

10.4. TELEWIZYJNE ANTENY ODBIORCZE

Zadaniem telewizyjnej anteny odbiorczej jest dostarczenie energii z pola fali elektromagnetycznej do odbiornika przy zachowaniu odpowiedniego stosunku mocy sygnału do mocy szumu na jego wejściu (zazwyczaj nie mniej niż 40 dB).

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

$$P_o = \frac{E_{sk}^2 A_{sk \max}}{120\pi} e^{-2\alpha l} \quad (10-19)$$

przy czym:

- E_{sk} — skuteczna wartość natężenia pola elektrycznego w punkcie odbioru;
- $A_{sk \max}$ — powierzchnia skuteczna anteny odbiorczej;
- αl — tłumienie toru łączącego antenę z odbiornikiem.

Minimalna moc sygnału odebranego $P_{o \min}$, zapewniająca poprawne warunki odbioru, zależy od współczynnika szumów F_n i szerokości pasma odbiornika B oraz od wartości stosunku mocy sygnału do mocy szumów, zapewniającej prawidłową detekcję (P/N)

$$P_{o \min} = 4 \cdot 10^{-21} \left(\frac{P}{N} \right) F_n B \quad (10-20)$$

Porównując wzory (10-19) i (10-20) i biorąc pod uwagę, że zysk energetyczny odniesiony do dipola $\lambda/2$ jest związany z powierzchnią skuteczną anteny zależnością

$$G_{\lambda/2} = \frac{4\pi}{1,64\lambda^2} A_{sk \max} \quad (10-21)$$

otrzymujemy następujące wyrażenie na minimalną wartość zysku energetycznego anteny odbiorczej, zapewniającej prawidłowy odbiór:

$$G_{\lambda/2 \min} = 1,15 \cdot 10^{-17} \left(\frac{P}{N} \right) \frac{F_n B}{\lambda^2 E_{sk}^2} e^{2\alpha l} \quad (10-22)$$

Podstawiając do wzoru (10-22) na E_{sk} graniczne wartości natężenia pola według OIRT¹⁾ oraz przyjmując $B = 8$ MHz i $(P/N) = 40$ dB możemy wyznaczyć, dla przeciętnych instalacji odbiorczych, minimalne zyski energetyczne anten, zapewniające dobre warunki odbioru na granicy zasięgu ośrodka nadawczego. Wyniki obliczeń dla poszczególnych zakresów częstotliwości podano w tabl. 10-8.

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 wstecz-

¹⁾ Organisation Internationale de Radiodiffusion et Télévision.

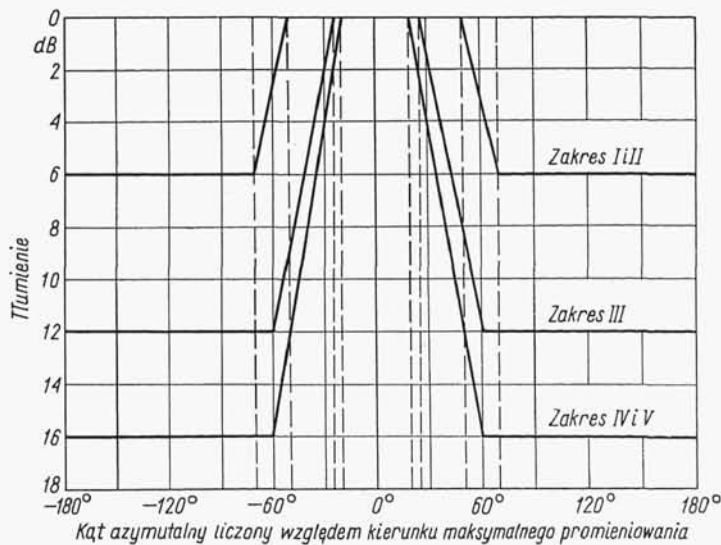
Tablica 10-8

Minimalne wartości zysku energetycznego telewizyjnych anten odbiorczych

Zakres częstotliwości	I	II	III	IV	V
Średnia długość fali [m]	5,7	3,2	1,5	0,57	0,44
Średnia wartość natężenia pola [$\mu\text{V/m}$]	250	250	560	2240	3980
Współczynnik szumów odbiornika [dB]	5,5	5,5	7,4	7,8	8,8
Tłumienie toru przesyłowego [dB]	1,3	1,7	2,5	7,7	8,8
Minimalny zysk energetyczny anteny odbiorczej (względem dipola $\lambda/2$) [dB]	3,3	8,8	11,1	13,0	12,3

nego możliwie duży. Zgodnie z zaleceniami CCIR¹⁾, przy planowaniu sieci telewizyjnych w obszarach objętych ochroną przed zakłóceniami interferencyjnymi zakłada się, że odbiorcze anteny telewizyjne mają zdolność dyskryminacji sygnałów niepożądanych, dla obu polaryzacji, nie gorszą niż pokazana na rys. 10-43.

Impedancja wejściowa telewizyjnych anten odbiorczych została znormalizowana; według standardu OIRT wartość znamionowa impedancji wejściowej anten wynosi 300 Ω przy zasilaniu symetrycznym. Dopasowanie anteny do znamionowej impedancji

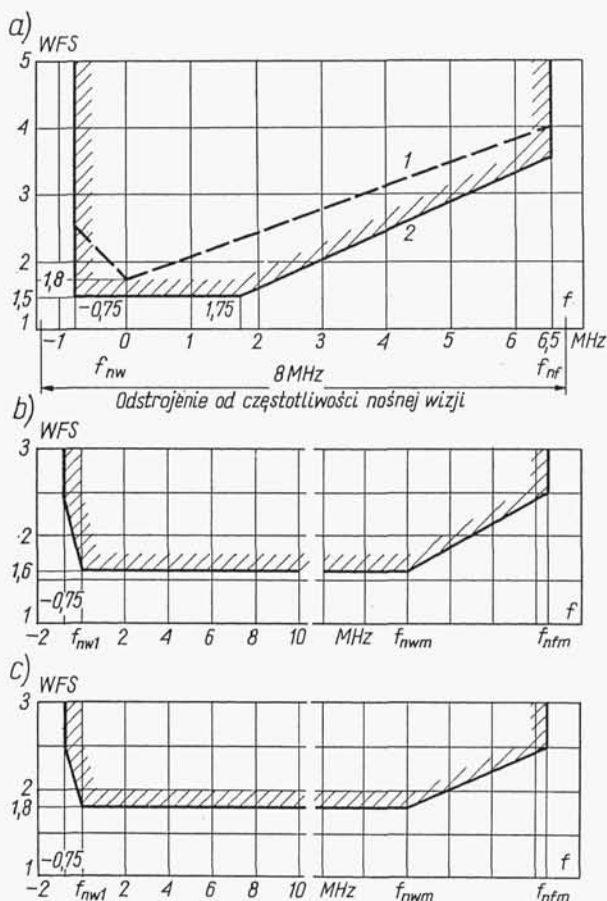


Rys. 10-43. Właściwości dyskryminacyjne wymagane od odbiorczych anten telewizyjnych (według zalecenia nr 419 CCIR, Oslo 1966 r.)

¹⁾ Comité Consultatif International des Radiocommunications.

falowej przewodów współosiowych równej 75Ω uzyskuje się za pomocą specjalnych symetryzatorów. Ponieważ impedancja wejściowa anteny zmienia się w funkcji częstotliwości, zatem znormalizowano również dopuszczalne odchyłki impedancji wejściowej od wartości znamionowej, określając graniczne wartości współczynnika fali stojącej (rys. 10-44).

