

Pomiar przesuwu częstotliwości może być dokonany metodą statyczną lub dynamiczną. Przy pomiarze statycznym ustawia się kolejno częstotliwości manipulacji z generatora wzbudzającego. W stojaku pomiarowym do jednej pary płytek oscylografu doprowadza się napięcie z generatora pomiarowego. Przy dokładnym dostrojeniu generatora pomiarowego otrzymujemy na ekranie nieruchomą elipsę. Częstotliwości manipulacji możemy odczytać ze skali generatora pomiarowego.

O ile metoda obserwacji figur Lissajous jest użyteczna przy pomiarach statycznych przesuwu częstotliwości i błędy wynikają jedynie z niedokładności generatora pomiarowego, to zastosowanie tej metody w dynamicznym pomiarze przesuwu częstotliwości nie daje zadowalających wyników. Wynika to stąd, że przy szybkiej manipulacji telegraficznej powstają jednocześnie figury Lissajou z nakładaniem się drgań generatora pomiarowego i wszystkich drgań widma manipulacji. Obraz na ekranie oscylografu jest niewyraźny i możliwe jest ustawienie generatora pomiarowego na jedną z częstotliwości widma manipulacji, zamiast na częstotliwość odpowiadającą manipulacji.

Z tego względu dla dynamicznych pomiarów przesuwu częstotliwości opracowano inną metodę; podobnie jak przy po-

miarze zniekształceń znaku telegraficznego demoduluje się w dyskryminatorze sygnał o częstotliwości pośredniej. Napięcie wyjściowe z dyskryminatora, proporcjonalne do częstotliwości odpowiadającej manipulacji, wykorzystuje się do poziomego odchylenia strumienia elektronów w oscylografie. Odchylenia pionowe strumienia powodowane przez generator napięcia piłokształtnego narysują na ekranie oscylografu pionowe, stojące linie,



Rys. 3. Obrazy na ekranie oscylografu przy dynamicznym sposobie pomiaru przesuwu częstotliwości

1 - górna i dolna częstotliwość odpowiadająca manipulacji telegraficznej; 2 - linia pomiarowa /z generatora pomiarowego/ odpowiadająca częstotliwości środkowej; 3 - linia pomiarowa /z generatora pomiarowego/ odpowiadająca w przybliżeniu górnej częstotliwości manipulacji telegraficznej

których wzajemny odstęp zależy od różnicy częstotliwości odpowiadających manipulacji telegraficznej. Aby uniknąć przy pomiarach błędów powodowanego przez dyskryminator i następujący po nim wzmacniacz prądu stałego oraz aby umożliwić odczyt częstotliwości przesuwu ze skali generatora pomiarowego, napięcia o częstotliwości

pośredniej i o częstotliwości generatora pomiarowego doprowadzone są do dyskryminatora na zmianę, przy wykorzystaniu przełącznika elektronowego.

W wyniku tego powstaje na ekranie oscylografu dodatkowa linia pomiarowa, która odpowiada częstotliwości generatora pomiarowego (rys. 3). Dyskryminator dostrajamy do generatora pomiarowego. Wtedy linia pomiarowa znajdzie się w środkowym położeniu otrzymywanego na oscylografie obrazu, podczas gdy linie o częstotliwościach odpowiadających manipulacji telegraficznej są przesunięte. Przez przestrajanie generatora pomiarowego możemy doprowadzić do pokrywania się linii odpowiadających manipulacji z linią pomiarową. Wówczas częstotliwość odpowiadająca manipulacji jest równa częstotliwości generatora pomiarowego, którą można odczytać z jego skali. Przez powiększenie wzmocnienia można rozszerzyć obraz na oscylografie, przez co uzyskamy wystarczającą dokładność odczytu. Dokładność ta jest ograniczona szkodliwą modulacją częstotliwości badanego nadajnika, wskutek czego odpowiadające manipulacji telegraficznej linie posiadają (wskutek szkodliwego przesuwu) większą grubość. Przy niezbyt dużym szkodliwym przesuwie dokładność pomiaru praktycznie zależy od niedokładności generatora pomiarowego.

