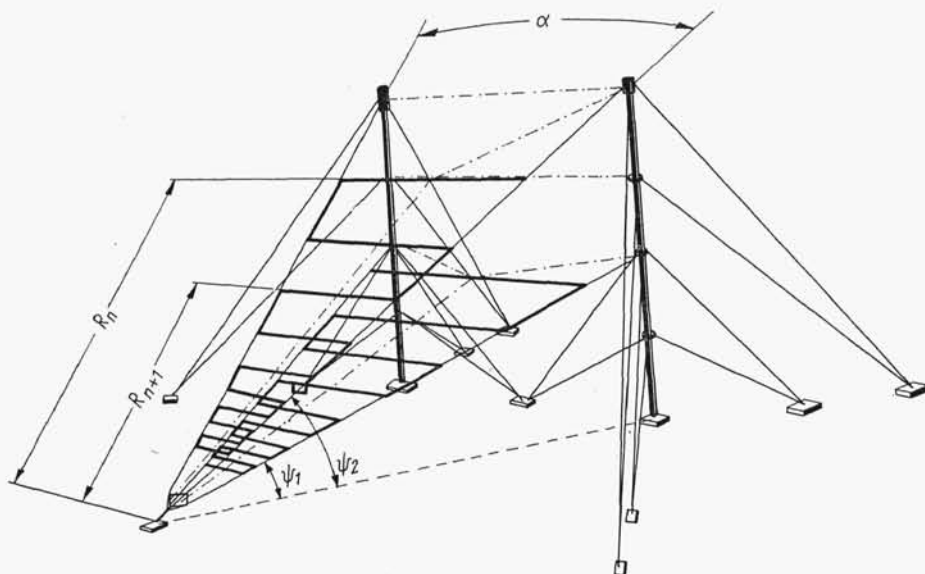


energetyczny w stosunku do dipola półfalowego w swobodnej przestrzeni równy ok. 8,9 dB, drugiej — ok. 12 dB, a trzeciej — 14,3 dB.

Na kierunku maksymalnego promieniowania pola pochodzące od obu elementów anteny powinny być zgodne w fazie. W tym celu prądy w obu elementach powinny być przesunięte w fazie o kąt ϑ kompensujący różnicę faz wynikającą z różnicy długości dróg przebywanych przez fale od obu elementów. W praktyce kąt ϑ dobiera

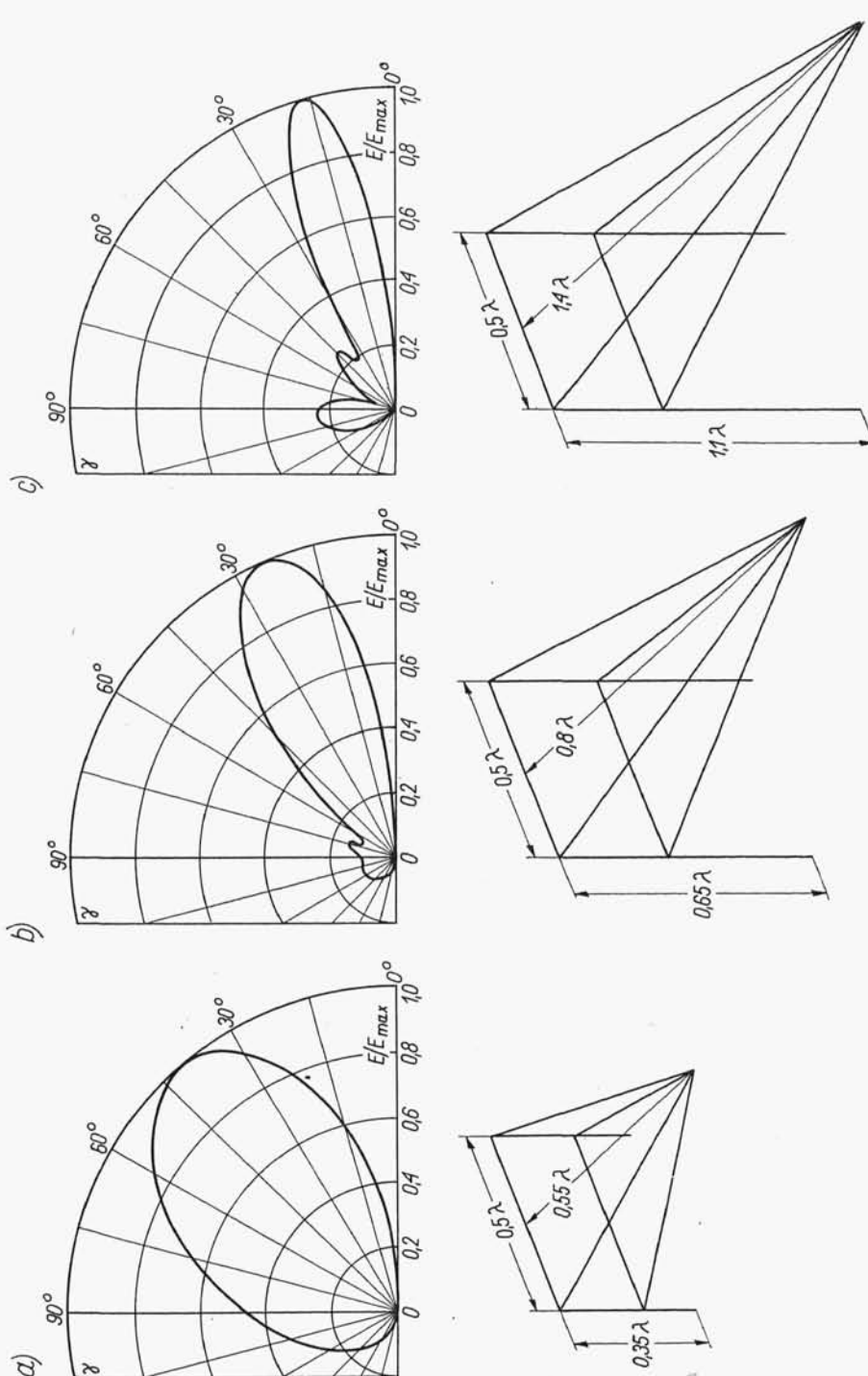


Rys. 10-26. Dwuelementowa antena logarytmicznie-periodyczna nachylona do powierzchni ziemi