Ze względu na szerokość pasma roboczego rozróżnia się *anteny jednokanałowe*, dla których bezwzględna szerokość pasma powinna wynosić co najmniej 8 MHz (wg standardu OIRT), *anteny wielokanałowe* o względnej szerokości pasma mniejszej od 15% i *anteny szerokopasmowe* o względnej szerokości pasma większej od 25%.



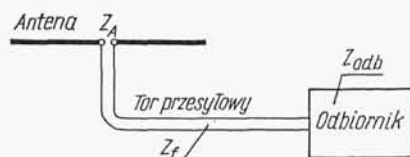
Rys. 10-44. Dopuszczalne tolerancje WFS: a) dla anten jednokanałowych w zakresach I i II; b) dla anten wielokanałowych i szerokopasmowych w zakresie III; c) dla anten wielokanałowych i szerokopasmowych w zakresach IV i V (według Zalecenia nr 419 CCIR, Oslo 1966)

f_{nw} , f_{nf} — częstotliwości nośne wizji i fonii; f_{nw1} — częstotliwość nośna wizji pierwszego kanału w pasmie roboczym; f_{nwm} , f_{nfm} — częstotliwości nośne wizji i fonii m -tego (ostatniego) kanału w pasmie roboczym

1 — anteny wyłącznie do instalacji indywidualnych; 2 — anteny produkowane wielkoseryjnie

10.4.1. POŁĄCZENIE ANTENY Z ODBIORKIEM

Układ zastępczy anteny odbiorczej, toru przesyłowego i odbiornika przedstawiono na rys. 10-45. W celu sprawnego przekazywania energii z anteny do odbiornika impedancja wejściowa anteny Z_A i odbiornika Z_{odb} powinny być dopasowane do impedancji falowej toru przesyłowego Z_f , a ponadto tłumienność toru powinna być



Rys. 10-45. Połączenie anteny z odbiornikiem

możliwie mała. Tory przesyłowe wykonuje się z przewodów wielkiej częstotliwości symetrycznych lub niesymetrycznych.

Najpowszelejszym przewodem symetrycznym jest *przewód płaski*, zbudowany z dwóch jednakowych żył jedno- lub wielodrutowych, biegnących równolegle w płaskim izolatorze plastycznym.

Typowym przewodem niesymetrycznym jest *przewód współosiowy* składający się z cienkiej żyły jedno- lub wielodrutowej, biegnącej wewnątrz rurki izolacyjnej o grubych ściankach, oraz żyły zewnętrznej w postaci oplotu z siateczki drucianej, otaczającej izolację pierwszej żyły, oraz z plastikowego płaszcza zewnętrznego.

Podstawowymi parametrami przewodów wielkiej częstotliwości są: impedancja falowa i tłumienność jednostkowa. Znamionowa impedancja falowa przewodów stosowanych do łączenia anten telewizyjnych z odbiornikiem jest znormalizowana i wynosi $300\ \Omega$ dla przewodów płaskich i $75\ \Omega$ dla przewodów współosiowych. Tłumienność jednostkowa, mierzona w dB/m, zależy od częstotliwości, wymiarów poprzecznych i rodzaju dielektryka (tabl. 10-9).

Tablica 10-9

Tłumienność jednostkowa przewodów wielkiej częstotliwości o jednolitej izolacji polietylenowej wg PN-64/T-90601 i PN-64/T-90602

Rodzaj przewodu	Średnica zewnętrzna lub szerokość przewodu [mm]	Znamionowa impedancja falowa [Ω]	Tłumienność jednostkowa przy 200 MHz [dB/m]
Przewód współosiowy WL 75-0,63/3,7	6,0	75 ± 3	0,22
Przewód współosiowy WD 75-0,63/3,7	6,0	75 ± 3	0,19
Przewód symetryczny PSD 300-0,5/5,0	6,5	300 ± 20	0,10
Przewód symetryczny PSL 300-0,9/7,4	9,3	300 ± 20	0,09

Przewód symetryczny płaski jest tani, jednak ma tę wadę, że w czasie mgły lub deszczu pokrywa się cienką warstwą wilgoci, która powoduje zmianę jego impedancji falowej i tłumienności, co ujemnie wpływa na odbiór. Podobny wpływ ma bliskość przedmiotów metalowych (rur, rynien, blach itp.), a także ścian budynków. Należy więc prowadzić go możliwie daleko od otaczających przedmiotów, stosując specjalne wsporniki. Przewód płaski jest również wrażliwy na zakłócenia radioelektryczne, które przez niego dostają się do odbiornika. Materiał izolacyjny przewodu płaskiego pod działaniem wpływów atmosferycznych z biegiem czasu (3—5 lat) traci swoje dobre właściwości i wymaga wymiany. Przewody współosiowe są odporne na wpływy atmosferyczne oraz na zakłócenia radioelektryczne, mogą być w dowolny sposób prowadzone i układane, mają jednak znacznie większą tłumienność jednostkową od przewodów płaskich (w warunkach idealnych), a ponadto są znacznie od nich kosztowniejsze.

Impedancje wejściowe odbiorników telewizyjnych są znormalizowane i wynoszą 240...300 Ω dla wejść symetrycznych i ok. 75 Ω dla wejść niesymetrycznych. Tak więc stosując odpowiedni przewód wielkiej częstotliwości nietrudno zapewnić dopasowanie zarówno od strony odbiornika jak i od strony anteny.

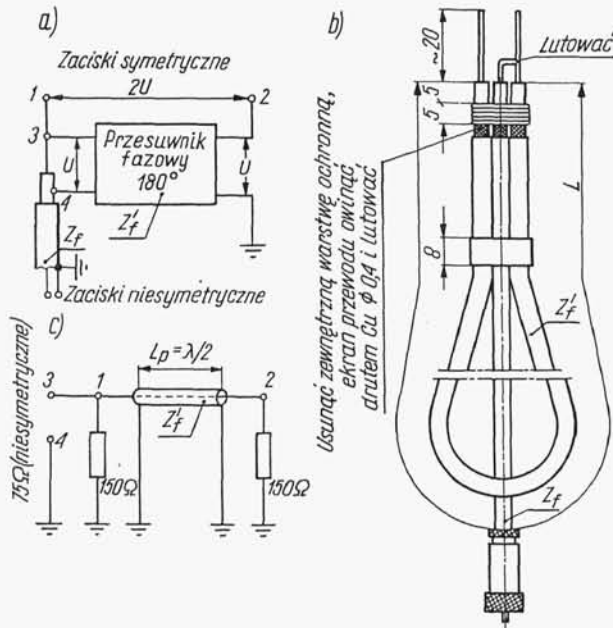
W przypadku łączenia anteny z odbiornikiem za pomocą przewodu współosiowego między anteną a tor przesyłowy należy włączyć symetryzator.

Zasilanie anten symetrycznych za pomocą przewodów współosiowych z pominięciem symetryzatorów jest niewskazane. Pod wpływem sprzężenia między ramionami anteny a przewodem zasilającym po zewnętrznej powierzchni ekranu płynie wówczas prąd w.c.z., któremu towarzyszy zjawisko promieniowania. Przewód zasilający staje się wówczas czynną częścią anteny i powoduje zniekształcenie jej charakterystyki promieniowania, zależne od długości przewodu i jego położenia względem anteny, masztu i innych obiektów uziemionych.