2. Stojak kontroli zdalnej MSG 2-676 (rys. 1).

Za pomocą stojaka kontroli zdalnej można sprawdzać modulację nadajnika z odległej placówki telegraficznej

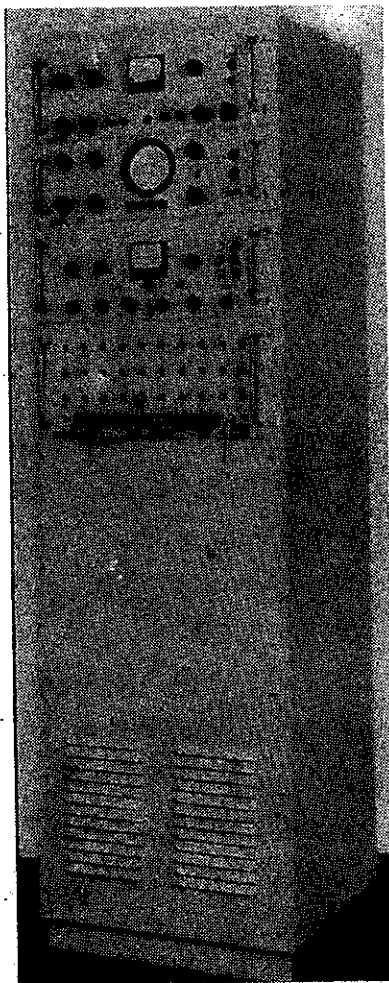
lub telefonicznej (np. biura operacyjnego). W związku z tym stojak kontroli zdalnej wyposażony jest w odpowiednie układy kontrolne, jak układ kontrolny emisji A3B i układ kontrolny emisji F1/F6, które zostały opisane w poprzednim rozdziale. Układy te są zdalnie przyłączane do badanego nadajnika. Potrzebne sygnały sterujące doprowadzone są do odbiornika sygnałów dyspozycyjnych w stojaku kontroli zdalnej z układu wysyłającego sygnały dyspozycyjne, znajdującego się w odległej placówce eksploatacyjnej [8]. Do zdalnego sterowania można wykorzystać przewody linii małej częstotliwości, służące do transmisji modulacji z placówki eksploatacyjnej (biura operacyjnego) do radiostacji. Przy zastosowaniu częstotliwości pilotującej 7 kHz nałożonej na sygnał transmitowany przyłączamy układ przemiany częstotliwości przy należnym interesującemu nas badanemu nadajnikowi do stojaka kontroli zdalnej. W związku z tym każdemu nadajnikowi przyporządkowany jest osobny odbiornik częstotliwości pilotującej.

Doprowadzone z układu przemiany w generatorze wzbudzającym, modulowane napięcie o częstotliwości 525 kHz. zdemodulowane jest w układzie kontrolnym. Napięcia wyjściowe z tego urządzenia transmitowane są poprzez linie telefoniczne do odległej placówki eksploatacyjnej i tu są kontrolowane lub służą do zapisu kontrolnego za pomocą dalekopisu w przypadku manipulacji telegraficznej.

3. Stojak pomiarowy i stojak kontrolny Ms St 481 (rys.4)

Stojaki pomiarowy i kontrolny opisane w rozdziałach 1 i 2 znajdują zastosowanie w założeniu, że już w nadajniku znajduje się układ przemiany na częstotliwość pośrednią 525 kHz. Układ taki jest niezależny od częstotliwości nadajnika, gdyż wykorzystuje pomocniczą częstotliwość nośną, co upraszcza kontrolę zdalną, ma jednak tę wadę, że nie pozwala na pomiary przy częstotliwości nośnej nadajnika. Przy zastosowaniu stojaka pomiarowego i kontrolnego typu Ms St 481 unikamy takiego ograniczenia, gdyż urządzenia te nie są przyporządkowane ustalonym typom nadajników, lecz umożliwiają pomiary i kontrolę każdej emisji z manipulacją częstotliwościową (rodzaje emisji F1, F4 i F6).

