

I 9 7 0

Nr 49

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

WARSZAWA — MIEDZESZYN

PROBLEMY

ŁĄCZNOŚCI

BIBL. CENTR.
Instytut Łączności
Pa.





PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 10

WARSZAWA 1970

NR 49

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja
Problemów Łączności i Przeglądu Zagadnień Łączności

Redaktor Naczelny - prof. Zenon Szpigler

Redaktorzy działów:

mgr inż. Władysław Cetner, mgr inż. Adam Moniuszko,
mgr inż. Józef Możejko

Adres Redakcji:
Instytut Łączności
Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej
Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Egz. Nr 30

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 575. Druk ukończono
we wrześniu 1970 r.

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Bem D.J. - Tendencje rozwojowe w projektowaniu i budowie telewizyjnych anten nadawczych	1
2. Siczek St. - Tendencje rozwojowe w dziedzinie krótkofalowych anten radiokomunikacyjnych	

Daniel Józef Bem

TENDENCJE ROZWOJOWE W PROJEKTOWANIU I BUDOWIE TELEWIZYJNYCH ANTEN NADAWCZYCH

1. WSTĘP

Rozwój telewizji programowej w Polsce stwarza między innymi stale wzrastające zapotrzebowanie na telewizyjne anteny nadawcze. Antena stanowi istotną część ośrodka nadawczego. Jej zadaniem jest możliwie optymalne wypromieniowanie energii wytwarzanej przez nadajnik, tak aby zapewnić poprawne warunki odbioru na możliwie dużym obszarze. Cel ten osiąga się przez zapewnienie dużego zysku energetycznego anteny oraz odpowiednie ukształtowanie jej charakterystyki promieniowania zarówno w płaszczyźnie poziomej, jak i pionowej. Jednocześnie od anteny wymaga się bardzo dobrego dopasowania do głównego toru zasilającego w szerokim zakresie częstotliwości. Ze względu na wykorzystywanie jednej anteny do emisji kilku programów telewizyjnych szerokość pasma roboczego anteny znacznie przewyższa szerokość kanału telewizyjnego i obejmuje zwykle cały zakres częstotliwości.

Ponadto antena musi się charakteryzować dużą niezawodnością. Spełnienie tych wymagań powoduje, że współczesne telewizyjne anteny nadawcze stają się skomplikowanymi i precyzyjnymi urządzeniami.

Celem niniejszego artykułu jest przedstawienie bieżą-

cych tendencji w projektowaniu i budowie telewizyjnych anten nadawczych. Ponieważ budowa krajowej sieci telewizyjnej w pierwszych trzech zakresach częstotliwości jest w zasadzie zakończona, omówione będą przede wszystkim problemy związane z antenami dla IV i V zakresu częstotliwości.

Przedstawiony materiał obejmuje metody projektowania, rozwiązania konstrukcyjne oraz pomiary anten.

2. PROJEKTOWANIE TELEWIZYJNYCH ANTEN NADAWCZYCH

Na Konferencji Sztokholmskiej w 1961 r. ustalono dla każdej telewizyjnej stacji nadawczej w Europie częstotliwość pracy (kanał), maksymalną moc promieniowaną oraz polaryzację. Projektowanie anteny nadawczej sprowadza się więc do:

- ustalenia zysku energetycznego,
- ukształtowania charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej,
- ukształtowania charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej,
- rozwiązania konstrukcyjnego anteny.

2.1. Zysk energetyczny

Jeśli jest znana moc doprowadzona do anteny, to dla zapewnienia ustalonej wartości maksymalnej mocy promieniowanej, zysk energetyczny anteny powinien być równy:

$$G = \frac{P_{rmax}}{P_d} \quad (1)$$

gdzie:

P_{rmax} - maksymalna moc promieniowana,

P_d - moc doprowadzona do anteny.

Moc doprowadzona do anteny jest równa mocy nadajnika P_N pomniejszonej o moc traconą w układzie zasilania anteny (wraz z głównym torem przesyłowym).

$$P_d = \eta P_N \quad (2)$$

gdzie:

η - sprawność układu zasilania anteny.

Zysk energetyczny anteny nie może przybierać dowolnie dużych wartości. W I i II zakresie częstotliwości maksymalną wartość zysku energetycznego ograniczają dopuszczalne rozmiary anteny; w wyższych zakresach ograniczenia wynikają z niestabilności podpory, na której jest zamocowana antena.

Średni zysk energetyczny anteny złożonej z pewnej liczby elementów antenowych umieszczonych jeden nad drugim i zasilanych współfazowo jednakową mocą wyraża się następującą przybliżoną zależnością:

$$G \approx 1,22 \frac{L}{\lambda} \quad (3)$$

gdzie:

L - wysokość anteny.

Wzór (3) określa zysk energetyczny anteny o dookól-

nej charakterystyce promieniowania w płaszczyźnie poziomej. W przypadku kształtowanej poziomej charakterystyki promieniowania zysk energetyczny jest funkcją kąta azymutalnego ϕ .

$$G(\phi) = G \left[\frac{E(\phi)}{E_{\text{śr}}} \right]^2 \approx 1,22 \frac{L}{\lambda} \left[\frac{E(\phi)}{E_{\text{śr}}} \right]^2 \quad (4)$$

gdzie:

$E(\phi)$ - natężenie pola dla kierunku ϕ ,

$$E_{\text{śr}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E(\phi) d(\phi) - \text{średnia wartość natężenia pola w płaszczyźnie poziomej.}$$

Wzór (3) jest słuszny, jeśli odległości między dipolami nie przekraczają $0,5 \lambda$. Przy większych odległościach można posługiwać się następującym wzorem:

$$G = N G_1 \quad (5)$$

gdzie:

N - liczba poziomów elementów antenowych,

G_1 - zysk energetyczny jednego poziomu.

Dla elementów czterodipolowych średni zysk energetyczny jednego poziomu wynosi 2,5.

Na rysunku 1^{x)} podano zależność średniego zysku energetycznego od wysokości anteny dla różnych kanałów tele-

^{x)} Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

wizyjnych. Z przedstawionego wykresu wynika, że w I i II zakresie częstotliwości zysk energetyczny praktycznie realizowanych anten nie przekracza na ogół 10.

W IV i V zakresie częstotliwości przy tej samej wysokości anteny jest możliwe uzyskanie zysku energetycznego o wartości przekraczającej 50. Przy tak dużym zysku energetycznym charakterystyka promieniowania anteny w płaszczyźnie pionowej jest na tyle wąska, że występujące pod wpływem parcia wiatru odchylenia od pionu podpory, na której jest zamocowana antena, mogą powodować znaczne wahania natężenia pola w punkcie odbioru. Zbadamy to zagadnienie nieco dokładniej.

Jeśli charakterystyka promieniowania anteny jest zbliżona do charakterystyki kosekansowej (patrz rozdz. 2.2), to wystarczy uwzględnić wahania natężenia pola na krańcach zasięgu stacji. W otoczeniu kierunku maksymalnego promieniowania θ_m charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie pionowej można w przybliżeniu opisać następującą zależnością:

$$F(\theta) \approx 1 - 1,64 \left(\frac{L}{\lambda} \right)^2 (\theta - \theta_m)^2 \quad (6)$$

Wyznaczając L ze wzoru (3) i wstawiając do (6), dostajemy:

$$F(\theta) \approx 1 - 1,1 G^2 (\theta - \theta_m)^2 \quad (7)$$

Jeśli za dopuszczalne uznamy takie odchylenie podpory od pionu $\Delta\theta$, które powoduje zmianę natężenia pola

nie przekraczającą 2 dB, to z (7) dostajemy:

$$G_{\max} \Delta \theta \approx 0,43 \quad (8)$$

lub podstawiając $\Delta \theta$ w stopniach

$$G_{\max} \Delta \theta^{\circ} \approx 25 \quad (9)$$

Należy podkreślić, że przez $\Delta \theta$ rozumie się kąt odchylenia od pionu tej części podpory, na której jest umieszczona antena. Wartość kąta odchylenia $\Delta \theta$ zależy od rodzaju podpory (maszt, wieża), jej wysokości oraz siły parcia wiatru i waha się w granicach $0,5^{\circ}$ do 1° .

Z (9) wynika więc, że maksymalna wartość zysku energetycznego anteny nie może przekraczać 25 + 50.

2.2. Kształtowanie charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej

Największy zysk energetyczny uzyskuje się w jednorodnych układach antenowych^{x)}. W pionowej charakterystyce promieniowania takich układów występują jednak miejsca zerowe, w których natężenie pola spada teoretycznie do zera, a praktycznie osiąga głębokie minima. Największe znaczenie posiada pierwsze miejsce zerowe, którego położenie jest określone następującą zależnością:

^{x)} Przez jednorodny układ antenowy rozumie się taki układ, w którym wszystkie źródła są zasilane jednakową mocą przy jednostajnej progresji fazy. Podane stwierdzenie nie dotyczy układów wykorzystujących zjawisko superkierunkowości.

$$\alpha_1^0 \approx 56 \frac{\lambda}{L} = \frac{68,3}{G} \quad (10)$$

Występowanie miejsc zerowych w charakterystyce promieniowania anteny prowadzi do pojawienia się stref martwych, w których nie ma odbioru telewizyjnego. Odległość stref martwych od anteny nadawczej jest w przybliżeniu proporcjonalna do zysku energetycznego i wysokości zawieszenia anteny II. Dla strefy martwej związanej z pierwszym miejscem zerowym mamy następującą zależność:

$$R_{sm1} = 0,84 G \cdot H \quad (11)$$

W przypadku anten o zyskach energetycznych nie przekraczających 10 i przy wysokości zawieszenia nie większej niż 250 m strefy martwe występują tak blisko anteny, że praktycznie nie wpływają na warunki odbioru. W miarę zwiększania zysku energetycznego strefy martwe oddalają się od anteny i obejmują swym zasięgiem większą liczbę odbiorców programu telewizyjnego. Dla zapewnienia poprawnych warunków odbioru należy w tym przypadku odpowiednio ukształtować pionową charakterystykę promieniowania anteny. Zagadnienie to jest szczególnie istotne w IV i V zakresie częstotliwości, a częściowo także w III.

Stwierdzono eksperymentalnie, że w zakresie fal decymetrowych średnia wartość natężenia pola jest w przybliżeniu równa natężeniu pola fali bezpośredniej, ponieważ wskutek nieregularności terenu fala odbita ulega

prawie całkowitemu rozproszeniu. Przy założeniu płaskiej ziemi i izotropowej anteny nadawczej, natężenie pola w punkcie odbioru 0 (rys. 2) jest odwrotnie proporcjonalne do odległości R między anteną nadawczą i anteną odbiorczą, a więc jest proporcjonalne do sinusa kąta γ , jaki tworzy prosta NO z płaszczyzną poziomą. Wynika stąd, że antena, której charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej jest proporcjonalna do $\text{cosec } \gamma$, będzie wytwarzała równomierne pole w obszarze, w którym można pominąć krzywiznę ziemi.

W przypadku wysoko umieszczonych anten kąt widzenia horyzontu radiowego γ_r różni się od zera i może być określony na podstawie zależności:

$$\gamma_r^0 = 57,3 \sqrt{\frac{2(H-h)}{a_r}} \quad (12)$$

gdzie:

H - wysokość zawieszenia anteny nadawczej,

h - wysokość zawieszenia anteny odbiorczej,

$a_r = 8500$ km - zastępczy promień ziemi przy średniej refrakcji.

Wartości kąta widzenia horyzontu radiowego dla kilku wysokości zawieszenia anteny nadawczej i wysokości zawieszenia anteny odbiorczej równej 10 m podano w tabl.1.

W celu zapewnienia możliwie optymalnego rozkładu pola w funkcji odległości od anteny należy pochylić ku ziemi główną wiązkę promieniowania o kąt γ_r oraz ukształtować jej dolne zbocze według funkcji $\text{cosec}(\gamma - \gamma_r)$. Na ry-

Kąt widzenia horyzontu radiowego

H [m]	100	200	300	400	500	600
γ_r°	0,26	0,38	0,47	0,55	0,61	0,67

sunku 3 przedstawiono przykład optymalnej charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej. Na tym samym rysunku pokazano również charakterystykę promieniowania układu jednorodnego. Zauważmy, że charakterystyka kosekansowa pokrywa się z obwiednią listków bocznych charakterystyki układu jednorodnego. Wprowadzimy pojęcie współczynnika wypełnienia miejsc zerowych charakterystyki promieniowania układu jednorodnego. Dla charakterystyki kosekansowej współczynnik ten przyjmuje wartość równą jedności, w praktycznie realizowalnych charakterystykach może on przyjmować zarówno mniejsze, jak i większe wartości. Na tym samym rysunku pokazano także kształt charakterystyki promieniowania, gdy współczynnik wypełnienia miejsc zerowych m jest równy 0,5.

Rozkład pola w aperturze anteny jest odwrotną transformacją Fouriera jej charakterystyki promieniowania. Ponieważ zadajemy tylko moduł charakterystyki promieniowania, rozkład więc pola w aperturze nie jest określony jednoznacznie i istnieje możliwość narzucenia dodatkowego warunku dla tego rozkładu.

W przypadku anten telewizyjnych żądamy dodatkowo, aby wszystkie elementy anteny były zasilane jednakową

mocą. Dzięki temu uzyskujemy znaczne uproszczenie sposobu zasilania anteny.

Zagadnienie syntezy charakterystyki kosekansowej można rozwiązać różnymi metodami [3, 7, 8, 9, 14]. Omówimy tu metodę stacjonarnej fazy [8], która pozwala na uzyskanie współczynnika wypełnienia miejsc zerowych równego, a nawet większego od jedności. Rozważmy źródło liniowe z ciągłym rozkładem prądu. Niech $A(z)$ będzie rozkładem amplitudy, a $\phi(z)$ - fazy prądu wzdłuż tego źródła (rys. 4).

Jeśli rozmiary źródła mierzone w długościach fali są dostatecznie duże, to możemy uważać, że dla każdego kąta γ pole w odległym punkcie jest wytwarzane głównie przez niewielką część źródła w otoczeniu punktu stacjonarnej fazy, określonego równaniem:

$$\frac{d\phi(z)}{dz} = 2\pi \sin \gamma \quad (13)$$

Promieniowanie od pozostałej części źródła wskutek dużych różnic faz wzajemnie znosi się. Możemy więc założyć, że elementarna część źródła d promieniuje tylko w kierunku określonym przez (13). Jest to równoznaczne z przyjęciem założenia, że moc w elemencie źródła z jest równa mocy w elemencie d ($\sin \gamma$) charakterystyki promieniowania. Korzystając z tego założenia, możemy wyznaczyć rozkład amplitudy i fazy prądu w źródle, zapewniający określony kształt charakterystyki promieniowania. Przy założeniu stałości amplitudy prądu dostajemy następujący wzór na rozkład fazy:

$$\phi(z) = 2\pi K^2 \ln \left(1 - \frac{\sin \gamma_1}{K^2} z \right) \quad (14)$$

gdzie:

$$K^2 = \frac{L}{\lambda (\operatorname{cosec} \gamma_1 - \operatorname{cosec} \gamma_2)} \quad (15)$$

Kąty γ_1 i γ_2 wyznaczają przedział, w którym charakterystyka promieniowania źródła ma odpowiadać charakterystyce kosekansowej.

Kąt γ_2 przyjmuje się zwykle równy 30° . Dobór kąta γ_1 zależy od poziomu, do jakiego należy wypełnić miejsca zerowe; współczynnik wypełnienia miejsc zerowych jest bowiem proporcjonalny do pierwiastka kwadratowego z $\sin \gamma_1$. Przy $\sin \gamma_1 = \frac{\lambda}{2L}$ współczynnik wypełnienia dla pierwszego miejsca zerowego jest nieco większy od 100% i rośnie do około 140% dla 3, 4 i 5 miejsca zerowego.

Dla ilustracji stosowania metody stacjonarnej fazy do kształtowania pionowej charakterystyki promieniowania rozpatrzmy układ antenowy złożony z 32 źródeł izotropowych rozmieszczonych w odległościach równych długości fali. Zakładając współczynnik wypełnienia dla pierwszego miejsca zerowego $m_1 = 0,75$, znajdujemy $\sin \gamma_1 = 0,0089$ i $K = 0,54$. Obliczamy teraz rozkład fazy wg wzoru (14), podstawiając na z współrzędne źródeł. Wyniki obliczeń podano w tabl. 2. Charakterystykę promieniowania odpowiadającą obliczonemu rozkładowi fazy przedstawiono na rys. 5. Wartości współczynników wypełnienia dla poszczególnych miejsc zerowych podano w

Rozkład fazy w układzie antenowym złożonym z 32 źródeł izotropowych, zapewniający wypełnienie miejsc zerowych

Nr źródła, n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15		
Faza nieskorygowana ϕ_n	-356	-288	-247	-218	-195	-176	-160	-146	-131	-123	-113	-104	-96	-88	-81		
Faza skorygowana ϕ_n	-210	-146	-110	-86	-68	-53	-42	-33	-23	-19	-14	-10	-6	-3	-1		
Nr źródła, n	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	28	30	31	32
Faza nieskorygowana ϕ_n	-74	-68	-62	-56	-51	-46	-41	-36	-32	-28	-24	-20	-16	-12	-8	-4	0
Faza skorygowana ϕ_n	+1	+3	+4	+5	+6	+6	+6	+6	+6	+5	+4	+4	+3	+2	+1	+1	0

tabl. 3. Uzyskana charakterystyka promieniowania dobrze aproksymuje charakterystykę optymalną, jedynie tylko główna wiązka promieniowania jest zbyt mocno pochylona ku ziemi. W celu zmniejszenia tego pochylenia do warto-

T a b l i c a 3

Wartości współczynników wypełnienia miejsc zerowych dla układu antenowego złożonego z 32 źródeł izotropowych

Numer miejsca zerowego	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
m	0,80	0,97	0,98	0,99	0,95	0,91	0,87	0,83	0,78	0,72

ści γ_r należy wprowadzić dodatkowo jednostajną progresję fazy w zasilaniu źródeł. Nowy rozkład fazy możemy wyznaczyć z zależności:

$$\phi_{\text{nskor}} = \phi_n^0 - 360 (N-n) \frac{d}{\lambda} \cos (\theta_m - \gamma_r) \quad (16)$$

gdzie:

- n - numer źródła,
- N - liczba źródeł w układzie,
- θ_m - kąt maksymalnego promieniowania przy nieskorygowanym rozkładzie fazy,
- d - odległość między źródłami.

W tabelicy 2 podano także skorygowany rozkład fazy obliczony przy założeniu pochylenia wiązki $\gamma_r = 0,5^\circ$. Kształt charakterystyki promieniowania nie ulega przy tym zmianie, następuje jedynie przesunięcie charakterystyki wzdłuż osi odciętych, tak że kierunek maksymalnego

go promieniowania przypada dla kąta $\theta = 90,5^\circ$.

Wypełnienie miejsc zerowych charakterystyki promieniowania powoduje zmniejszenie zysku energetycznego anteny. W omawianym wyżej przykładzie zmniejszenie to wynosi 1,33 dB.

Zysk energetyczny anten z wypełnieniem miejsc zerowych można w przybliżeniu określić na podstawie szerokości głównej wiązki promieniowania α_v mierzonej na poziomie połowy mocy promieniowanej:

$$G = \frac{55}{\alpha_v^0} \quad (17)$$

W praktyce do budowy anten telewizyjnych stosujemy zwykle wielodipolowe elementy antenowe. Jako fazę zasilania elementu przyjmujemy w tych przypadkach średnią arytmetyczną faz źródeł izotropowych umieszczonych w miejscach dipoli elementu antenowego. Na rys. 6 przedstawiono przykład charakterystyki promieniowania układu antenowego złożonego z 8 czterodipolowych elementów antenowych. Uzyskana charakterystyka promieniowania nieco gorzej aproksymuje charakterystykę kosekansową aniżeli charakterystyka układu złożonego ze źródeł izotropowych. Jest to zupełnie zrozumiałe, bowiem im większe elementy antenowe, tym bardziej oddalamy się od ciągłego rozkładu fazy, jaki był założony dla rozwiązania zadania syntezy charakterystyki.

2.3. Kształtowanie charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej

Kształt charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej zależy od położenia anteny w stosunku do obsługiwanego terenu. Na ogół ośrodek nadawczy lokalizuje się w Brodku obsługiwanego terenu i wtedy pozioma charakterystyka promieniowania powinna być dookólna. Zwykle dopuszcza się pewne odchylenia od charakterystyki kołowej, według norm obowiązujących w Polsce nierównomierność poziomej charakterystyki promieniowania nie może przekraczać ± 2 dB. Spełnienie tych wymagań jest łatwe przy stosowaniu anten kwadrantowych, motylkowych, szczelinowych i pochodnych. Anteny tego typu można jednak mocować tylko na szczycie masztu. Obecnie w większości przypadków na jednym maszcie instaluje się kilka anten i wtedy dla uzyskania dookólnej charakterystyki promieniowania stosuje się płaszczyznowe elementy antenowe umieszczone na bokach masztu. Nierównomierność poziomej charakterystyki promieniowania przy takim rozwiązaniu zależy od rozmiarów poprzecznych masztu mierzonych w długościach fali [27].

Dla przeciętnych elementów antenowych zależność tę przedstawiono na rys. 7. Z podanego wykresu wynika, że nie ma żadnych trudności z rozmieszczeniem elementów antenowych na maszcie przy pracy w I, II i III zakresie częstotliwości. W IV i V zakresie częstotliwości natomiast zapewnienie odpowiedniej równomierności poziomej charakterystyki promieniowania wymaga stosowania masz-

tów o bardzo małych przekrojach poprzecznych, co utrudnia montaż i konserwację anteny. Zagadnienie komplikuje się jeszcze bardziej, jeśli antena ma pracować w szerokim pasmie częstotliwości, obejmującym oba zakresy. Dla uzyskania wymaganej równomierności charakterystyki promieniowania stosuje się w tym przypadku specjalny sposób rozmieszczenia i zasilania elementów antenowych, polegający na łączeniu elementów w grupy [2, 17]. Grupa składa się z 16 elementów antenowych rozmieszczonych w czterech poziomach po cztery elementy w każdym (rys. 8).

Dwa poziomy są rozmieszczone na kwadracie o boku 620 mm, pozostałe dwa na kwadratach o bokach 730 mm i 1220 mm. Elementy każdego poziomu są zasilane z cyklicznym przesunięciem fazy o 90° ; faza zasilania poziomów natomiast jest tak dobrana, aby zapewnić płaskie czoło emitowanej fali. Dzięki temu, że minima charakterystyk promieniowania poszczególnych poziomów są względem siebie poprzesuwane, uzyskuje się równomierną charakterystykę wypadkową (rys. 9). W zakresie częstotliwości od 470 do 790 MHz nierównomierność poziomej charakterystyki promieniowania nie przekracza ± 2 dB.

W literaturze [19] są również opisane inne sposoby rozmieszczenia elementów antenowych, zapewniające równomierną charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie poziomej; ze względu jednak na trudności mechaniczne związane z mocowaniem elementów antenowych i zwiększonym parciem wiatru nie weszły one do powszechnego stosowania.

Uzyskanie kierunkowej charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej polega na:

- odpowiednim rozmieszczeniu elementów antenowych i ustaleniu w ten sposób głównych kierunków promieniowania,
- doborze mocy i fazy zasilania poszczególnych elementów,

Przy kształtowaniu poziomej charakterystyki promieniowania należy zadbać o to, aby względne zmiany natężenia pola w funkcji kąta ($dE/d\phi$) nie były zbyt duże. Za dopuszczalne uważa się zmiany nie przekraczające 0,03 [17]. Przykłady prawidłowo ukształtowanych poziomych charakterystyk promieniowania podano na rys. 10.

2.4. Wykorzystanie maszyn matematycznych do projektowania anten

Projektowanie nadawczych anten telewizyjnych wymaga wykonywania żmudnych i pracochłonnych obliczeń, szczególnie gdy należy kształtować charakterystykę promieniowania i gdy wymaga się bardzo szerokiego pasma roboczego anteny. Ogromne skrócenie czasu projektowania uzyskuje się przez stosowanie do obliczeń komputerów. Dzięki skróceniu czasu obliczeń można rozważyć większą liczbę wariantów rozwiązania i wybrać rozwiązanie optymalne. Obecnie większość firm produkujących urządzenia antenowe stosuje komputery we wszystkich fazach projektowania [24]. Również w Polsce obserwuje się stale wzrastającą tenden-

cję do wykorzystywania komputerów przy projektowaniu urządzeń antenowych.

Najprostszym sposobem wykorzystania komputera jest obliczanie charakterystyk promieniowania na podstawie zadanego rozmieszczenia źródeł promieniujących przy ustalonych warunkach zasilania. Jako przykład takiego zastosowania omówimy program pozwalający na obliczanie poziomej i pionowej charakterystyki promieniowania oraz zysku energetycznego układów antenowych złożonych z płaszczyznowych elementów antenowych. Do komputera wprowadza się jako dane:

- moduł i argument zespolonej charakterystyki promieniowania elementu antenowego w postaci tablicy,
- liczbę elementów antenowych w układzie,
- współrzędne biegunowe (r_i, ϕ_i) środka oraz kąt (α_i) między kierunkiem maksymalnego promieniowania a promieniem dla każdego elementu antenowego,
- moduł (P_i) i argument (ν_i) współczynnika pobudzenia^{x)} dla każdego elementu antenowego,
- częstotliwość pracy.

Wyniki obliczeń są drukowane w postaci tablic.

Na rysunku 11 podano przykładowo wyniki obliczeń dla układu antenowego, którego schemat zasilania przedstawiono na rys. 28. W nagłówku tablicy są podane informa-

^{x)} Moduł współczynnika pobudzenia jest proporcjonalny do pierwiastka kwadratowego z mocy doprowadzonej do elementu antenowego, argument natomiast określa fazę zasilania.

cje o układzie antenowym przedrukowane wprost z taśmy danych. Zależnie od ustawienia pomocniczych rozkazów pod nagłówkiem jest drukowana pozioma lub pionowa charakterystyka promieniowania układu. Przedział i krok liczenia charakterystyki mogą być dowolnie zmieniane. Jeżeli maszyna jest wyposażona w drukarkę wierszową, to jednocześnie z wynikami obliczeń można drukować przybliżony wykres charakterystyki promieniowania (rys. 12). Jakkolwiek dokładność tak uzyskanego wykresu nie jest zbyt duża, to jednak jest on bardzo przydatny przy wstępnej ocenie właściwości badanego układu antenowego.

Podobne programy stosuje się do obliczania impedancji wejściowych, kompensacji fali odbitej, sprzężeń między antenami itp. Za pomocą bardziej skomplikowanych programów można rozwiązywać zagadnienia syntezy charakterystyk promieniowania.

3. ROZWIĄZANIA KONSTRUKCYJNE

Założoną charakterystykę promieniowania można uzyskać za pomocą różnych rodzajów anten. W ostatnim okresie obserwuje się w Europie powszechne stosowanie anten złożonych z płaszczyznowych elementów antenowych [5, 16, 17, 18, 23]. Rozwiązanie takie ma szereg zalet, a mianowicie:

- możliwość kształtowania charakterystyki promieniowania zarówno w płaszczyźnie poziomej jak i pionowej oraz zapewnienie dużego zysku energetycznego,
- dużą szerokość pasma roboczego, umożliwiającą wykorzystanie jednej anteny do emisji kilku programów,

- łatwość montażu anteny na maszcie i zupełne uniknięcie strojenia anteny na obiekcie,
- powtarzalność elementów i wynikające stąd ułatwienia w produkcji i konserwacji anten,
- duża niezawodność,
- duża odporność na wpływ warunków atmosferycznych i niewrażliwość na wyładowania atmosferyczne.

W Stanach Zjednoczonych A.P. do pracy w IV i V zakresie częstotliwości stosuje się dość powszechnie anteny szczelinowe [K3]. W stosunku do anten złożonych z płaszczyznowych elementów antenowych charakteryzują się one uproszczeniem układu zasilania, możliwością doprowadzenia większej mocy, niższą ceną i jeszcze większą niezawodnością. Wadami anten szczelinowych są natomiast: wąskopasmowość ograniczająca zakres pracy anteny do jednego kanału, zmniejszenie możliwości kształtowania charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej, utrudnione strojenie.

Inne rodzaje anten, jak na przykład kwadrantowe lub motylkowe, stosuje się tylko sporadycznie. W dalszym ciągu ograniczymy się do omówienia anten złożonych z elementów płaszczyznowych i anten szczelinowych.

3.1. Płaszczyznowe elementy antenowe

Rozwiązania konstrukcyjne i zasada pracy płaszczyznowych elementów antenowych produkowanych przez różne firmy są bardzo podobne. Elementy antenowe składają się

z pewnej liczby dipoli całofalowych umieszczonych przed płaskim ekranem wykonanym z rur stalowych. Jedynie w elementach dla IV i V zakresu częstotliwości stosuje się ekrany wykonane z blachy lub siatki metalowej. Liczba dipoli waha się od 1 do 8. Elementy 1-dipolowe charakteryzują się bardzo małą koncentracją promieniowanej energii i stosuje się je tylko przy polaryzacji pionowej.

Elementy 8-dipolowe spotyka się w IV i V zakresie częstotliwości. Ze względu na trudności w kształtowaniu pionowej charakterystyki promieniowania stosowanie elementów 8-dipolowych jest niekorzystne. Najbardziej popularne są elementy 2 i 4-dipolowe, przy czym elementy dwudipolowe stosuje się głównie w I i II zakresie częstotliwości. Układ zasilania dipoli i ich smukłość są tak dobrane, aby zapewniały stałość impedancji wejściowej w szerokim zakresie częstotliwości. Stosunek górnej do dolnej częstotliwości pasma roboczego dla przeciętnych elementów antenowych wynosi 1,35, przy czym współczynnik odbicia na wejściu elementu nie przekracza 5% w całym pasmie ($WFS \leq 1,1$).

Dla zapewnienia możliwości uzyskania dookólnej charakterystyki promieniowania układu złożonego z czterech elementów antenowych pozioma charakterystyka promieniowania elementu powinna wykazywać spadek o 6 dB dla kątów $\pm 45^\circ$, licząc od kierunku maksymalnego promieniowania. Kształt pionowej charakterystyki promieniowania elementu antenowego ma mniejsze znaczenie. Decyduje on o zysku energetycznym, który przy średniej częstotliwości pasma roboczego wynosi około 8 (w stosunku do dipola

$\lambda/2$) dla elementów dwudipolowych i około 16 dla elementów czterodipolowych. Średni zysk energetyczny układu złożonego z 4 elementów antenowych, zapewniającego dookólną charakterystykę promieniowania, wynosi 1,25 dla elementów dwudipolowych oraz 2,5 dla elementów czterodipolowych.

Przykładowo w tabelicy 4 podano podstawowe parametry 2 i 4-dipolowych elementów antenowych dla III zakresu częstotliwości produkowanych przez różne firmy [K1, K4, K8, K13], w tym również przez przemysł krajowy. Z przedstawionego materiału wynika, że produkowane w kraju elementy antenowe w niczym nie ustępują, a w pewnych względach nawet przewyższają elementy zagraniczne.

Ekran i dipole elementów antenowych wykonuje się ze stali i cynkuje na gorąco. Przewody wewnętrzne linii zasilających i korpusy gniazd są wykonane z mosiądzu, a współpracujące ze sobą fragmenty łącz współosiowych - z fosforobrazu. Elementy łącz współosiowych są ponadto srebrzone. Dla zmniejszenia wpływu oblodzenia na parametry elektryczne elementu antenowego, najbardziej wrażliwe punkty osłania się za pomocą osłon wykonanych z tworzyw sztucznych. Na rys. 13 pokazano 2 elementy antenowe dla I i III zakresu częstotliwości produkowane przez "Zarat". Charakterystyki promieniowania tych elementów przedstawiono na rys. 14. Więcej uwagi poświęcimy elementom antenowym dla IV i V zakresu częstotliwości. Najprostszym sposobem uzyskania elementów antenowych dla tych zakresów jest zmniejszenie wymiarów znanych elementów dla III zakresu w stosunku częstotliwości śred-

Elementy antenowe dla III zakresu częstotliwości

Typ	Producent	Liczba di-poliz	Zakres częstotliwości MHz	Znamion. imped. wejściowa Ω	WFS	Polarizacja	Zysk energii		Maks. moc dopr. kW	Ciężar KG	Wymiary gabarytowe w mm	Pow. parcia wiatru m^2
							W/W	dB				
X 52 305	Kathrein	2	174-230	60	<1,08	pozioma lub pionowa	6,3	8	0,3	23	1300x1300x490	0,56
HA 87/26	Rohde-Schwarz	2	174-223	60 lub 50	<1,1	pozioma lub pionowa	6,3	8	0,5 +1,5	60	1340x1540x610	
Punk 236 P5	Siemens Halaks	2	174-251	60	<1,06	pozioma lub pionowa	7	8,5	0,55	30	1420x1410x540	
PA - 4	Zerat	2	174-230	60	<1,08	pozioma lub pionowa	7	8,5	4	25	1510x1510x540	0,57
HA 87/46 HA 187/26	Rohde-Schwarz	4	174-223	60 lub 50	<1,1	pozioma lub pionowa	12	10,8	0,5 +6,0	100	2930x1540x630	
Punk 236 P5	Siemens Halaks	4	174-251	60	<1,08	pozioma lub pionowa	17	12,3	1,7	65	2970x1380x1050	
KA - 6 KA - 5	Zerat	4	174-230	60	<1,08	pozioma lub pionowa	16	12	4	80	3000x1400x670	1,3

nich zakresów. Konieczność zapewnienia możliwości doprowadzenia do elementu dostatecznie dużej mocy oraz konieczność kompensacji nieciągłości w punktach zasilania zmusza do wprowadzenia, obok prostego przeskalowania wymiarów, pewnych zmian w szczegółach układu elektrycznego elementów.

Szerokość pasma roboczego uzyskanych w ten sposób elementów antenowych obejmuje z pewnym zapasem jeden zakres częstotliwości. Przykładem tego rodzaju elementów antenowych mogą być elementy typu HA 87/494 i HA 87/404 produkowane przez firmę Rohde-Schwarz [K5] (rys. 15). Pierwszy z nich pracuje w zakresie częstotliwości 470 + 610 MHz, drugi - w zakresie 585 + 790 MHz.

Firmy Siemens [K7] i Thomson Houston [K11] stosują elementy 8-dipolowe (rys. 16), pracujące w pasmie nieco szerszym niż jeden zakres częstotliwości.

Obok dipoli cylindrycznych stosuje się również dipole płaskie. Rozwiązanie takie przyjęła firma Marconi (rys. 17); produkuje ona elementy antenowe w trzech wersjach częstotliwościowych: 470 + 580 MHz, 580 + 720 MHz, 695 + 860 MHz [K2].

Podstawowe parametry tego rodzaju elementów antenowych zebrano w tabl. 5.