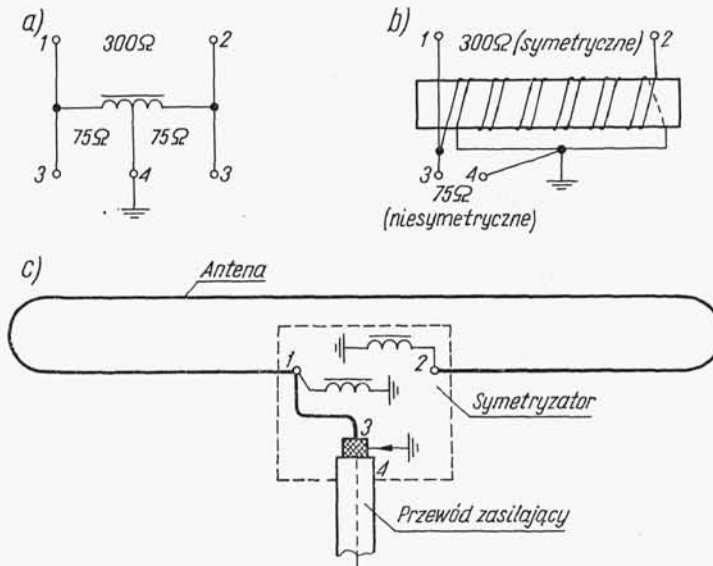
Bardzo prostym i chętnie stosowanym typem symetryzatora jest tzw. *pętla półfalowa*. Zasadę jej działania wyjaśniono na rys. 10-46a, sposób zaś realizacji na rys. 10-46b. Podstawową częścią symetryzatora jest półfalowy odcinek toru charakteryzujący się właściwością przesuwania fazy sygnału o 180° , praktycznie biorąc bez zmiany amplitudy. O szerokości pasma roboczego symetryzatora decyduje stosunek impedancji falowych pętli półfalowej Z'_f i toru przesyłowego Z_f . Najszersze pasmo ze względu na dopasowanie impedancji uzyskuje się dla $Z'_f/Z_f = 2$, natomiast ze względu na tzw. *sprawność symetrii* dla Z'_f/Z_f bliskiego wartości zerowej.

W przypadku $Z'_f/Z_f = 2$ ($Z'_f = 150 \Omega$) o szerokości pasma decyduje sprawność symetrii. Przy założeniu sprawności symetrii nie gorszej niż 70%, szerokość pasma roboczego symetryzatora wynosi $\pm 25\%$ względem częstotliwości rezonansowej, przy której pętla ma długość dokładnie równą połowie długości fali.

W przypadku $Z'_f/Z_f = 1$ (pętlę półfalową wykonuje się wówczas z tego samego przewodu, z którego jest wykonany tor przesyłowy) o szerokości pasma decyduje dopasowanie impedancji. Przy założeniu dopuszczalnej wartości własnego WFS



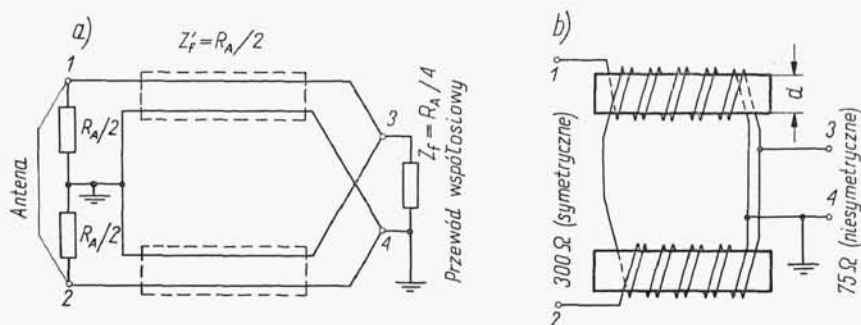
Rys. 10-46. Symetryzator w postaci pętli półfalowej: a) zasada działania; b) układ realizowany w praktyce; c) układ zastępczy



Rys. 10-47. Szerokopasmowy symetryzator antenowy z pojedynczym uzwojeniem bifilarnym: a) schemat ideowy; b) układ realizowany w praktyce; c) połączenie anteny z symetryzatorem

równej 1,5, szerokość pasma roboczego symetryzatora wynosi $\pm 15\%$ względem częstotliwości rezonansowej.

Innym typem symetryzatora jest autotransformator z uziemionym punktem środkowym (rys. 10-47). Autotransformator taki transformuje rezystancję włączoną między zaciski symetryczne 1—2 na rezystancję 4-krotnie mniejszą między zaciskami niesymetrycznymi 3—4. W celu zwiększenia pasma częstotliwości uzwojenie autotransformatora wykonuje się jako bifilarne na rdzeniu ferrytowym o przenikalności magnetycznej dużej i stałej w całym pasmie. Zaletą symetryzatora jest



Rys. 10-48. Szerokopasmowy symetryzator antenowy z podwójnym uzwojeniem bifilarnym: a) schemat ideowy; b) układ realizowany w praktyce

możliwość połączenia go na stałe z zaciskami anteny. Dzięki temu antenę można zasiląć bądź za pomocą przewodu symetrycznego przyłączonego do zacisków 1—2, bądź przewodu współosiowego, którego żyłę wewnętrzną dołącza się do zacisku 1 lub 2, a ekran łączy się z dodatkowym zaciskiem uziemiającym.

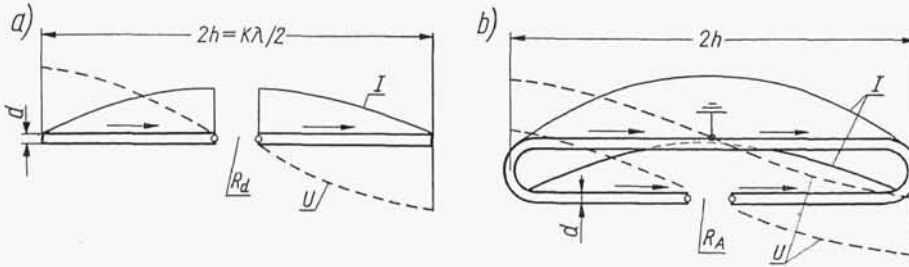
Symetryzatory omawianego typu wykonuje się dla zakresów I—III (40...300 MHz). Straty wnoszone przez symetryzator w tym pasmie nie przekraczają 0,6 dB, a sprawność symetrii nie spada poniżej 90%.

Jeszcze lepsze właściwości można uzyskać stosując symetryzatory z podwójnymi uzwojeniami bifilarnymi (rys. 10-48). Symetryzator taki składa się z dwóch odcinków toru dwuprzewodowego o jednakowej długości, których końcówki od strony zacisków symetrycznych (1—2) są połączone szeregowo, natomiast od strony zacisków niesymetrycznych (3—4) — równolegle.

Jeżeli do zacisków 1—2 symetryzatora dołączy się antenę o rezystancji wejściowej R_A , to każdy z odcinków toru jest obciążony rezystancją $R_A/2$. Jeżeli ponadto impedancja falowa toru Z_f jest równa $R_A/2$, to oba odcinki toru pracują w warunkach dopasowania, a więc nie transformują impedancji, niezależnie od ich długości. W wyniku równoległego połączenia obu odcinków toru na zaciskach 3—4 uzyskuje się rezystancję cztery razy mniejszą od rezystancji wejściowej anteny, co zapewnia dopasowanie do przewodu współosiowego.

10.4.2. ANTENY DIPOŁOWE

Symetryczny dipol półfalowy jest podstawową anteną telewizyjną. Składa się on z dwóch cienkich prętów lub rurek metalowych o łącznej długości nieco mniejszej od połowy długości fali odbieranej stacji (rys. 10-49a). Pręty te, stanowiące ramiona anteny, są usytuowane równoległe lub prostopadłe do powierzchni ziemi, zależnie od polaryzacji odbieranej fali. Nieznaczne skrócenie ramion ma na celu



Rys. 10-49. Dipol półfalowy: a) prosty; b) pętlowy

dostrojenie dipola do rezonansu. Wartość skrócenia określa współczynnik skrócenia K (tabl. 10-10), który jest funkcją stosunku długości fali do średnicy pręta $2a$.