się eksperymentalnie, uzyskując przy tym wartości nieco różne od obliczonych teoretycznie. Oczywiście różnica faz prądów w elementach anteny powinna być w przybliżeniu niezależna od częstotliwości. Efekt taki można uzyskać zmieniając wszystkie rozmiary elementu I w stosunku $\tau^{360^\circ/360^\circ}$. Wynika to z następującego rozumowania. Zmniejszenie częstotliwości prądu zasilającego antenę logarytmicznie-periodyczną w stosunku τ powoduje przyspieszenie fazy pola w punkcie odbioru o 360° , przy czym zmiany fazy w przedziale $\tau f \dots f$ są w przybliżeniu liniowe. Jeżeli więc pomnożymy wszystkie rozmiary anteny przez τ , to faza pola w punkcie odbioru będzie miała wyprzedzenie o 360° . Aby zapewnić wyprzedzenie fazy o ϑ° , należy zatem pomnożyć rozmiary anteny przez $\tau^{\vartheta^\circ/360^\circ}$.

10.3. TELEWIZYJNE ANTENY NADAWCZE

Antena stanowi istotną część telewizyjnego 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



Rys. 10-27. Pionowe charakterystyki promieniowania dwuelementowej anteny logarytmicznie-periodycznej nachylonej względem poziomu:
 a) dla trasy o długości 200...800 km ($\alpha = 45^\circ$; $\psi_1 = 16^\circ$; $\psi_2 = 40^\circ$; $\theta = 60^\circ$); b) dla trasy o długości 800...1600 km ($\alpha = 30^\circ$; $\psi_1 = 32^\circ$; $\psi_2 = 48^\circ$; $\theta = 130^\circ$); c) dla trasy o długości 1350...2500 km ($\alpha = 120^\circ$; $\psi_1 = 55^\circ$; $\psi_2 = 120^\circ$). Wymiary podane na szkicach dotyczą najmniejszej częstotliwości roboczej (według CCIR Handbook on High — Frequency Directional Antennae, ITU, Geneva 1966)

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 niekiedy do emisji programów w kilku kanałach telewizyjnych szerokość pasma roboczego anteny na ogół znacznie przewyższa szerokość jednego 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.

Na Konferencji Sztokholmskiej w 1961 r.¹⁾ ustalono dla każdej telewizyjnej stacji nadawczej w Europie częstotliwość pracy (kanał), zastępczą moc promieniowaną przez dipol półfalowy 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.

10.3.1. ZYSK ENERGETYCZNY

Znając moc doprowadzoną do anteny P_d oraz zastępczą moc promieniowaną przez dipol półfalowy P_{zast} , możemy obliczyć niezbędny zysk energetyczny anteny

$$G_{\lambda/2} = \frac{P_{zast}}{P_d} \quad (10-10)$$

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

$$P_d = \eta P_N \quad (10-11)$$

przy czym 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.

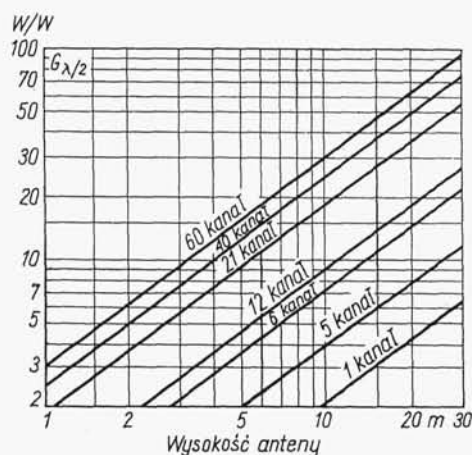
Średni zysk energetyczny anteny o dookólnej charakterystyce promieniowania w płaszczyźnie poziomej, złożonej z pewnej liczby elementów promieniujących umieszczonych jeden nad drugim i zasilanych współfazowo jednakową mocą wyraża się wzorem (2-162).

Na rysunku 10-28 podano zależność średniego zysku energetycznego od wysokości anteny dla różnych kanałów telewizyjnych. Z przedstawionego wykresu wynika,

¹⁾ "Regional Agreement for the European Broadcasting Area", Stockholm 1961.

że w I i II zakresie częstotliwości zysk energetyczny realizowanych anten nie przekracza na ogół 10 (względem dipola półfalowego).

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 pio-



Rys. 10-28. Zależność średniego zysku energetycznego od wysokości anteny

nowej 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.

Jeśli za dopuszczalne uznamy takie odchylenie podpory od pionu $\Delta\theta$, które powoduje zmianę natężenia pola nie przekraczającą 2 dB, to maksymalny zysk energetyczny anteny (względem dipola półfalowego) powinien spełniać nierówność

$$G_{\lambda/2 \max} \Delta\theta^\circ \leq 25^\circ \quad (10-12)$$

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 do 1°.

Ze wzoru (10-12) wynika więc, że maksymalna wartość zysku energetycznego anteny nie może przekraczać 25...50 [69].

10.3.2. KSZTAŁTOWANIE CHARAKTERYSTYKI PROMIENIOWANIA W PŁASZCZYŹNIE PIONOWEJ

Największy zysk energetyczny uzyskuje się w jednorodnych układach antenowych. W pionowej charakterystyce promieniowania takich układów występują jednak miejsca zerowe, w których natężenie pola spada teoretycznie do zera, a praktycznie

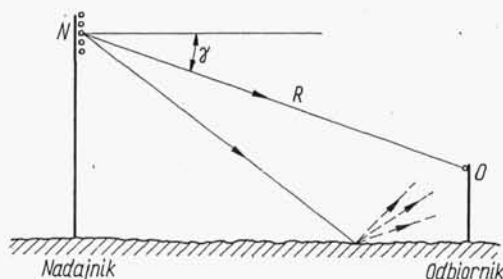
osiąga głębokie minima. Największe znaczenie ma pierwsze miejsce zerowe, którego położenie jest określone następującą zależnością:

$$\gamma_1^0 \approx 57,3 \frac{\lambda}{L} = \frac{70}{G_{\lambda/2}} \quad (10-13)$$

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 H . Dla strefy martwej związanej z pierwszym miejscem zerowym mamy następującą zależność:

$$R_{sm1} = 0,82 G_{\lambda/2} H \quad (10-14)$$

W przypadku anten o zyskach energetycznych nie przekraczających 10 i przy wysokości zawieszenia nie większej niż 250 m strefy martwe występują tak blisko



Rys. 10-29. Fala bezpośrednia i fala rozproszona w zakresie fal decymetrowych

anten, że — praktycznie biorąc — nie mają wpływu na warunki odbioru. W miarę zwiększania zysku energetycznego strefy martwe oddalają się od anteny i obejmują swym zasięgiem większą liczbę odbiorców programu telewizyjnego. W celu 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 zakresie częstotliwości [68, 69].