Na konferencji Sztokholmskiej przydzielono większym stacjom telewizyjnym kilka kanałów, aby umożliwić w przyszłości emisję dwóch lub trzech programów. W wielu przypadkach odstęp między przydzielonymi kanałami jest tak duży, że przy stosowaniu omówionych wyżej elementów antenowych należałoby budować oddzielne układy antenowe

Elementy antenowe dla IV i V zakresu częstotliwości

Typ	Producent	Liczba di-pol	Zakres częstotliwości MHz	Znamion. imped. wejściowa Ω	wsp	Polaryzacja	Zysk energetyczny		Maks. moc dopr. kW	Ciężar		Wymiary gabarytowe w mm
							W/W	dB		z osł. osł.	bez osł.	
HA 87/494	Robde-Schwarz	4	470+610	60	< 1,1	pozioma	12	10,8	1,5	18,5	11,5	1127x873x251
HA 187/494										20	13	
HA 87/404	Robde-Schwarz	4	585+790	60	< 1,1	pozioma	12	10,8	1,3	10,5	7,5	861x562x200
HA 187/404										11,5	8,5	
	Siemens-Halske	8	470+630	60 lub 50	< 1,1	pozioma	30	14,8	2,5	35		2696x510x242
	Siemens-Halske	8	580+790	60 lub 50	< 1,1	pozioma	30	14,8	2,5	25		2061x14x202
TH.R 661	Thomson-Houston	8	470+653	50		pozioma	28	14,5	2	30		2190x500x210
TH.R 662	Thomson-Houston	8	615+830	50		pozioma	28	14,5	2	22		1650x10x180
B 8241	Marconi	4	470+580 580+720 675+860	50	< 1,08	pozioma			1,5			1077x626x162 902x508x133 75x122x115
K 72304	Kathrein	4	470+610	60	< 1,05	pozioma	12,6	11	0,5	11		1000x500x190
K 73304												

dla każdego programu. Rozwiązanie takie jest niekorzystne ze względów mechanicznych i dlatego powstało zapotrzebowanie na elementy antenowe o zwiększonej szerokości pasma roboczego, obejmującej IV i V zakres częstotliwości. Uzyskanie tak dużej względnej szerokości pasma wymaga stosowania specjalnych środków dla zapewnienia stałości parametrów elementu.

Jednym ze sposobów zwiększenia szerokości pasma jest zastosowanie dipoli o specjalnym kształcie, np. trójkątnym. Dipole umieszcza się na płycie styropianowej, co pozwala na uniknięcie bocznikującego wpływu podpór. Przenikalność dielektryczna styropianu jest bowiem bliska jedności, tak że dipole zachowują się tak, jak gdyby były umieszczone w powietrzu. Dipole oraz łączące je przewody są wycięte z cienkiej blachy mosiężnej. Ramiona dipoli umieszcza się po przeciwnych stronach płyty styropianowej, tak że leżące nad sobą przewody łączące dipole tworzą odcinki torów paskowych (rys. 18). Urządzenie symetryzujące przyłączone w środku toru paskowego umożliwia zasilanie elementu za pomocą przewodu współosiowego. Rozwiązanie takie stosuje w swoich elementach firma Rohde-Schwarz [14, K5, K6].

Firma Telefunken [K10] buduje elementy antenowe pracujące w IV i V zakresie częstotliwości, stosując dipole cylindryczne /rys. 19/. Wymaganą szerokość pasma uzyskano w tym przypadku za pomocą odpowiednio dobranego układu zasilania dipoli.

W tabelicy 6 podano podstawowe parametry elementów antenowych o szerokości pasma obejmującej IV i V zakres częstotliwości.

Elementy antenowe dla IV/V zakresu częstotliwości

Typ	Producent	Liczba dipoli	Zakres częstotliwości MHz	Znamion. im. ed. wejściowa	VPS	Polaryzacja	Zysk energetyczny		Maks. moc dopr. kW	Ciężar kg	Wymiary gabarytowe w mm
							W/W	dB			
HA 07/49	Sohde-Schwarz	4	470÷790	60 lub 50	1,15	pozioma	12	10,8	0,8	10	1130x480x220
AC10316	Telefunken	4	470÷790	60	1,15	pozioma	12,5	11	2	12,5	1050x500x215
K72314	Kathrein	4	470÷790	60	1,1	pozioma	11÷18	10,5÷12,5	0,5	11	1000x500x190

W Instytucie Łączności kończy się obecnie opracowanie prototypu tego rodzaju elementu antenowego.

W zakresie fal decymetrowych stosuje się dwa sposoby zabezpieczenia anten przed wpływem warunków atmosferycznych. Pierwszy z nich polega na umieszczeniu elementów antenowych w indywidualnych obudowach ze sztucznego tworzywa (rys. 20), drugi - na umieszczeniu całej anteny wewnątrz dielektrycznego tubusu. Tubus może przy tym spełniać bądź tylko rolę osłony, bądź też może być elementem nośnym. W pierwszym przypadku elementy antenowe są mocowane na konstrukcji stalowej, a tubus montuje się z fragmentów wprost na maszcie (rys. 21). W drugim przypadku elementy antenowe mocuje się do tubusu (rys. 22), dzięki temu antena wraz z okablowaniem tworzy jedną całość i w takiej formie może być wciągana na maszt (rys. 23).

Obok opisanych wyżej elementów antenowych zbudowanych z dipoli całofalowych spotyka się czasem elementy płaskościenne zbudowane na innej zasadzie, na przykład wykorzystujące przewodnik z bieżącą falą prądu [10].

Elementy tego typu nie znalazły jednak szerokiego zastosowania, głównie ze względu na małą szerokość pasma roboczego.

3.2. Układy zasilania anten złożonych z płaszczyznowych elementów antenowych

W celu uzyskania założonej charakterystyki promieniowania do poszczególnych elementów antenowych należy doprowadzić określoną moc oraz zapewnić właściwe fazy prądów w elementach. Zadanie to realizuje się za pomocą układu zasilania anteny, składającego się z przewodów zasilających i dzielników mocy.

Dla zmniejszenia WFS w głównym torze zasilającym stosuje się obecnie we wszystkich antenach układ zasilania z kompensacją fali odbitej [20]. Zasada kompensacji fali odbitej polega na takim doborze długości przewodów łączących poszczególne elementy antenowe, aby fale odbite od tych elementów wzajemnie się znosiły. W przypadku dwóch elementów efekt taki uzyskuje się wtedy, gdy jeden z przewodów łączących będzie względem drugiego dłuższy elektrycznie o 90° . Fala odbita w przewodzie dłuższym powraca do punktu zasilania z falą opóźnioną o 180° w stosunku do fali odbitej w przewodzie krótszym. Obie fale odbite wzajemnie kompensują się, powodując wydatne zmniejszenie fali odbitej w głównym torze zasilającym.

W układzie złożonym z czterech elementów antenowych dla uzyskania kompensacji fali odbitej i dookólnej charakterystyki promieniowania fazy prądów w poszczególnych

elementach muszą być równe 0° , -90° , -180° , -270° . Właściwe warunki zasilania uzyskuje się dobierając odpowiednio długość przewodów łączących poszczególne elementy antenowe (rys. 24).

Dwa zespoły złożone z czterech elementów antenowych z kompensacją fali odbitej można traktować jako dwa obciążenia i zasilać je również z kompensacją fali odbitej (rys. 25). Uzyskuje się w ten sposób podwójną kompensację fali odbitej, która daje dalsze zmniejszenie WFS w głównym torze zasilającym (rys. 26).

Przy kształtowanej charakterystyce promieniowania w płaszczyźnie pionowej odpowiednie fazy zasilania poszczególnych poziomów elementów antenowych uzyskuje się również przez dobranie długości przewodów zasilających te poziomy. Należy podkreślić, że założone parametry anteny można osiągnąć tylko wtedy, gdy wszystkie przewody zasilające będą miały wymaganą długość elektryczną. Zachodzi więc konieczność kontroli tej długości, na przykład za pomocą Z-G diagraphu. Obliczanie długości elektrycznej przewodów na podstawie długości geometrycznej i katalogowej wartości współczynnika skrócenia fali w przewodzie jest niedopuszczalne.

W celu doprowadzenia określonej mocy do poszczególnych elementów antenowych przy jednoczesnym zachowaniu dopasowania do głównego toru przesyłowego układ zasilania anteny wyposaża się w dzielniki mocy w postaci szerokopasmowych transformatorów antenowych i sprzęgaczy 3 dB.

Szerokopasmowy transformator antenowy [21] stanowi

konwencjonalny transformator ćwierćfalowy wyposażony dodatkowo w dwa odcinki toru o długości $\lambda/4$ (rys. 27). Jeden z nich, zwarty na końcu, jest dołączony równolegle do obciążenia i jego zadaniem jest oddziaływanie na impedancję obciążenia w taki sposób, aby rezystancja wejściowa transformatora była stała w zadanym zakresie częstotliwości. Drugi odcinek, rozzwarty, włącza się szeregowo z wejściem transformatora ćwierćfalowego, jego zadaniem jest kompensowanie zmian reaktancji wejściowej.

Transformatory tego typu mają krotność rozdziału równą 2, 3, 4, 5 lub 6. Szerokość pasma roboczego zależy od krotności rozdziału. Przy krotności nie przekraczającej 4 stosunek krańcowych częstotliwości pasma roboczego wynosi 1,7. Współczynnik odbicia na wejściu transformatora nie przekracza 1% w całym pasmie. Dopuszczalna moc doprowadzona do transformatora zależy od jego wymiarów poprzecznych; przy średnicy wewnętrznej korpusu równej 41 mm wynosi ona 4 kW, przy średnicy 70,6 mm - 10 kW.

Sprzęgacze 3 dB [13] są urządzeniami zapewniającymi podział mocy w stosunku 1:2 z dokładnością $\pm 0,5$ dB przy jednoczesnym zachowaniu stałej różnicy faz prądów równej $90^\circ \pm 3^\circ$ w szerokim zakresie częstotliwości, np. 470 - 790 MHz. Współczynnik odbicia na wejściu sprzęgacza nie przekracza przy tym 1,5%. Działanie sprzęgaczy 3 dB opiera się na wykorzystaniu sprzęgaczy kierunkowych. Dopuszczalna moc doprowadzona do sprzęgacza może przyjmować bardzo duże wartości dochodzące do 100 kW.

Antena telewizyjna jest urządzeniem o dużej niezawodności, ponieważ jednak usunięcie awarii w układzie antenowym trwa na ogół bardzo długo, obserwuje się obecnie tendencję do rezerwowania urządzeń antenowych. Polega ono na tym, że antenę dzieli się na dwie połowy zasilane osobnymi głównymi torami przesyłowymi. System taki współpracuje zwykle z dwoma kompletnymi zestawami nadawczymi (nadajnik obrazu, nadajnik dźwięku, diplexer). W normalnych warunkach każdy zestaw nadawczy pracuje na jedną połowę anteny. W razie awarii odpowiedni przełącznik antenowy umożliwia:

- pracę obu zestawów nadawczych poprzez urządzenie sumujące na dowolną połowę anteny, ma to zastosowanie w przypadku uszkodzenia jednej połowy anteny lub jednego głównego toru przesyłowego;
- przyłączenie dowolnego zestawu nadawczego poprzez transformator dopasowujący na obie połowy anteny, co ma miejsce w przypadku uszkodzenia jednego nadajnika.

W obu przypadkach maksymalna moc promieniowania maleje dwukrotnie.

Dla zapewnienia właściwego sumowania pól od obu połówek anteny w warunkach normalnej eksploatacji dzielonego układu antenowego oba główne tory zasilające muszą mieć taką samą długość elektryczną. Jeśli długości te nie są jednakowe, to połówki anteny są zasilane z pewnym przesunięciem fazy ν , równym różnicy długości elektrycznych torów. W przypadku anten o nieregularnym kształcie

nej pionowej charakterystyce promieniowania wpływ tego przesunięcia fazy objawia się zmniejszeniem promieniowania w kierunku poziomym proporcjonalnym do $\cos \frac{\nu}{2}$. W przypadku charakterystyki promieniowania wypełnieniem miejsc zerowych obok zmniejszenia promieniowania w kierunku poziomym występuje jeszcze zmiana poziomu wypełnienia miejsc zerowych. W pierwszym przypadku dokładność wyrównania długości elektrycznych torów nie musi być zbyt duża, na przykład przy $\nu = 25^\circ$ promieniowanie w kierunku poziomym maleje o 0,2 dB. W drugim przypadku wyrównanie długości elektrycznych torów jest bardziej krytyczne, a wymagana dokładność zależy od wielkości anteny oraz stopnia wypełnienia miejsc zerowych i musi być ustalona indywidualnie dla każdej anteny.

Przykładowo na rys. 28 pokazano schemat układu zasilania anteny dla III zakresu częstotliwości o kształtowanej charakterystyce promieniowania w płaszczyźnie pionowej i dookólnej charakterystyce promieniowania w płaszczyźnie poziomej.

W I, II i III zakresie częstotliwości główne tory zasilające wykonuje się z kabli współosiowych. Dopuszczalna moc przenoszona i tłumienie toru zależą od średnicy kabla i częstotliwości pracy.

Na rysunku 29 przedstawiono tę zależność dla kabli współosiowych produkowanych przez firmę Siemens [K9]. Zależność sprawności toru wykonanego z kabla typu 36/103 od częstotliwości i długości toru pokazano na rys. 30. Dla górnej częstotliwości granicznej V zakresu sprawność toru o długości 300 m wynosi 55%, jedno-

częściej moc przenoszona przez tor w warunkach dopasowania nie może przekraczać 30 kW. Zwiększenie sprawności i mocy przenoszonej przez tor w drodze dalszego zwiększenia średnicy kabla jest ograniczone ze względu na możliwość powstania i rozchodzenia się fal wyższych rzędów. Najdłuższą falę graniczną ma mod H_{11} .

$$\lambda_{gr} \approx \frac{\pi}{2} (D + d) \quad (18)$$

gdzie:

- D - średnica przewodnika zewnętrznego,
- d - średnica przewodnika wewnętrznego.

Z (18) wynika, że aby uniemożliwić rozchodzenie się wyższych modów przy górnej częstotliwości granicznej V zakresu (790 MHz), średnica przewodnika zewnętrznego nie może przekraczać 177 mm.

Z podanych wyżej względów w IV i V zakresie częstotliwości obok torów wykonanych z kabli współosiowych stosuje się również tory falowodowe. Najczęściej stosuje się falowody prostokątne w konstrukcji pokazanej na rys. 31. Dla zapewnienia stabilnej pracy wykorzystuje się tylko mod podstawowy. Stosunek górnej do dolnej częstotliwości pasma stabilnej pracy dla falowodu prostokątnego jest więc równy 2. Użytkowe pasmo częstotliwości jest węższe i wynosi $(1,25 + 1,90)f_{gr}$. W tabelicy 7 podano podstawowe parametry znormalizowanych falowodów prostokątnych wg IEC. Sprawność torów falowodowych jest bardzo duża; dla toru o długości 300 m wynosi ona 87%

przy zastosowaniu falowodu R6 i przy zastosowaniu falowodu R8.

T a b l i c e 7

Podstawowe parametry falowodów prostokątnych

Rz.	Zakres czę- stotliwości MHz	Wymiary wewnętrzne, mm			Dopuszczalne od- chyłki, mm		Tłumienie, dB/km		
		szerokość	wysokość	dopuszcz. promień zaokrągl.	mm		Częstotl. MHz	Teoretycz- na	Wartość maks.
					kl.1	kl.2			
R6	490-750	361,00	190,50	1,5	± 0,45	± 0,9	590	1,49	2
R8	640-980	292,10	146,10	1,5	± 0,35	± 0,7	770	2,22	3
R7	760-1150	247,65	123,82	1,2	± 0,30	± 0,6	910	2,84	4

3.3. Anteny szczelinowe

W technice telewizyjnej stosuje się anteny szczelinowe w postaci samonośnych stalowych cylindrów z wyciętymi równolegle do osi cylindra szczelinami. Wewnętrzna powierzchnia cylindra pełni rolę toru zasilającego poszczególne elementy promieniujące. Transmisja energii wewnątrz cylindra może odbywać się w sposób falowodowy z określonym modem pola TE lub TM, bądź też w układzie współosiowym z modem podstawowym TEM. Przykładem takich anten mogą być anteny typu TFU produkowane przez firmę RCA [K3]. Szkic konstrukcji anteny typu TFU pokazano na rys. 32. Zewnętrzną część anteny stanowi stalowy cylinder 1 z wyciętymi szczelinami 2. Wewnątrz cylindra znajduje się układ zasilania utworzony w dolnej części 3 przez przedłużenie toru zasilającego antenę 4 oraz w gór-

nej części przez przewodnik 5. Oba końce anteny są zamknięte zwieraczami 6. Wewnątrz cylindra powstaje w ten sposób rezonator współosiowy. Poszczególne szczeliny są sprzężone z polem w rezonatorze za pomocą sprzęgaczy pojemnościowych 7, wykonanych w postaci metalowych wałków zamocowanych na wewnętrznej ścianie cylindra 1 w bezpośrednim sąsiedztwie krawędzi szczeliny.

Przez zmianę średnicy sprzęgaczy i długości szczeliny można zmienić rozkład amplitudy i fazy pola wzdłuż anteny. W ten sposób można bardzo precyzyjnie kształtować charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie pionowej.

Antena zapewnia dookólną charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie poziomej z nierównomiernością nie przekraczającą ± 1 dB. Szerokość pasma roboczego anteny obejmuje jeden kanał w IV/V zakresie częstotliwości, WFS w głównym torze zasilającym nie przekracza przy tym 1,1. Zysk energetyczny anteny zależy od jej wysokości i przyjmuje wartości od 6 do 52. Maksymalna moc doprowadzona do anteny również zależy od wysokości anteny i waha się w granicach od 15 do 150 kW. Na rys. 33 pokazano pionową charakterystykę promieniowania anteny o zysku energetycznym 52. Bardzo ładny kształt charakterystyki uzyskano dzięki precyzyjnemu dobraniu rozkładu amplitudy i fazy pola wzdłuż anteny.

W celu zabezpieczenia anteny przed wpływem oblodzenia stosuje się osłony na szczeliny wykonane z tworzywa sztucznego, ponadto można wyposażyć antenę w specjalne grzejniki. Cała konstrukcja anteny jest galwanicznie po-

łączona z masztem i w ten sposób uodporniona na wyładowania atmosferyczne. Dla zapewnienia prawidłowych warunków pracy anteny muszą być zachowane ostre tolerancje wymiarów nie przekraczające $\pm 0,5\%$.

4. ANTENY DLA STACJI RETRANSMISYJNYCH

Specjalne warunki pracy stacji retransmisyjnych wymagają odrębnego omówienia anten stosowanych w tych stacjach.

4.1. Anteny odbiorcze

Moc doprowadzona z anteny do wejścia dopasowanego odbiornika jest określona następującym wzorem:

$$P_o = \frac{E^2 A_{skmax}}{240 J} e^{-2\alpha l} \quad (19)$$

gdzie:

E - natężenie pola elektrycznego w punkcie odbioru,

A_{skmax} - powierzchnia skuteczna anteny odbiorczej,

αl - tłumienie toru łączącego antenę z odbiornikiem.

Minimalna moc sygnału odebranego, zapewniająca poprawne warunki retransmisji, zależy od współczynnika szumów F_n i szerokości pasma odbiornika ΔF oraz od wartości stosunku mocy sygnału do mocy szumu, zapewniającej prawidłową detekcję $\left(\frac{P}{N}\right)$.

$$P_{\text{omin}} = 4 \cdot 10^{-21} \left(\frac{P}{N} \right) F_n \Delta F \quad (20)$$

Porównując (19) i (20) i biorąc pod uwagę, że zysk energetyczny odniesiony do dipola $\lambda/2$ jest związany z powierzchnią skuteczną anteny zależnością:

$$G = \frac{4\pi}{1,64 \lambda^2} A_{\text{skmax}} \quad (21)$$

dostajemy następujące wyrażenie na minimalną wartość zysku energetycznego anteny odbiorczej, zapewniającego prawidłową retransmisję

$$G_{\text{min}} = 2,3 \cdot 10^{-17} \left(\frac{P}{N} \right) \frac{F_n \Delta F}{\lambda^2 E^2} e^{2\alpha l} \quad (22)$$

Przeciętne wartości zysku energetycznego anten, zapewniającego poprawne warunki odbioru, wynoszą od 10 dB w zakresach I i II, około 16 dB w zakresie III i około 18 dB w zakresach IV i V. Oprócz zapewnienia właściwego zysku energetycznego antena odbiorcza powinna mieć zdolność tłumienia sygnałów zakłócających. W celu zapewnienia dobrych właściwości dyskryminacyjnych anteny należy zadbać o to, aby poziom listków bocznych był możliwie mały, natomiast stosunek promieniowania głównego do wstecznego możliwie duży.

Jako anteny odbiorcze zarówno dla polaryzacji poziomej jak i pionowej stosuje się na ogół wieloelementowe anteny Yagi oraz układy z nich złożone. Anteny Yagi charakteryzują się dobrymi własnościami kierunkowymi, pro-

stą konstrukcją, lekkością oraz małym oporem stawianym wiatrowi. Obserwuje się obecnie tendencję do stosowania anten szerokopasmowych, obejmujących kilka kanałów lub nawet cały zakres częstotliwości. Do niedawna anteny Yagi uważano za anteny wąskopasmowe. Mała szerokość pasma roboczego anteny Yagi wynika z faktu, że przy wzroście częstotliwości wzrasta zarówno odległość między elementami promieniującymi, jak i ich długość mierzona w długościach fali, podczas gdy optymalna długość elementów promieniujących maleje ze wzrostem odległości między nimi. Jeśli jednak direktory wykonać znacznie krótsze od optymalnych, a reflektor znacznie dłuższy, to można zwiększyć szerokość pasma roboczego anteny kosztem zmniejszenia jej zysku energetycznego. Jako elementy czynne stosuje się dipole proste i pętlowe, przy czym dopasowanie impedancji uzyskuje się na ogół za pomocą dodatkowego elementu biernego, zwykle direktora, silnie sprzężonego z elementem czynnym. Dzięki temu sprzężeniu impedancja wejściowa anteny w znacznym stopniu zależy od odległości i wymiarów elementu dopasowującego, który nie ma natomiast istotnego wpływu na własności kierunkowe anteny ze względu na małą odległość od elementu czynnego. W celu umożliwienia zasilania anteny przewodem współosiowym stosuje się transformatory symetryzujące, np. bifilarne.

Przykłady wykonania anten Yagi stosowanych w stacjach retransmisyjnych pokazano na rys. 34. Podstawowe parametry anten produkowanych przez różne firmy zebrano w tabl. 8.

T a b l i c a 8

Podstawowe parametry anten Yagi stosowanych w stacjach retrometrycznych

Typ	Producent	Liczba elementów	Zakres częstotliwości	Zmian. imped. wejściowa	MFS	Zysk anten. dB	Stos. prom. gład. do vert. dB	Dop. moc. do prom. w	Szerokość wiązki		Ciężar kg	Wymiary gabarytowe	Powierzchnia parcia wiatru m ²
									pl.B	pl.H			
EA 9/120	Rebde-Schwara	3	47÷54	60 lub 50	<1,1/47÷ 51 MHz/ <1,33/51÷ 54 MHz/	5,5	> 20	100	56° 64°	80° 90°	34	4250x3240x790	0,20
EA-9/I	Zarat	6	49÷57	60	<1,2	7	> 20	100	56° 64°	80° 90°	45		0,20
EA-9/II	Zarat	6	59÷66	60	<1,2	7	> 20	100	56° 64°	80° 90°	40	3550x2700x1460	0,18
K5219A/86	Kathrein	2	75÷88	60 lub 50	<1,25	3	10,5	300	80°	160°	12		0,2
ES213A	Kathrein	3	75÷88	60	<1,4	5	15	300	65°	130°	18	1900x1500	0,25
ES2401	Kathrein	4	87,5÷100	60	<1,3	4,5	17	100	65°	135°	6,5	1500x1700	0,17
ES2141	Kathrein	9	87,5÷100	60	<1,4	7	18	100	60°	70°	16	3100x1850	0,42
K52165	Kathrein	16	174÷202 202÷230	60	<1,15	11	26	100	45°	50°	12	3300x3000 2900x3000	0,27
EA-11	Zarat	13	174÷230	60	<1,4	8,5 12,0 /230 MHz/	24	100	44° /17° MHz/ 32° /226 MHz/ 60°	70° /17° MHz/ 42° /226 MHz/ 60°	15	2780x2940x650	0,12
	Opracowanie Inst. Łączn.	15	470÷620	60	<1,4	8 /47° MHz/ 14 /618 MHz/	24		51° /47° MHz/ 35° /618 MHz/	45° /47° MHz/ 45° /618 MHz/		1318x356x236	

Jeśli zysk energetyczny pojedynczej anteny nie jest wystarczający, łączy się kilka anten w układ antenowy (rys. 35). Zysk energetyczny układu antenowego jest w przybliżeniu proporcjonalny do liczby anten wchodzących w jego skład.

4.2. Anteny nadawcze

W odróżnieniu od anten nadawczych stacji sieci głównej anteny nadawcze stacji retransmisyjnych nie muszą charakteryzować się dużym zyskiem energetycznym, jak również moc doprowadzona do tych anten jest mała. Łagodniejsze są też wymagania na dopasowanie impedancji; WFS w głównym torze zasilającym nie może przekraczać wartości 1,2. Ze względu na ograniczenie miejsca na maszcie oraz na często utrudnione warunki instalacji wymaga się natomiast lekkości konstrukcji oraz możliwie małych rozmiarów anten. Jest to szczególnie istotne w I i II zakresie częstotliwości. Położenie stacji retransmisyjnej w stosunku do obsługiwanego terenu może być różne i dlatego stosuje się anteny zarówno o dookólnej, jak i kształtowanej charakterystyce promieniowania w płaszczyźnie poziomej.

W przypadku anten o kierunkowej charakterystyce promieniowania stosuje się anteny Yagi oraz płaszczyznowe elementy antenowe. Złagodzone wymagania dotyczące dopasowania impedancji pozwalają na stosowanie bardzo lekkich elementów antenowych, wykorzystujących dipole półfalowe (rys. 36). Przy dookólnej charakterystyce promie-

niowania w płaszczyźnie poziomej stosowanie elementów płaszczyznowych nie jest wskazane, niepotrzebnie bowiem prowadzi do skomplikowanej konstrukcji mechanicznej, szczególnie w I i II zakresie częstotliwości. W tym przypadku lepsze rezultaty uzyska się stosując anteny kwadrantowe lub kołowrotowe (rys. 37) dla polaryzacji poziomej oraz pionowe dipole całofalowe umieszczone w małej odległości od masztu przy polaryzacji pionowej.

5. POMIARY ANTEN

Miernictwo antenowe stanowi odrębny, wysoce wyspecjalizowany, dział miernictwa radiotechnicznego i obejmuje pomiary wszelkich wielkości charakteryzujących antenę i jej warunki pracy. Ograniczmy się tu do omówienia pomiaru impedancji wejściowych i charakterystyk promieniowania telewizyjnych anten nadawczych.

5.1. Pomiar impedancji wejściowej

Pomiar impedancji wejściowej anten w zakresie częstotliwości od 30 do 1000 MHz wykonuje się metodami mostkowymi za pomocą pomiarowej linii szczelinowej lub innych mierników impedancji. Bardzo dogodnym przyrządem do mierzenia impedancji wejściowej anten jest tzw. Z-G diagram opracowany przez firmę Rohde-Schwarz. Działanie przyrządu jest oparte na zasadzie sprzęgaczy kierunkowych. Wyniki pomiaru są odczytywane bezpośrednio na wykresie Smitha umieszczonym na skali przyrządu. Ostatnio firma Rohde-Schwarz opracowała tzw. impedanzwobbler dzia-

lający na tej samej zasadzie co Z-G diagraph, lecz pozwalający na automatyczny pomiar impedancji wejściowej w określonym pasmie częstotliwości.

Należy rozróżnić pomiary impedancji wykonywane w warunkach laboratoryjnych na specjalnym poligonie pomiarowym i pomiary eksploatacyjne gotowej anteny. Duży wpływ na impedancję wejściową anteny mają otaczające przedmioty i sam układ pomiarowy. Przy pomiarach laboratoryjnych należy więc zwrócić uwagę na właściwe ustawienie badanej anteny, tak aby wpływ ten nie zniekształcał wyników pomiarów. Przy pomiarach eksploatacyjnych dzięki zawieszeniu anteny na wysokim maszcie warunek ten jest spełniony automatycznie. Pomiar impedancji w warunkach eksploatacyjnych wykonuje się na wejściu głównego toru przesyłowego. Wskutek dużej długości toru mierzona impedancja jest szybko oscylującą funkcją częstotliwości. Aby uzyskać poprawny obraz warunków pracy anteny, pomiary impedancji należy wykonywać w odstępach częstotliwości odpowiadających jednej czwartej długości fali w torze przesyłowym. Maksymalny odstęp częstotliwości określa wzór:

$$\Delta f = \frac{75}{\sqrt{\epsilon_r} L} \quad [\text{MHz}] \quad (23)$$

gdzie:

L - długość głównego toru przesyłowego w m,

$1/\sqrt{\epsilon_r}$ - skrócenie fali w torze.

Na przykład w przypadku anteny zasilanej przewodem współosiowym o izolacji polietylenowo-powietrznej ($1/\sqrt{\epsilon_r} = 0,96$) i długości 300 m pomiary impedancji należy wykonywać w odstępach częstotliwości nie większych niż 0,245 MHz. Nanosząc wyniki pomiarów na wykres Smitha, uzyskuje się raczej zbiór punktów aniżeli ciągłą krzywą (rys. 38). Promień koła obejmującego wszystkie punkty pomiarowe wyznacza współczynnik fali stojącej w głównym torze przesyłowym. Środek koła może być przesunięty względem środka wykresu Smitha. Przesunięcie to jest spowodowane nieciągłością impedancji w punkcie połączenia miernika z torem.

Współczynnik odbicia lub współczynnik fali stojącej można również mierzyć za pomocą reflektometru włączonego w szereg z głównym torem przesyłowym. Sposób ten stosuje się do ciągłej kontroli stanu dopasowania anteny.

5.2. Pomiary charakterystyki promieniowania

Pomiar charakterystyki promieniowania dużych układów antenowych jest jednym z trudniejszych zagadnień miernictwa antenowego. Ponieważ jednak charakterystyka promieniowania jest istotnym parametrem anteny, decydującym o właściwym wykorzystaniu energii wytwarzanej przez nadajnik, pomiar jej należy uznać za bezwzględnie konieczny dla każdej anteny. Przy badaniu charakterystyk promieniowania anten należy rozróżnić pomiary wykonywane w warunkach laboratoryjnych na specjalnie przygotowanym poligonie pomiarowym oraz pomiary wykonywane w wa-

runkach eksploatacyjnych w pracujących ośrodkach nadawczych. Pomiar pierwszego typu wykonuje się dla sprawdzenia poprawności obliczeń i montażu anteny; jest to szczególnie ważne przy kształtowanej charakterystyce promieniowania. W przypadku anten o stosunkowo małych rozmiarach geometrycznych bada się rzeczywiste anteny. Badanie anten o dużych rozmiarach geometrycznych przeprowadza się na zmniejszonych modelach, zasilając je prądem o odpowiednio zwiększonej częstotliwości.

Pomiary drugiego typu są znacznie trudniejsze. W literaturze spotyka się opisy różnych metod pomiaru charakterystyk promieniowania rzeczywistych anten zainstalowanych na masztach w pracujących obiektach. Wszystkie metody są pracochłonne, a nie wszystkie dają możliwość uzyskania pełnych informacji o właściwościach kierunkowych badanej anteny. W dalszym ciągu omówimy trzy metody pomiarowe:

- metodę anteny wzorcowej,
- metodę helikopterową,
- metodę pomiaru współczynników pobudzenia.

5.2.1. Pomiar charakterystyki promieniowania na poligonie pomiarowym

Poligon do pomiarów charakterystyk promieniowania anten musi być dostatecznie rozległy, płaski i wolny od przedmiotów mogących odbijać fale elektryczne. Zgodnie z zasadą wzajemności badana antena może pracować zarówno jako antena nadawcza, jak i jako antena odbiorcza.

Badana antena musi być tak zamocowana, aby można było zmieniać jej położenie w stosunku do umieszczonej w odpowiedniej odległości anteny pomocniczej.

Przykłady różnych sposobów mocowania i zmiany położenia badanej anteny przedstawiono na rys. 39. Antena pomocnicza jest połączona z generatorem sygnałowym, gdy badana antena pracuje jako antena odbiorcza, lub z odbiornikiem, gdy badana antena pracuje jako antena nadawcza.

Odległość między anteną badaną i anteną pomocniczą powinna być taka, aby można było założyć, że do anteny odbiorczej dociera fala płaska. Zwykle przyjmuje się, że warunek ten jest spełniony, gdy różnica dróg od środka anteny pomocniczej do środka anteny badanej (rys. 40) nie przekracza $\lambda/16$. Minimalna odległość między antenami jest w tym przypadku określona zależnością:

$$R \geq \frac{2 D^2}{\lambda} \quad (24)$$

gdzie:

D - największy rozmiar badanej anteny.

Na przykład przy pomiarze pionowej charakterystyki promieniowania anteny złożonej z 16 poziomów 4-dipolowych elementów antenowych (wysokość anteny - 18 m) wykonywanym przy częstotliwości 650 MHz odległość między anteną badaną i anteną pomocniczą musi być równa lub większa od 1400 m.

Pomiar charakterystyki promieniowania polega na zmianianiu położenia badanej anteny i notowaniu wskazań odbiornika. Pomiar może być zautomatyzowany, jeśli wyjście

odbiornika połączyć z rejestratorem, w którym przesuwamy jest zsynchronizowany z położeniem badanej anteny.

5.2.2. Pomiar charakterystyki promieniowania metodą anteny wzorcowej

Bezpośredni pomiar natężenia pola w otoczeniu badanej anteny nie pozwala na wyznaczenie jej charakterystyki promieniowania, bowiem mierzone wartości zależą nie tylko od mocy promieniowanej przez antenę w danym kierunku, ale także od warunków propagacji i odbioru, które są różne w różnych punktach pomiarowych. Trudności te można ominąć, wykonując pomiary porównawcze przy użyciu anteny wzorcowej. Antenę wzorcową o znanej charakterystyce promieniowania umieszczamy tuż nad badaną anteną (rys. 41). W każdym punkcie mierzymy natężenie pola dwukrotnie, raz, gdy jest zasilana badana antena, drugi raz, gdy ta sama moc jest doprowadzona do anteny wzorcowej.

Jeśli warunki propagacji sygnałów od obu anten są jednakowe, to kwadrat stosunku zmierzonych natężeń pól wyznacza zysk energetyczny badanej anteny względem anteny wzorcowej z dokładnością do różnicy tłumień torów zasilających obie anteny. W celu zapewnienia jednakowych warunków propagacji dla obu sygnałów dobieramy odpowiednio wysokość umieszczenia anteny odbiorczej.

Przy pomiarze poziomej charakterystyki promieniowania punkty pomiarowe rozmieszczamy na obwodzie koła, w

środku którego znajduje się badana antena. Promień koła należy tak dobrać, aby mierzyć promieniowanie wiązki głównej.

Poziomą charakterystykę promieniowania badanej anteny wyznaczamy z zależności:

$$F(\phi) = \frac{E_b(\phi)}{E_w(\phi)} F_w(\phi) \quad (25)$$

gdzie:

$E_b(\phi)$ - natężenie pola od anteny badanej,

$E_w(\phi)$ - natężenie pola od anteny wzorcowej,

$F_w(\phi)$ - pozioma charakterystyka promieniowania anteny wzorcowej.