Od wartości stosunku $\lambda/2a$ zależy również impedancja wejściowa dipola. W miarę zwiększania średnicy dipola impedancja rezonansowa początkowo jest prawie stała

Tablica 10-10

Długość rezonansowa, współczynnik skrócenia i dobroć dipola półfalowego prostego

Stosunek długości fali do średnicy $\lambda/2a$	Długość rezonansowa $2h_{rez}/\lambda$	Współczynnik skrócenia K	Dobroć Q
100	0,467	0,934	4,1
150	0,470	0,940	4,7
200	0,473	0,946	5,1
300	0,476	0,952	5,6
500	0,478	0,956	6,3
1000	0,480	0,960	7,2

i wynosi około 72Ω ; począwszy od stosunku $\lambda/2a$ mniejszego od około 500 rezystancja rezonansowa nieznacznie wzrasta (rys. 10-50).

Dipol półfalowy w pobliżu częstotliwości rezonansowej zachowuje się jak szeregowy obwód rezonansowy. W związku z tym można wprowadzić pojęcie dobroci Q , decydujące o szerokości pasma anteny. Wartość dobroci jest także zależna od sto-

sunku $\lambda/2a$ (tabl. 10-10), przy czym mniejszym stosunkom $\lambda/2a$ odpowiada mniejsza dobroć, a więc szersze pasmo.

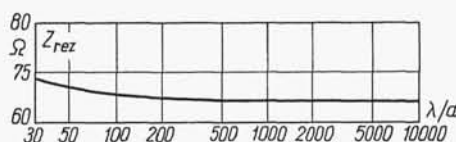
Szerokość pasma dipola półfalowego zależy od jego dobroci Q i dopuszczalnego współczynnika fali stojącej S , a mianowicie

$$B = \frac{S-1}{\sqrt{S}} \frac{f_r}{Q} \quad (10-23)$$

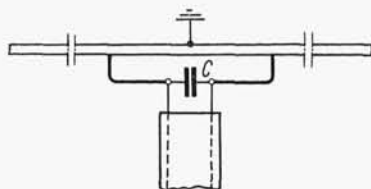
Dopuszczając WFS równy 1,5 zależność (10-23) sprowadza się do postaci

$$B = 0,41 \frac{f_r}{Q} \quad (10-24)$$

Impedancja wejściowa dipola półfalowego prostego różni się znacznie od znormalizowanej wartości znamionowej impedancji wejściowej telewizyjnych anten odbior-



Rys. 10-50. Impedancja rezonansowa dipola półfalowego



Rys. 10-51. Bocznikowe zasilanie dipola

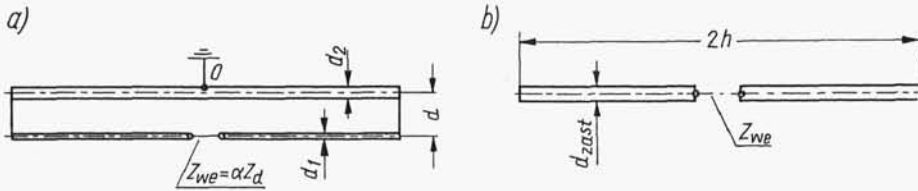
czych. Dla spełnienia wymagań dotyczących impedancji wejściowej anteny stosuje się bądź bocznikowe zasilanie dipola (rys. 10-51), bądź *dipol pętlowy* (rys. 10-49b).

Impedancja mierzona między dowolnymi punktami symetrycznie oddalonymi od środka dipola rezonansowego jest czystą rezystancją, której wartość zależy od odległości punktów pomiarowych od środka dipola. Właściwość tę wykorzystuje się do bocznikowego zasilania dipola. Dobierając odpowiednio położenie punktów dołączenia bocznika uzyskuje się transformację impedancji w szerokim zakresie. Ponieważ długość bocznika jest mniejsza od $\lambda/4$, zatem impedancja w punkcie zasilania ma składową indukcyjną, którą kompensuje się za pomocą odpowiednio dobranego kondensatora C . Wymiary bocznika i pojemność kondensatora ustala się doświadczalnie.

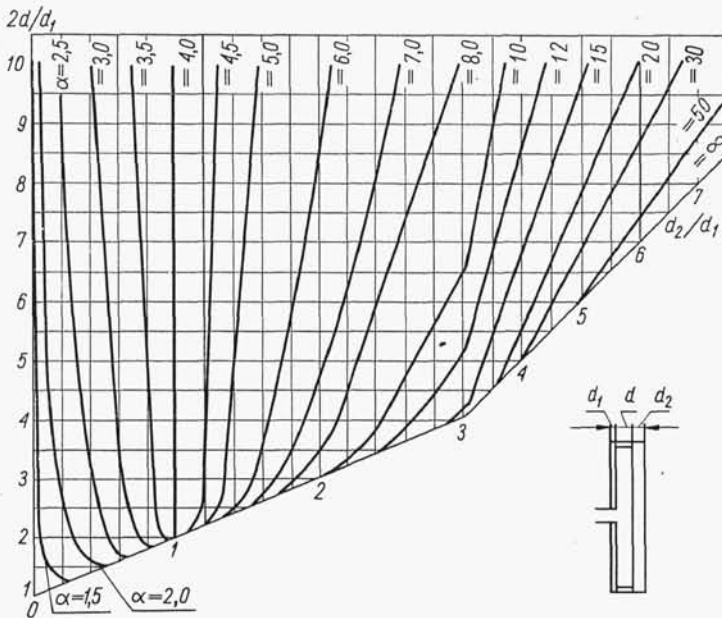
Dipol pętlowy powstaje z połączenia na końcach dwóch równoległych dipoli półfalowych. Wskutek działania impedancji wzajemnych, impedancja wejściowa dipola pętlowego jest czterokrotnie większa od impedancji wejściowej dipola prostego i wynosi ok. 280 Ω . W ten sposób spełnia się wymagania dotyczące wartości znamionowej impedancji wejściowej anteny.

W ogólnym przypadku średnice przewodów dipola pętlowego mogą być niejednakowe (rys. 10-52a). Dipol taki jest równoważny dipolowi prostemu o średnicy zastępczej d_{zast} (rys. 10-52b) określonej zależnością

$$\ln \frac{d_{zast}}{2} = \ln \frac{d_1}{2} + \frac{1}{\left(1 + \frac{d_2}{d_1}\right)^2} \left[\left(\frac{d_2}{d_1}\right)^2 \ln \frac{d_2}{d_1} + 2 \frac{d_2}{d_1} \ln \frac{2d}{d_1} \right] \quad (10-25)$$



Rys. 10-52. Ogólny przypadek dipola półfalowego pętlowego (a) i zastępczy dipol półfalowy prosty (b)



Rys. 10-53. Współczynnik transformacji impedancji dla dipola pętlowego (według H. Jasik: Antenna Engineering Handbook, McGraw-Hill, New York 1961; zamieszczono za zgodą McGraw-Hill Book Company)

Impedancja wejściowa dipola pętlowego

$$Z_{we} = \alpha Z_d \quad (10-26)$$

przy czym:

α — współczynnik transformacji impedancji;

Z_d — impedancja wejściowa zastępczego dipola prostego.

Wartość współczynnika transformacji impedancji w funkcji wymiarów dipola pętlowego podano na rys. 10-53.

Charakterystyki promieniowania dipola pętlowego są takie same jak dipola prostego.