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 O (rys. 10-29) jest odwrotnie proporcjonalne do odległości R między anteną nadawczą a 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 $\cos \gamma$, 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 (p. 13.4)

$$\gamma_r^0 = 57,3 \sqrt{\frac{2H}{a_z}} \quad (10-15)$$

przy czym:

H — wysokość zawieszenia anteny nadawczej;

$a_z = 8500$ km — zastępczy promień ziemi przy średniej refrakcji.

Wartości kąta widzenia horyzontu radiowego dla kilku wysokości zawieszenia anteny nadawczej podano w tabl. 10-7.

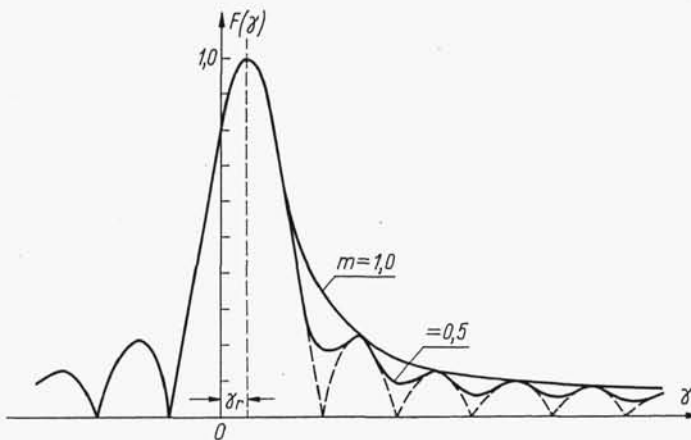
W celu zapewnienia możliwie optymalnego rozkładu pola w funkcji odległości od anteny należy pochylić ku ziemi główną wiązkę promieniowania o kąt γ_r oraz

Tablica 10-7

Kąt widzenia horyzontu radiowego

H [m]	100	200	300	400	500	600
γ_r	0,28°	0,39°	0,48°	0,56°	0,62°	0,68°

ukształtować jej dolne zbocze według funkcji $\text{cosec}(\gamma - \gamma_r)$. Na rys. 10-30 przedstawiono przykład optymalnej charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej. Na tym samym rysunku pokazano również charakterystykę promieniowania układu jednorodnego. Zauważmy, że charakterystyka cosecansowa pokrywa się z obwiednią listków bocznych charakterystyki układu jednorodnego. Wprowadzimy pojęcie *współczynnika wypełnienia miejsc zerowych* charakterystyki promieniowania



Rys. 10-30. Optymalna charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej, ukształtowana wg funkcji $\text{cosec}(\gamma - \gamma_r)$ oraz charakterystyka z wypełnieniem miejsc zerowych do poziomu $m = 0,5$

układu jednorodnego. Dla charakterystyki cosecansowej współczynnik ten przyjmuje wartość równą jedności; w praktycznie realizowanych 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 transformatą Fouriera jej charakterystyki promieniowania. Ponieważ zadajemy tylko moduł charakterystyki promieniowania, więc rozkład 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 zyskujemy znaczne uproszczenie sposobu zasilania anteny.

Zagadnienie syntezy charakterystyki cosecansowej można rozwiązać różnymi metodami (p. 2.5). W technice telewizyjnej stosujemy często logarytmiczny rozkład fazy opisany zależnością [99]

$$\vartheta(z) = 2\pi K^2 \ln \left(1 - \frac{\sin \gamma_1}{K^2} z \right) \quad (10-16)$$

w której

$$K^2 = \frac{L}{\lambda (\operatorname{cosec} \gamma_1 - \operatorname{cosec} \gamma_2)} \quad (10-17)$$

Kąty γ_1 i γ_2 wyznaczają przedział, w którym charakterystyka promieniowania anteny ma odpowiadać charakterystyce cosecansowej.

Kąt γ_2 przyjmuje się zwykle za 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 $\sin \gamma_1 = \lambda/2L$ współczynnik wypełnienia dla pierwszego miejsca zerowego jest nieco większy od 100% i wzrasta do około 140% dla 3, 4 i 5 miejsca zerowego.

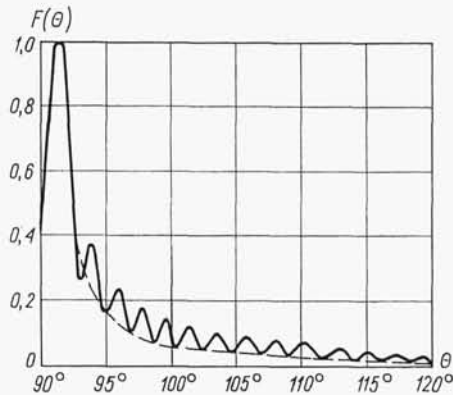
Przykład charakterystyki promieniowania układu antenowego złożonego z 32 źródeł izotropowych z wypełnieniem miejsc zerowych pokazano na rys. 10-31.