Rozmieszczając punkty pomiarowe wzdłuż promienia, możemy określić charakterystykę promieniowania anteny w płaszczyźnie pionowej.

$$F(\theta) = \frac{E_b(R)}{E_w(R)} F_w(\theta)$$

przy czym:

$$\theta = \frac{\pi}{2} + \text{arc tg} \frac{H_1 + H_2}{R}$$

H_1 - wysokość zawieszenia anteny badanej,

H_2 - wysokość zawieszenia anteny odbiorczej,

$F_w(\theta)$ - pionowa charakterystyka promieniowania anteny wzorcowej.

Oczywiście w ten sposób możemy wyznaczyć tylko dolną połowę charakterystyki promieniowania.

Można uniknąć przełączania anten i wykonywać pomiary przy normalnej pracy stacji, jeśli antenę wzorcową będziemy zasilać z pomocniczego generatora o częstotliwości różniącej się o ok. 500 kHz od częstotliwości nośnej dźwięku.

5.2.3. Pomiary charakterystyki promieniowania przy użyciu helikoptera

Opisana w poprzednim paragrafie metoda pomiaru charakterystyk promieniowania anten jest bardzo pracochłonna. Ponadto pomiary naziemne dają poprawne wyniki tylko w terenie o niezbyt dużym pofałdowaniu. W terenie górzystym uzyskiwane wyniki są obarczone dużymi błędami. W związku ze stale rosnącą liczbą anten, których charakterystyki należy mierzyć, powstała więc konieczność opracowania nowej metody pomiarowej, szybkiej i wolnej od trudności związanych z pomiarami naziemnymi.

Metodą taką jest metoda helikopterowa, polegająca na pomiarze pola badanej anteny za pomocą odbiornika umieszczonego na helikopterze. Metoda ta była znana od dawna, ale na przeszkodzie w jej powszechnym stosowaniu stały trudności w ustaleniu położenia helikoptera. Dokładność pomiaru charakterystyki promieniowania powinna być nie gorsza niż $\pm 0,5$ dB. Zapewnienie takiej dokładności wymaga precyzyjnego ustalenia położenia helikoptera, np. przy pomiarze anteny o zysku energetycznym

25 wykonywanym w odległości 2 km od anteny, tolerancja pomiaru wysokości wynosi $\pm 11,6$ m, a tolerancja pomiaru promienia ± 110 m. Oczywiście dopuszczalne tolerancje pomiaru wysokości i promienia rosną w miarę zwiększania odległości, ze względu jednak na wpływ fali odbitej od ziemi odległość ok. 2 km uznaje się za maksymalną.

Położenie helikoptera z podanymi wyżej tolerancjami można ustalić za pomocą teodolitów lub radiolokatorów. W obu jednak przypadkach pomiar wymaga zaangażowania dużej liczby ludzi i sprzętu i metoda przestaje być konkurencyjna w stosunku do metody naziemnej.

Jedynym dobrym rozwiązaniem jest wykorzystanie hiperbolicznego systemu nawigacyjnego Decca. Pomiar charakterystyki promieniowania tą metodą jest całkowicie zautomatyzowany. Pomiary rozpoczyna się nad szczytem masztu dla ustalenia punktu wyjściowego. Następnie zdejmuje się pionowe charakterystyki promieniowania w kilku punktach na obwodzie koła o promieniu 2 km. Poziomą charakterystykę promieniowania mierzy się na obwodzie tego samego koła przy przelocie na wysokości odpowiadającej wysokości uprzednio zmierzonego maksimum promieniowania.

Przykładowe wyniki pomiarów oraz kartę lotów pokazano na rys. 42. Kilkakrotne powtórzenie tych samych pomiarów wykazuje, że założona dokładność $\pm 0,5$ dB została uzyskana.

5.2.4. Wyznaczenie charakterystyki promieniowania na podstawie pomiaru współczynników pobudzenia elementów antenowych

Opisana poprzednio metoda pomiaru charakterystyki promieniowania może być stosowana tylko na obszarze objętym systemem nawigacyjnym Decca. Ponadto, ze względu na wpływ fali odbitej od ziemi, może być ona stosowana tylko do pomiaru anten o wąskiej pionowej charakterystyce promieniowania, pracujących w zakresie fal decymetrowych.

Inną metodą wyznaczania charakterystyki promieniowania anteny jest pomiar współczynników pobudzenia elementów antenowych. Charakterystyka promieniowania anteny jest transformatą Fouriera rozkładu pola w jej aperturze. Pomiar charakterystyki promieniowania można więc zastąpić pomiarem rozkładu pola w aperturze. W przypadku dyskretnego rozkładu źródeł pomiar ten sprowadza się do pomiaru współczynników pobudzenia. Charakterystykę promieniowania uzyskuje się następnie w wyniku operacji matematycznych.

Przykład układu do jednoczesnego pomiaru współczynników pobudzenia przy dwóch częstotliwościach, np. przy częstotliwościach nośnych obrazu i dźwięku podano na rys. 43.

Sygnały proporcjonalne do współczynników pobudzenia są pobierane za pomocą specjalnej pętli pomiarowej (rys. 44) umieszczanej kolejno w strzałkach prądu wszystkich dipoli wchodzących w skład anteny. Sygnały te są

sprowadzane na dół za pomocą pomocniczego toru przesyłowego i poprzez dwa tłumiki doprowadzane do wejść "UNKNOWN" dwóch Z-G diagraphów.

Do wejść "REFERENCE LINE" tych Z-G diagraphów doprowadza się poprzez tłumiki sygnały o częstotliwościach nośnych obrazu i dźwięku pobrane za pomocą sondy z głównego toru przesyłowego. Jeden z Z-G diagraphów jest dostrojony do częstotliwości nośnej obrazu, drugi - do częstotliwości nośnej dźwięku. W ten sposób dla każdego położenia pętli uzyskuje się dwie wartości współczynników pobudzenia.

Informacje uzyskane w wyniku pomiarów współczynników pobudzenia w zupełności wystarczają do określenia przestrzennej charakterystyki promieniowania, która pod względem geometrycznym przedstawia sobą mniej lub bardziej skomplikowaną powierzchnię zamkniętą. Uzyskanie dowolnego przekroju przestrzennej charakterystyki promieniowania jest możliwe po wykonaniu odpowiednich obliczeń na maszynie cyfrowej. Można więc uważać, że komplet współczynników pobudzenia przedstawia charakterystykę promieniowania w postaci zakodowanej. Przykłady charakterystyk promieniowania zmierzonych tą metodą przedstawiono na rys. 45.

Dodatkową zaletą opisanej metody jest możliwość natychmiastowego wykrycia i lokalizacji ewentualnych błędów w antenie.

WYKAZ LITERATURY

1. Beard W.E.: Transmitting antenna systems for the Australian National Television Service. Electr. Engng. Trans. Instn. Engrs. Austral., 1967 t. 3 nr 1, s.75-86.
2. Beck H.J., Wilhelm M.: Television station in Munich, Oberwiesefeld. News from Rohde-Schwarz, 1968 t. 8 nr 32, s. 37-40.
3. Bem D.J.: Optymalizacja charakterystyki promieniowania telewizyjnych anten nadawczych w płaszczyźnie pionowej. Prace Instytutu Łączności, 1967 nr 3(47), s. 3-20.
4. Galinus A.J.: New "vee-zee" and "zee" panel type u.h.f. antennas. Broadcast News, 1967 nr 134.
5. Greif R.: Fernseh-Sendeantennen für die UHF-Frequenzbänder IV und V. Rohde-Schwarz Mitt. 1960 nr 13, s. 301-322.
6. Henss F., Mahlow G.: Messungen der Strahlungsdiagramme von Fernseh-Sendeantennen der Deutschen Bundespost mit einem Hubschrauber und der Decea-Navigation als Hilfsmittel. NTZ, 1969 t. 22 nr 1, s. 40-48.
7. Hill P.C.I.: Shaping the vertical radiation patterns of v.h.f. and u.h.f. transmitting aerials by phase perturbation. BBC Research Report, 1966, t. 72 nr E-121.

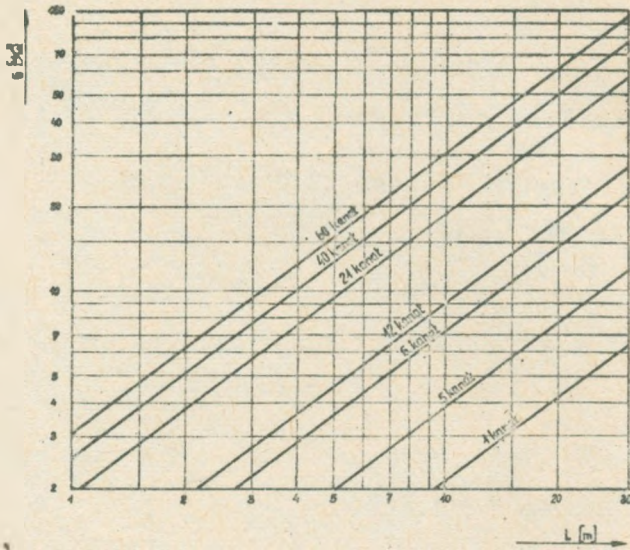
8. Hill P.C.I.: A stationary-phase method for shaping the vertical radiation patterns of u.h.f. transmitting aerials. BBC Research Report, 1967 t. 27 nr RA-6.
9. Hill P.C.I.: Methods for shaping vertical radiation patterns of v.h.f. and u.h.f. transmitting aerials. Proc. IEE, 1969 t. 116 nr 8, s. 1325-1337.
10. Hoffman K.B., Fisk R.E.: Directional zig-zag antenna at Kero-TV, Bakersfield, California. IEEE Trans. Broadcasting, 1964 BC-10 nr 1, s. 12-18.
11. Huber F.R.: Extrem breitbandiges UHF-Richtstrahlungsfeld für Umsetzer und Grossanlagen. Neues von Rohde-Schwarz, 1965 nr 18, s. 18-19.
12. Huber F.R.: Antennen Messtechnik. Neues von Rohde-Schwarz, Die Kurz Information, 1964 nr 12, s.5-17.
13. Kaden G.H.: 3 dB - Richtungskoppler als Leistungsverteiler für Sendeantennen im Fernsehbereich IV/V. Frequenz, 1966 nr 11, s. 360-364.
14. Kohler K.: Eine neue Methode zur weichen Auffüllung von nullstellen bei Fernsehantennen. Rundfunktechn. Mitt., 1964 nr 3, s. 152-155.
15. Kuźniecowa W.D., Tosznikowa N.N.: Antiennyje sistemy telewizyjnych centrow. Elektroswiaź, 1964 nr 4, s. 1-8.
16. Scheurecker F.: Zur Projektierung von VHF-Antennenanlagen, insbesondere FM und FS - Sendeantennenanlagen. Rohde-Schwarz Mitt. 1960 nr 14, s. 362-380.

17. Scheurecker F., Huber F.R.: UKW-Rundfunk- und Fernsehantennen. Neues von Rohde-Schwarz, 1967 nr 28, s. 37-48.
18. Stühr W.: Fernseh-Sendeantennen für den Bereich der Dezimeterwellen. Rundfunktechn. Mitt., 1961 nr 3, s. 123-127.
19. Perini J.: Improvement of pattern circularity of panel antennas mounted on large towers. IEEE Trans. Broadcasting, 1968 t. BC-14 nr 1, s. 33-40.
20. Tomankiewicz T., Bem D.J.: Kompensacja fali odbitej w telewizyjnych liniach zasilających. Zeszyty Naukowe Politechniki Wrocławskiej, Łączność IV, 1961 nr 49, s. 37-59.
21. Tomankiewicz T., Bem D.J.: Szerokopasmowe transformatory antenowe. Zeszyty Naukowe Politechniki Wrocławskiej, Łączność IV, 1961 nr 49, s. 81-85.
22. Tomankiewicz T., Bem D.J.: Projektowanie nadawczych anten ultrakrótkofalowych do celów rozsiewczych. Prace Instytutu Łączności, 1963 nr 3(32), s. 23-56.
23. Truskanov D.M.: Razvite otečestvennoj techniki televizjonnych peredajuščich anten. Antenny, 1967 nr 2, s. 4-32.

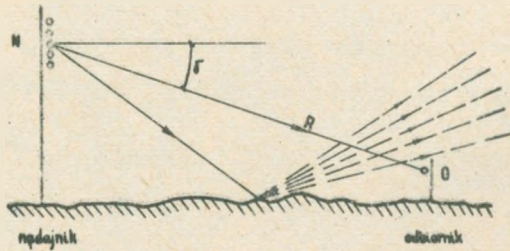
KATALOGI

- K1. Kathrein, Rosenheim (NRF): Antennen, Katalog, 1966.
- K2. Marconi, Chelmsford (Anglia): Wideband u.h.f. dipole panel aerial B 8241.

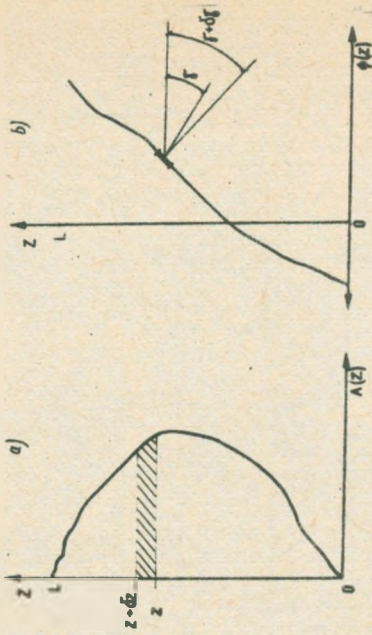
- K3. RCA, Moorestown (St.Zjedn.A.P.): Katalog B.36501.
- K4. Rohde-Schwarz München (NRF): VHF-Richtstrahlfelder für Fernseh-Band III.
- K5. Rohde-Schwarz München (NRF): UHF-Richtstrahlfelder für den Frequenzbereich 470...790 MHz.
- K6. Rohde-Schwarz München (NRF): Communication equipment. Katalog 1968/69.
- K7. Siemens-Halske, München (NRF): TV transmitting antennas self - supporting models bands IV and V, 1965.
- K8. Siemens-Halske, München (NRF): Fernseh-Antennenfelder für das Band III.
- K9. Siemens-Halske, München (NRF): Koaxiale Hochfrequenzkabel.
- K10. Telefunken, Ulm (NRF): Achtenfeld für Fernseh-Sendeantennen Typ ACH 0316, Frequenzbereich IV/V.
- K11. Thomson Houston, Paryż (Francja): Television antenna with independent panels, bands IV and V.
- K12. Thomson Houston, Paryż (Francja): Television antenna with self-supporting radome, band IV and V.
- K13. Zaras, Wrocław (PRL): Nadawcze anteny telewizyjne, katalog 1969.



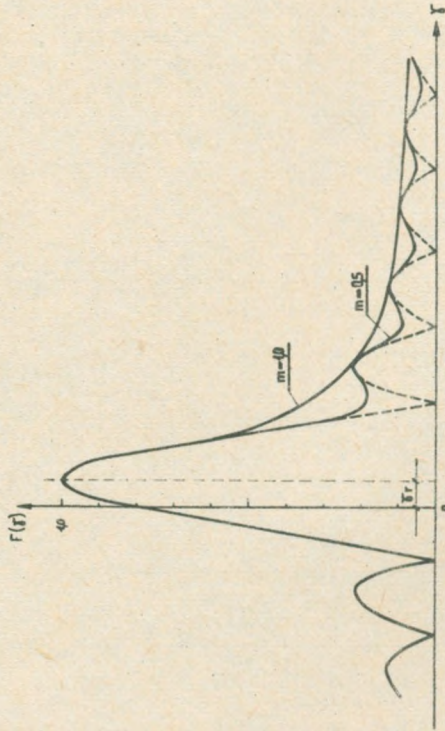
Rys. 1. Zależność średniego zysku energetycznego od wysokości anteny



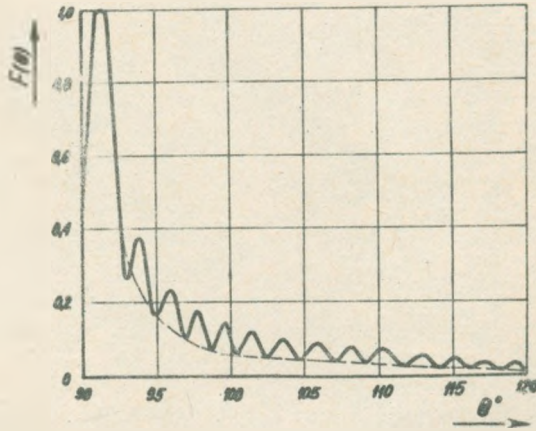
Rys. 2. Fala bezpośrednia i fala rozproszona w zakresie fal decymetrowych



Rys. 4. Źródło liniowe o długości L i rozkładzie prądu $I/z/ = A/z/ e^{j\phi/z/}$; a/ rozkład amplitudy, b/ rozkład fazy, c/ charakterystyka promieniowania

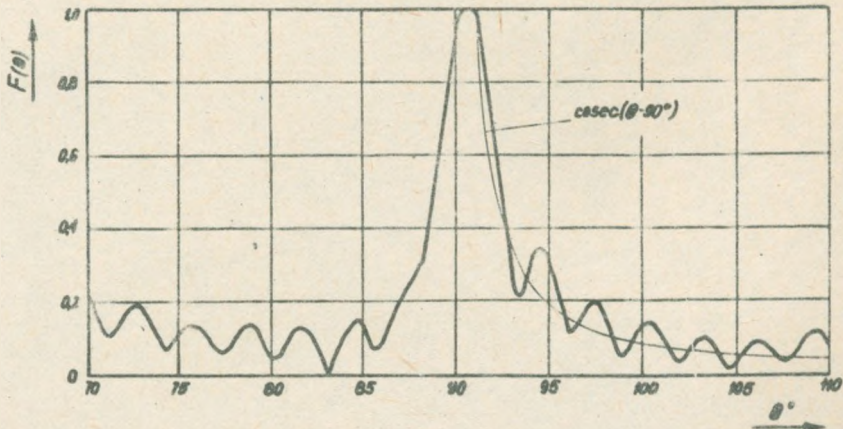


Rys. 3. Optymalna charakterystyka promieniowania anteny w płaszczyźnie pionowej, ukształtowana wg funkcji Bessel'a J_0 oraz charakterystyka promieniowania w miejsc zerowych do poziomu

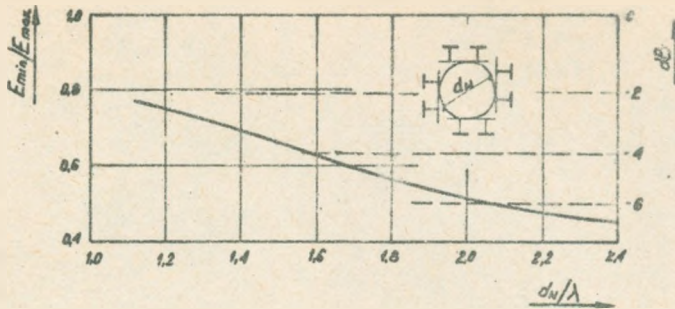


Rys. 5. Charakterystyka promieniowania układu antenowego złożonego z 32 źródeł izotropowych rozmieszczonych w odległościach równych długości fali z wypełnieniem miejsc zerowych $/m = 0,8/$

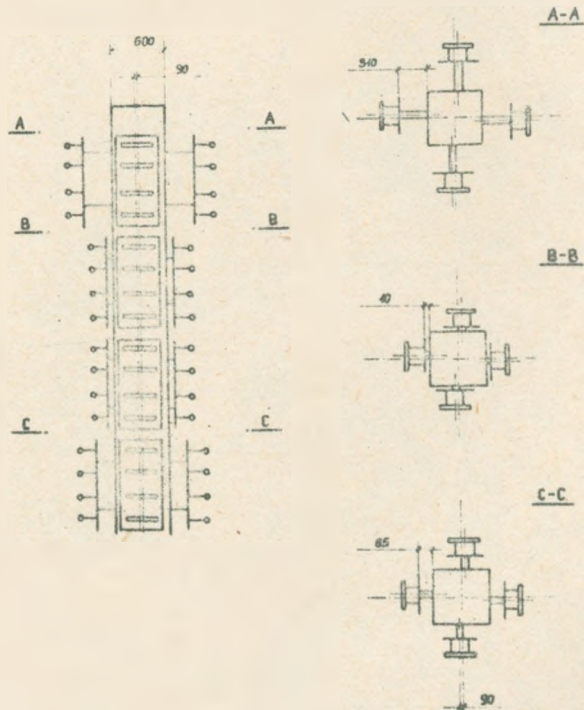
$0^\circ \quad 5^\circ \quad 9^\circ \quad 10^\circ \quad 9^\circ \quad 5^\circ \quad -5^\circ \quad -9^\circ \quad -10^\circ$
 $\cdot \text{pół}$



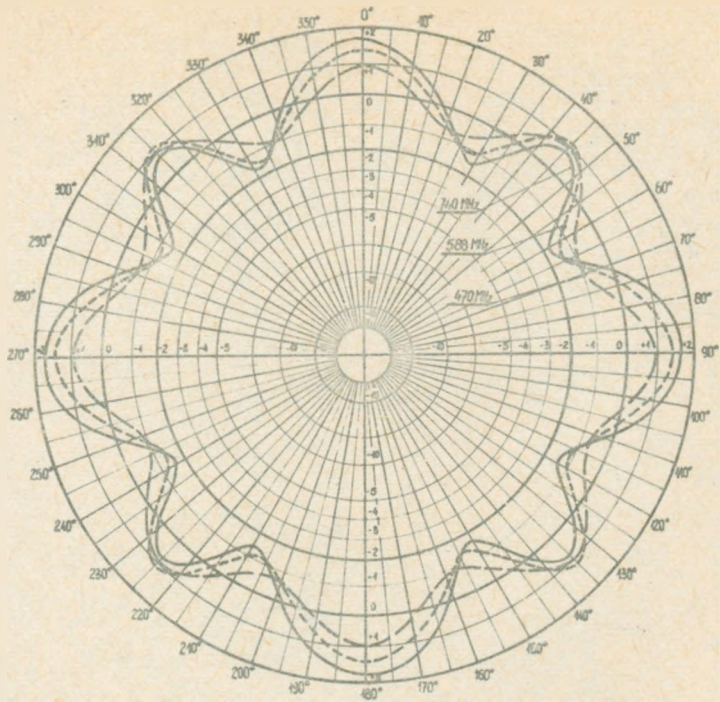
Rys. 6. Charakterystyka promieniowania z wypełnieniem miejsc zerowych układu antenowego złożonego z ośmiu czterodipolowych elementów antenowych



Rys. 7. Zależność nierównomierności poziomej charakterystyki promieniowania od rozstawienia elementów antenowych

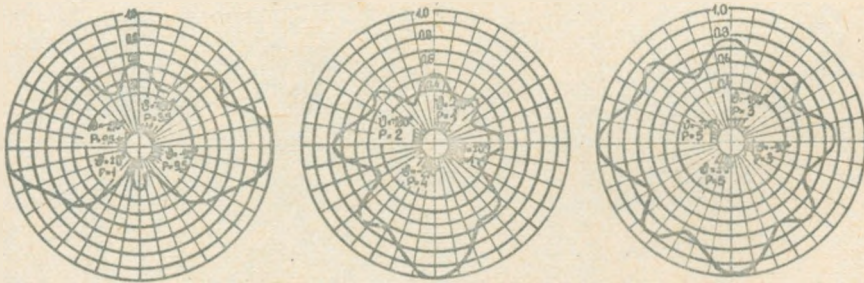


Rys. 8. Sposób rozmieszczenia elementów antenowych zapewniający wyrównaną charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie poziomej



Rys. 9. Poziome charakterystyki promieniowania układu antenowego przedstawionego na rys. 8

a)



b)



Rys. 10. Przykłady prawidłowo ukształtowanych charakterystyk promieniowania: a/ w płaszczyźnie poziomej, b/ przebieg $dE/d\phi$

a)

UKŁAD ANTENOWY: WROCŁAW TV - I PROGRAM /12 KANAŁ/
 WARIANT NR 1
 LICZBA ELEMENTÓW ANTENOWYCH W UKŁADZIE: 2
 RODZAJ ELEMENTÓW: EA-C
 CZĘSTOTLIWOŚĆ: 226,0 MHz
 WARUNKI ZASILANIA I WSPÓLRZĘDNE ŚRODKÓW ELEMENTÓW:

NR ELEMENTU	PI	TETA-I	RI (M)	FI-I	ALFA-I
0	1,000	0,000	1,155	0,000	0,000
1	1,000	90,00	6,450	90,00	0,000

MAKSYMALNA WARTOŚĆ NATEŻENIA POLA: 1,000

POZIOMA CHARAKTERYSTYKA PROMIENIOWANIA

AZYMUT	E*	DB	AZYMUT	E*	DB	AZYMUT	E*	DB
0,0	1,000	0,000	30,0	0,684	-3,30	60,0	0,723	-2,92
2,5	0,996	-0,332	32,5	0,720	-2,76	62,5	0,586	-3,27
5,0	0,993	-0,667	35,0	0,795	-1,99	65,0	0,602	-3,33
7,5	0,979	-1,185	37,5	0,860	-1,23	67,5	0,716	-2,31
10,0	0,950	-1,371	40,0	0,921	-0,642	70,0	0,769	-2,20
12,5	0,920	-1,726	42,5	0,975	-0,222	72,5	0,829	-1,64
15,0	0,877	-1,12	45,0	0,998	-0,020	75,0	0,899	-1,024
17,5	0,824	-1,68	47,5	0,996	-0,035	77,5	0,930	-0,827
20,0	0,768	-2,20	50,0	0,969	-0,275	80,0	0,949	-0,800
22,5	0,715	-2,91	52,5	0,922	-0,722	82,5	0,900	-1,122
25,0	0,674	-3,43	55,0	0,851	-1,40	85,0	0,806	-0,936
27,5	0,664	-3,55	57,5	0,790	-2,16	87,5	0,697	-0,927

ZYSK ENERGETYCZNY UKŁADU W PŁASZCZYZNIE POZIOMEJ:
 G0 = 1,33 G0 = 2,91 (-0,00 DB)

b)

TABLICA NR 6

UKŁAD ANTENOWY: WROCŁAW TV - I PROGRAM /12 KANAŁ/
 WARIANT NR 2
 LICZBA ELEMENTÓW ANTENOWYCH W UKŁADZIE: 5
 RODZAJ ELEMENTÓW: FA-6
 CZĘSTOTLIWOŚĆ: 226,0 MHz
 WARUNKI ZASILANIA I WSPÓLRZĘDNE ŚRODKÓW ELEMENTÓW:

NR ELEMENTU	PI	TETA-I	RI (M)	FI-I	ALFA-I
0	1,000	-90,00	9,500	95,00	90,00
1	1,000	-23,00	5,700	95,00	90,00
2	1,000	-5,000	1,900	95,00	90,00
3	1,000	0,000	1,900	275,0	-90,00
4	1,000	0,000	5,700	275,0	-90,00
5	1,000	-5,000	9,500	275,0	-90,00

MAKSYMALNA WARTOŚĆ NATEŻENIA POLA: 5,520

PIONOWA CHARAKTERYSTYKA PROMIENIOWANIA

THETA	E*	DB	THETA	E*	DB	THETA	E*	DB
0,0	0,294	-20,6	7,0	0,793	-2,01	14,0	0,207	-13,7
0,5	0,173	-15,2	7,5	0,619	-4,17	14,5	0,201	-13,9
1,0	0,232	-12,7	8,0	0,420	-7,38	15,0	0,163	-15,8
1,5	0,259	-11,7	8,5	0,265	-11,5	15,5	0,101	-19,9
2,0	0,263	-11,6	9,0	0,209	-13,6	16,0	0,035	-29,1
2,5	0,278	-11,1	9,5	0,265	-11,5	16,5	0,057	-24,5
3,0	0,351	-9,08	10,0	0,326	-9,74	17,0	0,113	-18,9
3,5	0,486	-6,26	10,5	0,342	-9,31	17,5	0,148	-16,6
4,0	0,651	-3,73	11,0	0,311	-10,2	18,0	0,154	-16,3
4,5	0,810	-1,63	11,5	0,241	-12,1	18,5	0,133	-17,5
5,0	0,936	-1,574	12,0	0,154	-16,3	19,0	0,091	-20,5
5,5	1,000	0,000	12,5	0,095	-20,4	19,5	0,040	-27,9
6,0	0,997	-0,027	13,0	0,125	-18,1	20,0	0,041	-27,9
6,5	0,925	-1,674	13,5	0,179	-15,0	20,5	0,038	-28,1

Rys. 11. Przykładowe wyniki obliczeń charakterystyki promieniowania przy użyciu komputera: a/ charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie poziomej, b/ charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej

Wyniki obliczeń dotyczą układu antenowego, którego schemat zasilania przedstawiono na rys. 28

tablica nr 6

układ antenowy: wrocław tv - 1 program /12 kanał/
 wariant nr 2
 liczba elementów antenowych w układzie: 6
 rodzaj elementów: EA-6
 częstotliwość: 226.0 mhz
 warunki uasilania i współrzędne środków elementów:

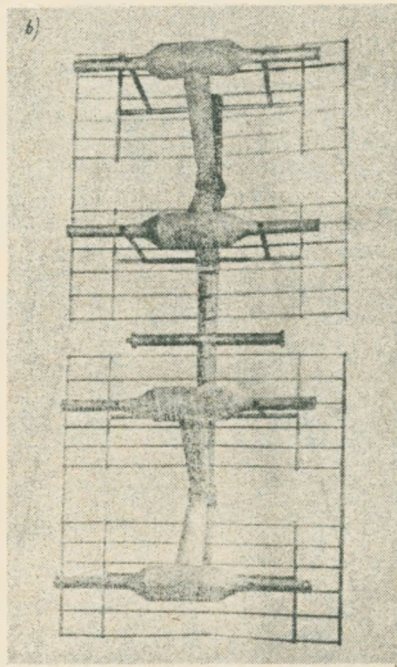
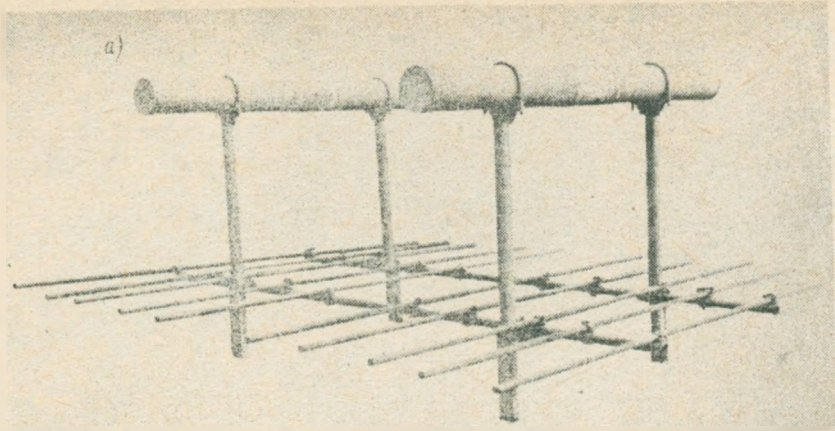
nr elementu	ρ_1	θ_1	r_1/m	ρ_1	θ_1
0	1.000	-90.00	9.500	95.00	90.00
1	1.000	-23.00	5.700	95.00	90.00
2	1.000	-5.000	1.900	95.00	90.00
3	1.000	.0000	1.900	275.0	-90.00
4	1.000	.0000	5.700	275.0	-90.00
5	1.000	-8.000	9.500	275.0	-90.00

maksymalna wartość natężenia pola: 5.520

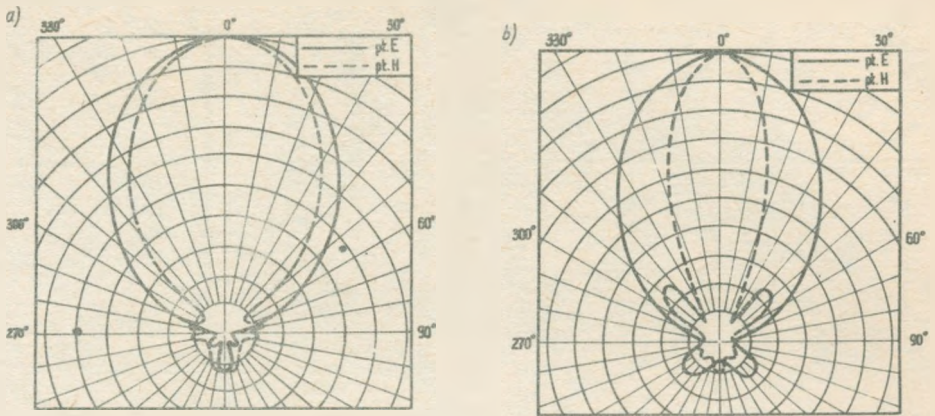
pionowa charakterystyka promieniowania

teta	f/teta/	0.0	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
0.0	0.094	I	I	I	I	I	I
0.5	0.173	I	+I	I	I	I	I
1.0	0.232	I	I	I	I	I	I
1.5	0.259	I	I	I	I	I	I
2.0	0.263	I	I	I	I	I	I
2.5	0.278	I	I	I	I	I	I
3.0	0.351	I	I	I	I	I	I
3.5	0.486	I	I	I	I	I	I
4.0	0.651	I	I	I	I	I	I
4.5	0.810	I	I	I	I	I	I
5.0	0.936	I	I	I	I	I	I
5.5	1.000	I	I	I	I	I	I
6.0	0.997	I	I	I	I	I	I
6.5	0.925	I	I	I	I	I	I
7.0	0.793	I	I	I	I	I	I
7.5	0.619	I	I	I	I	I	I
8.0	0.428	I	I	I	I	I	I
8.5	0.265	I	I	I	I	I	I
9.0	0.209	I	I	I	I	I	I
9.5	0.265	I	I	I	I	I	I
10.0	0.326	I	I	I	I	I	I
10.5	0.342	I	I	I	I	I	I
11.0	0.311	I	I	I	I	I	I
11.5	0.241	I	I	I	I	I	I
12.0	0.154	I	I	I	I	I	I
12.5	0.095	I	I	I	I	I	I
13.0	0.125	I	I	I	I	I	I
13.5	0.178	I	I	I	I	I	I
14.0	0.207	I	I	I	I	I	I
14.5	0.201	I	I	I	I	I	I
15.0	0.163	I	I	I	I	I	I
15.5	0.101	I	I	I	I	I	I
16.0	0.075	I	I	I	I	I	I
16.5	0.057	I	I	I	I	I	I
17.0	0.113	I	I	I	I	I	I
17.5	0.148	I	I	I	I	I	I
18.0	0.154	I	I	I	I	I	I
18.5	0.133	I	I	I	I	I	I
19.0	0.091	I	I	I	I	I	I
19.5	0.040	I	I	I	I	I	I
20.0	0.041	I	I	I	I	I	I