W przypadku zastosowania tych urządzeń, tablica rozdzielcza połączona jest z zaciskami pomiarowymi nadajnika za pomocą kabla. Liczba



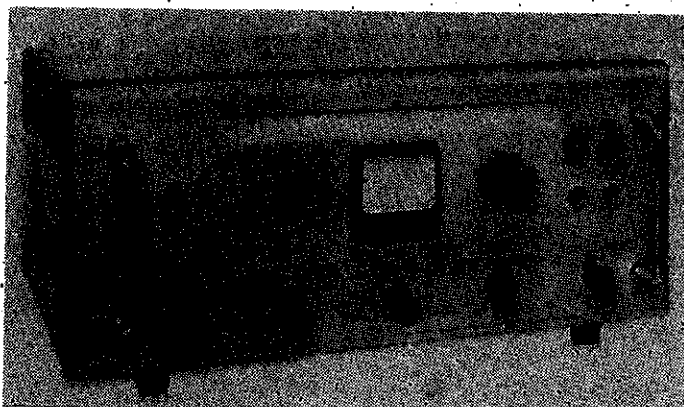
Rys. 4. Stojak pomiarowy i kontrolny typu Ms St 481

przyłączanych nadajników ograniczona jest do 30. Za pomocą odpowiedniego łącznika urządzenie kontrolne dołączone zostaje do badanego nadajnika. Za pomocą drugiego łącznika można urządzenie kontrolne przyłączyć do zacisków wejściowych nadajnika, do których doprowadzone są napięcia manipulacji.

Urządzenie kontrolne pod względem funkcjonalnym odpowiada układowi kontrolnemu emisji F1/F6 stojaka pomiarowego MSG 1-676 (rozdz. 1), nie posiada jednak układu rozdziału kanałów przy emisji F6 i generatora pomiarowego. Częstotliwość środkowa dyskryminatora wynosi 1 MHz zamiast 525 kHz, stosowanej w urządzeniu typu MSG 1-676. Dla przemiany częstotliwości roboczej nadajnika na częstotliwość dyskryminatora stosuje się dekadowo przelączany kwarcowy generator wzbudzający o dużej dokładności (np. typu S Steu 481). Jego częstotliwość musi być tak ustawiona, aby była o 1 MHz wyższa lub niższa od częstotliwości roboczej badanego nadajnika. Do pomiarów i obserwacji służy (tak jak w urządzeniu typu MSG 1-676) ekran oscylografu. Linia pomiarowa odpowiada częstotliwości 1 MHz z kwarcowego generatora wzbudzającego. Dokładność pomiaru jest wyznaczona przez tolerancje częstotliwości dekadowo nastawianego generatora wzbudzającego, która w normalnych warunkach pomieszczeń stacyjnych w ciągu 24 godzin wynosi $\pm 1 \cdot 10^{-7} \pm 5$ Hz. Odstęp częstotliwości między częstotliwościami odpowiadającymi manipulacji może być wyznaczony z błędem nie przekraczającym ± 1 Hz do ± 3 Hz, w zależności od wartości przesuwu częstotliwości.

4. Analizator częstotliwości Ms 488/1 (rys. 5)

Coraz większe zagęszczenie zakresów częstotliwości przeznaczonych do łączności radiowej powoduje, że do uzyskania zadowalającej transmisji sygnałów jest konieczne zawężenie szerokości wstęgi i zmniejszenie natężeń pól emisji niepożądanych, które mogą powodować zakłóce-



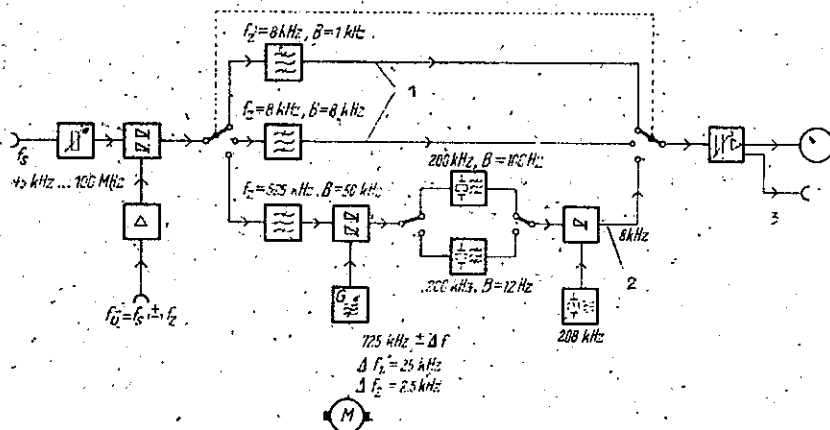
Rys. 5. Analizator częstotliwości Ms 488/1

nia w innych wykorzystywanych kanałach częstotliwościowych. W związku z tym do przeprowadzania odpowiednich pomiarów, w szczególności objętych odbiorami technicznymi nadajników, bardzo przydatny jest analizator częstotliwości.