10.4.3. ANTENY YAGI-UDA

Anteny Yagi-Uda są najczęściej stosowanymi telewizyjnymi antenami odbiorczymi we wszystkich zakresach częstotliwości. O powszechności stosowania tych anten decyduje prosta budowa, łatwość zasilania, wygoda montażu i mały koszt przy stosunkowo dobrych właściwościach elektrycznych. Antena Yagi-Uda jest utworzona ze zbioru odpowiednio rozmieszczonych elementów promieniujących w postaci prętów lub rurek metalowych o długości około połowy długości fali. Jeden element, zwany czynnym, jest podłączony do toru przesyłowego i służy do pobudzania pozostałych nie podłączonych do toru elementów, zwanych elementami biernymi. W niektórych wykonaniach spotyka się więcej niż jeden element czynny. Pod wpływem pola elektromagnetycznego wytworzonego przez element czynny w elementach biernych indukują się prądy, które wytwarzają własne pole elektromagnetyczne. Pole wypadkowe jest wektorową sumą pól wytworzonych przez element czynny i wszystkie elementy bierne. Jak łatwo przewidzieć, wpływ elementów biernych zależy od ich długości i odległości od elementu czynnego.

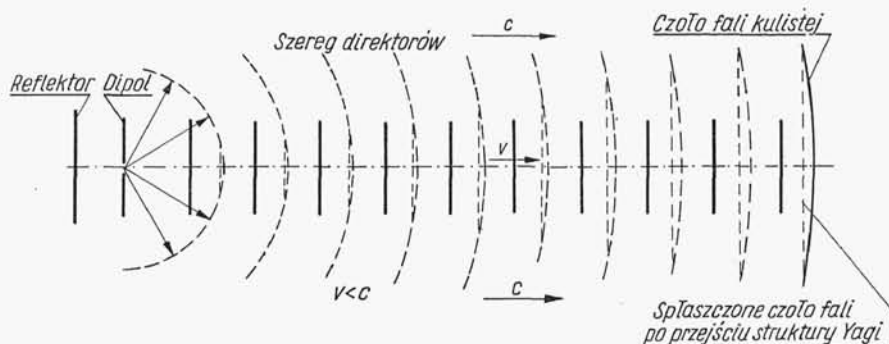
Analiza wieloelementowych anten Yagi jest raczej uciążliwa. Możliwe są dwa podejścia. Jedno polega na rozwiązywaniu układów równań liniowych opisanych w p. 3.4.6. Uzyskane w ten sposób prądy we wszystkich elementach anteny umożliwiają obliczenie charakterystyki promieniowania i impedancji wejściowej anteny [188]. Metoda ta jest bardzo żmudna i znajduje zastosowanie tylko przy niewielkiej liczbie elementów biernych.

Drugi sposób stosuje się do wieloelementowych anten Yagi. Polega on na traktowaniu anteny jako nieskończonej struktury, wzdłuż której rozchodzi się fala elektromagnetyczna (p. 5.3). Można obliczyć prędkość rozchodzenia się fali elektromagnetycznej wzdłuż takiej struktury i okazuje się, że prędkość ta jest mniejsza od prędkości światła w próżni. Działanie anteny Yagi wyjaśnia poglądowo rys. 10-54. Element czynny jest źródłem fali sferycznej, która — gdyby nie było elementów biernych — rozchodziłaby się we wszystkich kierunkach z jednakową prędkością. Ponieważ prędkość rozchodzenia się fali wzdłuż struktury Yagi jest mniejsza od prędkości fali w swobodnej przestrzeni, część energii fali rozchodząca się poza tą strukturą wyprzedza (dogania) część rozchodzącą się wzdłuż struktury. W ten sposób kuliste czoło fali ulega spłaszczeniu. Im większą część przestrzeni obejmuje to spłaszczenie, tym większa jest powierzchnia skuteczna anteny, a więc i większy zysk.

Ponieważ obie omówione metody analizy są bardzo pracochłonne i dają tylko wyniki przybliżone, ostatecznego ustalenia wymiarów anten dokonuje się doświadczalnie.

Należy podkreślić, że dobór wymiarów anteny Yagi-Uda, optymalny z uwagi na właściwości kierunkowe, nie oznacza bynajmniej spełnienia wymagań odnoszących się do impedancji wejściowej. Dopasowanie tych anten wymaga specjalnych środków zaradczych lub kompromisowego doboru elementów. W praktyce prócz parametrów elektrycznych bierze się także pod uwagę możliwości wykonawcze i ekonomię produkcji.

Antena Yagi-Uda może mieć jeden reflektor o długości około $\lambda/2$. Odległość reflektora od elementu czynnego wpływa nieznacznie na charakterystykę promienio-



Rys. 10-54. Poglądowe zilustrowanie działania anteny Yagi-Uda

wania, natomiast ma istotny wpływ na impedancję wejściową, przy czym impedancja wejściowa maleje wraz ze zmniejszaniem odległości.

Jeżeli jest wymagana duża wartość stosunku promieniowania głównego do wstecznego (powyżej 15 dB) w szerokim pasmie częstotliwości, to zamiast pojedynczego reflektora stosuje się reflektor złożony z kilku elementów. Rozmieszcza się je wówczas na powierzchni walcowej, której oś pokrywa się z osią elementu czynnego. Odległość reflektorów od elementu czynnego wynosi w praktyce $(0,2 \dots 0,3)\lambda$. Odległości między direktorami anten wieloelementowych są zazwyczaj niejednakowe i zwiększają się z numerem direktora od około 0,1 do około $0,35\lambda$.

Antena Yagi-Uda o maksymalnym zysku charakteryzuje się stosunkowo wąskim pasmem obejmującym zwykle jeden kanał. Jakościowo zjawisko wąskopasmowości można wytłumaczyć następująco. Przy wzroście częstotliwości wzrasta zarówno odległość między elementami jak i długość elementów mierzona w długościach fali, podczas gdy optymalna długość elementów maleje ze wzrostem odległości między nimi. Jeśli jednak direktory wykona się znacznie krótsze od optymalnych, a reflektor znacznie dłuższy, to można zwiększyć szerokopasmowość anteny kosztem zmniejszenia zysku energetycznego.

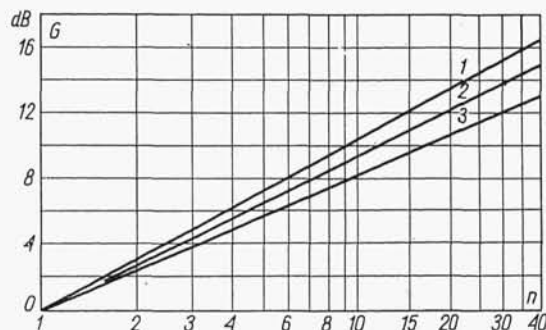
Zysk energetyczny anten Yagi-Uda określa w przybliżeniu następująca zależność (rys. 10-55):

$$g = 10\gamma \lg n \quad (10-27)$$

przy czym:

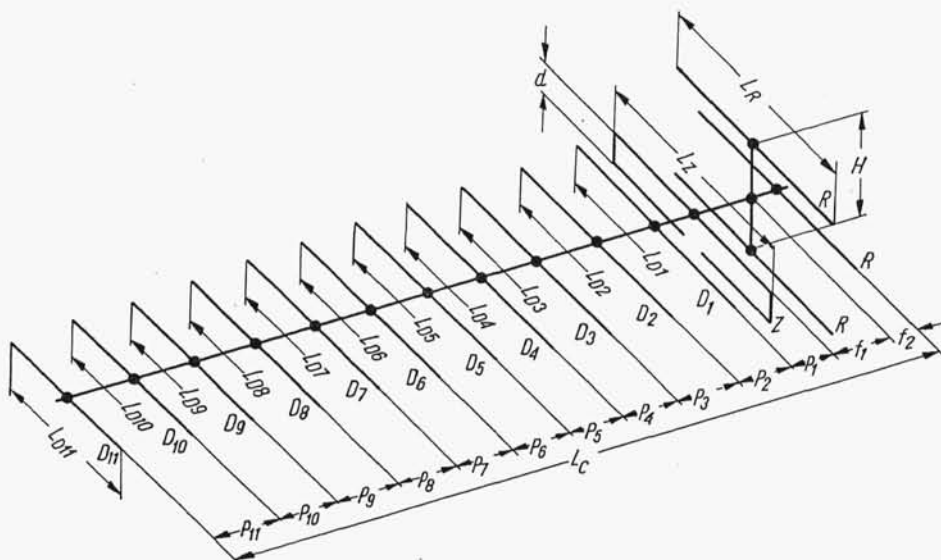
- n — liczba elementów promieniujących w antenie;
- γ — współczynnik zależny od szerokości pasma roboczego.