Wypełnienie miejsc zerowych charakterystyki promieniowania powoduje zmniejszenie zysku energetycznego anteny. Zysk energetyczny anteny (względem dipola półfalowego) z wypełnieniem miejsc zerowych można w przybliżeniu określić na podstawie szerokości głównej wiązki promieniowania α_V mierzonej na poziomie połowy mocy promieniowanej

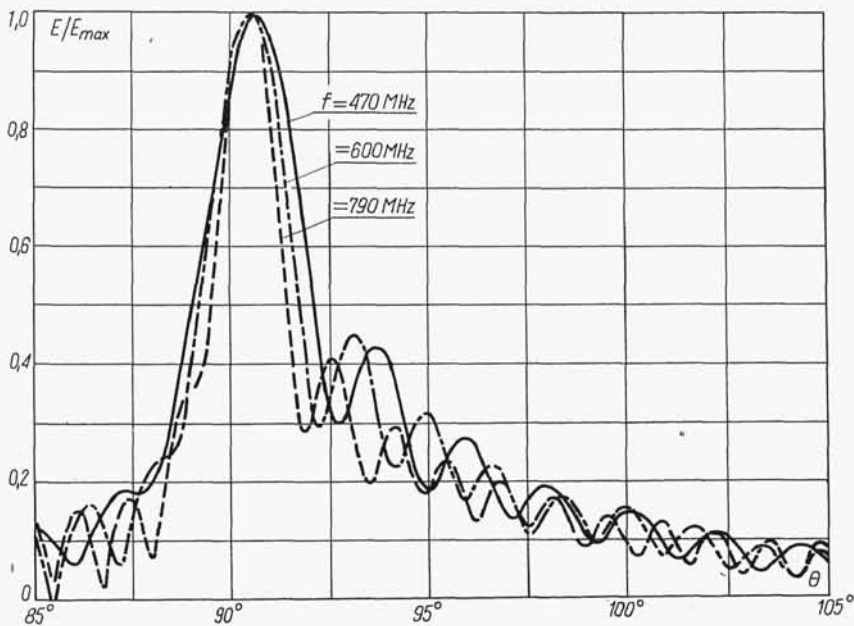
$$G_{\lambda/2} = \frac{55}{\alpha_V^0} \quad (10-18)$$

W praktyce do budowy anten telewizyjnych stosujemy zwykle wielodipolowe elementy antenowe. Za fazę zasilania elementu przyjmujemy w tych przypadkach

średnią arytmetyczną faz źródeł izotropowych umieszczonych w miejscach dipoli elementu antenowego. Na rys. 10-32 przedstawiono przykład charakterystyki promieniowania układu antenowego złożonego z 16 czterodipolowych elementów antenowych.



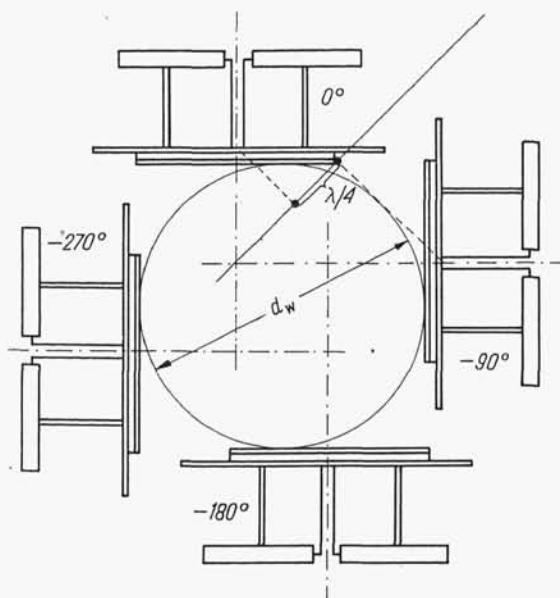
Rys. 10-31. Charakterystyka promieniowania układu antenowego złożonego z 32 źródeł izotropowych rozmieszczonych w odległościach równych długości fali z wypełnieniem miejsc zerowych do poziomu $m = 0,8$



Rys. 10-32. Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej układu antenowego złożonego z 16 czterodipolowych elementów antenowych

10.3.3. KSZTAŁTOWANIE CHARAKTERYSTYKI PROMIENIOWANIA W PŁASZCZYZNIE POZIOMEJ

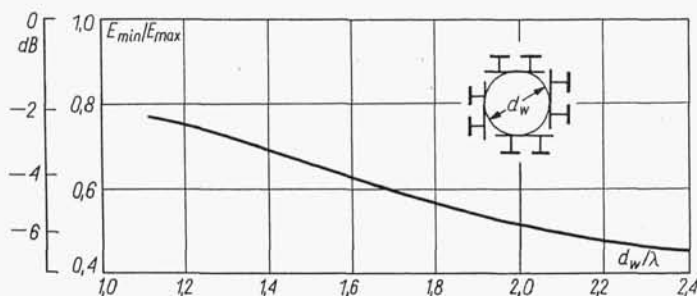
Kształt charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej zależy od położenia anteny w stosunku do obsługiwanego terenu. Na ogół ośrodek nadawczy lokalizuje się w środku obsługiwanego terenu i wtedy pozioma charakterystyka promieniowania powinna być dookólna. Zwykle dopuszcza się pewne odchylenia 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,



Rys. 10-33. Rozmieszczenie elementów antenowych zapewniające dookólną charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie poziomej

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 (rys. 10-33). Nierównomierność poziomej charakterystyki promieniowania przy takim rozwiązaniu zależy od rozmiarów poprzecznych masztu mierzonych w długościach fali. Dla przeciętnych elementów antenowych zależność tę przedstawiono na rys. 10-34. Z podanego wykresu wynika, że nie ma żadnych trudności z rozmieszczeniem elementów antenowych na maszcie przy pracy w I, II i III zakresie częstotliwości, natomiast w IV i V zakresie częstotliwości zapewnienie odpowiedniej równomierności poziomej charakterystyki promieniowania wymaga stosowania masztów o bardzo małych przekrojach poprzecznych, co utrudnia montaż i konser-

wację 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 specjalne sposoby rozmieszczenia i zasilania elementów antenowych.



Rys. 10-34. Zależność nierówności poziomej charakterystyki promieniowania od rozstawienia elementów antenowych

Przy kształtowaniu poziomej charakterystyki promieniowania należy zadbać o to, aby względne zbyt duże zmiany natężenia pola w funkcji kąta ($dE/d\Phi$) nie były zbyt duże. Za dopuszczalne uważa się zmiany nie przekraczające 0,03.

10.3.4. 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 [126, 160, 177, 182]. 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 Am. Płn. do pracy w IV i V zakresie częstotliwości stosuje się dość powszechnie anteny szczelinowe. 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: wąskopasmo-

wość 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.