Za pomocą tego urządzenia możemy w szczególności pomierzyć: częstotliwości niepożądane, harmoniczne, emisje pozapasmowe, szerokość wstęgi w.c.z., zniekształcenia harmoniczne i przesłuchy w nadajnikach jednowstęgowych [9]. Ze względu na szeroki zakres częstotliwości

przyrządu: 45 kHz do 100 MHz analizator częstotliwości powyższego typu może znaleźć także zastosowanie nie tylko w zakresie krótkofalowym, ale także w innych zakresach częstotliwości.

Przy pomiarze częstotliwości pasożytniczych i harmonicznnych w urządzeniu pomiarowym następuje przemiana częstotliwości mierzonej na częstotliwość pośrednią 8 kHz (porównaj rys. 6). Do selekcji przewidziano dwa filtry



Rys. 6. Schemat blokowy analizatora częstotliwości Ms 488/1
 1 - przy pomiarach częstotliwości pasożytniczych i harmonicznnych;
 2 - przy pomiarach szerokości wstęgi; 3 - do urządzenia rejestrującego

pośredniej częstotliwości, przełączane wg wyboru, jeden o szerokości pasma 1 kHz i drugi o szerokości pasma 8 kHz. Potrzebny do przemiany częstotliwości generator nie wchodzi w skład urządzenia, wystarcza do tego odpowiedni pod względem zakresu częstotliwości osobny generator pomiarowy lub generator wzbudzający. Napięcie o

częstotliwości pośredniej jest wzmacniane za pomocą wzmacniacza pomiarowego, a po wyprostowaniu doprowadzane do wskaźnika. Zakres pomiarowy tego wzmacniacza nie przekracza 100 dB. Jest on od dołu ograniczony napięciem szumów wejściowych stopnia mieszającego, który przy najczulszym ustawieniu już powoduje wskazania przyrządu, od góry zaś ograniczony jest zniekształceniami nieliniarnymi stopnia mieszającego. Jest to szczególnie krytyczne przy pomiarach harmonicznych, gdyż wtedy przyrząd pracuje bez wstępnej selekcji, tzn. oprócz mierzonego napięcia harmonicznej doprowadzone jest do stopnia mieszającego pełne napięcie o częstotliwości podstawowej. Zniekształcenia stopnia mieszającego powinny być na tyle małe, aby nie wpływały w sposób zauważalny na wynik pomiaru. Ze względu na te wymagania, zakres pomiarów harmonicznych jest przy zastosowaniu tego przyrządu ograniczony do 66 dB. Zakres ten można rozszerzyć przez włączenie filtra górnoprzepustowego, który nie tłumi harmonicznych, natomiast dostatecznie tłumi napięcia o częstotliwości podstawowej. Zakres pomiarowy amplitud o częstotliwościach pasożytniczych wynosi 90 dB. Przy odpowiednim dostrojeniu pomocniczego generatora można zmierzyć zarówno amplitudę o pożądanej częstotliwości, jak i o częstotliwościach pasożytniczych i harmonicznych. Przy pomiarach tych zakłada się zachowanie dopadowania na wyjściu nadajnika tak przy częstotliwości podstawowej, jak i przy częstotliwościach pasożytniczych. Takie założenie przy pomiarach harmonicznych wymaga stosowania anteny sztucznej o wystarczająco szerokim pasmie częstotliwości, którą najczęściej stosuje się

do pomiarów przy odbiorach technicznych urządzeń nadawczych.