Przeciętne wartości tego współczynnika wynoszą: 1,05 dla $B \leq 15\%$ (anten jednokanałowe w zakresach I/II i wielokanałowe w zakresach III—V), 0,95 dla



Rys. 10-55. Szacunkowa zależność średniego zysku energetycznego anten Yagi-Uda od liczby elementów promieniujących

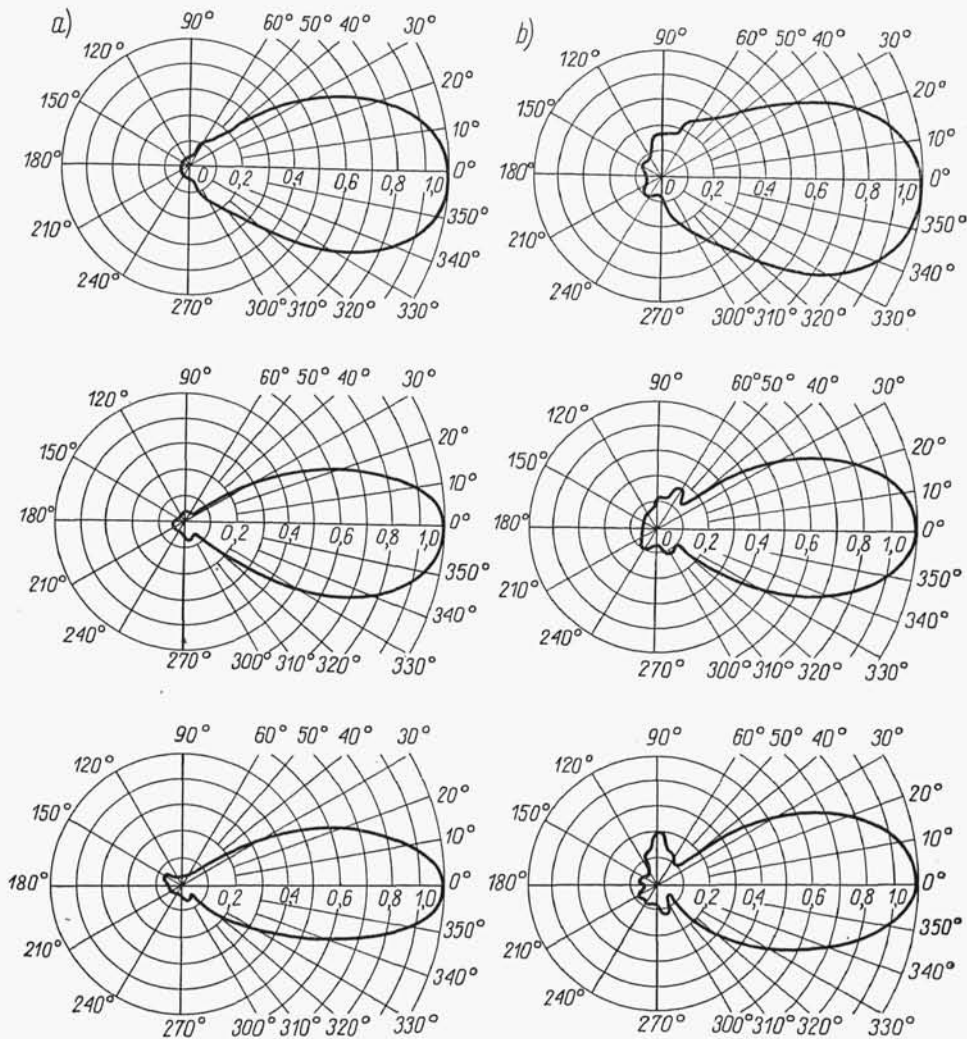
1 — dla anten jednokanałowych w zakresach I/II i wielokanałowych w zakresach III—V; 2 — dla anten szerokopasmowych jednozakresowych; 3 — dla anten szerokopasmowych dwuzakresowych



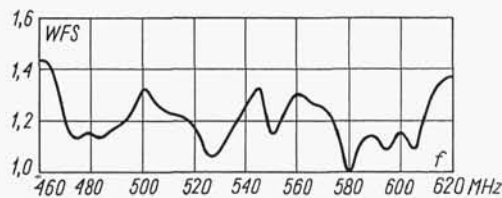
Rys. 10-56. 15-elementowa antena Yagi-Uda dla IV zakresu częstotliwości

$B = 25...30\%$ (anten szerokopasmowe jednozakresowe) i 0,83 dla $B \geq 50\%$ (anten szerokopasmowe obejmujące zakres IV i V).

Na rysunku 10-56 pokazano przykład 15-elementowej anteny Yagi-Uda dla IV zakresu częstotliwości. Wymiary anteny i podstawowe parametry elektryczne



Rys. 10-57. Charakterystyki promieniowania 15-elementowej anteny Yagi-Uda: a) w płaszczyźnie E ; b) w płaszczyźnie H



Rys. 10-58. Przebieg WFS w funkcji częstotliwości dla 15-elementowej anteny Yagi-Uda

podano w tabl. 10-11 i 10-12. Na rys. 10-57 i 10-58 przedstawiono charakterystyki promieniowania i przebieg WFS w funkcji częstotliwości.

Bardzo szerokie pasmo częstotliwości oraz doskonałe parametry elektryczne uzyskuje się, jeżeli część czynną anteny wykona się w postaci struktury logarytmicznie

Tablica 10-11

Wymiary (w mm) 15-elementowej anteny Yagi-Uda dla IV zakresu częstotliwości

L_R	L_Z	L_{D1}	L_{D2}	L_{D3}	L_{D4}	L_{D5}	L_{D6}	L_{D7}	L_{D8}	L_{D9}	L_{D10}	L_{D11}
356	271	229	228	223	217	215	212	207	205	200	195	191

f_1	f_2	p_1	p_2	p_3	p_4	p_5	p_6	p_7	p_8	p_9	p_{10}	p_{11}
50	69	40	67	86	95	104	115	123	132	146	161	130