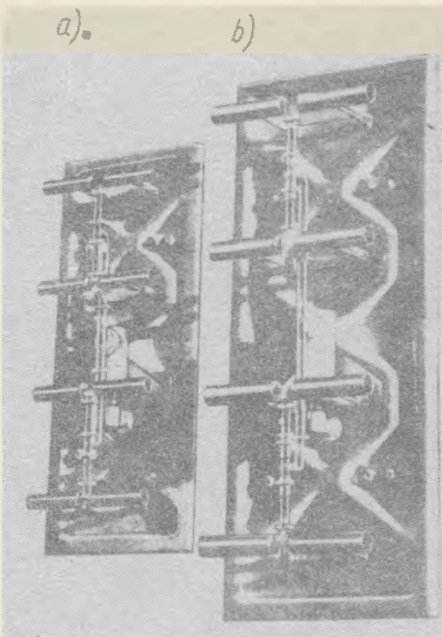
Rys. 12. Przykład jednoczesnego drukowania wyników obliczeń i przybliżonego wykresu charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej



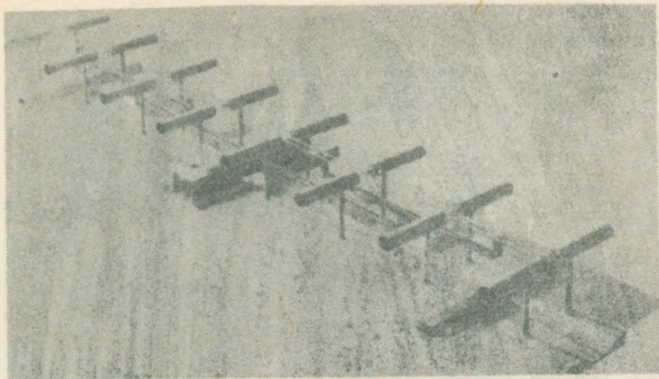
Rys. 13. Przykłady płaskich elementów antenowych produkowanych przez "Zarat" - Wrocław: a/ element EA-3 dla I zakresu częstotliwości, b/ element EA-6 dla III zakresu częstotliwości



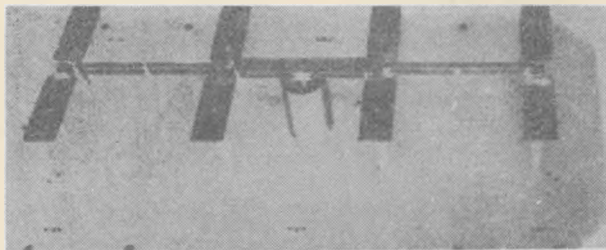
Rys. 14. Charakterystyki promieniowania elementów antenowych z rys. 13: a/ element EA-3, b/ element EA-6



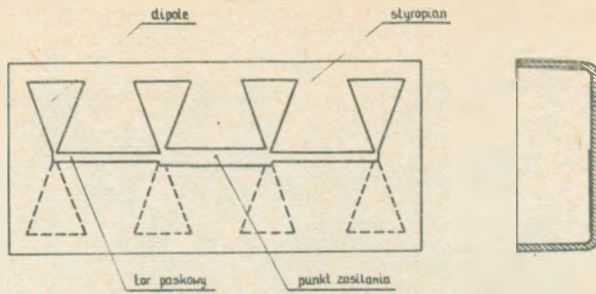
Rys. 15. Czterodipolowe elementy antenowe dla: a/ IV zakresu częstotliwości, b/ V zakresu częstotliwości



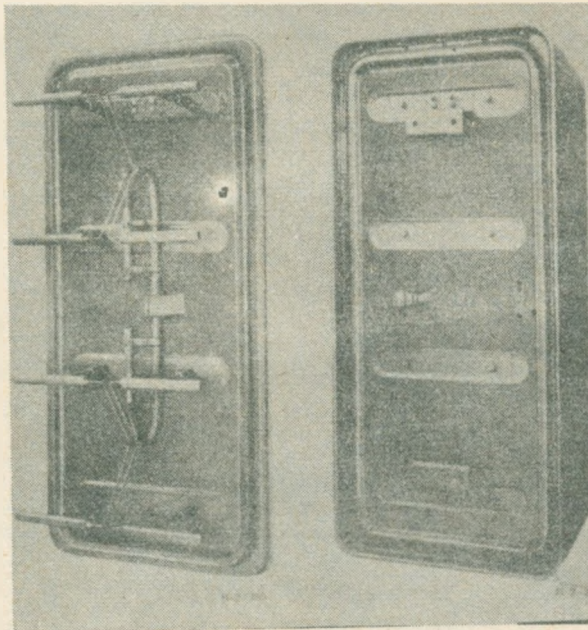
Rys. 16. Ośmiodipelowy element anteny dla IV zakresu częstotliwości



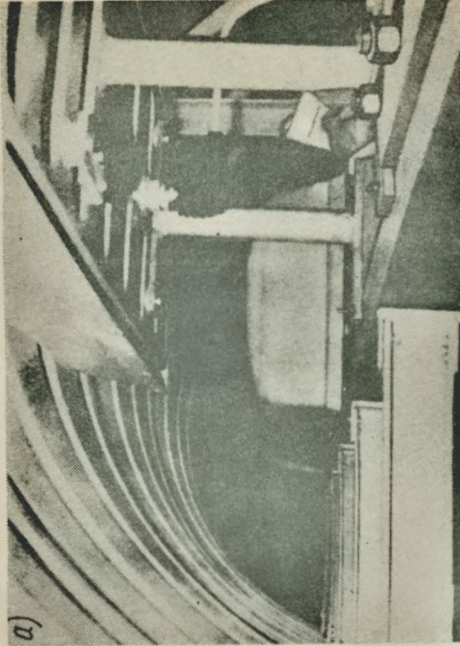
Rys. 17. Element anteny z płaskimi dipolami



Rys. 18. Element anteny z trójkątnymi dipolami dla IV/V zakresu częstotliwości



Rys. 19. Element anteny z cylindrycznymi dipolami dla IV/V zakresu częstotliwości



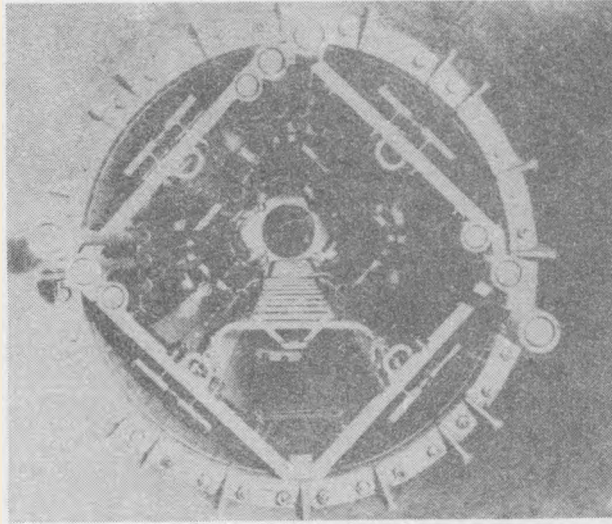
Rys. 21. Zabezpieczenie anteny IV/V zakresu częstotliwości za pomocą dielektrycznego tubusa:
a/ mocowanie elementów antenowych na stalowej konstrukcji wspornej, b/ montaż tubusu na maszcie



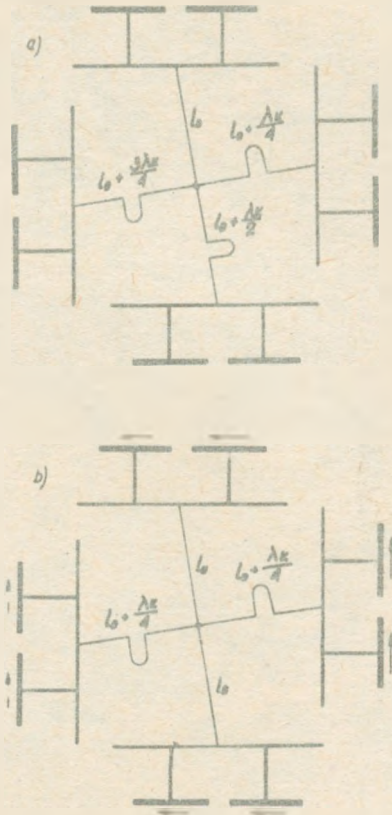
Rys. 20. Element antenowy dla IV/V zakresu częstotliwości w osłonie z tworzywa sztucznego



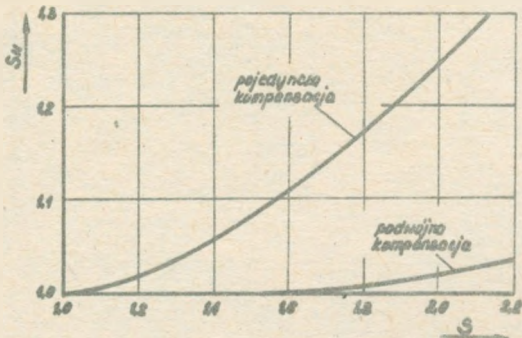
Rys. 23. Wciąganie zmontowanej anteny na maszt



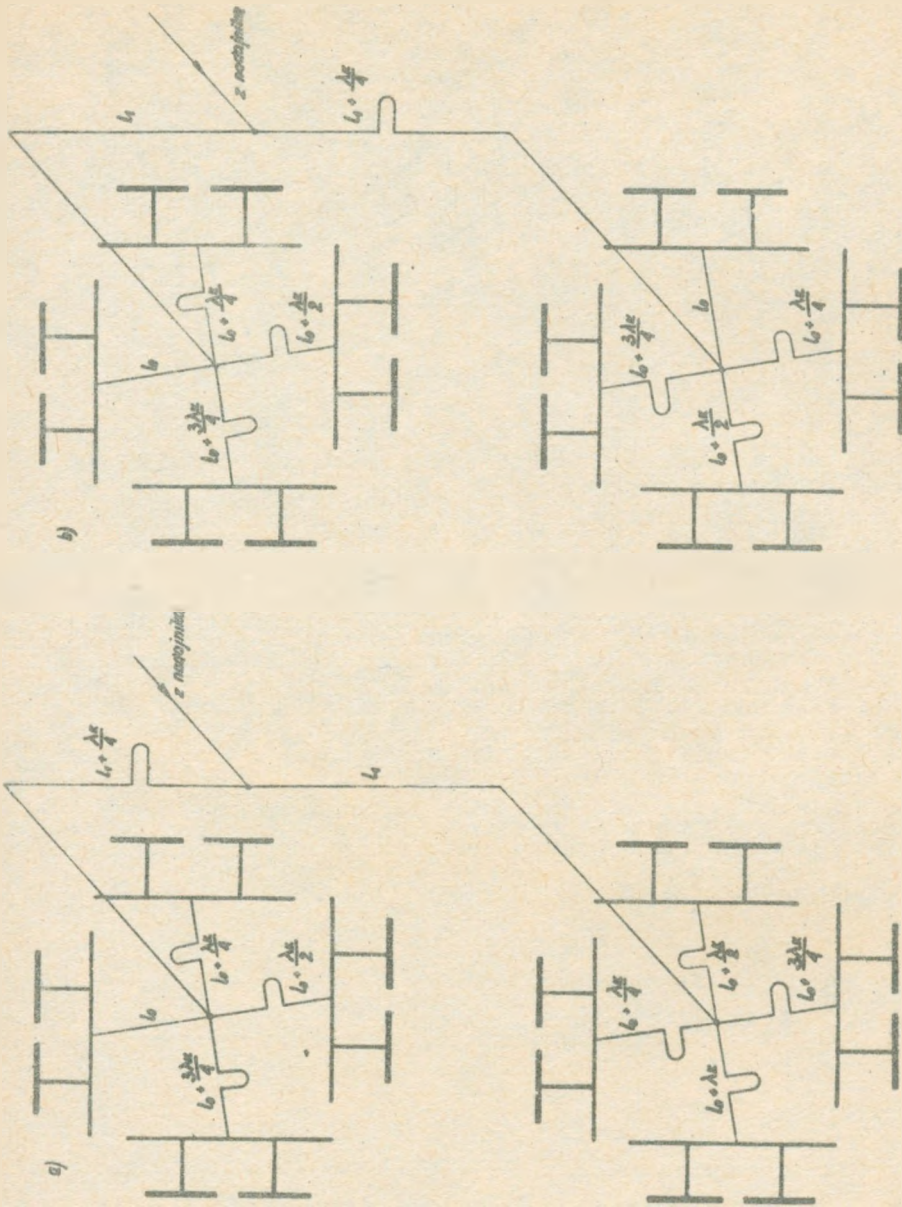
Rys. 22. Sposób mocowania elementów antenowych do samonośnego tubusu



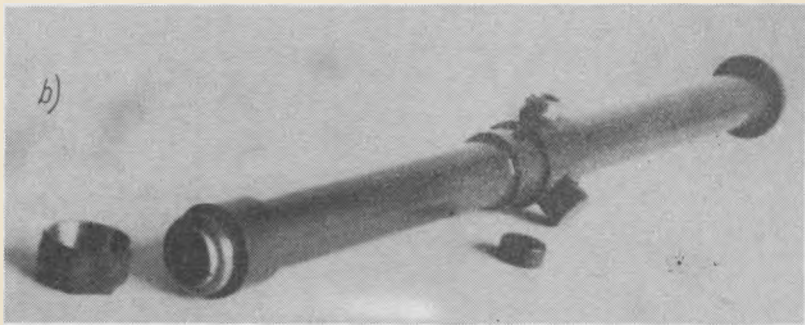
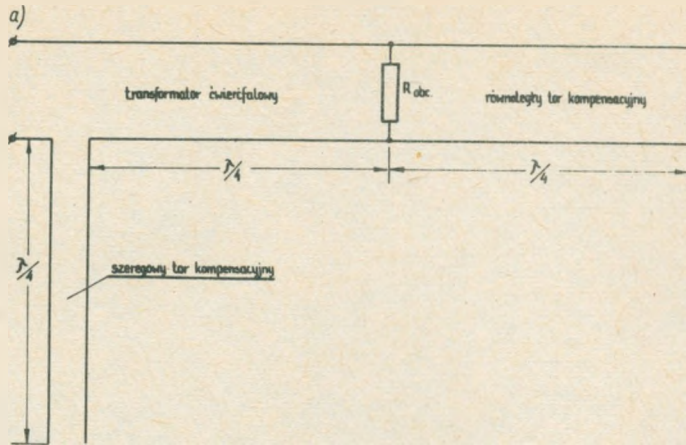
Rys. 24. Sposób zasilania elementów antenowych zapewniający dokładność poziomej charakterystyki promieniowania i kompensację fali odbitej; a/ właściwe fazy prądów uzyskuje się przez dobór długości przewodów zasilających, b/ właściwe fazy prądów uzyskuje się przez dobór długości przewodów zasilających i obrót elementów antenowych



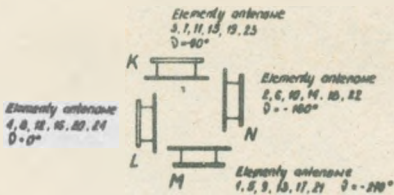
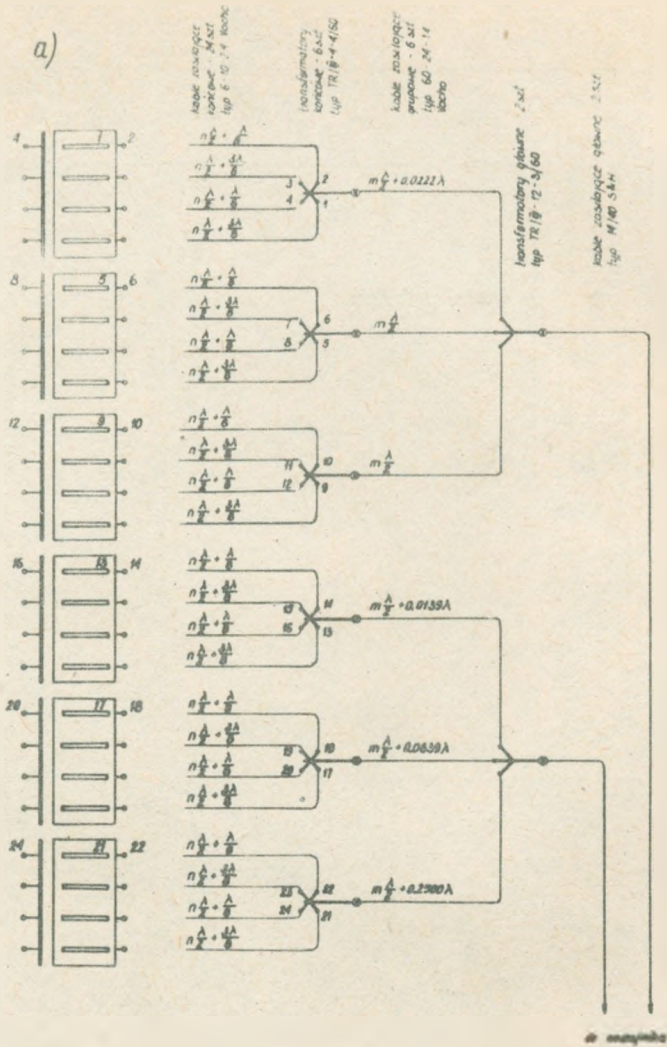
Rys. 26. Zależność wypadkowego WPS od WPS pojedynczego elementu antenowego przy pojedynczej i podwójnej kompensacji fali odbitej



Rys. 25. Podwójna kompensacja fali odbitej; a/ wyrównanie faz prądów w ścianach uzyskuje się przez dobór długości przewodów zasłajających elementy antenowe, b/ wyrównanie faz prądów w ścianach uzyskuje się przez przedstawienie elementów antenowych

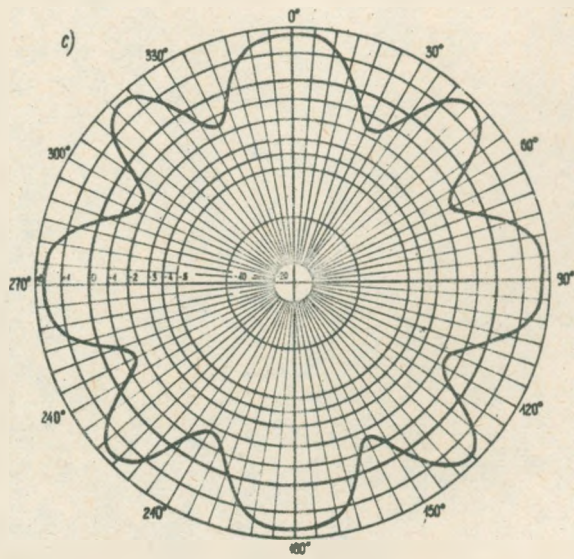
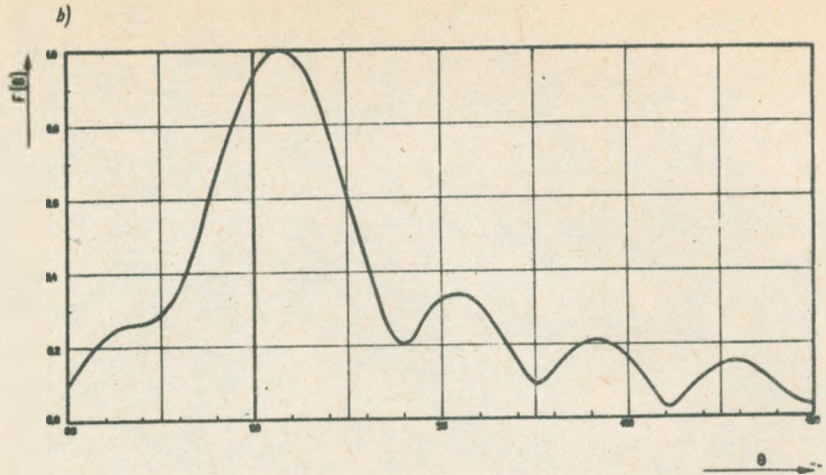


Rys. 27. Szerokopasmowy transformator antenowy: a/ schemat ideowy, b/ wygląd zewnętrzny

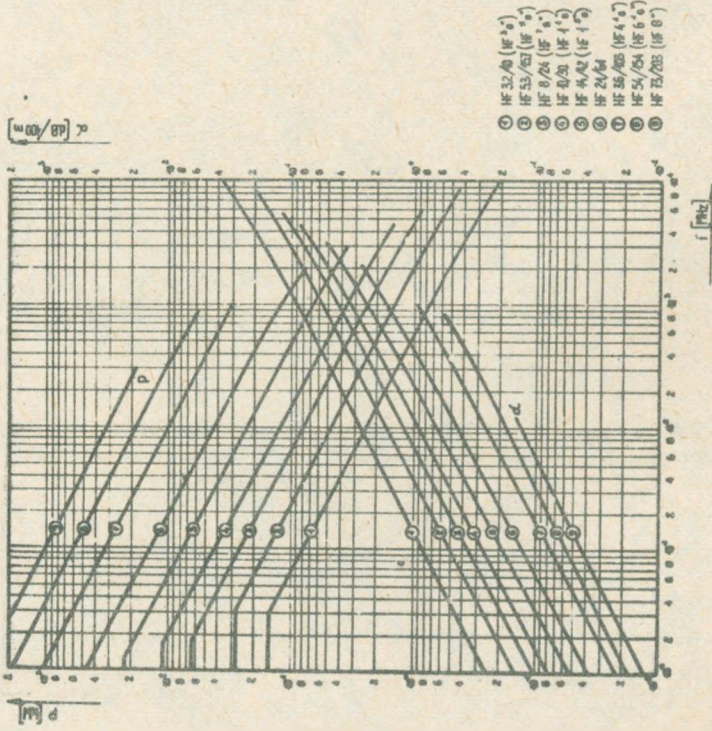


Rys. ANTENA TY-1 PROGRAM
(12 kanał)

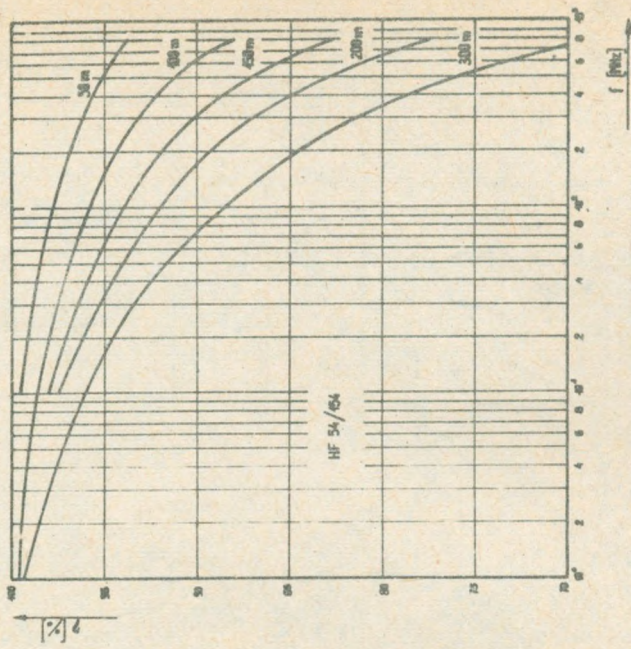
Rys. 28. a/ Schemat układu zasilania anteny dla III zakresu częstotliwości o kształtowanej charakterystyce promieniowania



Rys. 28. b/ Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej, c/ dookólna charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie poziomej

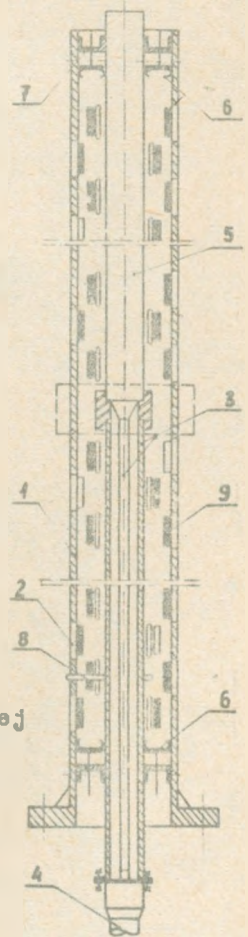
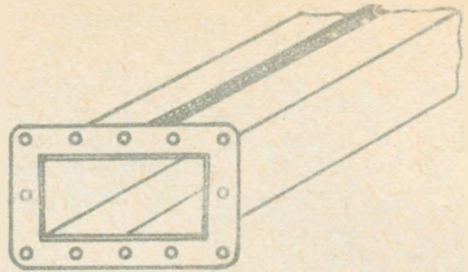


Rys. 29. Dopuszczalna moc przenoszona i tłumienność jednostkowa kabli współosiowych produkowanych przez firmę Siemens



Rys. 30. Zależność sprawności toru zasilającego wykonanego z kabla typu 56/103 od częstotliwości i długości toru

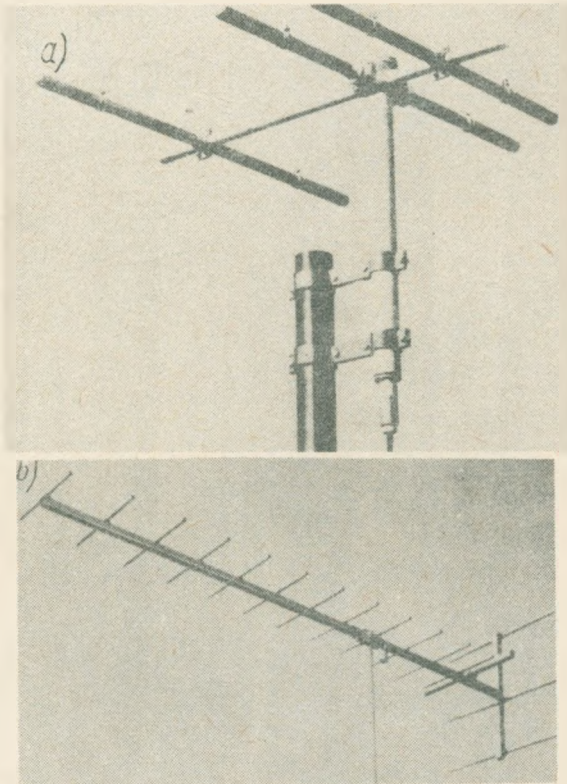
Rys. 31. Konstrukcja falowodu prostokątnego stosowanego w IV/V zakresie częstotliwości



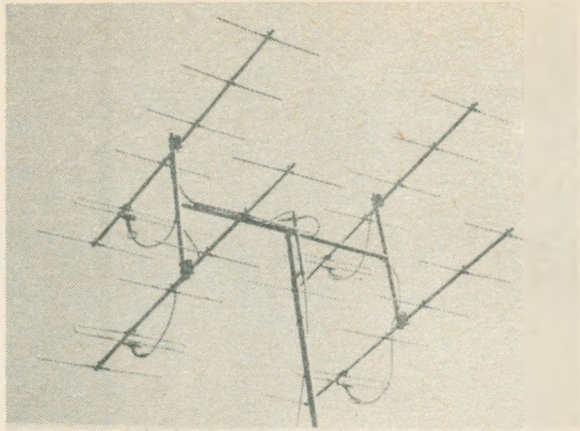
Rys. 32. Szkic konstrukcyjny anteny szczelinowej



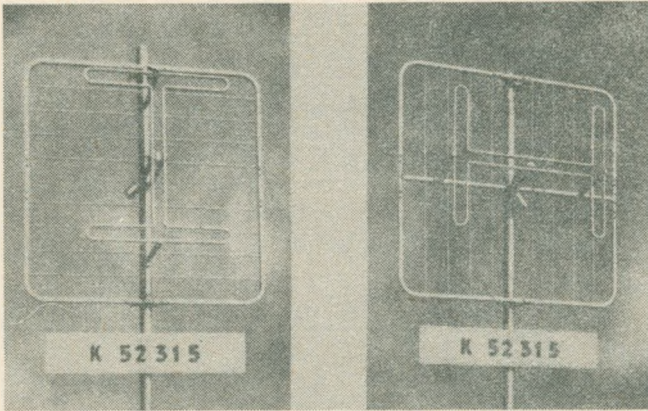
Rys. 33. Pionowa charakterystyka promieniowania anteny szczelinowej o zysku energetycznym 52; apertura anteny - 55λ



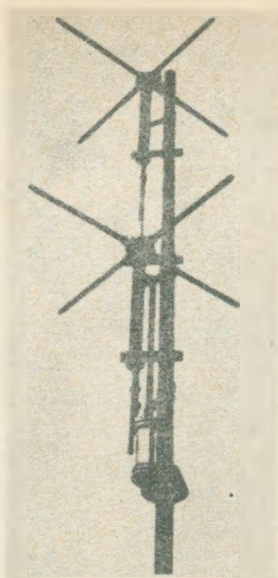
Rys. 34. Anteny Yagi stosowane w telewizyjnych stacjach retransmisyjnych: a/ antena 3-elementowa dla I zakresu częstotliwości, b/ antena 16-elementowa dla III zakr. częstotliwości



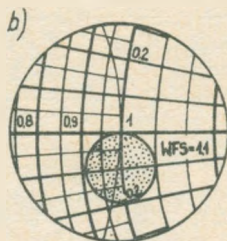
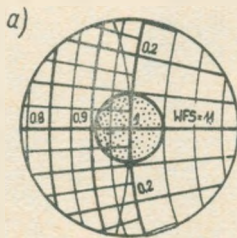
Rys. 35. Układ antenowy złożony z czterech 6-elementowych anten Yagi



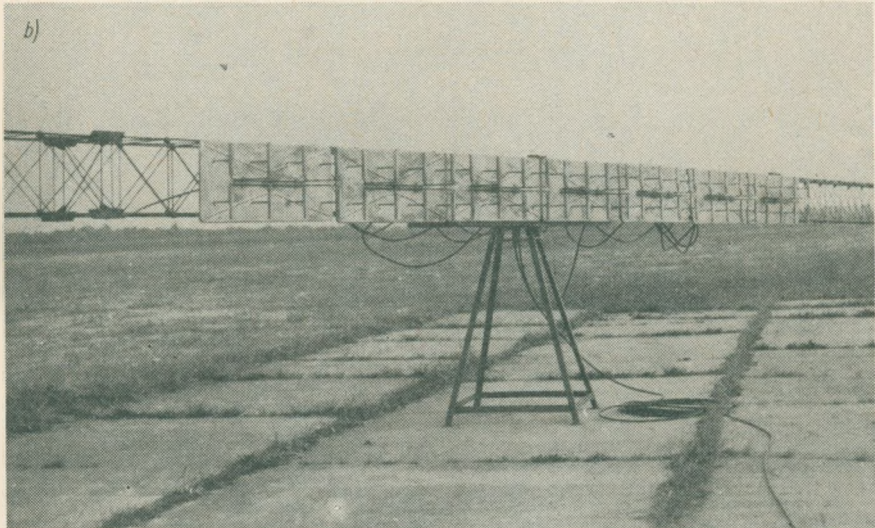
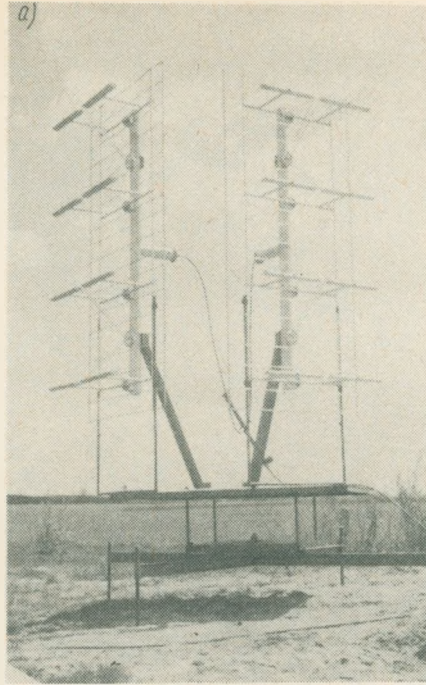
Rys. 36. Element antenowy złożony z dwóch dipoli półfalowych /III zakres częstotliwości/



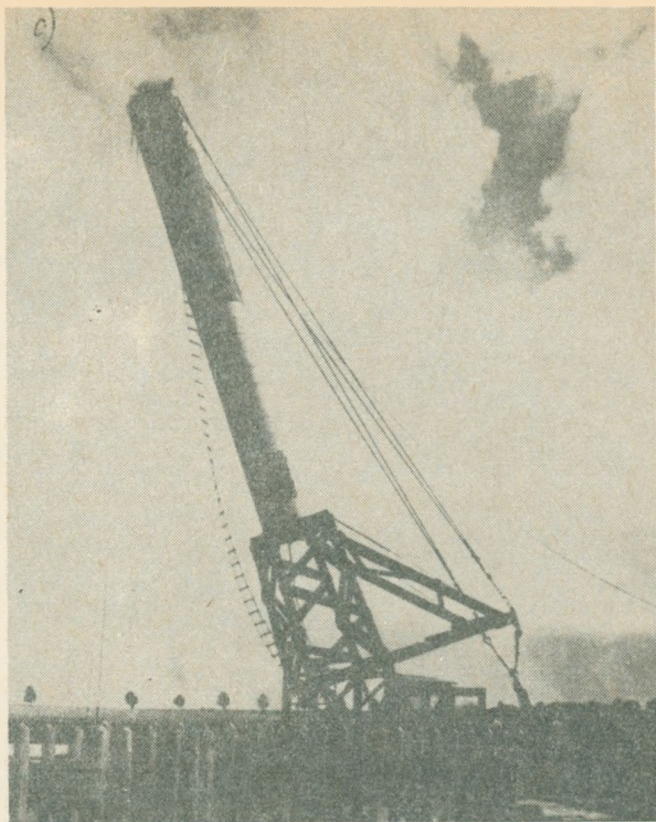
Rys. 37. Dwupiętrowa antena kołowrotowa



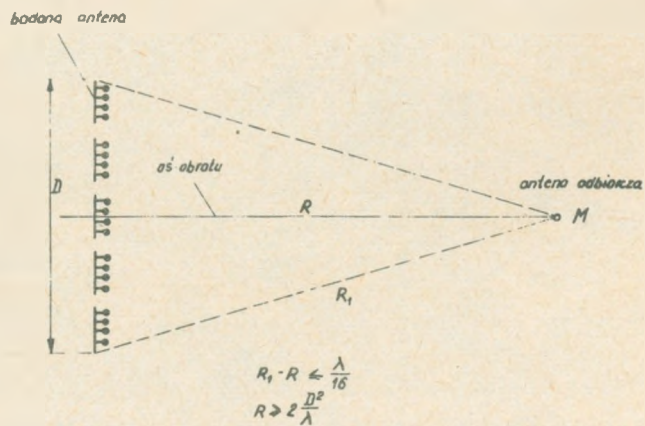
Rys. 38. Przykładowe wyniki pomiaru impedancji na wejściu głównego toru przesyłowego: a/ połączenie przyrządu pomiarowego z torem poprawne, b/ nieciągłość impedancji w punkcie połączenia przyrządu pomiarowego z torem



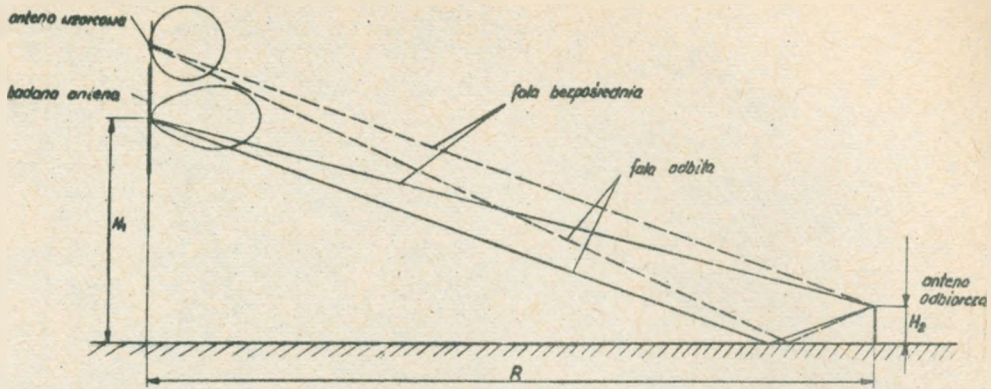
Rys. 39. Przykłady sposobów mocowania badanej anteny przy pomiarach charakterystyki promieniowania: a/ pomiar poziomej charakterystyki promieniowania, b/ pomiar pionowej charakterystyki promieniowania