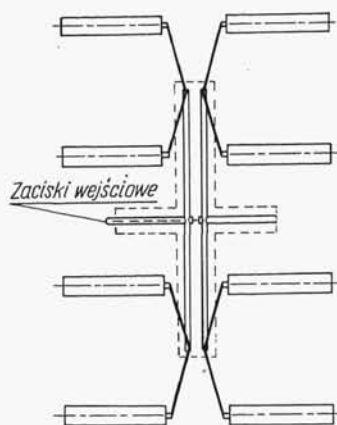
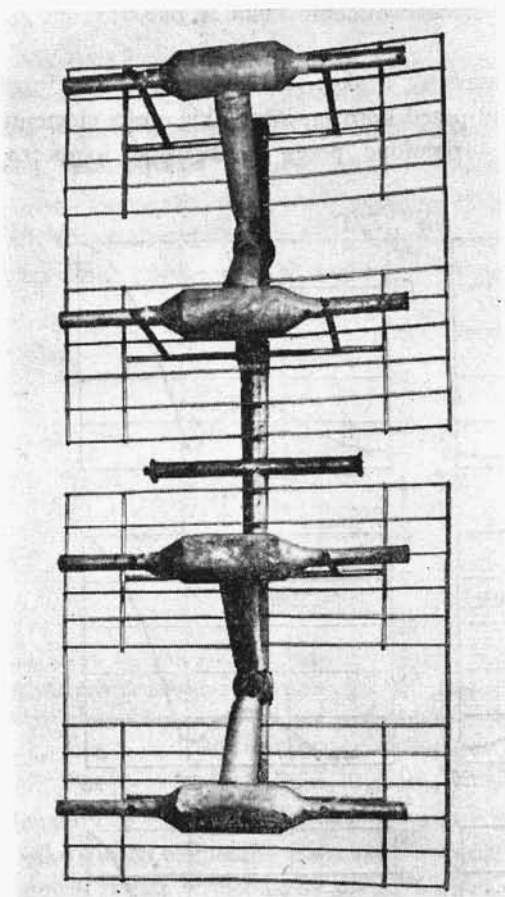
Płaszczyznowe elementy antenowe składają się z pewnej liczby całofalowych dipoli umieszczonych przed płaskim ekranem wykonanym z rur stalowych. Jedynie w elementach dla IV i V zakresu częstotliwości stosuje się ekrany wykonane z blachy lub siatki metalowej. Liczba dipoli waha się od 1 do 8. Elementy 1-dipolowe charakteryzują się bardzo małą koncentracją promieniowanej energii i stosuje się je głównie 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 2-dipolowe 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 w zakresach częstotliwości I...III oraz 1,7 w IV/V zakresie częstotliwości, przy czym współczynnik odbicia na wejściu elementu nie przekracza 5% w całym paśmie ($WFS \leq 1,1$).

Jako przykład budowy płaszczyznowych elementów antenowych omówimy element typu EA-6¹⁾, przystosowany do pracy w III zakresie częstotliwości [178]. Składa się on (rys. 10-35) z czterech dipoli całofalowych o przekroju okrągłym, umieszczonych w odległości 800 mm od siebie i 400 mm od płaskiego ekranu, wykonanego z rurek stalowych. W celu zapewnienia dobrego dopasowania impedancji zastosowano dipole o małej smukłości; stosunek długości ramienia dipola do promienia h/a wynosi 19. Impedancja wejściowa dipola odosobnionego wynosi około 380 Ω , a w układzie czterech dipoli z ekranem maleje do około 240 Ω . Sposób zasilania dipoli elementu EA-6 pokazano na rys. 10-36. Symetryczne, nieekranowane odcinki toru dwuprzewodowego, wygięte w kształcie litery V, łączą dipole w pary, które są zasilane za pomocą dwuprzewodowego toru ekranowanego. W środku toru ekranowanego włączono transformator symetryzujący, umożliwiający zasilanie elementu przewodem współosiowym. Znamionowa wartość impedancji wejściowej elementu wynosi 60 Ω , a WFS nie przekracza wartości 1,04 w całym III zakresie częstotliwości (rys. 10-37).

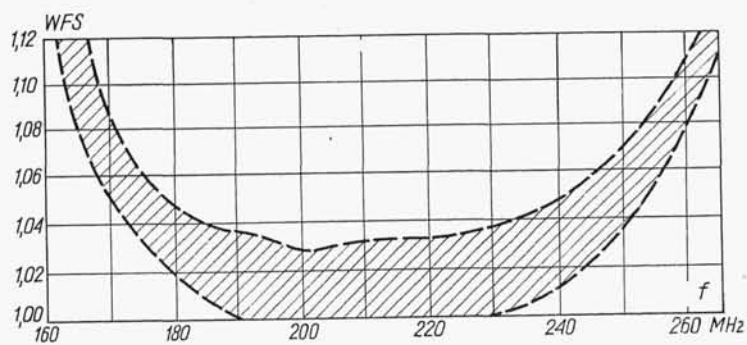
Element antenowy typu EA-6 zapewnia dużą koncentrację promieniowania w płaszczyźnie pionowej (rys. 10-38a), a kształt poziomej charakterystyki promieniowania elementu (rys. 10-38b) umożliwia budowę układów antenowych

¹⁾ Nomenklatura Zakładu Produkcji Anten „Zarat” Wrocław.