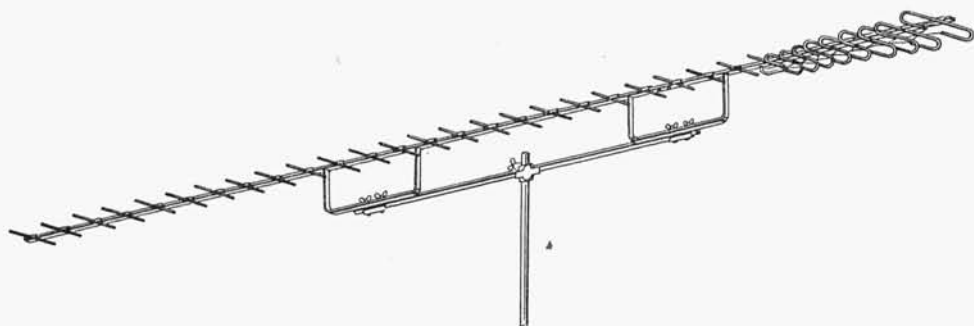
H	d	L_C
238	38	1318

Tablica 10-12

Parametry elektryczne 15-elementowej anteny Yagi-Uda dla IV zakresu częstotliwości

Parametr	Nr kanału		
	21	29	39
Szerokość głównej wiązki promieniowania: w płaszczyźnie E	51°	40°	35°
w płaszczyźnie H	60°	47°	45°
Zysk energetyczny (względem dipola $\lambda/2$) [W/W]	8	12	14

periodycznej (rys. 10-59). Przy 34 elementach taka antena dla IV/V zakresu częstotliwości zapewnia: zysk energetyczny 10,7...20 dB, stosunek promieniowania głównego do wstecznego 33 dB, szerokość głównej wiązki promieniowania w płaszczyźnie poziomej 45...15°, w płaszczyźnie pionowej 50...15°, współczynnik fali stojącej mniejszy od 3. Długość anteny wynosi 3,84 m.



Rys. 10-59. Superszerokopasmowa antena dla IV i V zakresu częstotliwości (VEB Antennenwerke Bad Blakenburg)

10.4.4. UKŁADY ANTENOWE

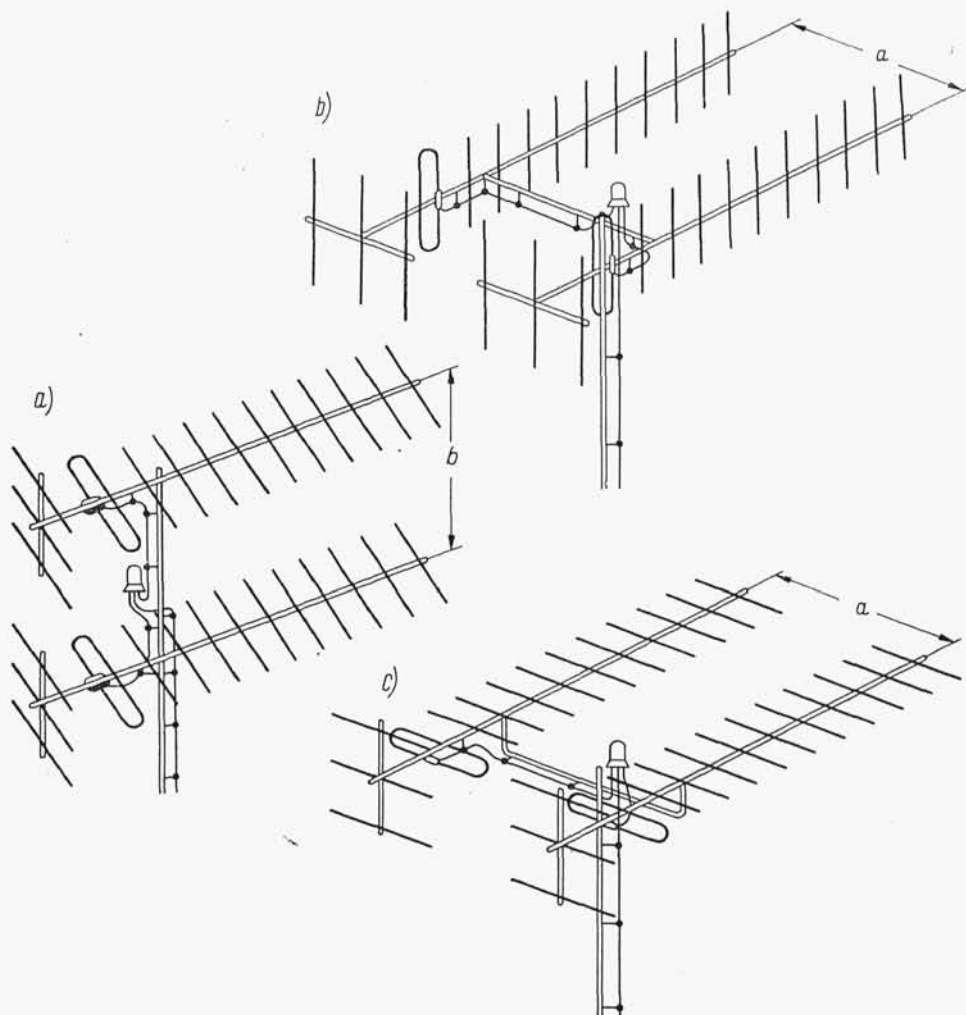
Jeśli pojedyncza antena nie zapewniażądanego zysku energetycznego lub jeśli obecność zakłóceń wymaga wyeliminowania sygnałów przychodzących z określonego kierunku lub kierunków, to można połączyć kilka anten w jeden układ antenowy. W zasadzie każdy typ anteny nadaje się do składania układów antenowych.

Anteny wchodzące w skład układu antenowego mogą być umieszczone piętrowo jedna nad drugą (rys. 10-60a) lub obok siebie (rys. 10-60b, c). Anteny wchodzące w skład układu zasilane są współfazowo przez odpowiedni dobór długości przewodów zasilających. Umieszczenie anten piętrowo powoduje zawężenie charakterystyki promieniowania układu w płaszczyźnie pionowej, zapewniając w ten sposób tłumienie zakłóceń docierających pod dużymi kątami elewacji, np. od przejeżdżających samochodów, trakcji elektrycznej itp. Umieszczenie anten obok siebie powoduje zawężenie charakterystyki promieniowania układu w płaszczyźnie poziomej i zapewnia tłumienie zakłóceń spowodowanych odbiciami od sąsiednich budynków, wzgórz itp. Jednoczesne zawężenie charakterystyki promieniowania w obu płaszczyznach uzyskuje się przez umieszczenie np. dwóch układów piętrowych obok siebie (rys. 10-61). Jednocześnie z zawężeniem charakterystyki promieniowania zwiększa się zysk energetyczny układu.

Zysk energetyczny układu zależy od zysku energetycznego anten wchodzących w jego skład oraz od odległości między antenami. Początkowo zysk energetyczny wzrasta ze wzrostem odległości osiągając maksimum przy odległości optymalnej. Maksymalny teoretyczny przyrost zysku jest wprost proporcjonalny do liczby anten w układzie. Na przykład przy dwukrotnym zwiększeniu liczby anten maksymalny przyrost zysku wynosi 3 dB, przy czterokrotnym — 6 dB.