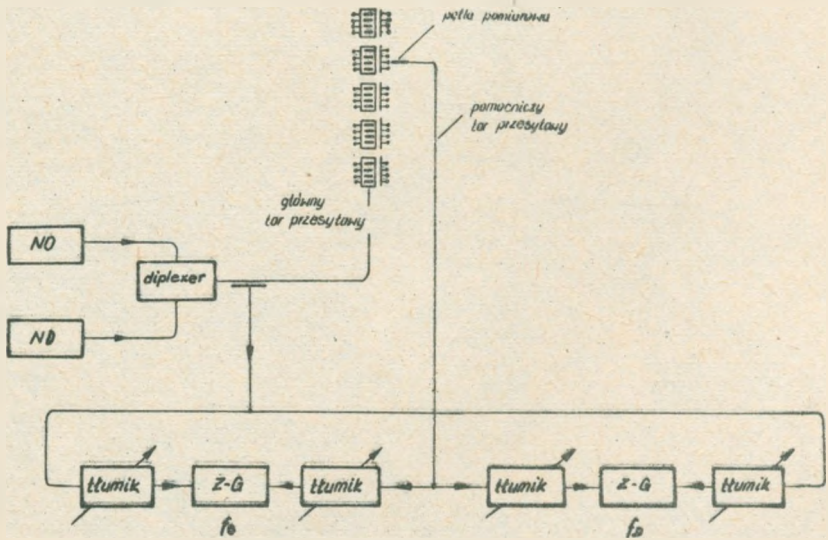
Rys. 39c. Pomiar pionowej charakterystyki promieniowania



Rys. 40. Wyznaczenie minimalnej odległości między anteną badaną i anteną pomocniczą

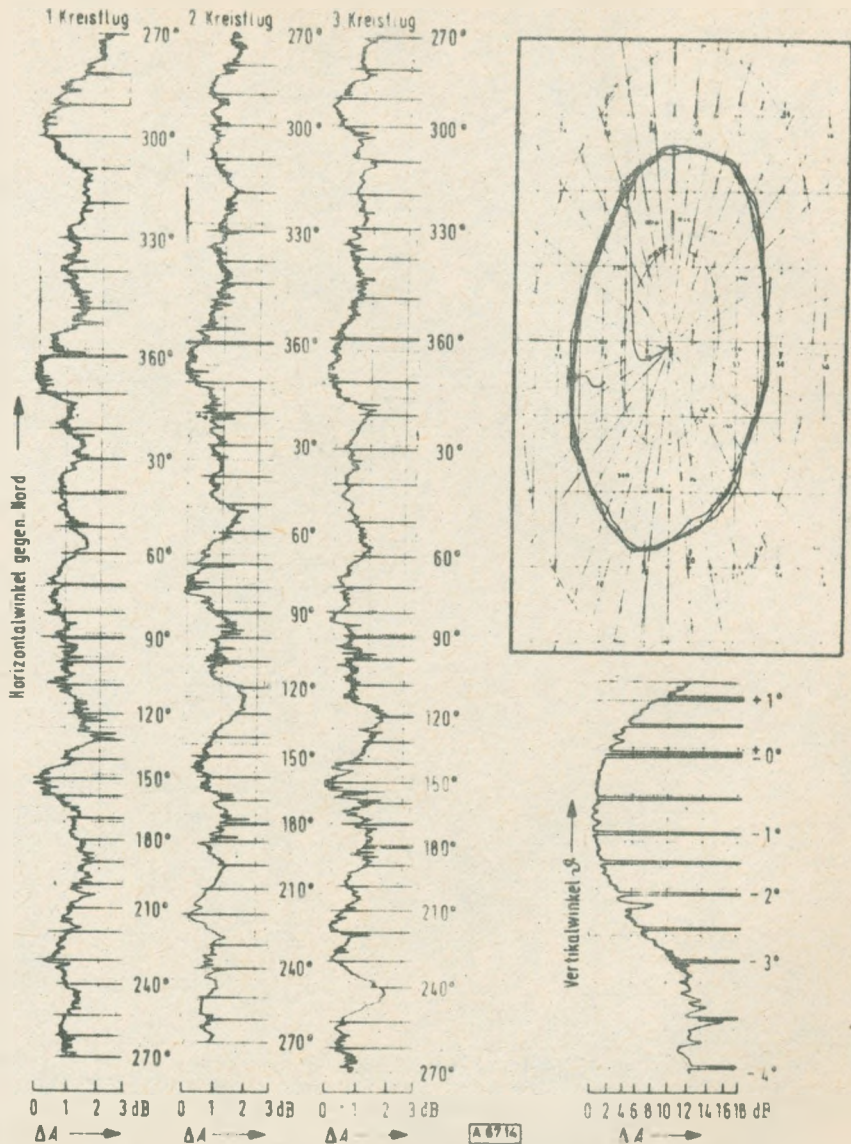


Rys. 41. Pomiar charakterystyki promieniowania metodą anteny wzorcowej

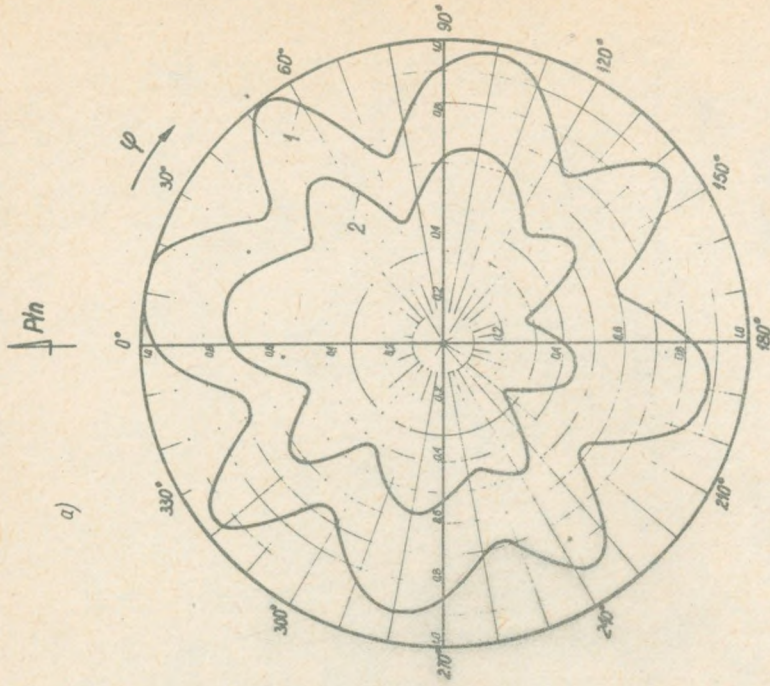


Rys. 43. Schemat układu do pomiaru współczynników pobudzenia

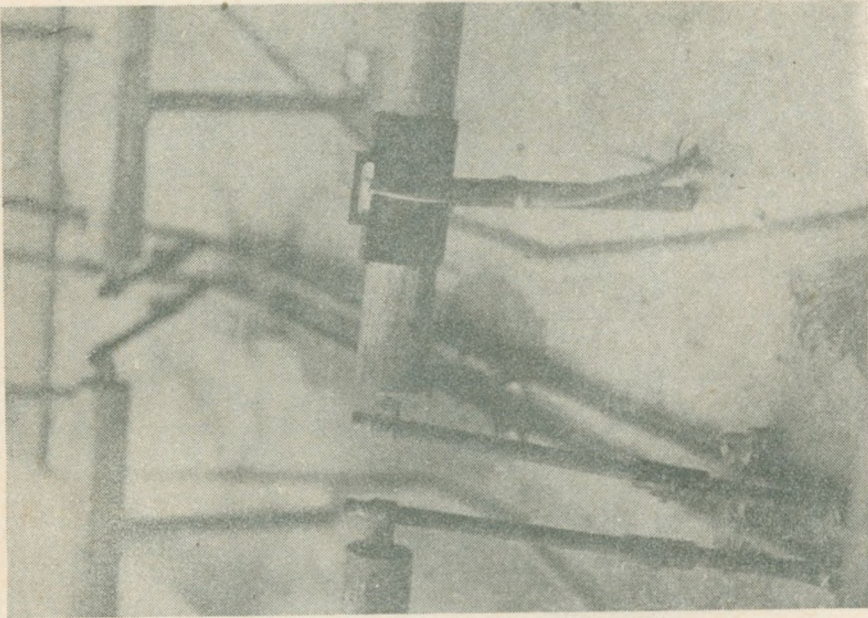
180°



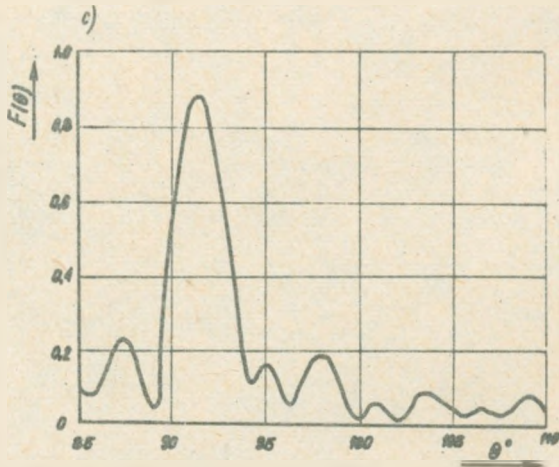
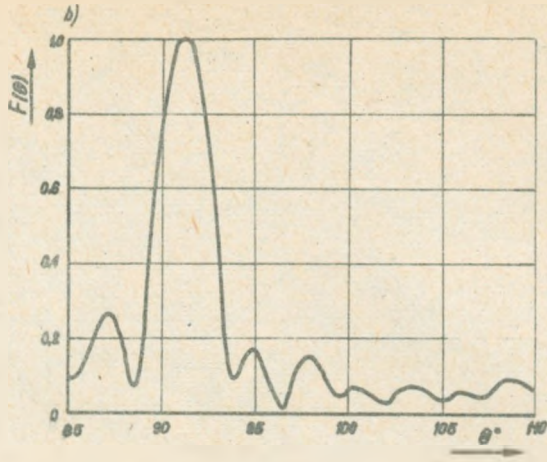
Rys. 42. Karta lotów oraz przykładowe zapisy natężenia pola zarejestrowane na helikopterze przy pomiarze charakterystyki promieniowania



Rys. 45. Przykłady charakterystyk promieniowania obliczonych na podstawie zmierzonych współczynników pobudzenia: a/ charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie poziomej, $f = 207,25$ MHz, $1-\theta = 91,5^\circ$; $2-\theta = 90^\circ$



Rys. 44. Pętla do pomiaru współczynników pobudzenia



Rys. 45 b. Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej, $f = 207,25$ MHz, azymut 10° ; c/ charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej, $f = 207,25$ MHz, azymut 145°

Stanisław Siczek

TENDENCJE ROZWOJOWE W DZIEDZINIE
KRÓTKOFALOWYCH ANTEN RADIOKOMUNIKACYJNYCH

WSTĘP

Publikacja niniejsza ma zadanie dokonania krytycznego przeglądu ogólnych zagadnień występujących w technice profesjonalnych anten krótkofalowych: radiokomunikacyjnych nadawczych i odbiorczych oraz anten radiofonicznych.

Tak zrozumiany przegląd umożliwił wyciągnięcie subiektywnych wniosków, dotyczących tendencji rozwojowych przejawiających się w omawianej gałęzi techniki.

Przy opracowaniu artykułu założono, że Czytelnik jest zapoznany z techniką antenową w konwencjonalnym ujęciu. Bliżej omówiono jedynie nowsze anteny, nie opisane w podręcznikach, np. antenę soczewkową, logarytmiczną z pionowym ekranem, układy pierścieniowe. Więcej uwagi poświęcono porównaniu anten różnych typów.

Materiał niżej przytoczony jest oparty, zdaniem autora, na najcenniejszych dostępnych publikacjach z ostatnich lat oraz na dorobku Zakładu Anten Nadawczych Instytutu Łączności.

Charakter opracowania nie pozwala na bliższe wyjaśnienie zagadnień szczegółowych, dlatego często bez dowodu odsyła się Czytelnika do opracowań źródłowych.

Spis literatury nie jest wykazem bibliograficznym prac dotyczących dziedziny anten krótkofalowych, a zawiera jedynie publikacje bezpośrednio wykorzystane przy opracowaniu tego artykułu.

1. WYMAGANE PARAMETRY ELEKTRYCZNE ANTEN KRÓTKOFALOWYCH

W zakresie fal krótkich zakłócenia pochodzące od obcych stacji oraz zakłócenia przemysłowe są tak silne, że o jakości odbioru nie decyduje czułość odbiornika, lecz różnica poziomów sygnału użytkowego i tych zakłóceń.

Stosunek mocy sygnału P_s do mocy zakłóceń P_z na wejściu odbiornika można określić zależnością (1)^{x)}

$$\frac{P_s}{P_z} = \frac{P_{s1}}{P_{z1}} D_o = \frac{P_n G_n}{T P_{z1}} D_o \quad (1)$$

We wzorze tym oznaczono: P_n , G_n - moc nadajnika i zysk energetyczny anteny nadawczej; D_o - zysk kierunkowy (kierunkowość) anteny odbiorczej, T - współczynnik tłumienia trasy określony jako stosunek efektywnej mocy promieniowanej przez antenę nadawczą $P_n G_n$ do mocy fali płaskiej P_{s1} wywołanej przez sygnał, przypadającej na jednostkę powierzchni skutecznej anteny odbiorczej; P_{z1} jest również tak rozumianą jednostkową mocą zakłóceń w obszarze anteny odbiorczej $P_{z1} = E_z^2/Z_o$, gdzie E_z jest na-

^{x)} Zakładając równomierny przestrzenny rozkład źródeł zakłóceń o wyrównanym poziomie mocy.

tężeniem pola zakłóceń, a Z_0 - impedancją falową wolnej przestrzeni.

Zysk energetyczny anteny nadawczej zależy od jej zysku kierunkowego D_n i sprawności η_a

$$G_n = \eta_a D_n \quad (2)$$

Zarówno zysk kierunkowy anteny nadawczej jak i odbiorczej należy przyjąć dla danych anten pod kątami azymutalnymi i elewacji, odpowiadającymi promieniowi łączącemu obydwie anteny zgodnie z zasadami optyki geometrycznej przy uwzględnieniu odbicia w jonosferze.

Z zależności (1) otrzymujemy bezpośrednio wzór (3):

$$10 \lg G_n D_o = 10 \lg T + 10 \lg P_{z1} + 10 \lg \frac{P_s}{P_z} - 10 \lg P_n \quad (3)$$

nadający się do obliczenia żądanej wartości iloczynu $G_n D_o$, zapewniającej poprawny odbiór przy wymaganym dla danego rodzaju pracy stosunku mocy sygnału i szumu P_s/P_z .

Tłumienia trasy i poziom zakłóceń atmosferycznych oblicza się przeprowadzając analizę propagacyjną z uwzględnieniem odległości oraz stanu jonosfery na danej trasie. Stan ten zależny jest od pory doby i roku, a także od cyklu aktywności słonecznej. Tłumienie określa się dla częstotliwości pracy optymalnej w danych warunkach propagacyjnych (FOT).

Na podstawie wyników analizy przeprowadzonej w ISiPEIT

na rys. 1^{x)} podano orientacyjnie dla kilku wybranych tras wymaganą minimalną wartość iloczynu $G_n D_o$ dla przypadku pracy telefonicznej z obydwoma wstęgami bocznymi, przy podłączeniu do sieci publicznej, przy założeniu, że moc nadajnika wynosi 1 kW.

Odpowiednie krzywe określają, jakie powinny być zyski anten dla różnych częstotliwości zakresu krótkofalowego w celu utrzymania łączności radiowej w ciągu 6, 12 i 24 godzin na dobę, niezależnie od pory doby, roku i cyklu aktywności słonecznej. Przyjmuje się przy tym, że antena odbiorcza zlokalizowana jest w terenie, gdzie poziom zakłóceń przemysłowych jest znacznie niższy od poziomu zakłóceń atmosferycznych.

Wymagane w tych warunkach zyski antenowe dla dalekich tras są nierealnie duże, gdy żądamy uzyskania łączności w dowolnie wybranej chwili lub łączności ciągłej. Podane krzywe nie uwzględniają ponadto zaników sygnału i zniekształceń pojawiających się przy odbiciu od jonosfery oraz zakłóceń ze strony innych stacji krótkofalowych.

Należy zauważyć, że warunki propagacji zależą od azymutu, i na przykład dla kierunku zachodniego (New York) są znacznie gorsze niż dla kierunku wschodniego (Colombo).

W przypadku krótkich tras nie wykorzystuje się wyższych częstotliwości, a w przypadku tras dalekich niż-

^{x)} Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

szych częstotliwości zakresu krótkofalowego. W zakresie częstotliwości 20-24 MHz możliwość uzyskania łączności pojawia się rzadko, ale przy stosunkowo małym tłumieniu trasy. Dlatego wymagane zyski antenowe w tym zakresie są wielokrotnie mniejsze.

Jak już wspomniano, anteny nadawcze i odbiorcze muszą mieć odpowiednio duże zyski G_n i D_o w kierunku promienia łączącego obydwie anteny. Wymaga to ustawienia obydwu anten pod właściwymi kątami azymutalnymi oraz dobrania kąta elewacji promieniowania w zależności od długości trasy i wysokości jonosferycznej warstwy odbijającej dla optymalnej częstotliwości pracy (rys. 2). Odczytana z tego rysunku odległość jest połową długości trasy przy jednokrotnym odbiciu.

Zysk kierunkowy D anteny symetrycznej nadawczej lub odbiorczej można określić wzorem (4). Zysk D przyjęto określać względem wibratora izotropowego.

$$D = \frac{4\pi}{\int_{s_1} f_1^2 ds + 2a_2^2 \int_{s_2} f_2^2 ds + \dots + 2a_n^2 \int_{s_n} f_n^2 ds} \quad (4)$$

We wzorze (4) $f_1 \dots f_n$ są funkcjami rozkładu gęstości mocy promieniowania w zależności od azymutu φ i kąta elewacji ψ w obrębie n -tego listka promieniowania. Symbolami $a_2 \dots a_n$ oznaczono amplitudy listków bocznych unormowane względem amplitudy listka pierwszego (wiązki głównej). Symbole $s_1 \dots s_n$ oznaczają powierzchnie całkowania, przez które przenika promieniowanie pochodzące od danego listka. Powierzchnie te leżą oczywiście w ob-

szarze dalekim i są wycinkami wspólnej powierzchni kuli.

W przypadku anten o dużych zyskach kierunkowych rozwartości wszystkich listków bocznych i ich funkcje rozkładu f_n w grubym przybliżeniu stają się jednakowe, a więc zysk kierunkowy określony jest zależnością (5):

$$D \approx \frac{4\pi}{A+2B} \quad (5)$$

We wzorze tym oznaczono:

(6)

$$A = \int_{S_1} f_1^2 ds; \quad B \approx (a_2^2 + a_3^2 + \dots + a_n^2) \int_{S_2} f_2^2 ds$$

Człony A i B reprezentują odpowiednio znormalizowane promieniowanie wiązki głównej i listków bocznych. Dopóki wiązka główna jest szeroka, co odpowiada mniejszym zyskom, poziom listków bocznych mało wpływa na zysk kierunkowy anteny. W miarę zawężania wiązki głównej należy dążyć do ograniczenia poziomów listków bocznych.

Amplitudy a_n listków bocznych anten o wymaganym zysku kierunkowym ok. 100 (20 dB) powinny być poniżej 0,1. Redukcję poziomu listków bocznych dla anten o zysku $D \approx 100$ można uzyskać drogą odpowiednio rozstawionych anten podwójnych, na przykład zdwojony romb. Jeśli wymagane są wiązki węższe, należy stosować nierównomierne pobudzenie apertury anteny typu rozkładów Dolpha-Czebyszewa.

W dziedzinie anten krótkofalowych zagadnienie konieczności zmniejszania poziomu listków bocznych nie jest do-

ceniane w praktyce. Prawdopodobnie jest to spowodowane tym, że zyski kierunkowe często są liczone ze wzoru przybliżonego (7), nie uwzględniającego obecności listków bocznych

$$D \approx \frac{41200}{\Delta\psi \Delta\vartheta} \quad (7)$$

Symbolami $\Delta\psi$ i $\Delta\vartheta$ oznaczono kąty rozwarcia, liczone w stopniach, głównej wiązki promieniowania na poziomie -3 dB względem maksimum w płaszczyznach poziomej i pionowej.

2. PORÓWNANIE ANTEN RÓŻNYCH TYPÓW

Zysk kierunkowy zależy głównie od objętości przestrzeni zajętej przez antenę^{x)}, jednak stopień wykorzystania tej objętości jest różny dla różnych typów anten. Główna wiązka promieniowania zwęża się w płaszczyźnie poziomej, gdy zwiększa się szerokość i długość anteny. W płaszczyźnie pionowej wiązka zwęża się przy zwiększaniu wysokości i długości anteny. W miarę zwężania się wiązki wzrasta zysk kierunkowy (7).

Koszt wykonania anteny wzrasta w przybliżeniu proporcjonalnie do jej długości i szerokości oraz kwadratu wysokości. Inaczej formułując - antena jest tym droższa, im ma większy zysk kierunkowy i im ma mniejszy kąt elewacji kierunku maksymalnego promieniowania. Właśnie te

^{x)} Stwierdzenie nie dotyczy pojedynczego wibratora i dipola.

parametry decydują o długości trasy, na której dana antena może pracować.

Postaramy się teraz przeprowadzić porównanie wybranych typów anten najczęściej stosowanych w zakresie fal krótkich. Przyjmujemy przy tym założenie, że anteny danego typu mają pokrywać zakres częstotliwości 4-24 MHz.

Na rysunku 3 podano wykresy zysku kierunkowego d i energetycznego g anten danego typu. Dla ułatwienia zyski te zredukowano względem zysku dipola półfalowego^{x)}, przyjmując zależności:

$$d = \frac{D}{1,64} ; \quad g = \eta \cdot d \quad (8)$$

gdzie D jest zyskiem kierunkowym względem wibratora izotropowego.

Poszczególne anteny oznaczono uproszczonymi symbolami:

$SA \frac{m}{n}$; $SB \frac{m}{n}$; $SC \frac{m}{n}$ - anteny synfazowe ścianowe z reflektorem aperiodycznym o polaryzacji poziomej, posiadające m pięter po n półfalowych wibratorów w piętrze. Odległości wzajemne wibratorów przyjęto równe $\lambda_0/2$. Litera A oznacza częstotliwość obliczeniową 6 MHz, litera B - 11 MHz, a litera C - 20 MHz.

^{x)} Określanie zysku kierunkowego względem wybranej anteny rzeczywistej nie jest zupełnie poprawne teoretycznie.

- RA, RB - anteny rombowe zdwojone RGD $\frac{65}{4} 1 [1]$, zawieszane na wysokości λ_0 , o długości boku $4\lambda_0$. Częstotliwość obliczeniową f_0 dla anteny A przyjęto 6 MHz, a dla anteny B - 15 MHz.
- 3BS2 - antena fali bieżącej ze sprzężeniem oporowym oznaczona wg [1] 3BS2 $\frac{21}{8} \frac{200}{4,5} 25$, zawieszona na wysokości 25 m. Antena ze względu na małą sprawność nadaje się tylko do odbioru.
- LH - antena logarytmiczno-okresowa z polaryzacją poziomą, przeznaczona dla tras długości 840-1550 km [2] o kątach $\alpha = 30^\circ$, $\psi_1 = 39^\circ$ $\psi_2 = 55^\circ$, gdzie α jest kątem wierzchołkowym anteny, ψ_1 , ψ_2 - kątami pomiędzy płaszczyznami anteny i powierzchnią ziemi.
- LV - antena logarytmiczno-okresowa z polaryzacją pionową nad ziemią wilgotną. Parametry anteny: $\alpha = 20^\circ$, $\tau = 0,81$, kąt rozwarcia płaszczyzn $\psi = 20^\circ [4]$.
- LPE3 - potrójna, zasilana synfazowo, antena logarytmiczna z pionowym ekranem aperiodycznym $\alpha = 16,6^\circ$, $\beta = 10^\circ$, $\tau = 0,792 [3]$. Konstrukcję anteny podano na rys. 4.

Na rysunku 5 przedstawiono kąty elewacji maksimum promieniowania tych anten, a na rys. 6 narysowano ich rzuty poziome (wymiarzy nie uwzględniają odciągów). Dążąc do zachowania porównywalności anten, wrysowano podwójne wymiary anten ścianowych i logarytmicznych, co

odpowiada pracy z rewersacją anten fali bieżącej i rombowej.

Założymy przy tym, że romb RB umieszczono wewnątrz rombu RA.

Wysokości najwyższych masztów H_m , średnie zyski kierunkowe d_{sr} w zakresie krótkofalowym oraz współczynniki wykorzystania objętości k_v i powierzchni k_s dla wymienionych kątów anten podano w tabelicy 1.

T a b l i c a 1

Typ anteny	d_{sr}	$k_v \cdot 10^4$	$k_s \cdot 10^3$	H_m (m)
Rombowe $\frac{65}{4} 1$	104	0,86	4,3	50
Ścianowe $\frac{2}{12}$	115	2,4	13	50
Ścianowe $\frac{4}{4}$	78	2,4	26	100
3BS2	135	3,5	9	25
LV	25	2,2	6,6	60
LPE3	92	1,4	10,8	150
LH	15	0,45	1,34	60

Współczynniki k_v i k_p określono z zależności:

$$k_v = \frac{d_{sr}}{V_a} ; \quad k_s = \frac{d_{sr}}{S_a} \quad (9)$$

gdzie: V_a i S_a są objętością przestrzeni w m^3 i powierzchnią terenu w m^2 , zajętyymi przez antenę danego typu.

Dane z tablicy 1 pozwalają stwierdzić, że anteny ścianowe i fali bieżącej BS umożliwiają najlepsze wykorzystanie powierzchni terenu oraz zajętej przestrzeni. Antena typu BS charakteryzuje się największym współczynnikiem k_v , ponieważ wykorzystuje się w niej zjawisko superkierunkowości. Istnieje duża dowolność w tworzeniu anten ścianowych złożonych ze współfazowych wibratorów półfalowych, różniących się liczbą pięter i liczbą wibratorów w piętrze. Zysk kierunkowy takiej anteny z reflektorem aperiodycznym, gdy odległości wzajemne wibratorów wynoszą $\lambda_0/2$, można obliczyć ze wzoru przybliżonego (10) z dokładnością 20%, gdy $D < 250$.

$$D \simeq 25 \left(1 + \frac{2}{N}\right) \frac{LH}{\lambda^2} \quad (10)$$

We wzorze tym oznaczono: N - liczba wibratorów w antenie, L i H - jej długość i wysokość.

Liczbę anten potrzebnych do wyposażenia danego ośrodka radiofonicznego lub radiokomunikacyjnego można poważnie ograniczyć, wykorzystując mechaniczną lub elektryczną zmianę azymutu i kąta elewacji promieniowania.

Kąt elektrycznej zmiany azymutu promieniowania anten ścianowych jest ograniczony poziomem listków bocznych.

Dla przykładu na rysunku 7 przedstawiono obliczone i zmierzone charakterystyki promieniowania anteny ścianowej, mającej 2 dipole w każdym piętrze [5].

Ze względu na prostotę układu zasilania zakłada się zmianę fazy pobudzenia poszczególnych dipoli, utrzymując stałą amplitudę pobudzenia. Należy zauważyć, że przyjmując ograniczoną wartość poziomu listków bocznych np. do 0,3, pokrywa się w przybliżeniu taki sam sektor kątów azymutalnych około $\pm 25 + 30^\circ$ [6] za pomocą anten o różnej liczbie wibratorów w piętrze. Zmianę kąta elewacji na drodze elektrycznej można uzyskać zmieniając sposób zasilania grup elementów anteny w pionie.

Dla przykładu na rys. 8 podano charakterystyki promieniowania anteny ścianowej o 6 piętrach wibratorów, zasilanej według wariantów a, b, c. Wariant a odpowiada zasilaniu synfazowemu wszystkich elementów, wariant b tylko dolnej czwórki wibratorów, a wariant c - zasilaniu górnej dwójki wibratorów w przeciwfazie [7].

Ścianowe lub logarytmiczne anteny montuje się na obrotowych konstrukcjach wsporczych, uzyskując w ten sposób mechaniczną zmianę azymutu [8], [10]. Zastosowanie obrotowych anten logarytmicznych [4] jest rozwiązaniem tańszym.

W układach anten rombowych, logarytmicznych czy też fali bieżącej możliwe jest również stosowanie elektrycznego sterowania kierunku maksymalnego promieniowania w obydwu płaszczyznach drogą wprowadzania przesunięcia fazowego pobudzenia poszczególnych anten [1], [8].

Omówione wyżej logarytmiczne anteny krótkofalowe mają polaryzację poziomą bądź pionową. Przyjęcie polaryzacji poziomej umożliwia uzyskanie większej skutecznej sprawności anteny, ponieważ fala spolaryzowana pionowo przy odbiciu od ziemi jest bardziej tłumiona [4]. Dane liczbowe podano w tablicy 2.

T a b l i c a 2

Polaryzacja	Pozioma				Pionowa			
	sucha		wilgotna		sucha		wilgotna	
Rodzaj gleby								
Częstotliwość (MHz)	3,75	20	3,75	20	3,75	20	3,75	20
Sprawność nadawania	0,51	0,41	0,82	0,84	0,05	0,09	0,33	0,2

Dodatkowe straty w ziemi powstają w polu bliskim anteny. Straty te są większe w przypadku polaryzacji pionowej [8], co wymaga stosowania sieci przewodów zwiększającej skuteczną przewodność gruntu. W "ulepszonej" ziemi straty wynoszą ok. 1,5 dB. Dane z tablicy 2 w przybliżeniu odpowiadają również zależności sprawności promieniowania od przyjętej polaryzacji dla innych typów anten. Względnie na straty sprawia, że w zakresie fal krótkich anteny z polaryzacją pionową mogą być wykorzystywane raczej tylko jako odbiorcze.

3. WIBRATORY SZEROKOPASMOWE

Przyjmijmy, że wibrator, ze względu na dopuszczalne zmiany impedancji wejściowej, może pracować w pasmie częstotliwości Δf przy częstotliwości środkowej tego pasma f_0 .

Względna szerokość pasma $\Delta f/f_0$ wibratora zależy od jego długości, smukłości i kształtu. Jednak w przypadku wibratorów biernych znacznie krótszych niż $\lambda/4$ praktycznie występuje tylko zależność $\frac{\Delta f}{f_0}$ od długości. Krótkie wibratory są wąskopasmowe, co jest związane ze zjawiskiem superkierunkowości.

Zakres częstotliwości pracy wibratorów o małej smukłości, gdy $l/d < 3$, gdzie l jest długością, a d - maksymalną średnicą, praktycznie nie jest ograniczony od góry ze względu na dopasowanie [19]. Przyczyną ograniczenia jest rozczłonkowanie charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie wektora elektrycznego [20]. Współczynnik odbicia na wejściu optymalnie ukształtowanych wibratorów pionowych, przy $l/d < 1,4$, może być utrzymany poniżej 0,05, gdy $l/\lambda > 0,3$ [19].

Należy zaznaczyć, że kształt wibratora o stosunku $l/d > 5$ już stosunkowo niewiele wpływa na szerokość pasma.

W zakresie fal krótkich praktycznie wykorzystuje się wibratory pseudocylindryczne lub typu Diskon [20] [22], utworzone z drutów napiętych na stalowych pierścieniach, pracujące w zakresie długości fal odpowiadającym stosunkowi $l/\lambda = 0,25 + 1$.

Wysokość skuteczna anteny dookólnej powinna być taka, ażeby poziom szumów atmosferycznych i zakłóceń przemysłowych doprowadzonych na wejście odbiornika był równy zastępczemu poziomowi szumów własnych na wejściu tego odbiornika.

Dalsze zwiększanie wysokości skutecznej takiej anteny odbiorczej nie ma sensu, ponieważ nie poprawia stosunku mocy sygnału i szumu. Zbyt duża wysokość skuteczna anteny odbiorczej, szczególnie w porze nocnej, może być powodem powstawania produktów intermodulacji przy dużym poziomie sygnału i szumów.

W zakresach pośrednio i krótkofalowym wysokość pionowej anteny powinna wynosić kilkanaście lub kilkadziesiąt metrów, zależnie od tłumienia występującego pomiędzy zaciskami anteny i odbiornika. Taka antena o dużej smukłości nie jest szerokopasmowa. Szerokopasmowość jej można zwiększyć wtrącając na pewnej wysokości l_1 rezystor R zbocznikowany indukcyjnością L jak na rys. 9.

Rezystancja R jest w przybliżeniu równa impedancji falowej wibratora i modułowi reaktancji ωL ($R = Z_f = \omega L$) przy najniższej częstotliwości zakresu roboczego. Wysokość l anteny wynosi około $0,2 \lambda$ przy tej częstotliwości. Tak wykonana antena [20] o wymiarach $l = 32$ m, $l_1 = 24$ m posiada przebieg WFS, sprawność i charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej, jak podano na rys. 10, 11 i 12.

Charakterystyki promieniowania takiej anteny są bardziej korzystne niż anteny o takiej samej wysokości nie tłumionej rezystancją. Wykonuje się również anteny tłu-

mione o polaryzacji poziomej. Anteny tego typu stosuje się również jako nadawcze przy mocy nawet 10-20 kW.

Szerokopasmowość anteny można zwiększyć stosując kilka układów dopasowujących przełączanych lub rozdzielonych filtrami, np. jak na rys. 13. Działanie tego układu polega na tym, że transformator T1 o dużej przekładni dopasowuje antenę w dolnym podzakresie częstotliwości, a transformator T2 o przekładni znacznie mniejszej - w górnym. Filtr rozdzielczy tworzą elementy L_1 i C_1 . Antenę dopasowuje się "na moduł impedancji" dla środkowej częstotliwości podzakresów, przy czym reaktancja wejściowa anteny jest częściowo skompensowana elementami L_1 , C_1 .

Tak wykonana antena odbiorcza o wysokości całkowitej 8,5 m pracuje w zakresie częstotliwości 1,6 - 30 MHz przy WFS ≤ 2 .

Dla uzupełnienia wypada zaznaczyć, że moc zakłóceń odbieranych przez antenę praktycznie nie zależy od jej zysku kierunkowego, ponieważ poziom sygnału użytecznego i stosunek mocy sygnał/szum są proporcjonalne do tego zysku. Ilustruje to wykres z rys. 14 [20]. Poziomy zakłóceń na wyjściu anteny pionowej wysokości 8,5 m (układ jak na rys. 13) i dużych anten rombówych różnią się niewiele i to w zakresie niższych częstotliwości, co jest spowodowane małą sprawnością i małą wysokością skuteczną anteny pionowej.