Rys.10-36. Sposób zasilania dipoli elementu antenowego typu EA-6

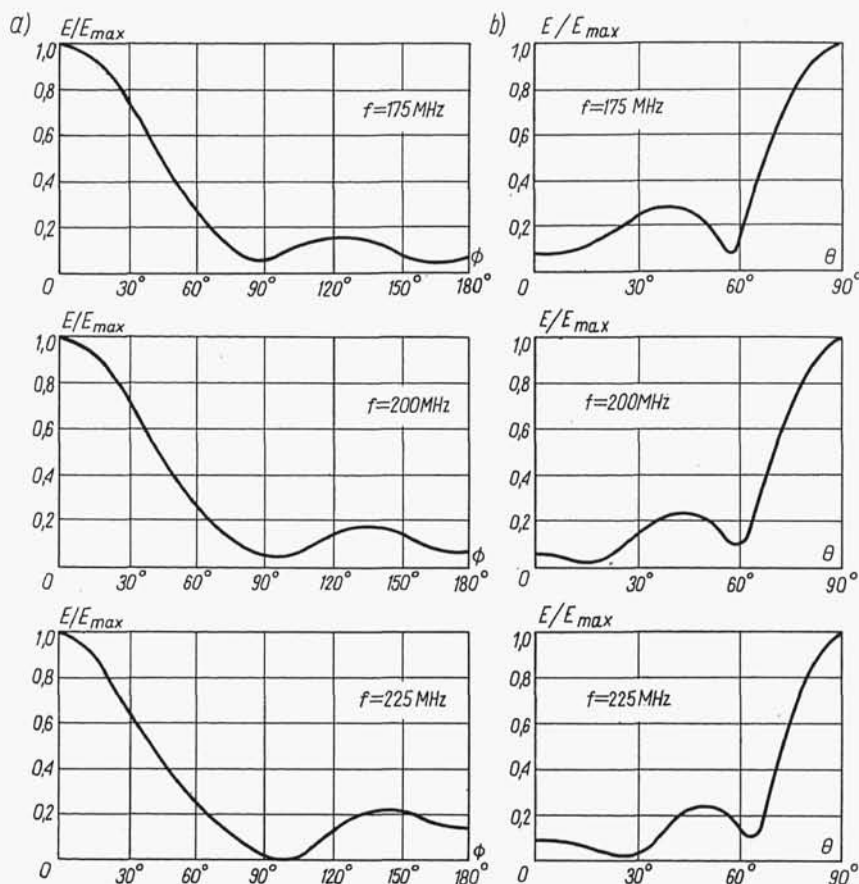
Rys. 10-35. Element antenowy typu EA-6



Rys. 10-37. Przebieg WFS w funkcji częstotliwości dla 100 elementów antenowych typu EA-6

o dookólnej lub kierunkowej charakterystyce promieniowania w płaszczyźnie poziomej.

Stalowe części elementu są pokryte warstwą cynku, poprawiającą przewodność powierzchniową i zabezpieczającą element przed korozją. Wszystkie części elementu są połączone ze sobą galwanicznie i uziemione przez konstrukcję wsporczą;



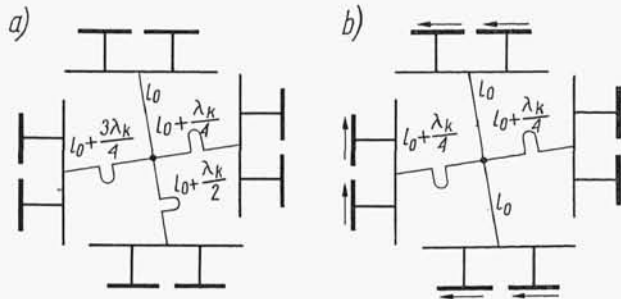
Rys. 10-38. Charakterystyki promieniowania elementu antenowego typu EA-6: a) w płaszczyźnie poziomej; b) w płaszczyźnie pionowej

są więc całkowicie zabezpieczone przed wyładowaniami atmosferycznymi. W celu ochrony przed oblodzeniem dipole i nieekranowane odcinki toru dwuprzewodowego są umieszczone w osłonach z włókna szklanego, przesyconego żywicą epoksydową. Nawet silne oblodzenie nie powoduje istotnej zmiany parametrów elektrycznych elementu. Ekran elementu składa się z dwu jednakowych części, do których są przytwierdzone mechanicznie pary dipoli. Zależnie od sposobu zamocowania tych części na rurze nośnej uzyskuje się polaryzację poziomą lub pionową.

10.3.5. UKŁADY ZASILANIA

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

Aby zmniejszyć WFS w głównym torze zasilającym, stosuje się obecnie we wszystkich antenach układ zasilania z kompensacją fali odbitej [175]. Zasada kompensacji fali odbitej polega na takim doborze długości przewodów łączących poszczególne



Rys. 10-39. Sposób zasilania elementów antenowych zapewniający dookółność 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

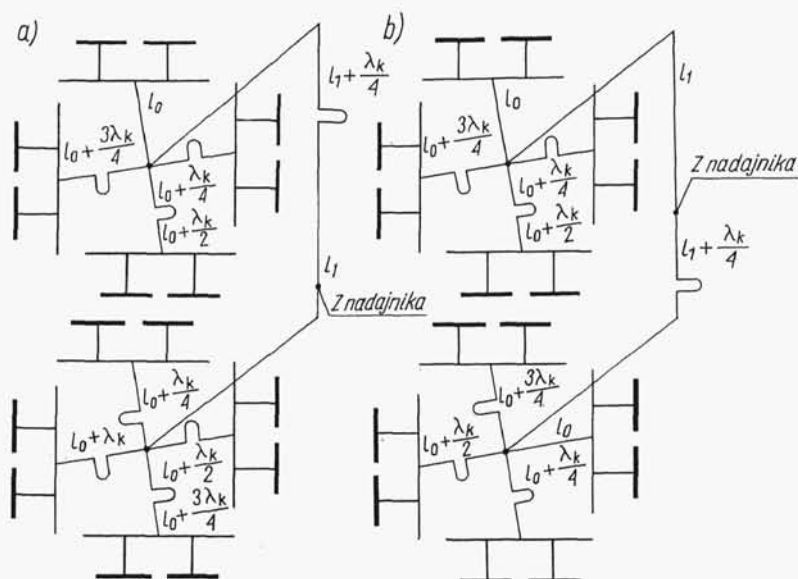
elementy antenowe, aby fale odbite od tych elementów wzajemnie się znosiły. W przypadku dwóch elementów efekt taki uzyskuje się wówczas, gdy jeden z przewodów łączących będzie względem drugiego dłuższy elektrycznie o 90° . Fala odbita w przewodzie dłuższym powraca do punktu zasilania z fazą opóźnioną 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: $0, -90, -180, -270^\circ$. Właściwe warunki zasilania uzyskuje się dobierając odpowiednio długość przewodów łączących poszczególne elementy antenowe (rys. 10-39).

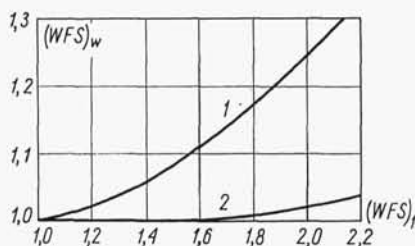
Dwa zespoły złożone z czterech elementów antenowych z kompensacją fali odbitej można traktować jako dwa obciążenia i zasilac je również z kompensacją fali odbitej (rys. 10-40). Uzyskuje się w ten sposób podwójną kompensację fali odbitej, która daje dalsze zmniejszenie WFS w głównym torze zasilającym (rys. 10-41).