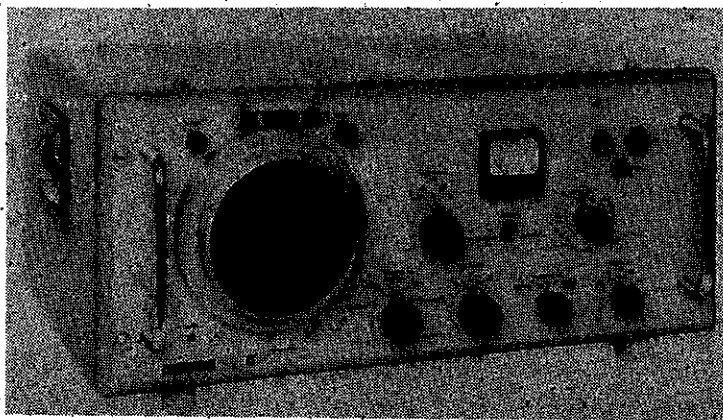
Pomiar szerokości wstęgi w.cz. oparty jest na metodzie z zastosowaniem zmiennej częstotliwości pomiarowej, przy tym badane widmo częstotliwości zostaje przesunięte przy zastosowaniu pierwszego generatora pomocniczego (zewnętrznego) do zakresu częstotliwości pośrednich $525 \text{ kHz} \pm 25 \text{ kHz}$. Drugi, wchodzący w skład urządzenia, generator pomocniczy przesuną całe widmo w sąsiedztwo drugiej częstotliwości pośredniej, równej 200 kHz . Generator ten może być przestrajany za pomocą silniczka lub ręcznie w granicach $\pm 2,5 \text{ kHz}$, po przełączeniu, w granicach $\pm 25 \text{ kHz}$.

Zastosowany w układzie przyrządu filtr (dwa przełączalne wg potrzeby filtry kwarcowe o szerokościach pasm częstotliwości 12 Hz i 100 Hz) zapewnia wydzielenie poszczególnych składników widma. Prędkość strojenia za pomocą silniczka jest tak dobrana, że okres przebywania poszczególnych drgań widma w pasmie częstotliwości nie tłumionych przez filtr kwarcowy dobrany jest do czasu narastania filtru. Następnie po zastosowaniu układu powtórnej przemiany częstotliwości z $200 \text{ kHz} \pm \Delta f$ na $8 \text{ kHz} \pm \Delta f$ z pomocą trzeciego generatora pomocniczego 208 kHz możemy, wykorzystując wzmacniacz pomiarowy, bądź pomierzyć amplitudę badanych drgań w przypadku ręcznego strojenia drugiego generatora pomocniczego ($725 \text{ kHz} \pm \Delta f$), bądź zapisać przebieg amplitudy przy zastosowaniu osobnego zewnętrznego rejestratora poziomów, w przypadku przestrajania drugiego generatora pomocniczego wspomnia-

nym powyżej silniczkiem elektrycznym. Przy zapisie celowe jest przedstawianie przebiegu amplitudy w skali logarytmicznej. Zakres pomiarów amplitud przy pomiarach szerokości wstęgi wynosi 75 dB. Przebieg pomiaru przesłuchu odpowiada przebiegowi pomiaru szerokości wstęgi. W ten sposób można pomierzyć zarówno przesłuchy linearne, jak i nieliniarne (rozdz. 1).

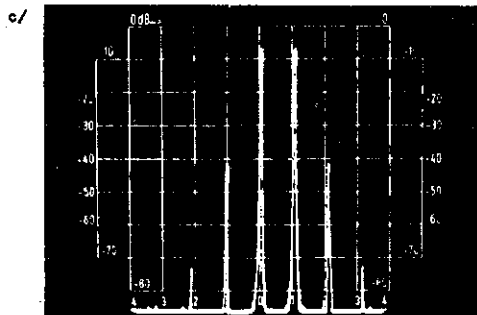
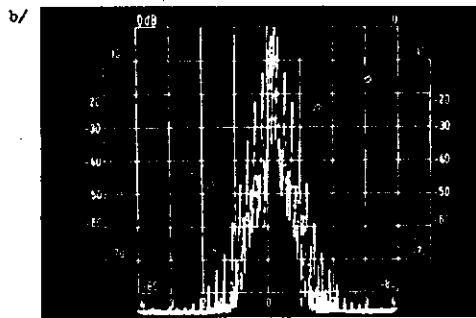
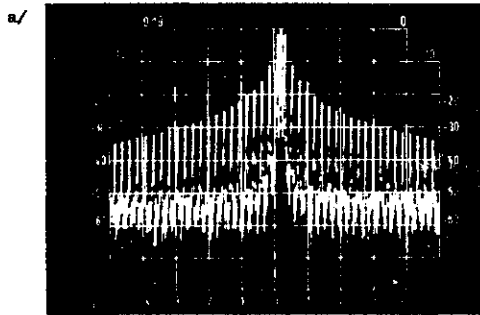
5. Spektrograf szerokości wstęgi w.cz. typu SiG 488/1 (rys. 7)