4. UKŁADY ANTENOWE W PROFESJONALNYCH OŚRODKACH KRÓTKOFALOWYCH

4.1. Rozmieszczenie anten na polu antenowym

Na podstawie wzoru (1) można stwierdzić, że n -krotne zwiększenie mocy nadajnika P_n lub zysku anteny G_n albo D_o powoduje ten sam skutek. W przypadku krótkiej relacji stosuje się nadajniki małej mocy i anteny o małej kierunkowości. W miarę wzrostu odległości, a więc i tłumienia trasy należy zwiększać iloczyn $P_n G_n D_o$, przy czym rachunek ekonomiczny powinien decydować, czy lepiej to uzyskać zwiększając moc nadajnika czy rozbudowując anteny. Należy jednak pamiętać, że wzrost mocy nadajnika powoduje zwiększenie zakłóceń dla innych stacji, podczas gdy zastosowanie anten o większych zyskach nie ma takich ujemnych skutków.

W ośrodkach nadawczych i odbiorczych obsługujących dalsze relacje stosuje się silnie kierunkowe anteny. Liczbę tych anten można ograniczyć, wykorzystując mechaniczną lub elektryczną zmianę azymutu i kąta elewacji promieniowania [6], [7], [8], [9].

W NRD [9] jest wykorzystywana ścianowa antena obrotowa, pracująca w zakresach 5,8 - 10,6 MHz i 9,6-18,8 MHz, umożliwiająca pewną zmianę kąta elewacji. Antena zmontowana jest na stalowej wieży. W publikacjach [8][10] opisano anteny ścianowe zawieszane na masztach stalowych ustawionych na obrotowej platformie poruszającej się po

szynach tworzących tor kołowy. Obrótowe anteny logarytmiczne o polaryzacji poziomej produkowane są przemysłowo.

W pracy [4] opisano obrotową antenę logarytmiczną o polaryzacji pionowej, znacznie prostszą i tańszą od anteny z publikacji [9], posiadającą prawie takie same charakterystyki promieniowania (rys. 15). Wadą anten z polaryzacją pionową jest mniejsza sprawność promieniowania (tablica 2).

Bardzo ważne jest właściwe rozmieszczenie anten na terenie danego ośrodka krótkofalowego. Anteny ustawia się na obwodzie półkola, dwóch półkoli połączonych w kształcie litery S, rzadziej obsadza się antenami cały obwód koła. Anteny ustawia się też często w kształcie regularnej gwiazdy trójramiennej. Omówione sposoby ustawienia anten pozwalają na uniknięcie zmian charakterystyk promieniowania poszczególnych anten spowodowanych wpływem anten sąsiednich. Przyjmuje się, że główna wiązka promieniowania anteny nie może być zasłonięta przez inną antenę o tej samej polaryzacji więcej niż w $1/4$ kąta bryłowego zajętego przez tę wiązkę [3]. Takie ograniczenie praktycznie uniemożliwia ustawienie innych anten na kierunku promieniowania danej anteny w obrębie jednego ośrodka radiokomunikacyjnego.

Dotychczas nie opracowano użytecznej technicznie metody obliczania wzajemnych wpływów wielu anten położonych na wspólnym polu antenowym, a przy projektowaniu ośrodków krótkofalowych korzysta się z ogólnych, mało dokładnych wskazówek.

Na rysunku 16 przedstawiono wyniki pomiarów charakterystyk promieniowania anteny zasłanianej w obrębie wiązki głównej przez inną antenę B o takiej samej polaryzacji, pracującą w tym samym zakresie częstotliwości, lub przez ekran przewodzący [3]. Wyraźny wpływ zauważa się nawet wtedy, gdy kąt zacienienia ψ_z jest mniejszy niż $0,25$ kąta elewacji ψ_m .

Na rysunku 17 podano zmierzone przy użyciu śmigłowca charakterystyki promieniowania anteny pionowej A_{12} , która odosobniona posiadałaby charakterystykę dookólną, umieszczonej w pobliżu innych anten pionowych i masztów $A_1 \dots A_{13}$ [11].

Wydaje się, że dane z rys. 16 i 17 w sposób oczywisty przekonują Czytelnika o konieczności zwrócenia uwagi na racjonalne rozmieszczenie anten na wspólnym polu antenowym. Celowi temu zostanie z pewnością poświęcone wiele badań. Ogólne ujęcie zagadnienia zostało podane np. w publikacji [28]. Pole antenowe rozpatruje się tam jako układ wielowyjściowy ze sprzężeniami wewnętrznymi. Trudności obliczania tych sprzężeń (impedancji wzajemnych) sprawiają, że teoria ta nie ma jeszcze większego znaczenia praktycznego.

Należy spodziewać się rozwijania tych prac w celu uzyskania metody obliczania wzajemnych wpływów anten technicznie użytecznej dla projektanta.

Bliższego omówienia wymaga też zagadnienie rzeźby terenu, na którym ustawione są anteny. W klasycznej teorii anten zakłada się, że antena jest umieszczona nad gładką, nieskończenie rozległą, płaską, jednorodną

ziemią, posiadającą określone parametry elektryczne (przewodność i przenikalność dielektryczną). Rzeczywiste anteny ustawia się często na wzniesieniach lub łagodnych zboczach.

Ukształtowanie przestrzennej charakterystyki promieniowania głównie zależy od układu pola w obszarze bliskim anteny oraz od interferencji fal bezpośrednich i odbitych w pierwszej strefie Fresnela. Dlatego na charakterystykę promieniowania wpływa najbardziej ukształtowanie terenu w pobliżu anteny do odległości rzędu kilku jej wysokości oraz w pasie o szerokości kilkunastu i długości kilkudziesięciu długości fali, leżącym w kierunku korespondenta.

Przyjmijmy, że antenę ustawiono w sposób podany na rys. 18. Antena jest nachylona względem płaszczyzny odbijającej o kąt α w kierunku rozchodzenia się fali i o kąt β poprzecznie do tego kierunku.

Zakładając, że powierzchnia odbijająca leżąca w kierunku korespondenta jest płaska na dostatecznie dużym obszarze, stosując zasady optyki geometrycznej, można obliczyć przybliżone charakterystyki promieniowania.

W przypadku anten kierunkowych o dużej kierunkowości rzeczywistą charakterystykę promieniowania uzyskuje się obracając charakterystykę promieniowania rozpatrywanej anteny leżącej nad ziemią płaską o kąty α i β [3]. (Ta przybliżona zasada obowiązuje jedynie, gdy kąty α i β nie są większe od $15-20^\circ$. Otrzymuje się przy tym nowy kąt elewacji maksymalnego promieniowania ϑ_m i nowy azymut φ_m , podczas gdy antena nad ziemią płaską charakteryzowała się kątami ϑ_0 i φ_0 .

Obrót charakterystyki o kąt α prowadzi do zmiany kąta elewacji zgodnie z wzorem:

$$\nu_m \approx \nu_0 + \alpha \quad (11)$$

Natomiast obrót charakterystyki o kąt β wcale bezpośrednio nie oznacza zmiany azymutu promieniowania. Dlatego zależność ν_m od α jest wyraźniejsza niż ψ_m od kąta β , co ilustrują charakterystyki przedstawione na rys. 19.

Charakterystyki te uzyskano eksperymentalnie z pomiarów modelu anteny rombowej RG $\frac{65}{4}$ 1 (wg oznaczeń Ajzenberga [1] umieszczonej nad odpowiednio ukształtowanymi powierzchniami metalowymi.

4.2. Wielokrotne wykorzystanie anten

Każdą antenę w systemie antenowym można wykorzystać wielokrotnie, tworząc grupy anten obsługujących różne relacje. Konieczne jest przy tym uzyskanie dostatecznie dużego tłumienia przejścia pomiędzy wejściami różnych odbiorników lub wyjściami różnych nadajników. W przypadku zbyt małego tłumienia nie jest możliwe niezależne dostrojenie obwodów wejściowych odbiorników i wyjściowych nadajników. Stopień wejściowy odbiornika i wyjściowy nadajnika zawierają elementy nieliniowe (lampy lub tranzystory), w których powstają sygnały kombinacyjne o mocy proporcjonalnej do iloczynu mocy składowych.

Uzyskanie odsprzężeń w układach odbiorczych jest łatwiejsze i dlatego ostatnio wchodzi do eksploatacji układy pozwalające na wielostronne wykorzystanie anten lub ich apertur - siatki pierścieniowe i anteny soczewkowe.

4.2.1. Odbiorcze siatki pierścieniowe

Układ pierścieniowy może być utworzony z dowolnych kierunkowych lub dookólnych elementów antenowych $A_1 + A_n$ rozstawionych na obwodzie koła o średnicy D (rys. 20).

Charakterystyka promieniowania $F(\varphi, \psi)$ każdego układu antenowego jednakowych elementów w płaszczyźnie poziomej i pionowej określona jest zależnością:

$$F(\varphi, \psi) = F_e(\varphi, \psi) \cdot F_u(\varphi, \psi) \quad (12)$$

gdzie:

$F_e(\varphi, \psi)$ jest charakterystyką elementu anteny,

$F_u(\varphi, \psi)$ charakterystyką układu elementów bezkierunkowych.

Jeśli liczba wibratorów obsadzających pierścień dąży do nieskończoności, a wibratory pobudzone są synfazowo i ekwiampplitudowo, to charakterystykę promieniowania można opisać zależnością:

$$F(\varphi, \psi) = F_e(\varphi, \psi) I_0\left(\frac{\pi D}{\lambda} \cos \psi\right) \quad (13)$$

gdzie $I_0(\dots)$ oznacza funkcję Bessela pierwszego rodzaju zerowego rzędu.

Charakterystyka promieniowania takiego układu silnie zmienia się przy zmianie parametru D/λ .

W zakresie fal krótkich dąży się do wykorzystania układów nie synfazowych, posiadających kierunkowe charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej.

Przyjmujemy, że taki układ 2⁴ elementów bezkierunkowych jest w polu jednorodnej fali płaskiej przychodzącej z kierunku $\varphi = 0$.

Jeśli sygnały odebrane przez pary elementów $A_1 A_{24}$, $A_2 A_{23}$ itd. będą odpowiednio opóźnione w swoich liniach, tak ażeby do linii zbiorczej dotarły w fazie z sygnałami z elementów A_{12} i A_{13} , to układ antenowy będzie posiadał charakterystykę promieniowania opisaną zależnościami przybliżonymi (14) i (15), wziętymi z [12].

$$F(\varphi)_{\vartheta=0} \approx I_0 \frac{\pi D}{\lambda} \cos \varphi/2 \quad (14)$$

$$F(\vartheta)_{\varphi=0} \approx F_e(\vartheta)_{\varphi=0} I_0 \left[\frac{\pi D}{\lambda} (1 - \cos \vartheta) \right] \quad (15)$$

Symbole $\vartheta = 0$, $\varphi = 0$ oznaczają odpowiednio, że wzory opisują przekroje charakterystyk promieniowania: poziomy przy kącie elewacji równym zero i pionowy na kierunku głównym promieniowania.

Szerokości wiązki promieniowania takiego układu w obydwu przekrojach podane są na rys. 21. Układ taki nie może być w sposób prosty, w całości, wykorzystany w całym zakresie częstotliwości ze względu na występujące rozcłódkowanie charakterystyki promieniowania, gdy śred-

nica układu jest większa niż 2λ . Poziom listków bocznych jest tym większy, im większe są odstępki pomiędzy elementami i im większa jest średnica D w stosunku do długości fali, czyli zależy od stosunku $\frac{D}{n\lambda}$ i $\frac{D}{\lambda}$, gdzie n jest liczbą elementów.

Najdłuższa fala robocza układu jest równa w przybliżeniu D . Odległości pomiędzy elementami nie powinny być większe niż $\lambda/2$. W przypadku gdy średnica D jest kilkakrotnie większa od długości fali roboczej, należy układ uzupełnić dodatkowym jednym lub kilkoma koncentrycznymi pierścieniami takich samych lub krótszych elementów antenowych.

Dobranie odpowiednich faz i ewentualnie amplitud zasilania elementów [14] wymaga zastosowania skomplikowanego układu zasilającego. Właśnie realizacja układów zasilania stwarza największe trudności techniczne.

Rozwiązanie podane w publikacji [12] polega na podzieleniu pierścienia na cztery grupy elementów A, B, C, D, obejmujących odpowiednio A/1, 2, 3, 22, 23, 24); B/4, 5, 6, 19, 20, 21); C/7, 8, 9, 16, 17, 18) i D/10, 11, 12, 13, 14, 15). Sygnały pochodzące od każdego z elementów, jak już wspomniano, są odpowiednio opóźnione w celu zachowania współfazowości dla kierunku $\varphi = 0$. Sumowanie sygnałów odbywa się w układzie przedstawionym na rys.22.

Wtrącenie filtra dolnoprzepustowego FDP sprawia, że dla zakresu częstotliwości leżących powyżej jego częstotliwości granicznej pracuje tylko połowa pierścienia, dzięki czemu ogranicza się poziom listków bocznych występujących w pionowym przekroju charakterystyki promienio-

wania. Linia opóźniająca L0 ma zadanie zrównoważenia opóźnienia fazowego, występującego w filtrze FDP w jego pasmie przepustowym z częściowym uwzględnieniem przesunięć powstających w pobliżu częstotliwości granicznej.

Najkorzystniejsze wyniki uzyskane w układzie doświadczalnym przedstawiono na rys. 23.

Układ z rys. 22 odpowiada wybranemu kierunkowi nadejścia fali $\psi = 0$. Dla innych kierunków należy zmieniać połączenia elementów w grupy, a w celu uzyskania jednoczesnego odbioru z N kierunków sygnał z każdego elementu podzielić na N wyjść. Zachodzi przy tym konieczność utrzymania odpowiednio dużych odsprzężeń, ograniczonego tłumienia i dobrej liniowości występujących ewentualnie układów wzmacniających.

Próba uzyskania układu nadającego się do jednoczesnego odbioru z kilku kierunków została opisana w publikacji [13].

Z układu pierścieniowego wyodrębnia się każdorazowo 8 elementów, np. $A_1, A_2, A_3, A_4, A_{24}, A_{23}, A_{22}, A_{21}$, dla kierunku nadejścia fali $\psi = 0$ (rys. 24).

Sygnały pochodzące z poszczególnych elementów rozdziela się i sumuje w systemie przedstawionym na rys. 25. Na rysunku tym symbolem H oznaczono element hybrydowy służący do sumowania lub rozdzielania sygnałów, a L01, L02, L03—linie opóźniające umożliwiające uzyskanie synfazowości sygnałów pochodzących z wyodrębnionych elementów antenowych. W0 oznacza wyjście do odbiornika.

Oczywiście każdy z elementów $A_1 - A_{24}$ posiada swój

własny układ rozdziału, a każde wejście do odbiornika WO ma swój własny układ sumowania. W tym przypadku liczba niezależnych odbiorników może wynosić 8.

W obydwu opisanych układach (rys. 22 i rys. 25) uzyskuje się zbliżone parametry charakterystyk promieniowania. Układ z rys. 25 charakteryzuje się dobrymi danymi eksploatacyjnymi w zakresie 1,5 do 10 MHz: tłumienie od zacisku elementarnej anteny do zacisku WO około 3 dB, produkty interferencji (dla sygnału 1 V) - 70 dB, tłumienie przesłuchu > 30 dB.

4.2.2. Anteny z soczewką Luneburga

Konstrukcja i zasada działania anteny [17] zostały przedstawione na rys. 26. Soczewka jest utworzona z dwóch napiętych siatek wykonanych z drutu. Od krawędzi soczewki rozchodzą się promieniowo przewody działające jak tuba, tj. umożliwiające wstępną koncentrację energii pola i dopasowanie impedancji wejściowej soczewki do wolnej przestrzeni.

W soczewce rozprzestrzenia się wiele modów, a szybkość fazowa fali jest najmniejsza dla promienia przechodzącego przez środek i wzrasta stopniowo ku krawędziom. Dzięki temu w punkcie P następuje zogniskowanie energii fali płaskiej dochodzącej do anteny z kierunku K. Pobranie tej energii umożliwia linia tworząca antenę fali bieżącej. Linia jest zakończona obciążeniem rezystywnym R, a energia doprowadzona przez transformator T i kabel współosiowy do odbiornika (rys. 27b). Stałość impedancji

falowej linii-anteny jest utrzymana na całej jej długości dzięki odpowiedniemu oddaleniu przewodów tworzących tę linię.

Antena fali bieżącej jest więc źródłem oświetlającym antenę soczewkową. Wzdłuż obwodu soczewki umieszczono 72 takie anteny (rys. 27a), które połączono parami. Połączenie parami sprawia, że charakterystyka źródła oświetlającego nie jest zbyt wąska w górnym zakresie częstotliwości roboczych. W ten sposób uzyskuje się 36 niezależnych wyjść anteny soczewkowej, umożliwiającących jednoczesny odbiór z 36 kierunków (co 10^0).

Zakres częstotliwości roboczych od dołu ogranicza średnica soczewki, która powinna być większa od 2λ , i wysokość apertury tuby (nie mniej niż $\lambda/3$). Zakres częstotliwości od góry ogranicza wielkość oczek siatki soczewki (nie więcej niż $\lambda/6$). Gdy oczka są większe, siatka staje się anizotropowa.

Wymiary wykonanych anten soczewkowych są następujące: średnica soczewki 183 m, odległość siatek w centrum 0,18 m i na krawędzi 3,65 m. Oczka siatki są kwadratowe o boku 1,5 m na krawędziach soczewki i 0,75 m w środku.

Średnica anteny na krawędzi konstrukcji tuby wynosi 260 m. Wysokość wzniesienia krawędzi górnej: 27,5 m. Wysokość zawieszenia dolnej siatki soczewki w jej środku: ok. 7,5-10 m.

Taka antena soczewkowa pracuje w zakresie częstotliwości 3-30 MHz. Współczynnik fali stojącej na każdym wejściu: maks. 2. Charakterystyki promieniowania anteny dla wybranych częstotliwości przedstawiono na rys. 28 i 29.

Charakterystyki te uzyskano dla anteny nad suchą ziemią przy pionowej polaryzacji fali. Przy polaryzacji poziomej poziom sygnału odbieranego jest ok. 20 dB niższy. Fala spolaryzowana poziomo jest odbierana głównie na skutek istnienia składowej poziomej prądów płynących w przewodach tworzących tubę. Antena posiada właściwości przeciwwanikowe w przypadku wykorzystania sąsiednich wiązek (kierunków) promieniowania [18].

Omówione wyżej anteny pierścieniową i soczewkową można porównać na przykład z anteną fali bieżącej typu 3BS2 (tabl. 1).

Na rysunku 30 podano wykresy kierunkowości D i kąta elewacji maksimum promieniowania ϑ_m dla tych anten. W tabelicy 3 zamieszczono dane liczbowe, uwzględniając mnożnikiem n liczbę niezależnych wiązek promieniowania anteny.

T a b l i c a 3
Porównanie parametrów anten krótkofalowych

Typ anteny	D_{sr}	$H_m/m/$	n	$nk_s \cdot 10^3$	$nk_v \cdot 10^4$
3BS2	222	25	2	30	11,8
Pierścieniowa	53	7,5	24	445	590
Soczewkowa	135	27,5	36	83	30,8

Współczynniki k_s i k_v charakteryzują wykorzystanie powierzchni terenu i objętości zajętej przez antenę analogicznie do wzorów (9).

4.2.3. Układy komutacyjne i multipleksery

Stopień wykorzystania anten można zwiększyć stosując komutację. W ośrodkach odbiorczych komutację przeprowadza się zwykle po rozdzielaczach antenowych, które są szerokopasmowymi wzmacniaczami o pewnej liczbie wyjść odsprzężonych wzajemnie. Istnieją komutatory odbiorcze diodowe, kontaktronowe i inne mniej nowoczesne. Opracowano również urządzenie łączące w sobie rozdzielacz i komutator [21], w którym rolę elementu komutującego spełnia pentoda otrzymująca dodatnie lub ujemne napięcie na siatkę ekranującą (rys. 31).

Pojemności wejściowe i wyjściowe lampy są elementami dopasowanych linii opóźniających przyporządkowanych każdej antenie $A_1 - A_n$ i każdemu odbiornikowi $O_1 - O_m$.

W technice nadawczej stosuje się komutatory symetryczne albo asymetryczne, z napędem mechanicznym, elektromagnetycznym lub pneumatycznym. Rozwiązania zautomatyzowanych komutatorów zostały opisane m.in. w publikacjach [26] i [27].

W związku ze stosowaniem w zakresie krótkofalowym szerokopasmowych anten dużej mocy, dla ich lepszego wykorzystania, zachodzi potrzeba łączenia kilku nadajników do pracy na jedną antenę w układach typu multipleksorów.

Układy takie mają zadanie odsprzężenia wzajemnego wyjść nadajników w celu umożliwienia niezależnego strojenia ich obwodów wyjściowych oraz ograniczenia mocy produktów intermodulacji powstających w stopniach końcowych.

Tłumienie pomiędzy zaciskami wyjściowymi współpracujących nadajników powinno wynosić ok. 25-30 dB, zależnie od mocy wyjściowej tych nadajników, tak ażeby poziom mocy produktów intermodulacji był utrzymany poniżej 50 mW [23].

W przypadku konieczności sumowania mocy dwóch nadajników pracujących na tej samej częstotliwości można stosować układy mostkowe lub oparte na zasadzie 3 dB sprzęgaczy kierunkowych. Ostatnie rozwiązanie w klasycznym rozwiązaniu nie jest korzystne ze względu na wymiary. W artykule [25] opisano układ sumujący wykorzystujący elementy rozłożone i skupione (rys. 32). Układ ten przedstawia odcinek czteroprzewodowej linii przesyłowej o impedancji Z_0 , zwartej na końcach tak, ażeby nadajniki N1 i N2 zostały odsprzężone.

Impedancja wejściowa Z_w ze strony każdego z nadajników, gdy zasilają one układ współfazowo z równą mocą w przypadku $R_1 = R_2 = Z_0$, jest określona wzorem (16):

$$Z_w = 2Z_0 + j Z_0 \operatorname{tg} \beta l \quad (16)$$

Rezystancja jest więc niezależna od częstotliwości a reaktancja może być skompensowana przez włączenie pojemności C_1, C_2 . W jednym z rezystorów wydziela się

różnica mocy nadajników, a w drugim ich suma. Ten ostatni reprezentuje więc impedancję wejściową anteny, a pierwszy jest rezystorem równoważącym. Długości elektryczne βl przyjmuje się większe niż 15° , a więc dla zakresu częstotliwości powyżej 4 MHz długość układu wyniesie ok. 6,5 m.

Rozwiązanie umożliwiające włączenie na jedną antenę dwóch nadajników pracujących przy różnych stałych częstotliwościach zostało opisane w artykule [7], a podane na rys. 33. Jest ono odpowiednikiem multipleksera opracowanego w Zakładach "Zarat" dla nadajników UKF [24].

Impedancje przeciwnych gałęzi układu dla nadajników N1 i N2 w punkcie A są równoważne rozwarciu, ponieważ odcinki ćwierćfalowe transformują zwarcia odpowiadające zwartym na końcu liniom całofalowym. Każda ze stron układu przedstawia jednocześnie filtr środkowo-zaporowy dla sygnału nadajnika dołączonego do strony przeciwnej. Długości odcinków l_1, l_2 dobiera się tak, ażeby na wyjściu nadajników kompensowały się niedopasowania wywołane obecnością linii zwartych (o długości λ_2 dla N1 i λ_1 dla N2).

Układ zapewnia uzyskanie tłumienia pomiędzy wyjściami nadajników ok. 40 dB i stosowany jest przy mocach 250 kW.

W technice sumowania mocy nadajników jest jeszcze dość dużo do zrobienia. Wydaje się możliwe opracowanie układów typu multiplekserów, umożliwiających niezależną pracę nadajników w pewnych pasmach częstotliwości oraz sumowanie mocy trzech lub więcej nadajników. Nale-

ży również spodziewać się opracowania elektronicznych komutatorów antenowych dużej mocy.

4.3. Anteny iloczynowe

Można sobie wyobrazić siatkę jednakowych elementów antenowych, w której sygnały uzyskane z elementów 1 i 1'; 2 i 2' itd. są wymnożone przez siebie w urządzeniu M (rys. 34), a nie sumowane jak w układach konwencjonalnych. Na wyjściu każdego filtra dolnoprzepustowego F uzyskuje się sygnały opisane [15] funkcjami:

$$\begin{aligned} E \cos (\omega t + \alpha - r \Phi) \\ E \cos (\omega t + \alpha + r \Phi) \end{aligned} \quad (17)$$

gdzie: $\Phi = \frac{\pi d}{\lambda} \sin \psi$.

Iloczyn rd oznacza odległość elementów każdej pary. Założono przy tym, że w środku siatki pojedynczy element anteny odbiera sygnał określony funkcją $A \cos (\omega t + \alpha)$. Na wyjściu układu W, po zsumowaniu sygnałów pochodzących ze wszystkich par, otrzymuje się sygnał proporcjonalny do wyrażenia (18), gdzie r_m wynika z największej odległości elementów pary w siatce

$$\frac{\sin 2 (r_m + 1) \Phi}{\sin 2 \Phi} \quad (18)$$

Wyrażenie (18) jest analogiczne z funkcją opisującą charakterystykę promieniowania liniowej siatki antenowej o długości $r_m d$ z sumowaniem sygnałów, lecz wiązka

główna promieniowania jest w układzie iloczynowym około dwukrotnie węższa. Anteny iloczynowe nie rozróżniają jednak kierunków różniących się o kąt azymutalny 180° . Charakterystyka promieniowania takiej anteny iloczynowej nie zmieni się, jeśli pary siatki zostaną przesunięte równoległe do osi pary o najdalej rozstawionych elementach, np. w sposób podany na rys. 35. Jest to bardzo ważna właściwość anten iloczynowych, pozwalająca na lepsze wykorzystanie terenu i instalowanie dużych układów antenowych na przykład na statkach.

Praktyczne wykorzystanie anten iloczynowych ogranicza większy stopień skomplikowania układu i powstawanie produktów intermodulacji w elementach nieliniowych.

4.4. Nowoczesne siatki antenowe

W ostatnim dziesięcioleciu daje się zauważyć wyraźny wzrost zainteresowania teorią siatek antenowych utworzonych z dużej liczby elementów. Celem rozważań jest umożliwienie wybierania kierunku promieniowania, redukcja poziomu listków bocznych, zwiększenie szerokopasmowości albo kierunkowości układu, analiza skutków rozrzutu współczynników pobudzenia elementów lub ich nominalnych odległości wzajemnych.

Szczególnie interesujące wydają się wnioski wynikające z teorii siatek o nierówno odległych elementach. Można sobie wyobrazić płaską podstawową siatkę o module d (rys. 36), w węzłach której umieszczone są izotropowe wibratory.

Współczynniki pobudzenia tych wibratorów są równe co do amplitudy i fazy przy oświetleniu siatki falą płaską przychodzącą z określonego kierunku. Część wibratorów w sposób przypadkowy można usunąć z układu. Jeśli liczba elementów jest bardzo duża, układ można analizować lub syntezywać metodami statystycznymi.

Początkowo rozpatrzmy układ elementów leżących na osi X w przedziale $-a$ do $+a$ [16]. Zakładamy przy tym, że reszta węzłów sieci nie jest obsadzona. W przedziale $|x| \leq a$ gęstość prawdopodobieństwa rozkładu elementów siatki jest $h(x)$. Charakterystykę promieniowania siatki przeanalizowano w funkcji $u = a \Pi / \sin \varphi - \sin \varphi_0$, gdzie φ_0 jest kątem odchylenia kierunku maksimum promieniowania układu od normali do osi x w płaszczyźnie xy .

Z analizy wynika, że przeciętna charakterystyka promieniowania takiego układu jest równa charakterystyce siatki o elementach równoodległych, w której rozkład współczynnika pobudzenia odpowiada funkcji $h(x)$, a dyspersja wartości charakterystyki jest odwrotnie proporcjonalna do liczby elementów tego układu. Oznacza to, że np. dobierając funkcję $h(x)$ tak, ażeby gęstość obsadzenia węzłów siatki malała od jej środka ku brzegom, można ograniczyć poziom listków bocznych analogicznie do metody Dolpha-Czebyszewa, lecz przy zachowaniu stałej amplitudy pobudzenia.

Istnieje przy tym pewna minimalna liczba N_m elementów układu, przy której dla założonej $h(x)$ w danym przedziale zmiennej u uzyskuje się założone prawdopodobieństwo P_r , że poziom listków bocznych p_{1b} przypadkowej realiza-

cji charakterystyki $f(u)$ nie przekroczy ustalonego poziomu r . Liczba elementów N_m zależy również od wymiarów siatki, czyli parametru a .

W założeniu gęstości prawdopodobieństwa $h(x) = \cos \frac{2\pi x}{a}$ dla $|x| \leq a$ w pełnym zakresie kątów φ , przy $P_r = 0,96$, otrzymuje się wartości N_m podane na rys. 37.

W przypadku siatki dwuwymiarowej nierównoodległych elementów o powierzchni równej $10^m \lambda^2$ (powstałej z siatki jak na rys. 36) wykres z rys. 37 odnosi się do prawdopodobieństwa $P_r' = 0,84$. Należy zauważyć, że taka kwadratowa siatka antenowa o boku $2a = 10^2 \lambda$, przy poziomie listków bocznych - 30 dB, powinna zawierać ok. $9,5 \cdot 10^3$ elementów, czyli przeszło czterokrotnie mniej niż w siatce całkowicie obsadzonej. Gdy $2a = 10^3 \lambda$, liczba elementów może być 100-krotnie mniejsza.

Siatki nierównoodległych elementów, zawierające nawet stosunkowo niewielką liczbę elementów (np. 50, 200), posiadają charakterystyki promieniowania o średnim poziomie listków bocznych mniejszym niż w przypadku siatek elementów równoodległych, zasilanych równoamplitudowo z progresywnym narastaniem fazy. W celu wyjaśnienia sensu fizycznego przytoczonych rozważań przyjmiemy, że siatka oświetlona jest falą płaską przychodzącą z kierunku φ_0 . Przesunięcia fazowe w układzie zasilania każdego z elementów dobrano przy tym tak, ażeby napięcia uzyskane z tych elementów były synfazowe. Suma tych napięć dla kierunku φ_0 będzie oczywiście największa, co odpowiada maksimum głównego listka charakterystyki promieniowania.

Przy odchyłaniu kierunku nadejścia fali od kierunku φ_0 różnice faz napięć pochodzących z poszczególnych elementów będą narastały tym szybciej, im są większe wymiary siatki i im większe jest odchylenie. Elementy rozłożone są przypadkowo, a więc również rozkład różnic faz staje się coraz bardziej chaotyczny, a tym samym jest małe prawdopodobieństwo uzyskania dużej wartości sumy tych napięć.

Dlatego poziomy pierwszych listków bocznych siatek nierównoodległych są zbliżone do tych poziomów dla siatek o elementach równoodległych, a poziomy listków następných znacznie mniejsze.

Kierunkowość siatki niewiele zmienia się przy przypadkowym usuwaniu elementów z węzłów, aż do czasu, gdy znacznie wzrośnie poziom listków bocznych. Zysk energetyczny maleje w przybliżeniu w stosunku N/N_0 , gdzie N_0 jest liczbą elementów siatki w pełni obsadzonej, a N liczbą elementów usuniętych.

W publikacji [28] omówiono siatkę elementów nierównoodległych zastosowaną do przetwornika ultradźwiękowego. Siatka podstawowa (równoodległa) o kształcie koła o średnicy $63,5 \lambda$ miałaby 12708 elementów. Liczbę tę zmniejszono do 766 elementów (6%), stosując funkcję gęstości rozkładu prawie liniowo malejącą od środka siatki. Dwie z przypadkowych realizacji dały rozkład elementów podany na rys. 38 (pokazano tylko połowy siatek). Obliczoną charakterystykę promieniowania takiej siatki przedstawiono na rys. 39. Na tym samym rysunku, dla porównania, podano charakterystykę siatki zawierającej 49% elementów

(6082). Średni poziom listków bocznych tej ostatniej jest o 13 dB mniejszy, niż siatki wypełnionej w 6%. Szerokość wiązki głównej promieniowania pozostała bez zmian (ok. 1°).

Teoria promieniowania siatek nierównoodległych dotychczas nie uwzględnia w pełni sprzężeń pomiędzy elementami. Zakłada się, że moduł siatki d wynosi $\lambda/2$. W zwykłych siatkach równoodległych przy wydłużeniu fali roboczej odległość falowa d/λ elementów maleje i wzrastają sprzężenia wzajemne, co prowadzi do zmiany impedancji wejściowej. Przy zwiększeniu odległości elementów ponad λ (zwiększenie częstotliwości) wzrasta poziom listków bocznych. Te same zależności dotyczą również siatek nierównoodległych.

Dążąc do uzyskania układów szerokopasmowych, należy zmniejszyć zależność impedancji wejściowej elementu od częstotliwości na przykład przez wtrącenie w element rezystora tłumiącego (rozd. 3). Można więc sobie wyobrazić rozległą siatkę nierównoodległą utworzoną z pionowych krótkich vibratorów tłumionych, która mogłaby pracować w 5+8-krotnym zakresie częstotliwości ($d/\lambda = 0,15 + 1,2$).

Taka kwadratowa siatka vibratorów o wysokości ok. 5 m, zajmująca powierzchnię 2,5 x 2,5 km, mogłaby pracować w zakresie 4 + 30 MHz, posiadając przy częstotliwości 13 MHz kierunkowość około 10^5 (50 dB) i szerokość wiązki głównej około $0,6^\circ$. Gdyby tego rodzaju siatka została wyposażona w rozbudowany układ przesuwników fazowych i rozdzielczo-sumujący sterowany za pomocą maszyny cyfro-

wej, to umożliwiłaby odbiór sygnałów praktycznie z całej kuli ziemskiej przy mocach nadajników rzędu 1 kW, pracujących na anteny o zysku energetycznym ok. 20 dB.

Gdyby w ten sposób została zorganizowana sieć radiokomunikacyjna na całym świecie, to znacznie zmalałyby poziom zakłóceń wzajemnych. Przy tak wąskiej wiązce promieniowania byłyby odbierany praktycznie tylko jeden promień odbity od jonosfery, a więc zrealizowany odbiór bezzanikowy.

Ośrodek odbiorczy zorganizowany w opisany sposób mógłby przejąć cały krótkofalowy dalekosiężny ruch radiokomunikacyjny dla potrzeb kraju.

5. SUPERKIERUNKOWOŚĆ I ANTENY ZINTEGROWANE

5.1. Superkierunkowość

Rozważmy płaską prostokątną siatkę N jednakowych izotropowych wibratorów zajmujących powierzchnię A i stanowiącą kierunkowy układ antenowy. W wybranym punkcie m , leżącym w obszarze promieniowania układu antenowego, element n wytwarza natężenie pola $\hat{E}_n = E_n e^{j\psi_n}$, przy czym kąt fazowy ψ_n zależy od fazy zasilania elementu n , od jego odległości od początku układu współrzędnych oraz od kątów kierunkowych φ i ϑ .