Przy kształtowanej charakterystyce promieniowania w płaszczyźnie pionowej odpowiednie fazy zasilania poszczególnych pięter elementów antenowych uzyskuje się również przez dobranie długości przewodów zasilających te piętra.

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 [176] lub sprzęgaczy 3 dB [106].



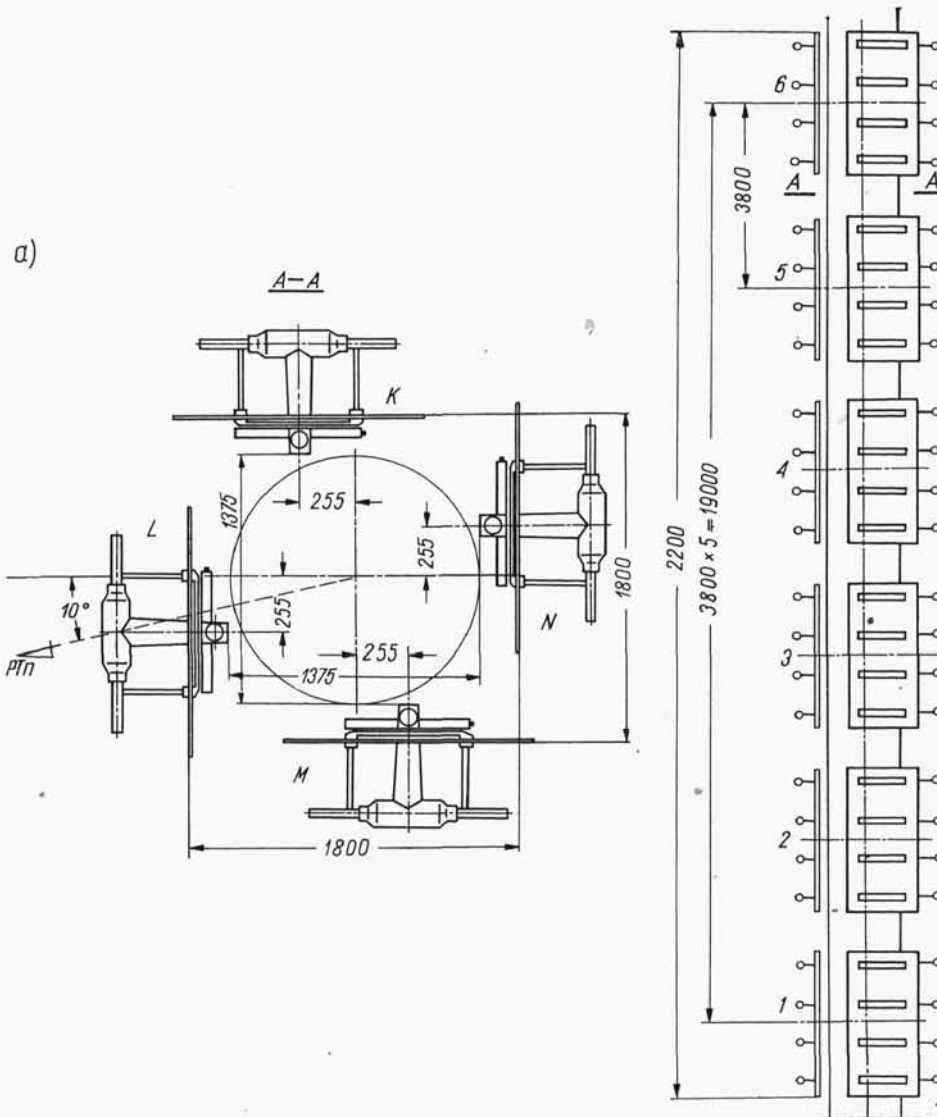
Rys. 10-40. Podwójna kompensacja fali odbitej: a) wyrównanie faz prądów w ścianach uzyskuje się przez dobór długości przewodów zasilających elementy antenowe; b) wyrównanie faz prądów w ścianach uzyskuje się przez przestawienie elementów antenowych



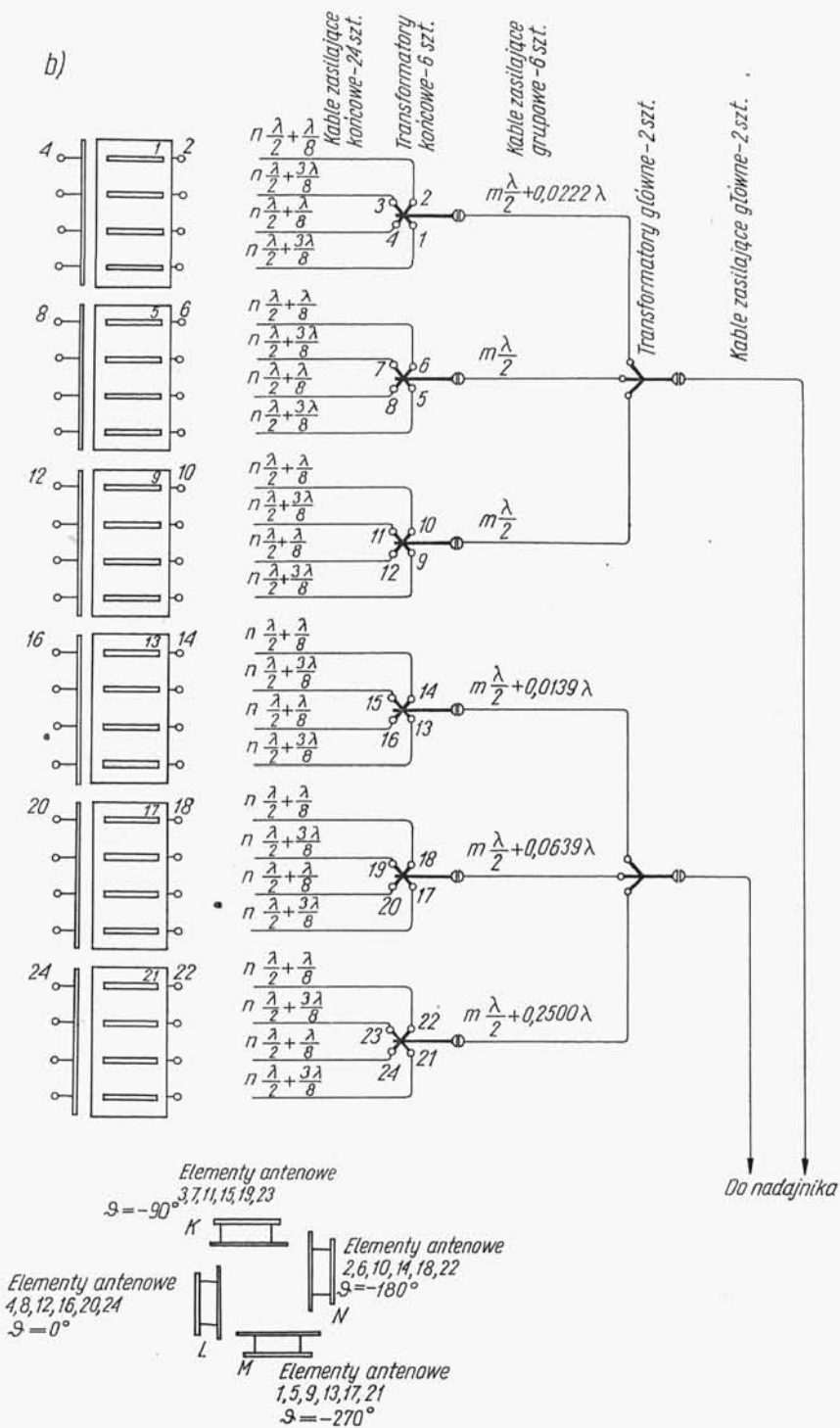
Rys. 10-41. Zależność wypadkowego współczynnika fali stojącej $(WFS)_w$ od współczynnika fali stojącej pojedynczego elementu antenowego $(WFS)_1$ przy pojedynczej i podwójnej kompensacji fali odbitej