Opisany w rozdziale 4 analizator częstotliwości umożliwia dokładne pomiary szerokości wstęgi przy odbiorach technicznych urządzeń. Do bieżącej kontroli zajmowanego pasma częstotliwości w czasie eksploatacji opisany wyżej przyrząd ma mniejsze zastosowanie. W takich warunkach celowa jest obserwacja widma na ekranie oscylografu; umożliwia to spektrograf szerokości widma wielkiej



Rys. 7. Spektrograf szerokości wstęgi w.cz. typu SiG 488/1

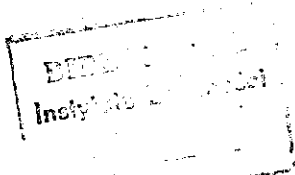
częstotliwości. Znajduje on zastosowanie eksploatacyjne do kontroli zajmowanego pasma częstotliwości zarówno na obiektach nadawczych, jak i w ośrodkach kontroli emisji. Część toru w.c.z. spektografu jest analogiczna do odpowiedniej części toru analizatora częstotliwości (por. rys. 6). Jednakże drugi generator pomocniczy nie jest strojony ręcznie lub za pomocą silniczka elektrycznego, ale elektronicznie za pomocą generatora napięć podstawy czasu, który jednocześnie dostarcza napięć do odchylenia strumienia elektronów w lampie oscylograficznej o długim czasie poświaty. Napięcie po filtrze analizującym jest wzmacnione za pomocą wzmacniacza o charakterystyce logarytmicznej i jest wykorzystane do pionowego odchylenia strumienia elektronów. Zakres pomiarowy amplitud wynosi 70 dB z błędem nie przekraczającym ± 1 dB i 80 dB z błędem nieco większym. Do kontroli skali amplitudowej na ekranie lampy oscylograficznej służy cechowany ośmiostopniowy (co 10 dB) dzielnik. Układ poziomego odchylenia wyposażony jest w znaczniki częstotliwości co 5 kHz i co 500 kHz. Spektrometr, podobnie jak opisany poprzednio analizator częstotliwości, może być także wykorzystany do pomiarów przesłuchów, pomiarów emisji pasożytniczych i harmonicznych. Na rys. 8a, b, c pokazano zdjęcia oscylograficzne z pomiarów szerokości wstęgi i przesłuchu.



Rys. 8. Pomierzone widma: a/ przy manipulacji A1 "twardej",
 b/ przy manipulacji A1 "miękkiej", c/ pomiar przesłuchu przy
 sterowaniu sygnałem dwutonowym

WYKAZ LITERATURY

1. E. Prokott: Funksendeanlagen I. Fernmelde. Ing. Jg.13 (März 1959) H3.
2. H.J. Ellissen: Kurzwellensender - Betriebsmessungen II. Fernmelde-Ing. Jg. 12 (Febr. 1958) H2.
3. E. Prokott: Fernbedienbare Nachrichtenanlagen Telefunken-Zeitung Jg. 35 (Dez. 1962) H. 138. S. 275-283.
4. A. Ruhrmann: Die fernbedienbare Nachrichtensendeanlage Elmshorn. Telefunken-Zeitung. Jg. 35 (Dez. 1962) H. 138, S. 284-298.
5. W. Kleische: Fernbedienbare Steuervorsatz für Kurzwellen-Nachrichtensender. Telefunken-Zeitung Jg. 35 (Dez. 1962) H. 138, S. 299-313.
6. E. Meinel u. K. Schröck: Frequenzumtastung in der Funktelegraphie. Fernmelde-Ing. Jg. 9 (Juli 1955) H. 7.
7. H.J. Ellissen: Messungen an Kurzwellensendern. Fernmelde-Ing. Jg. 14 (April 1960) H. 4.
8. E. Kloid: Eine einfache Fernbedienungsanlage für Sendestationen. Telefunken-Zeitung Jg. 35 (Dez. 1962) H. 138, S. 358-360.
9. Normblatt DIN 40053, Blatt 3: Funksender, Messtechnik.





Myr. ad.
p. 27. in. ka