Natężenie pola wytwarzane przez całą siatkę w tym punkcie jest sumą geometryczną natężeń pola od poszczególnych wibratorów

$$\hat{E}_m = \sum_{n=1}^N E_n e^{j\psi_n} \quad (19)$$

Jeśli istnieje kierunek, na którym natężenie pola jest wprost sumą modułów E_n , to największa kierunkowość rozważanego układu antenowego jest określona wzorem (20)

$$D = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (20)$$

Taki układ antenowy nazwiemy wprost układem kierunkowym, a jego kierunkowość, przy założonej częstotliwości pracy, można zwiększyć tylko drogą zwiększenia powierzchni A zajmowanej przez antenę.

Jeśli jednak odległości pomiędzy elementami siatki są mniejsze niż $\lambda/2$ i jeśli dopuścimy do bardzo dużych różnic fazy zasilania (np. część wibratorów zasilimy w przeciwfazie), to na kierunku maksimum promieniowania uzyskamy natężenie pola E_{mx} spełniające nierówność (21)

$$E_{mx} < \sum_{n=1}^N |E_n| \quad (21)$$

Kierunkowość takiego układu antenowego może być większa od kierunkowości obliczonej ze wzoru (20), a wówczas układ nazwiemy superkierunkowym.

Zwiększenie kierunkowości jest tym znaczniejsze, im większy jest stosunek natężenia pola określony wyrażeniem (22) i im więcej elementów układ zawiera

$$\frac{\sum_{n=1}^N |E_n|}{E_{mx}} \quad (22)$$

Dobrocią układu antenowego Q nazwiemy stosunek mocy urojonej do mocy rzeczywistej na wejściu całego układu (odniesiony do sumy prądów zasilających wszystkie elementy). Dobroć ta rośnie bardzo szybko, gdy wzrasta stosunek maksymalnych natężeń pola dany wyrażeniem (22), znacznie szybciej niż kierunkowość.

Zwiększenie dobroci jest przyczyną zmniejszenia szerokopasmowości układu antenowego i wzrostu mocy strat. Dlatego zysk energetyczny układu, wyrażony iloczynem $\eta \cdot D$, coraz szybciej maleje przy wzroście kierunkowości układu superkierunkowego.

Dopuszczanie do dużych skoków fazy zasilania i wzrost dobroci są przyczyną bardzo ostrego zwiększenia wymagań co do tolerancji doboru amplitudy i fazy prądów zasilających poszczególne elementy.

Dla orientacji w tablicy 4 podane są wartości kierunkowości i dobroci uzyskane metodą syntezy układów [40]. Dane dotyczą 2 elementów izotropowych rozstawionych na odległość $d = 0,05 \lambda$ i 9 elementów izotropowych rozmieszczonych równomiernie na połowie obwodu koła o promieniu $R = 0,25 \lambda$. Wartości uzyskano drogą optymalizacji układu bez ograniczenia dobroci i przy jej ograniczeniu.

Duże normalnokierunkowe układy antenowe o wymiarach zbliżonych do λ lub większych, o znacznej odległości pomiędzy elementami, są układami prawie optymalnymi ze względu na ich kierunkowość.

Okoliczności wyżej omówione sprawiają, że do wykorzystania zjawiska superkierunkowości w układach antenowych należy podchodzić ostrożnie. Możliwe jest stosunkowo tyl-

Kierunkowość i dobroć układów superkierunkowych

Układ antenowy	Kierunkowość normalny		Superkierunkowy			
			bez ograniczenia Q		z ograniczeniem Q	
	D	Q	D _{max}	Q	D	Q
2 elementy d=0,05 λ	1,03	0,52	4	45,5	2,5	10
9 elementów na 1/2 obwodu koła R=0,25 λ	2,19	0,24	3,36	3760	3,25	20

ko nieznaczne zwiększenie kierunkowości, a tym samym tylko niewielkie zmniejszenie rozmiarów anten przy zachowaniu założonej kierunkowości. Nie można również jednoznacznie odpowiedzieć na pytanie, czy superkierunkowość jest zjawiskiem pożądanym czy szkodliwym.

Zbliżenie elementów promieniujących, na przykład w celu uzyskania superkierunkowości, powoduje bardzo silne zwiększenie sprzężeń wzajemnych pomiędzy elementami bezpośrednio i za pośrednictwem źródła zasilania. Ustalenie żądanego rozkładu pobudzenia vibratorów jest praktycznie niemożliwe przy istnieniu sprzężenia na źródle zasilania. Dlatego elementy muszą być zasilane przez tłumiki lub układy hybrydowe. W przypadku anten odbior-

czych możliwe jest wykorzystanie układu z rys. 40 podanego za [40]. W układzie tym przesunięcia faz po stronie częstotliwości pośredniej mogą być tak dobrane, ażeby napięcie na wyjściu spełniało zależność analogiczną do wyrażonej nierównością /21/. Sprzężenia elementów A_1, \dots, A_N na impedancji wejściowej odbiornika zostały usunięte. Impedancja wejściowa mieszaczy M może być duża, a wówczas można utrzymać szerokopasmowość układu antenowego nawet przy dużej jego dobroci. Ceną, którą płacimy za zwiększenie kierunkowości ponad kierunkowość normalną, jest zmniejszenie poziomu sygnału użytecznego na wyjściu.

5.2. Anteny zintegrowane

Anteny zintegrowane [42] utworzone są przez bezpośrednie połączenie pasywnych (biernych) elementów antenowych B z elementami aktywnymi A - wzmacniającymi lub odtłumiającymi. Element aktywny może być włączony na zaciski wyjściowe elementu pasywnego lub wtrącony w ten element. Utworzony w ten sposób wibrator zintegrowany może być symetryczny lub asymetryczny (rys. 41), a układ antenowy może składać się z wielu wibratorów. Elementy aktywne są wykorzystywane do wzmocnienia, dopasowania lub sterowania rozdziałem prądów pobudzających poszczególne elementy pasywne.

Kierunkowość anteny zintegrowanej zależy wyłącznie od wymiarów, konfiguracji, odległości wzajemnych i rozkładu współczynników pobudzenia elementów pasywnych oraz od

wymiarów całego układu antenowego. Do anten zintegrowanych stosują się więc wszystkie zależności określające kierunkowość danego układu elementów pasywnych (z uwzględnieniem zjawiska superkierunkowości) i tylko te zależności. Dlatego na przykład kierunkowość anteny zintegrowanej z rys. 41e, zależy od "geometrii" elementów pasywnych i, od zespolonego stosunku wartości prądów np. \hat{I}_2/\hat{I}_1 i \hat{I}_3/\hat{I}_1 . Stosunek prądów może być dobrany czy regulowany za pomocą elementu aktywnego, na przykład tranzystora. Umożliwia to wykorzystanie zjawiska superkierunkowości, oczywiście przy uwzględnieniu ograniczeń i wymagań dotyczących dobroci układu antenowego i odsprzężenia elementów pasywnych na impedancji źródła.

Tranzystor, jak każdy trójzaczaskowy element aktywny, częściowo spełnia te wymagania, a również może być wykorzystany do dopasowania impedancji.

Możliwość poprawienia stosunku poziomów sygnał/szum można przedyskutować, rozważając układy antenowe pasywne i aktywne, o jednakowej kierunkowości. Przyjmijmy oznaczenia temperatur szumowych T_e - odbiornika, T_a - elementu aktywnego. Symbolem K_a oznaczmy współczynnik wzmocnienia mocy tego elementu, a symbolami αl i T_0 odpowiednio tłumienie linii przesyłowej (w neperach) oraz temperaturę otoczenia tej linii. Różnicę zastępczych temperatur szumowych układów antenowych pasywnego T_{up} i aktywnego T_{ua} można wyrazić wzorem (23):

$$T_{up} - T_{ua} = \left(1 - \frac{1}{K_a}\right) \left[e^{\alpha l} (T_e + T_0) - T_0 \right] - T_a \quad (23)$$

Różnica ta może być dodatnia w przypadku, gdy linia przesyłowa posiada znaczne tłumienie lub gdy przy bezstratnej linii, temperatura szumów odbiornika jest większa, niż tak zdefiniowana temperatura elementu aktywnego. Ostatni warunek odpowiada po prostu przypadkowi, gdy wzmacniacz anteny zintegrowanej ma lepsze właściwości szumowe niż odbiornik. Wszystko to jest z dawna znane i sprowadza się do uzyskania możliwie dużego wzmocnienia sygnału użytecznego przed członem wprowadzającym szumy lub zakłócenia.

Anteny zintegrowane umożliwiają uzyskanie dużego zysku energetycznego G zgodnie z zależnością $G = K_a D$. Jest równoznaczne ze zwiększeniem wzmocnienia odbiornika lub zwiększeniem mocy nadajnika z wyjątkiem przypadku, gdy linia przesyłowa ma duże tłumienie.

Badania anten zintegrowanych są w stanie początkowego rozwoju. Schematy z rys. 41 ujmują tylko nieliczne z możliwych, najprostszych układów. Anteny zintegrowane szczególnie nadają się do systemów samoadaptacyjnych, samoogniskujących, zwrotnokierunkowych, przeszukujących przestrzeń i innych układów automatycznie zmieniających właściwości kierunkowe anteny. Sprawia to łatwość sterowania rozkładem współczynników pobudzenia elementów pasywnych, możliwość ich dopasowania i transformacji impedancji, a także uzyskania odsprzężenia zacisków elementów aktywnych i elektronicznego strojenia wibratorów zintegrowanych. Zastosowanie anten zintegrowanych w ruchomych radiotelefonach pozwala na dopasowanie impedancji krótkiego wibratora pasywnego na zaciskach odbiornika i nadajnika.

Rezultaty uzyskane z dotychczasowych badań nie pozwalają na przewidywanie zastosowania anten zintegrowanych w odbiorczych lub nadawczych profesjonalnych ośrodkach krótkofalowych. Atrakcyjne byłoby opracowanie układów mieszacza i przesuwnika fazowego jako "ciała stałego". Układ taki umieszczony u podstawy na przykład tłumionego wibratora pasywnego (rozd. 3) umożliwiłby tworzenie dużych siatek antenowych omówionych w rozdziale 4.4., pod warunkiem, że byłyby odporne na wyładowania atmosferyczne lub przeciw nim zabezpieczone.

6. LINIE PRZESYŁOWE

Dopóki w zakresie fal krótkich stosowano anteny wąskopasmowe i nadajniki względnie małej mocy (do 10 kW), odbicia własne w liniach przesyłowych nie odgrywały większej roli.

Nadajniki większych mocy, ze względów konstrukcyjnych, umożliwiają dopasowanie przy stosunkowo niewielkich tolerancjach impedancji wejściowej toru linia-antena ($\pm 10\% + 30\%$).

Impedancje wejściowe nowoczesnych anten szerokopasmowych mieszczą się w granicach tych tolerancji, ale "margines" pozostający na niedopasowanie w liniach przesyłowych jest wąski.

Współczynnik odbicia \hat{p}_w na zaciskach wejściowych linii określony jest zależnością (24) [36]:

$$\hat{p}_w \cong \hat{p}_a^* + \hat{p}_l \quad (24)$$

$$\text{gdzie: } \hat{p}_a^* = \hat{p}_a \cdot e^{-j2\beta l_a}; \quad \hat{p}_1 = \sum_{n=1}^N \hat{p}_n \cdot e^{-j2\beta l_n};$$

Wzór (24) jest poprawny przy założeniu, że każdy lokalny współczynnik odbicia \hat{p}_n (ponumerowany od 1 do N), występujący w odległości l_n od początku linii, jest mały.

Symbol \hat{p}_a oznacza zespolony współczynnik odbicia na wejściu anteny, a l_a jest długością linii przesyłowej. Wielkość \hat{p}_1 nazwano własnym współczynnikiem odbicia linii. Jeśli miejsca występowania nieciągłości leżą w równych odległościach l_c od siebie, to \hat{p}_1 osiąga wartość maksymalną \hat{p}_{1max} , gdy $2\beta l_c = m\lambda$, gdzie m oznacza liczbę całkowitą, przy czym:

$$P_{1max} = N \cdot \bar{p}_n \quad (25)$$

W ostatnim wzorze \bar{p}_n jest średnim lokalnym współczynnikiem odbicia. W przypadku gdy lokalne odbicia występują nieregularnie, mamy 90% prawdopodobieństwa, że współczynnik \hat{p}_1 spełni nierówność

$$P_1 \leq 1,5 \sqrt{N} \cdot \bar{p}_n \quad (26)$$

Moduł sumy współczynników \hat{p}_a^* i \hat{p}_1 , rozpatrywanych jako wielkości przypadkowe, jest z dużym prawdopodobieństwem prawie równy sumie ich modułów. Nie można więc liczyć się z wzajemną kompensacją odbić odpowiadających \hat{p}_a^* i \hat{p}_1 na wejściu linii przesyłowej. Własny współczynnik odbicia linii kablowej jest dostatecznie mały, można

go więc pominąć. Kable współosiowe mają jednak znacznie większe tłumienie niż napowietrzne symetryczne linie przesyłowe. Można łatwo wykazać, że stosunek tłumienności kabla α_k i linii symetrycznej α_s , przy założeniu równych średnic przewodów wewnętrznego kabla i linii napowietrznej wyraża się następującą zależnością przybliżoną

$$\frac{\alpha_k}{\alpha_s} \approx 1,2 \ln \frac{2a}{D} \quad (27)$$

We wzorze tym a oznacza odległość przewodów linii symetrycznej; D - elektrycznie czynną średnicę przewodnika zewnętrznego kabla.

Dla porównania przyjęto oczywiście jednakowe materiały przewodów i dielektryka oraz równe częstotliwości. Także techniczno-ekonomiczne ograniczenia mocy przesyłanej są łagodniejsze w przypadku napowietrznej linii symetrycznej niż kabla. Nieciągłości impedancji w liniach napowietrznych wywołane są podporami, dystansownikami, zagięciami linii i jej zbliżeniami do otaczających przedmiotów. Wpływ najbardziej istotnych odbić od izolatorów wsporczych można zmniejszyć, stosując nierównomierne (przypadkowe) rozmieszczenie podpór wzdłuż linii (wzór 26) lub kompensując odbicia w miejscu ich powstania, na przykład przez lokalne oddalenie przewodów linii. Zastosowanie kompensacji wymaga znormalizowania impedancji falowych (proponuje się 100, 150, 200, 300, 450 i ewentualnie 600 omów) i przyjęcia typowych konstrukcji linii, różniących się zależnie od wartości mocy przesyłanej. Przy

dużych mocach wchodzi w rachubę tylko wykorzystanie linii wieloprzewodowych.

Zbliżenie przewodów linii I (rys. 42) prowadzi do zmniejszenia impedancji falowej, a tym samym powoduje zwiększenie tłumienia. Jednocześnie wzrasta przy tym stosunek $\frac{b}{a}$ i $\frac{H}{a}$, co powoduje zmniejszanie sprzężenia wzajemnego biegnących równoległe linii I i II oraz zmniejszenie strat w ziemi.

Pierwsze jest ważne, gdy w ośrodkach krótkofalowych linie są prowadzone na wspólnych podporach, a drugie, gdy przesyłamy duże moce. Wartość sprzężenia i strat w ziemi zależy w bardzo dużym przybliżeniu odpowiednio od $\ln \frac{b}{a}$ i $\ln \frac{H}{a}$.

Omawiane straty są związane z tym, że część linii pola linii zamyka się do ziemi i dlatego w ziemi (mała przewodność) płyną prądy. Dla przykładu na rys. 43 podano zmierzone straty w linii czteroprzewodowej o parametrach $d = 5$ mm, $a = 250$ mm, $H = 8,4$ m (oznaczenia jak na rys. 42), odległość pomiędzy przewodami ekwipotencjalnymi 150 mm [37]. Straty podane na tych wykresach ponad czterokrotnie przewyższają straty obliczone bez uwzględnienia prądów w ziemi.

Obecność fali odbitej w linii wpływa na zmniejszenie jej sprawności. Zmniejszenie to nie jest znaczne w praktycznie stosowanych liniach napowietrznych. Bardziej istotne są przepięcia, które zwiększają prawdopodobieństwo przebicia. Można łatwo wykazać, że maksymalne napięcie U_{\max} występujące w takiej linii (dla $WFS \leq 2$) określa się wzorem

$$U_{\max} = \frac{2 \text{ WFS}}{\text{WFS}+1} \cdot U \approx \sqrt{\text{WFS}} \cdot U \quad (28)$$

gdzie U - jest napięciem występującym w linii dopasowanej [37].

Odbicia w liniach przesyłowych prowadzących do odbiorników są przyczyną wzrostu poziomu listków bocznych promieniowania anten z falą bieżącą, pracujących z rewersacją [39].

Bardzo ważnym problemem jest utrzymanie symetrii toru nadajnik-linia-antena. Obecność fali niesymetrycznej powoduje wypromieniowanie mocy z anteny w niepożądanym kierunku, wzrost promieniowania szkodliwego dla zdrowia oraz wzrost sprzężeń pomiędzy antenami i liniami przesyłowymi. Dzieje się tak dlatego, że symetryczna z założenia antena zasilana niesymetrycznie ma zupełnie inną charakterystykę promieniowania, a pole linii odpowiadające fali symetrycznej jest o wiele bardziej skoncentrowane, niż pole fali niesymetrycznej. Współczynnik symetrii toru od zacisków wyjściowych nadajnika do anteny wynosić powinien nie mniej niż 20-30 dB. Niesymetria anteny i linii odbiorczych jest również niepożądana z tych samych odpowiednio rozumianych przyczyn. Symetrię linii przesyłowych i anten można poprawić stosując transformatory symetryzujące lub ćwierćfalowe odcinki linii zwartych na końcu, bocznikujące daną linię przesyłową o złej symetrii.

Postęp techniczny w dziedzinie linii przesyłowych bę-

dzie polegał głównie na wdrożeniu obecnie znanych poprawnych rozwiązań oraz na opracowaniu linii o małym własnym współczynniku odbicia, o zmniejszonych stratach w ziemi i zredukowanych sprzężeniach z liniami sąsiednimi, umożliwiającymi przesyłanie mocy rzędu 500-1000 kW.

7. ZAKOŃCZENIE

Rozwój w dziedzinie anten krótkofalowych będzie postępował stopniowo. W najbliższej przyszłości należy spodziewać się rozbudowy układów anten konwencjonalnych typów w celu uzyskania większej kierunkowości lub zysku energetycznego oraz mniejszego kąta elewacji. Dotyczy anten obsługujących dalekie trasy lub daleko położone obszary. Konieczne stanie się zwiększenie wykorzystania tych anten przez stosowanie zmiany azymutu i kąta elewacji promieniowania, głównie sposobami elektrycznymi.

W technice nadawczej można spodziewać się wprowadzania w coraz większym stopniu układów sumowania mocy i układów umożliwiających pracę kilku nadajników na wspólnej antenie. Do tego celu zostaną wykorzystane układy już istniejące. Powstaną również nowe rozwiązania, prawdopodobnie działające jako filtry pasmowe i wielowyjściowe układy hybrydowe.

Komutatory antenowe będą wykonywane głównie jako wspólne, sterowane automatycznie.

W związku z rozwojem techniki półprzewodnikowej należy oczekiwać powstania komutatorów elektronowych wykonanych z elementów typu tyrystorów, lecz działających przy

większych częstotliwościach. Szerzej będą również stosowane transformatory symetryzujące dużej mocy, umożliwiające przejście z układu współosiowego na symetryczny i odwrotnie.

Należy spodziewać się eliminowania z eksploatacji anten mniej efektywnych pod względem wykorzystania powierzchni terenu oraz anten wąskopasmowych, na przykład ściannowych z reflektorem strojonym. Wycofywane będą również anteny o małej kierunkowości, na przykład dookólne, w przypadkach gdy charakterystyka taka nie jest konieczna. Spowodowane to będzie dążeniem do ograniczenia poziomu sygnałów zakłócających w obszarach nieobsługiwanych [30].

Anteny logarytmiczne dwupłaszczyznowe oznaczone LII będą prawie całkowicie wyparte przez nowsze anteny logarytmiczne z pionowym ekranem LPE (tabl. 1). Anteny LPE umożliwiają uzyskanie kątów elewacji w granicach $10+80^\circ$ przy odpowiednim dobraniu parametrów α, β, τ . [32].

Anteny rombowe będą chyba nadal wykorzystywane ze względu na ich niską cenę.

W technice nadawczej będą stosowane głównie anteny ścianowe z ekranem aperiodycznym lub zasilanym przez 3 dB sprzęgacz kierunkowy [31], anteny LPE, anteny obrotowe, a w przypadkach wymagających małej kierunkowości w płaszczyźnie poziomej - szerokopasmowe anteny pseudocylindryczne i ich układy. Ze względu na sprawność nadawania wykorzystywane będą głównie anteny spolaryzowane poziomo.

W technice odbiorczej powinny być używane raczej anteny o polaryzacji pionowej, ponieważ zapewniają większą

kierunkowość (przy pracy na fali odbitej od jonosfery nie jest potrzebne zachowanie jednakowej polaryzacji anteny nadawczej i odbiorczej).

W łączności dalekosiężnej będą miały zastosowanie anteny z falą bieżącą typu BS konstrukcyjnie połączone z takimi samymi (symetrycznymi) antenami spolaryzowanymi pionowo w celu zrealizowania odbioru polaryzacyjnie zbiorczego. Stosowane będą również pionowe anteny logarytmiczne.

Tłumione unipole pionowe będą pracowały jako anteny dookólne i będą stanowiły podstawowy element do tworzenia siatek antenowych. Siatki antenowe: pierścieniowe, wielopięścieniowe [33] i liniowe będą stopniowo uzyskiwały coraz większe znaczenie praktyczne w miarę opracowania racjonalnych i ekonomicznych układów zasilania. Można również spodziewać się tworzenia siatek z elementów kierunkowych na przykład z anten logarytmicznych.

Anteny z soczewką Luneburga w naszym klimacie najprawdopodobniej nie wejdą do eksploatacji ze względu na możliwość oblodzenia i związane z tym trudności utrzymania nominalnych lokalnych odległości obydwu powierzchni soczewki. Siatki elementów nierównoodległych umożliwiają następny etap rozwoju. Stosowanie ich będzie wymagało jeszcze wielu opracowań teoretycznych, technologicznych i układowych. W przyszłości należy również spodziewać się opracowania technicznie użytecznych metod obliczania sprzężeń pomiędzy antenami i zmian charakterystyk promieniowania poszczególnych anten.

Zdecydowanie więcej uwagi trzeba będzie poświęcić eks-

platacji anten. Konieczne staje się wprowadzenie systematycznej kontroli mocy promieniowanej, stanu dopasowania, mocy promieniowań niepożądanych oraz symetrii. Trudniejszą sprawą jest operatywne kontrolowanie kształtu charakterystyki promieniowania. Problem ten chyba również, chociażby częściowo, zostanie rozwiązany. Wypada także poruszyć zagadnienie konstrukcji ze strony radiokomunikacji satelitarnej.

Dotychczasowe doświadczenia użytkowania radiowego widma fal elektromagnetycznych pozwalają stwierdzić, że żaden z zakresów nie przestał być eksploatowany pomimo wprowadzenia do eksploatacji zakresów UKF i fal decymetrowych.

Zakresy długo i średniofalowe są obecnie znacznie intensywniej wykorzystywane niż przed opanowaniem zakresu od 50 MHz do 10 GHz. Zapotrzebowanie na środki łączności dotychczas rośnie szybciej niż techniczno-ekonomiczne możliwości zaspokajania tych potrzeb. Nic nie wskazuje na możliwości zmiany sytuacji. Służbą najbardziej narażoną na konkurencję ze strony łączności satelitarnej jest radiokomunikacja stała na odległości 5-10 tys.km. Łączność taka dla potrzeb Polski wymaga wykorzystania dwóch satelitów geostacjonarnych umieszczonych nad Atlantykiem i Oceanem Indyjskim [34], przystosowanych do pracy z wieloma abonentami, tj. wyposażonych w elektronicznie sterowane przełącznice radiokanałowe. Tego rodzaju system jeszcze nie jest w pełni zrealizowany, głównie ze względu na dotychczasowe ograniczenia mocy zasilania satelitowych urządzeń pokładowych.

Radiokomunikacja krótkofalowa jest bodaj najtańszym środkiem łączności i pod tym względem konkurencja nie jest możliwa. Radiokomunikacja z ruchomymi obiektami jak statki i samoloty pozostanie znacznie dłużej realizowana w zakresie fal krótkich. Radiofonia satelitarna wymaga stosowania na pokładzie satelity mocy rzędu setek kW.

W artykule [35] autorzy przewidują normalny rozwój radiofonii krótkofalowej w okresie 10-20 lat. Prawdopodobnie, nawet w bardzo rozwiniętych krajach, okres ten będzie dłuższy. Obecny intensywny rozwój techniczny podmorskich kabli dalekosiężnych, chyba najbardziej zagrożonych konkurencją [34], pozwala tak przypuszczać.

Łączność satelitowa obejmuje głównie relacje wymagające przesyłania dużych objętości informacji na duże i średnie odległości. Najpewniejsze wydaje się stwierdzenie, że wszystkie dotychczas stosowane zakresy fal radiowych będą intensywnie wykorzystywane nadal, a tym samym rozwój techniki anten krótkofalowych nie będzie ograniczany w możliwym do przewidywania okresie czasu.

WYKAZ LITERATURY

1. Ajzenberg G.Z.: Korotkovołnovye anteny. Moskva 1962.
2. Stasiński L.: Anteny logarytmiczno-periodyczne. Sprawozdanie z pracy nr 71507. Publikacja wewnętrzna II, Warszawa 1965.
3. Informacje dotyczące krótkofalowych układów anteno-

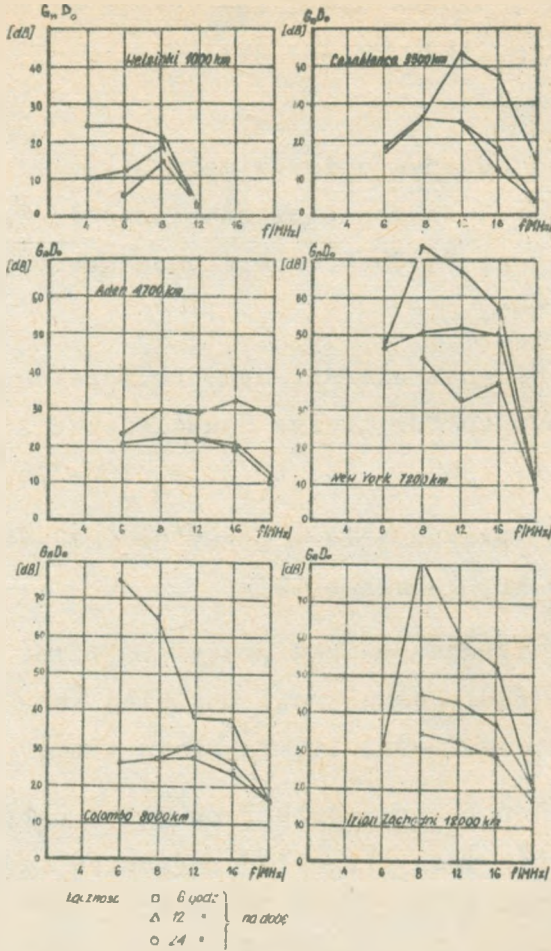
- wych uzyskane w ZSRR. Publikacja wewnętrzna IŁ, Warszawa 1969.
4. Stasiński L.: Anteny logarytmiczne o polaryzacji pionowej. Sprawozdanie z pracy nr 71513. Publikacja wewnętrzna IŁ, Warszawa 1967.
 5. Stasiński L.: Krótkofalowe szerokopasmowe anteny ścianowe z charakterystyką promieniowania skręcaną elektrycznie. Sprawozdanie z pracy nr 71512. Publikacja wewnętrzna IŁ, Warszawa 1967.
 6. Stasiński L.: j.w. Koncepcja anteny. Publikacja wewnętrzna IŁ, Warszawa 1965.
 7. Kershner S.W.: Curtain antennas for high-power HF broadcasting applications. IEEE Trans. Broadcasting 1968 t. BC-14 nr 2- s. 85-94.
 8. Becker R.: Kurzwellen-Richtantennen für Sender grosser Leistung. Telefunken. Ztg 1967 t. 40 nr 4, s.348-360.
 9. Müller K.E.: Eine neuartige Kurzwellenrichtantenne. Tech. Mitt. RFZ 1965 nr 1, s. 1-6.
 10. Kuznecov V., Paramonov V.: Sistema upravlenija diagrammoj napravlenności słożnoj diapazonnoj anteny s niskim urovnem bokowych lepestkov. Elektrosvjaz 1961 nr 2, s. 23-30.
 11. Siczek S.: Charakterystyki promieniowania krótkofalowych anten pracujących w ośrodkach radiokomunikacyjnych. Publikacja wewnętrzna IŁ, Warszawa 1967.

12. Longstaff J.D., Davies D.E.: A wideband circular array for HF communication. Radio electron. Eng. 1968 t. 35 nr 6, s. 321-328.
13. Starbuck J.T.: A multiple-beam high-frequency receiving aerial system. Radio electron. Eng. 1969 t. 37 nr 4, s. 229-235.
14. Longstaff J.D., Chow P.E.K., Davies D.E.N.: Directional properties of circular arrays. Proc. IEEE 1967 t. 114 nr 6, s. 713-718.
15. Shearman E.D.R.: Non-collinear and cylindrical multiplicative arrays. Radio electron. Eng. 1963 t. 26 nr 6, s. 481-484 i opracowanie w Przeglądzie Zagadnień Łączności IŁ, Warszawa 1965 nr 7/46/, s. 30-41.
16. Popov S.V.: Neekvidistantnyje antennyje rešetki. Rozdział w książce Antennyje rešetki Sov. Radio, Moskva 1966.
17. Jones E.M.T., Tanner L.R., Sharp E.D.: Performance of the wire grid lens HF antenna. IEEE Trans. Antennas Propagation 1967 t. 15-AP nr 6, s. 744-749.
18. Jones E.M.T.: Measured angle-diversity performance of the wire grid lens antennae. IEEE Trans. Antennas Propagation 1967 t. AP-15 nr 3, s. 484-486.
19. Stöhr W., Zinke O.: Wege zum optimalen Breitband-Rundstrahler. Frequenz 1960 t. 14 nr 1, s. 26-35 i opracowanie w Przeglądzie Zagadnień Łączności, IŁ, Warszawa 1965 nr 7/46/, s. 15-29.

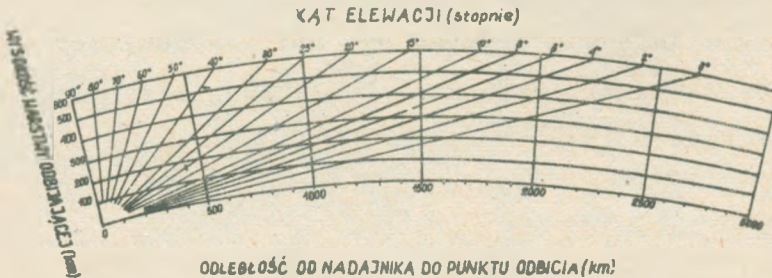
20. Gnabs K.: Breitbandige Rundstrahlantennen für Kurzwellen. Telefunken Ztg 1966 t. 39 nr 2, s. 186-193.
21. Liwski J.: Model układu rozdzielacza zbiorczo-komutującego. Sprawozdanie z pracy nr 71519. Publikacja wewnętrzna IŁ, Warszawa 1968,
22. Fischer K.: Kurzwellen-Empfangsantennen-Übersicht und Vergleich. Telefunken Ztg 1966 t. 39 nr 2, s. 194-206.
23. Regulamin Radiokomunikacyjny Genewa 1959. Wydanie polskie. Wyd.-Komunikacji i Łączności, Warszawa 1963, ss. 329.
24. Założenia Konstrukcyjne Zestawu Filtrów Rozdzielczych typu ZFR 3-15. Publikacja wewnętrzna Zakładów "Zarat", Warszawa 1969.
25. Kluche W.: A simple combining system for two high-power HF transmitters. IEEE Trans. Broadcasting 1968 t. BC-14 nr 2, s. 74-84.
26. Ruhrmann A.: Der fernbedienbare Antennenwahlschalter Telematrix. Telefunken Ztg 1962 t. 35 nr 138, s. 333-342 i opracowanie w Przeglądzie Zagadnień Łączności IŁ, Warszawa 1965 nr 12/51/, s. 1-28.
27. Schünemann R., Schneider G.: Fernbedienbarer Antennenwahlschalter für Kurzwellen-Sendeanlagen. Siemens Z. 1963 t. 37 nr 12, s. 854-859 i opracowanie w Przeglądzie Zagadnień Łączności IŁ, Warszawa 1965 nr 12/51/, s. 29-45.

28. Cook G.B., Johnson D.A.H.: Pseudo-random selection of elements in a multi-element array. Radio electron. Eng. 1969 t. 38 nr 2, s. 82-88.
29. Vasylykivskyj V., Kahn W.K.: An explicit relation between mutual coupling and the pattern of a antenna array. IEEE Intern. Conv. Rec. 1966 cz. 5, s.167-171.
30. Haydon G.W., Lucas D.L., Hanson R.A.: Antenna considerations in band 7. Frequency Sharing Between Major World Air Reute Areas. USA National Bureau of Standards, Report 8205.
31. Kuznecov V.D., Paramonov V.K.: Peredelka nastrojonych synfaznych antenn v diapazonnyje anteny. Elektrosvjaz' 1966 t. 12 nr 7, s. 17-24 i opracowanie w Przeglądzie Zagadnień Łączności IŁ, Warszawa 1969 nr 1/88/, s. 116-129.
32. Stasiński L.: Anteny logarytmiczno-okresowe z pionowym ekranem. Szerokopasmowe anteny ścianowe ze zredukowanym poziomem listków bocznych. Publikacja wewnętrzna IŁ, Warszawa 1969.
33. Ruben D.: Concentric ring array. IEEE Trans. Antennas Propagation 1966 t. 14 nr 3, s. 398-400.
34. Cannon R.W.: Global communications. Current techniques and future trends. Radio electron. Eng. 1969 t. 37 nr 5, s. 259-286.

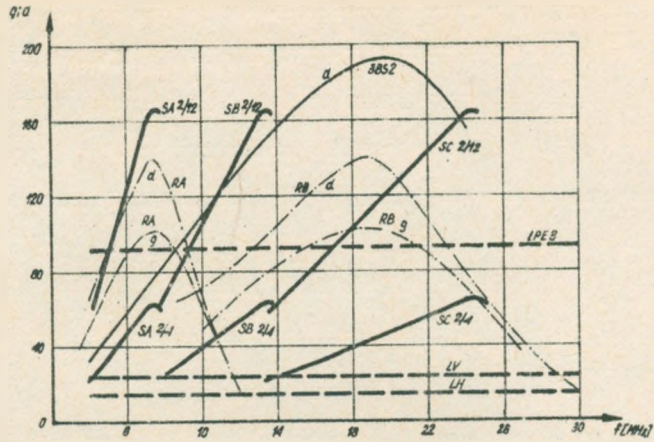
35. Martin E.T., Jacobs G.J.: The future of shortwave broadcasting. IEEE Trans. Broadcasting 1968 t. BC-14 nr 2, s. 95-100.
36. Siczek St.: Metody pomiarów wskaźników elektrycznych anten w IV i V zakresie częstotliwości. Sprawozdanie z pracy nr 71506/E. Publikacja wewnętrzna IŁ, Warszawa 1966.
37. Kerle W.: Dimensionierung symmetrischer Antennenspeiseleitungen für grosse Sendeleistungen. PTT Techn. Mitt. 1968 t. 46, nr 3, s. 106-116.
38. Siczek S.: Sprawozdanie z pracy nr 5222. Publikacja wewnętrzna IŁ, Warszawa 1959.
39. Siczek S.: Sprawozdanie z pracy nr 71515. Układy antenowe dla radiokomunikacji morskiej (służba lądowa). Publikacja wewnętrzna IŁ, Warszawa 1967.
40. Bem D.J.: Superkierunkowość, dobroć i optymalizacja układów antenowych. Przegląd Zagadnień Łączności IŁ, Warszawa 1969 nr 1/88/, s. 60-101.
41. Hansen R.C.: Microminiature Antennas. The Microwave Journal 1966 July, s. 22-28.
42. Bator J.: Anteny z przyrządami półprzewodnikowymi (Anteny aktywne). Referat - Publikacja wewnętrzna ITR, Warszawa 1969.