1 — kompensacja pojedyncza; 2 — kompensacja podwójna

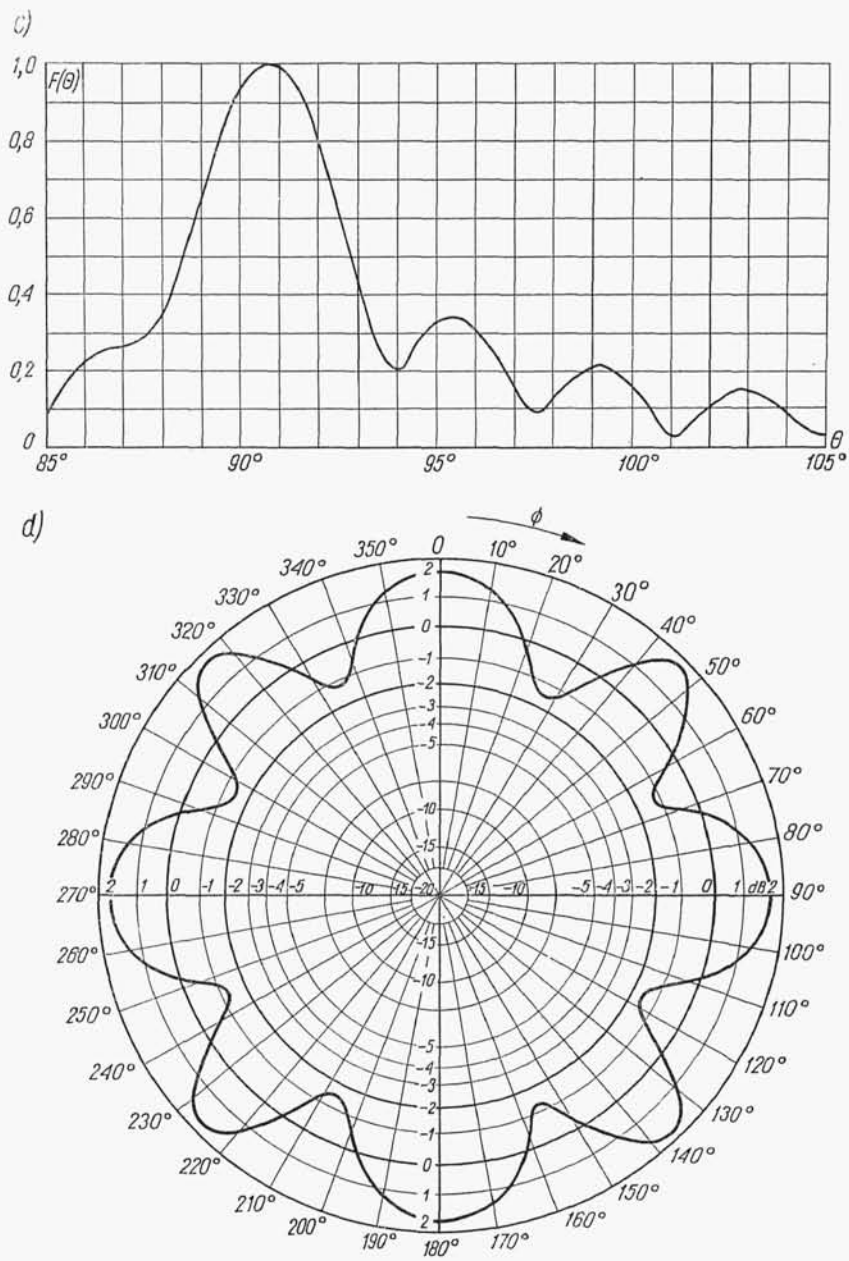
Przykładowo na rys. 10-42 pokazano schemat układu zasilania anteny dla III zakresu częstotliwości o kształtowanej charakterystyce promieniowania w płaszczyźnie pionowej oraz dookólnej charakterystyce promieniowania w płaszczyźnie poziomej.



Rys. 10-42. Telewizyjna antena nadawcza dla III zakresu częstotliwości: a) rozmieszczenie elementów antenowych na maszcie (elementy antenowe w ścianach *M* i *N* są obrócone o 180° w stosunku do elementów w ścianach *K* i *L*); b) schemat zasilania; c) charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej; d) charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie poziomej



Rys. 10-42 b)



Rys 10-42 c) i d)