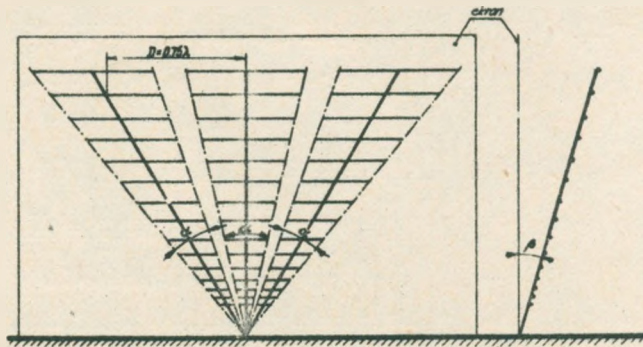
Rys. 1. Wymagany iloczyn zysków kierunkowego i energetycznego anten odbiorczej i nadawczej przy pracy telefonicznej z podłączeniem do sieci publicznej. Moc nadajnika 1 kW



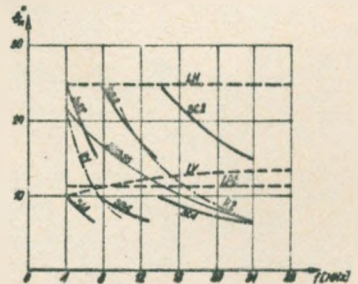
Rys. 2. Wymagane kąty elewacji promieniowania anten



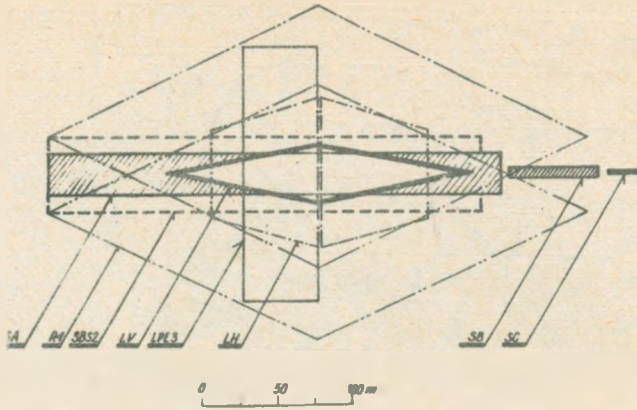
Rys. 3. Prównanie zysków kierunkowych i energetycznych anten



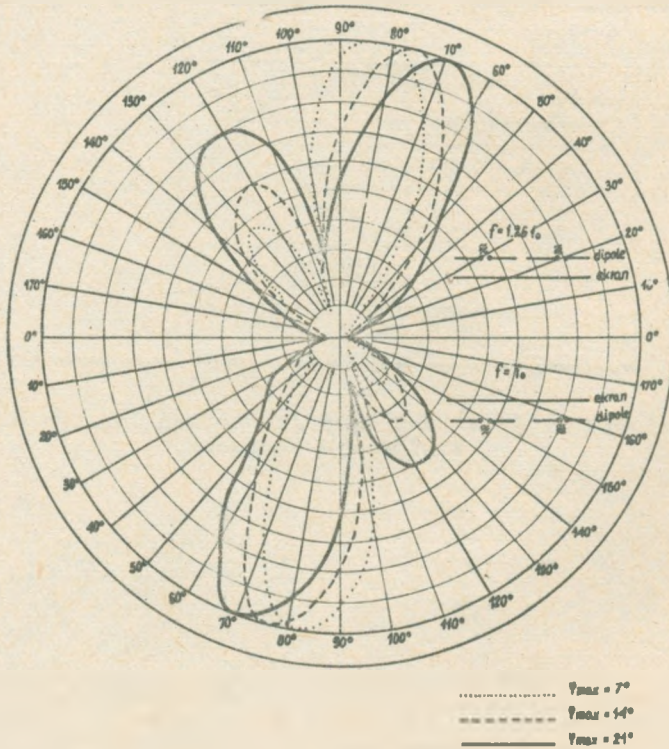
Rys. 4. Konstrukcja anteny LPE3 /potrójnej logarytmicznej z pionowym ekranem/



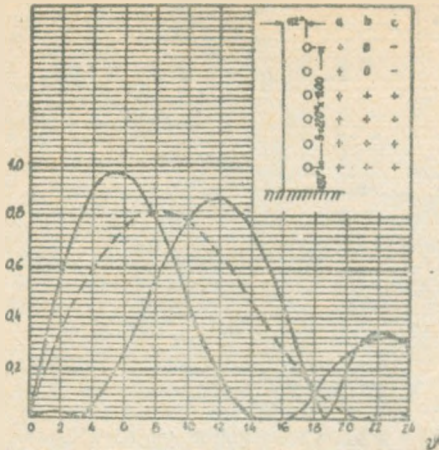
Rys. 5. Kąty elewacji maksimum promieniowania



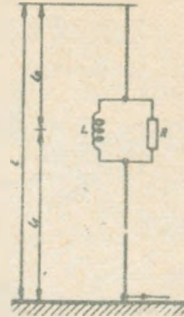
Rys. 6. Porównanie rzutów poziomych anten



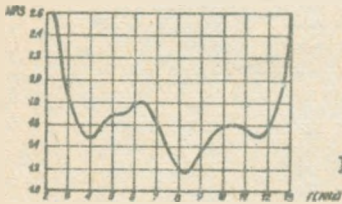
Rys. 7. Zmierzone charakterystyki promieniowania anteny ściennej w płaszczyźnie wektora elektrycznego /poziomej/



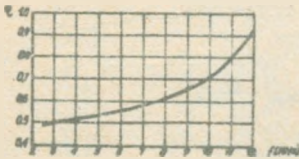
Rys. 8. Zmiana pionowej charakterystyki promieniowania anteny ściennej w zależności od sposobu zasilania



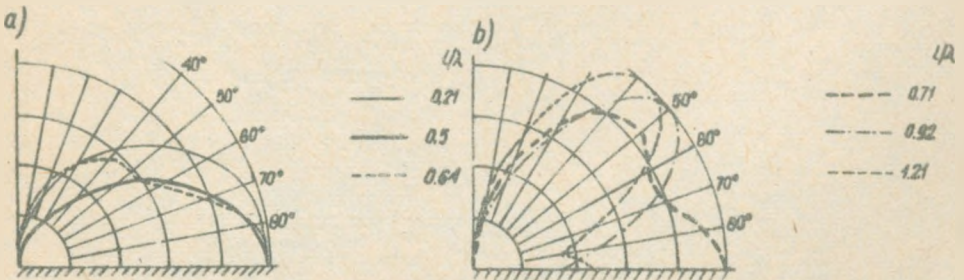
Rys. 9. Unipol z wtrąconą rezystancją tłumiącą



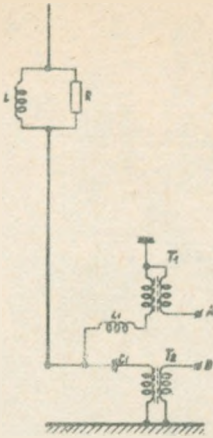
Rys. 10. WFS unipola o wysokości 30 m z wtrąconą rezystancją tłumiącą



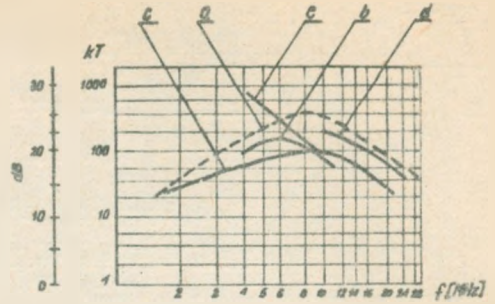
Rys. 11. Sprawność unipola o wysokości 30 m z wtrąconą rezystancją tłumiącą



Rys. 12. Pionowe charakterystyki promieniowania unipola tłumionego przy $l = 4.12$ /rys. 9/

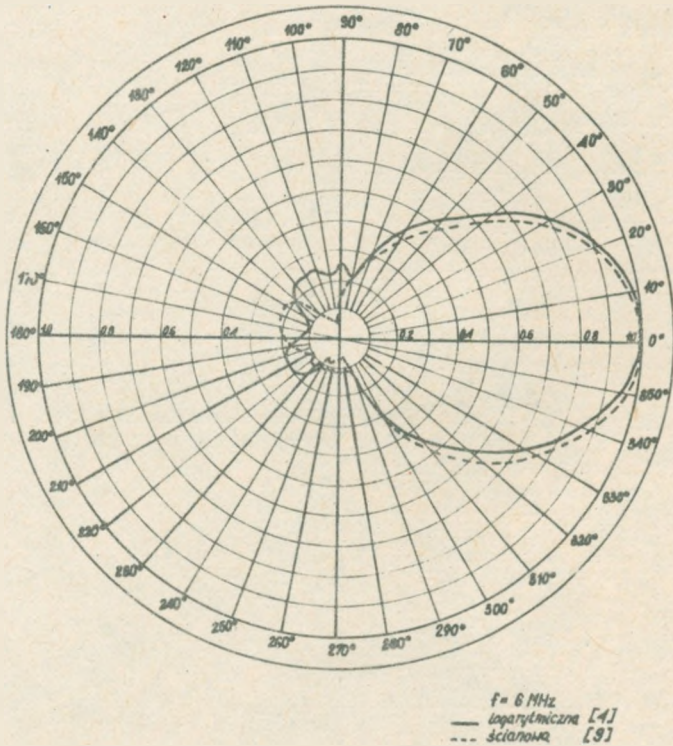


Rys. 13. Zastosowanie filtrów w celu rozszerzenia zakresu częstotliwości pracy anteny

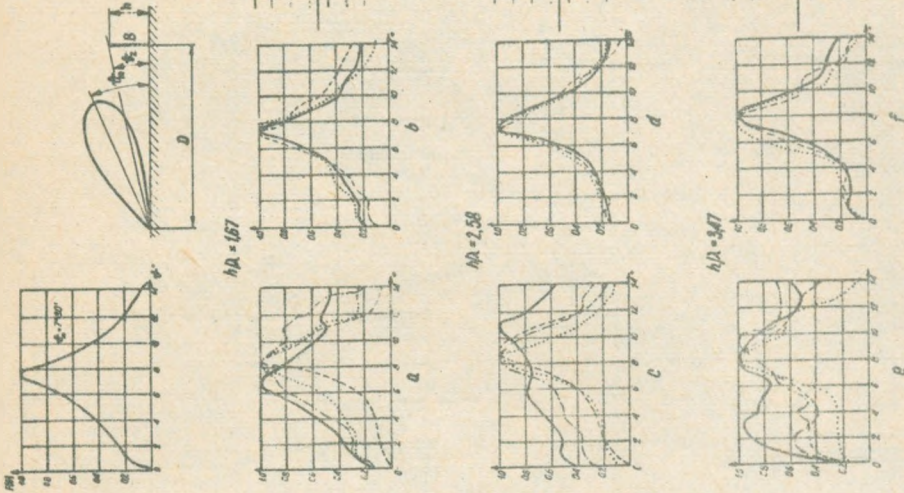


Rys. 14. Zmierzone poziomy zakłóceń na wyjściu anten

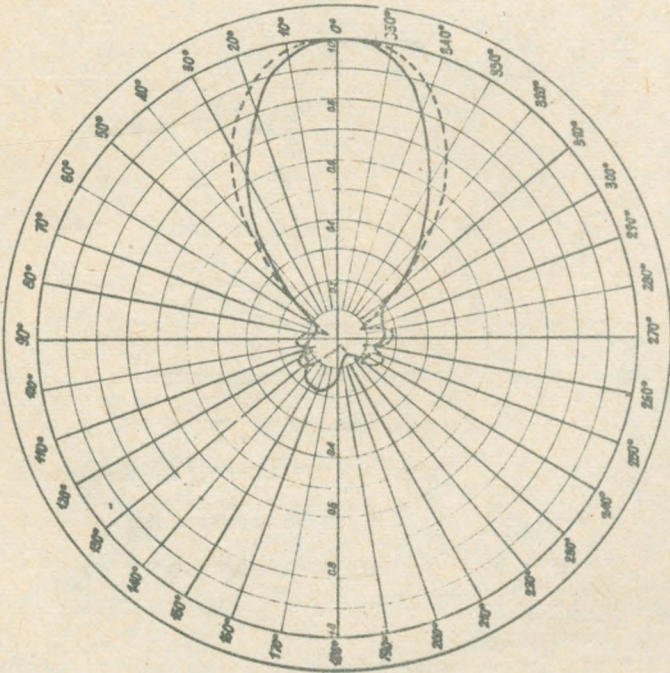
a - pionowego wibratora tłumionego o wysokości 8,5 m, b - jedno-kierunkowego układu 2 x 8 takich wibratorów, c - jak dla b, lecz układu 2 x 4, d - rombowej o długości 320 m, e - rombowej, lecz o długości 620 m



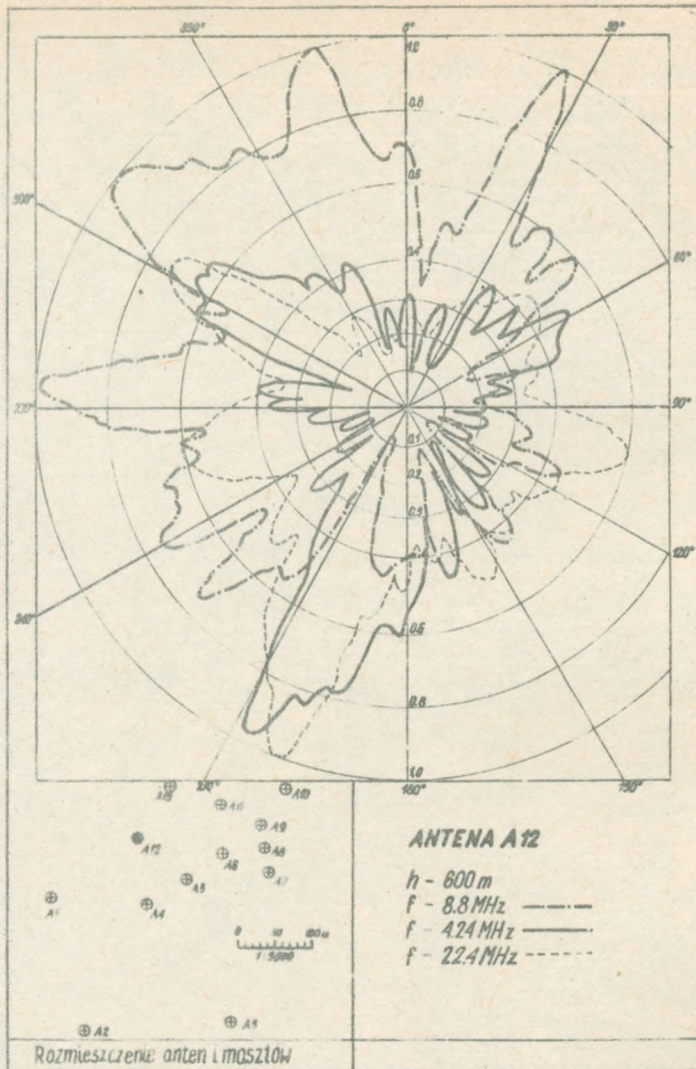
Rys. 15a. Porównanie poziomych charakterystyk promieniowania obrotowych anten ścianowej z NRD i logarytmicznej z polaryzacją pionową II



Rys. 16. Zmierzona charakterystyki promieniowania anteny zasilanej przez kolumnę przewodzącą B o wysokości h



Rys. 15b. Porównanie poziomych charakterystyk promieniowania obrotowych anten ściennej z NRD i logarytmicznej z polaryzacją pionową

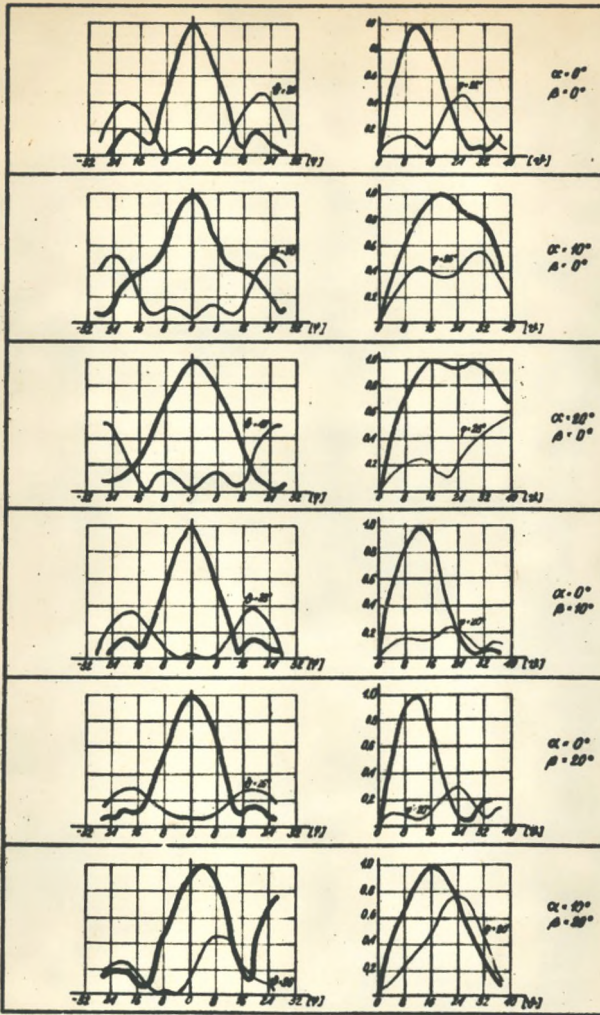


Rys. 17. Zmierzone charakterystyki promieniowania z założenia dookólnej pionowej anteny A12 zbliżonej do innych anten pionowych i masztów

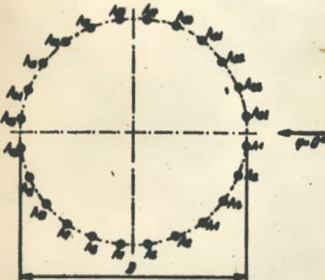
h - oznacza wysokość lotu śmigłowca



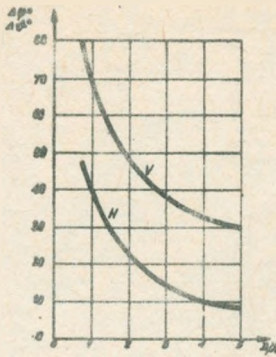
Rys. 18. Ustawianie anteny nad idealizowanym sboocsem pagórka



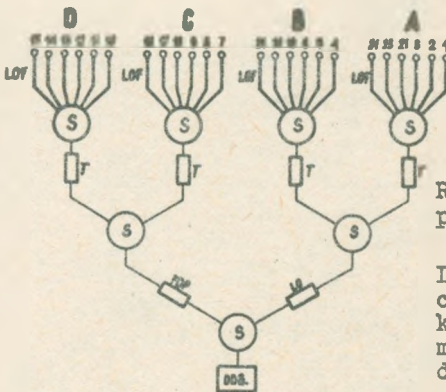
Rys. 19. Charakterystyki promieniowania anteny ustawionej nad zboczem idealizowanego pagórka w funkcji azymutu ψ i kąta elewacji γ . Linie grube odpowiadają przekrojom $\psi = 0$ i $\gamma = 0$



Rys. 20. Układ pierścieniowy utworzony z 24 wibratorów

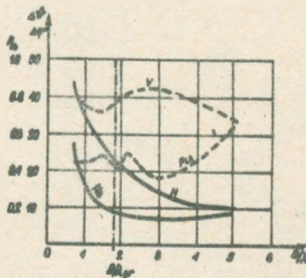


Rys. 21. Obliczona szerokość wiązki promieniowania układu pierścieniowego 24 elementów izotropowych w płaszczyźnie pionowej V na poziomach max-zero i w płaszczyźnie poziomej H na poziomach zero-zero



Rys. 22. Schemat zasilania układu pierścieniowego z wykorzystaniem filtra dolnoprzepustowego

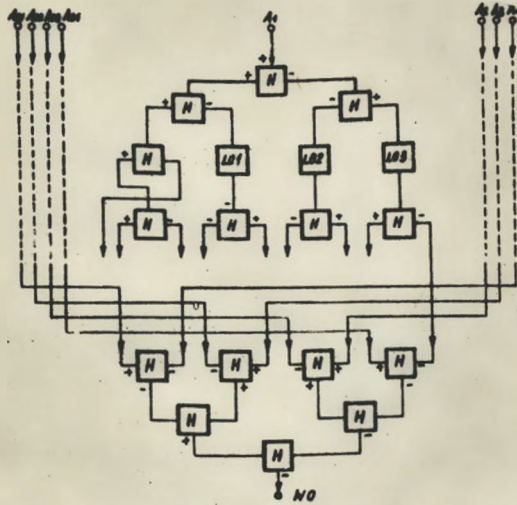
LOF - linia opóźniająca formująca wiązkę jednokierunkową, S - układ sumujący rezystorowy, T - tłumiki dopasowujące 6 dB, FDP - filtr dolnoprzepustowy, GSA - linia opóźniająca



Rys. 23. Parametry charakterystyk promieniowania układu pierścieniowego z filtrem dolnoprzepustowym

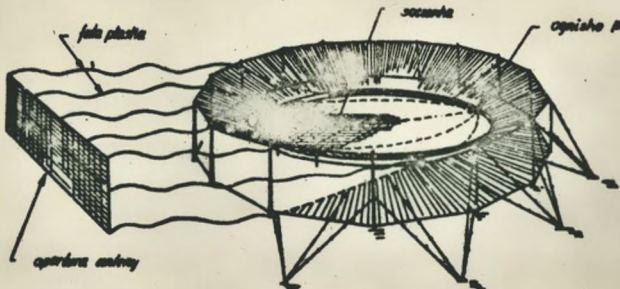
V - obliczona szerokość wiązki w płaszczyźnie pionowej, H - obliczona szerokość wiązki w płaszczyźnie poziomej, H_m, P_m - zmierzona szerokość wiązki i maksymalny poziom względny listków bocznych w układzie z optymalnie dobranym opóźnieniem w linii LO. Szerokość wiązek podano na poziomie max. - 3 dB

Rys. 24. Układ pierścieniowy z wyodrębnioną grupą 8 elementów

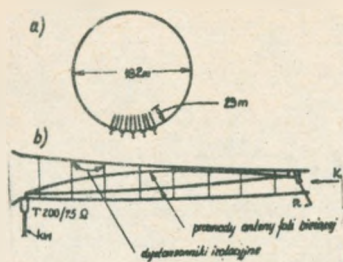


Rys. 25. System rozdziału i sumowania sygnałów do układu z rys. 24

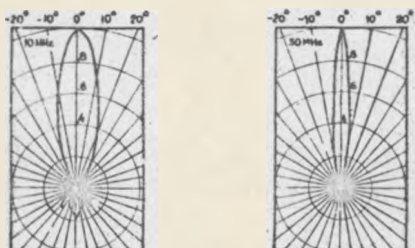
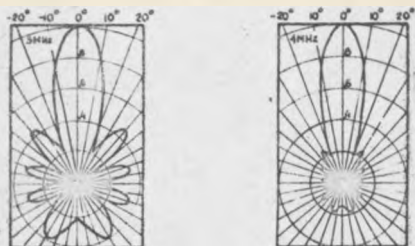
L0 - linia opóźniająca, H - element hybrydowy sumujący lub rozdzielający



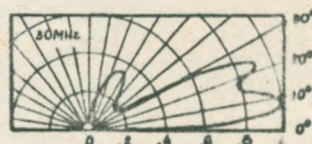
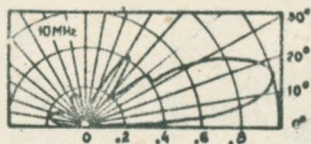
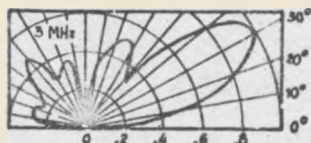
Rys. 26. Antena z soczewką Luneburga



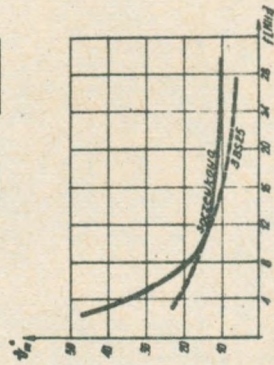
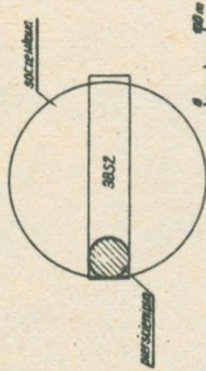
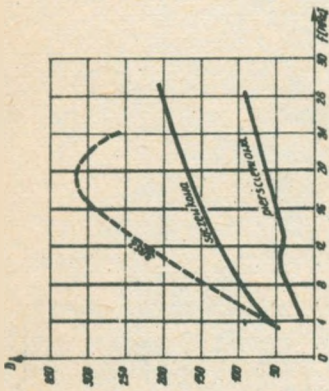
Rys. 27. Układ zasilania anteny z soczewką Luneburga



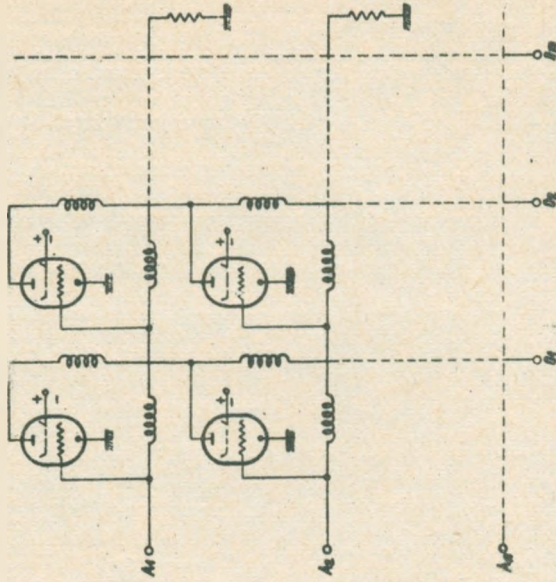
Rys. 28. Charakterystyki promieniowania anteny soczewkowej w płaszczyźnie poziomej



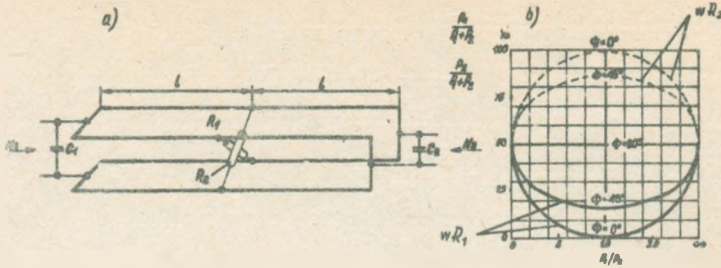
Rys. 29. Charakterystyki promieniowania anteny soczewkowej w płaszczyźnie pionowej



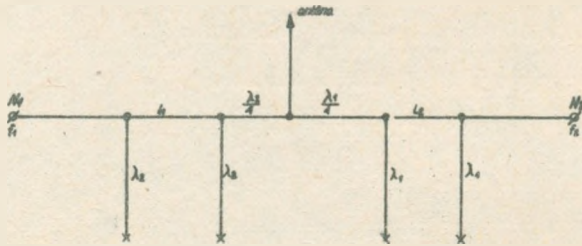
Rys. 30. Porównanie anten soczewkowej i pierścieniowej oraz fali bieżącej BS



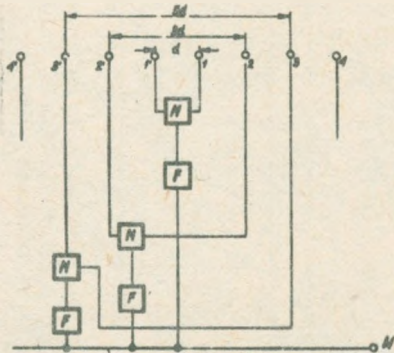
Rys. 31. Układ ideowy rozdzielacza - komutatora



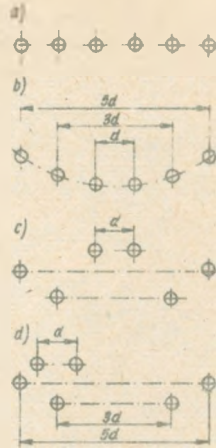
Rys. 32 a. Układ sumujący z linią czteroprzewodową, b/ rozdział mocy: P_1 i P_2 są odpowiednio mocami nadajników $N1$ i $N2$ ϕ jest kątem przesunięcia fazowego pomiędzy napięciami nadajników $N1$ i $N2$ na zaciskach układu sumującego



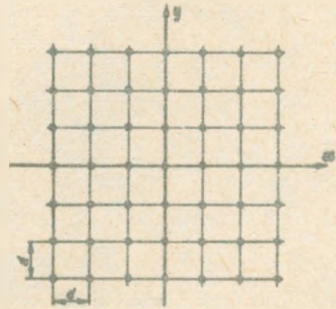
Rys. 33. Układ sumujący moc nadajników pracujących na różnych częstotliwościach



Rys. 34. Układ anteny iloczynowej
 M - urządzenie wyznajające sygnały,
 F - filtr dolnoprzepustowy,
 W - wyjście układu

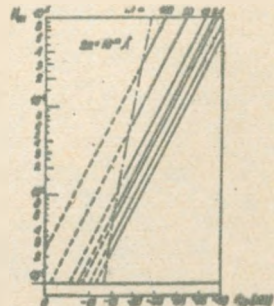


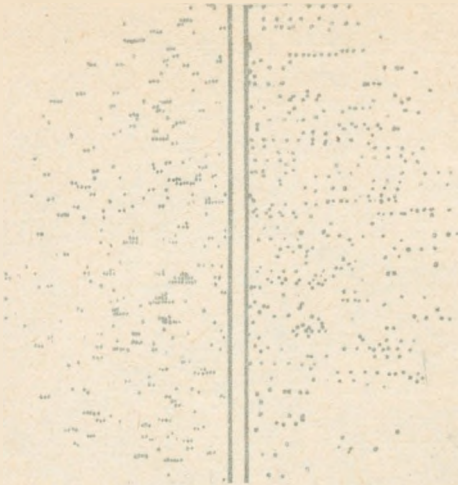
Rys. 35. Warianty rozmieszczenia wibratorów anteny iloczynowej



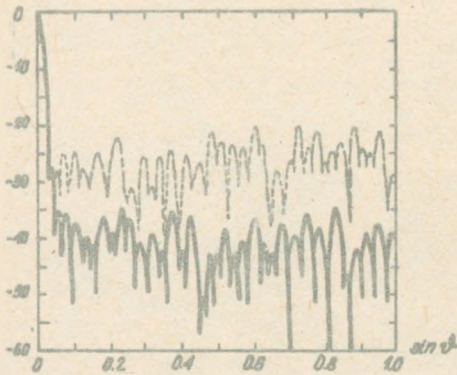
Rys. 36. Siatka podstawowa

Rys. 37. Minimalna liczba elementów siatki przy założonym poziomie listków bocznych

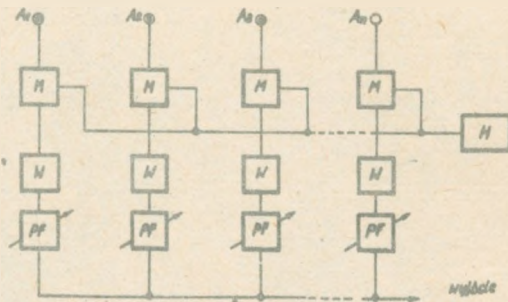




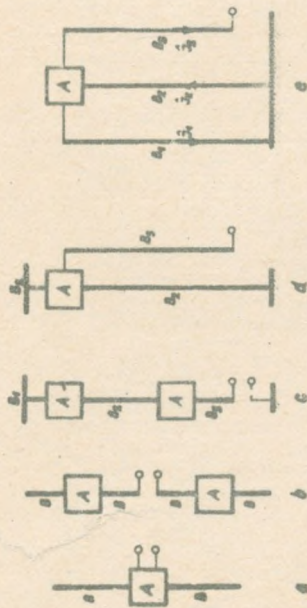
Rys. 38. Przykłady realizacji siatek elementów nierówno odległych



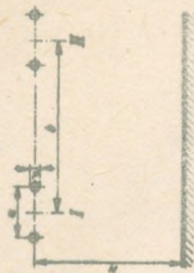
Rys. 39. Obliczone charakterystyki promieniowania siatek nierównoodległych wypełnionych w 6% /Linia przerywana/ i 48% /Linia ciągła/



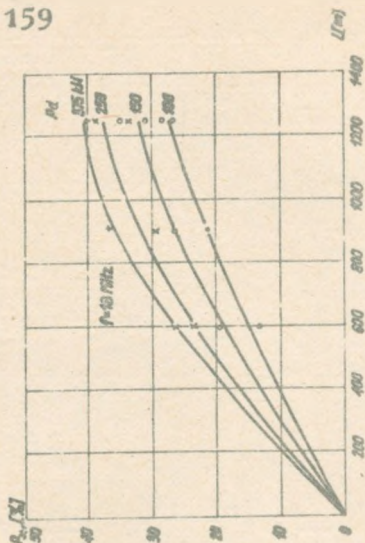
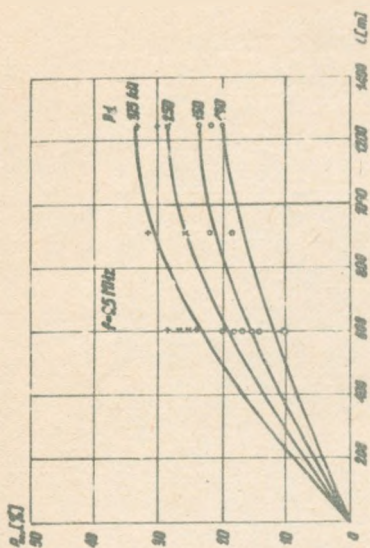
Rys. 40. Układ zasilania anten superkierunkowych
M - mieszacz, W - wzmacniacz p.o.z., H - heterodyna, PF - przesuw-
nik fazowy



Rys. 41. Układy ideowe anten zintegrowanych
 A - element aktywny, B - pasywny /bierne/ elementy antenowe
 /wibratory/



Rys. 42. Układ dwóch linii przesyłowych
 biegnących równolegle



Rys. 43. Moc strat w procentach mocy
 doprowadzonej P_d do linii
 w funkcji jej długości l