W praktyce, wskutek sprzężeń między antenami oraz niedokładności i strat w zasilaniu, przyrost zysku jest mniejszy i wynosi przeciętnie 2,5 dB przy podwojeniu liczby anten wchodzących w skład układu, pod warunkiem, że układ antenowy jest umieszczony w polu jednorodnym. Liczba anten wchodzących w skład układu może być dowolna, jednak budowanie układów o zbyt dużych rozmiarach (mierzo-

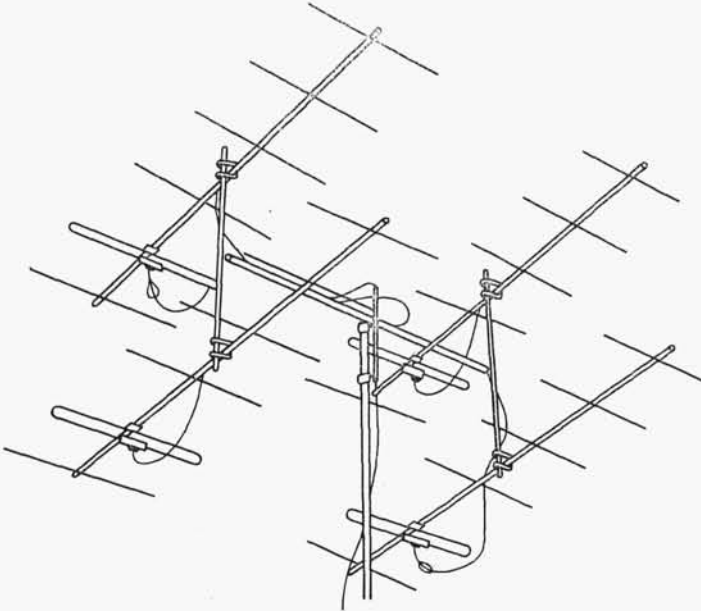
nych w długościach fali) nie jest celowe, bowiem w praktyce mogą występować niejednorodności czoła fali w obrębie dużej apertury anteny odbiorczej, spowodowane warunkami propagacji. Niejednorodność czoła fali powoduje dalsze zmniejszenie przyrostu zysku. Zagadnienie to jest szczególnie ważne w IV i V zakresie częstotliwości.



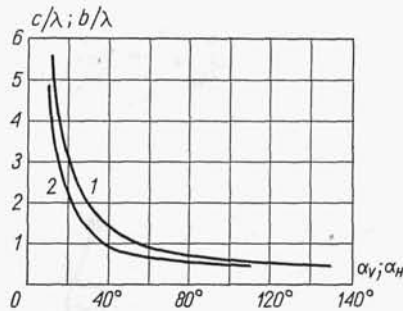
Rys. 10-60. Układy antenowe złożone z dwóch anten Yagi-Uda: a) anteny umieszczone piętrowo; b) anteny umieszczone obok siebie (polaryzacja pionowa); c) anteny umieszczone obok siebie (polaryzacja pozioma)

Zapewnienie maksymalnego zysku energetycznego układu antenowego nie zawsze jest korzystne ze względu na tłumienie zakłóceń. Charakterystyka promieniowania zapewniająca maksymalny zysk układu ma stosunkowo duże listki boczne. Jeśli układ antenowy ma tłumić zakłócenia, to odległości między antenami dobiera się

tak, aby poziom listków bocznych był minimalny. Na rys. 10-62 przedstawiono wykres służący do określenia optymalnej odległości między antenami zapewniającej maksymalny zysk lub minimalny poziom listków bocznych w funkcji szerokości wiązki głównej anten wchodzących w skład systemu.

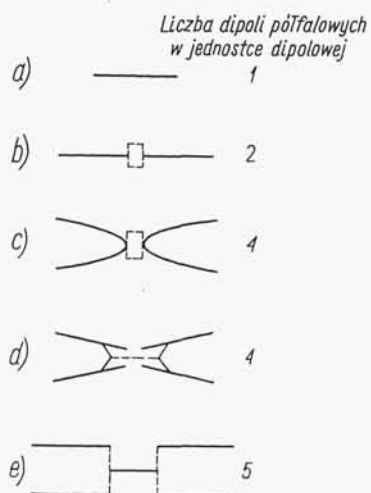


Rys. 10-61. Układ antenowy złożony z czterech sześcioelementowych anten Yagi-Uda

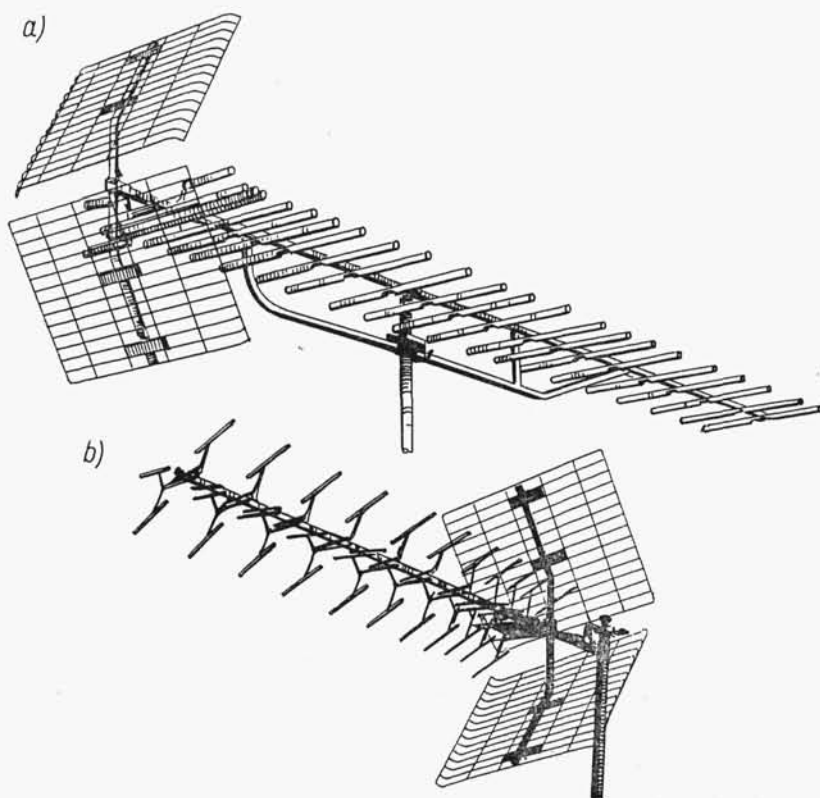


Rys. 10-62. Optymalna odległość między antenami w układzie antenowym zapewniająca maksymalny zysk (1) lub minimalny poziom listków bocznych (2)

Jednym z najnowszych osiągnięć w technice telewizyjnych anten odbiorczych jest wykorzystanie tzw. *jednostek dipolowych*. Sposób tworzenia jednostek dipolowych wyjaśnia rys. 10-63. Na rys. 10-63a przedstawiono konwencjonalny dipol półfalowy. Łącząc za pomocą izolatora dwa dipole półfalowe uzyskuje się jednostkę dwudipolową (rys. 10-63b). Jednostki czterodipolowe przedstawiono na rys. 10-63c i d, zaś jednostkę pięciodipolową — na rys. 10-63e. Jednostki dipolowe wykorzystuje się



Rys. 10-63. Sposób tworzenia jednostek dipolowych: a) dipol półfalowy; b) jednostka dwudipolowa; c), d) jednostki czterodipolowe; e) jednostka pięciodipolowa



Rys. 10-64. Anteny Yagi-Uda, w których wykorzystuje się jednostki dipolowe: a) jednostki dwudipolowe (Stolle); b) jednostki czterodipolowe (Hirschmann)

jako direktory w strukturach analogicznych do anten Yagi-Uda (rys. 10-64). Elementem czynnym w przypadku jednostek dwudipolowych jest dipol całofalowy lub w przypadku jednostek czterodipolowych — dwa dipole całofalowe. W celu zapewnienia dużego stosunku promieniowania głównego do wstecznego stosuje się reflektory kątowe lub paraboliczne.

Antenę zbudowaną z jednostek dipolowych można traktować jako układ antenowy złożony z odpowiedniej liczby szerokopasmowych anten Yagi-Uda zasilanych współfazowo. Anteny tego typu, w porównaniu z konwencjonalnymi antenami Yagi-Uda, charakteryzują się dużym zyskiem energetycznym przy stosunkowo niewielkich rozmiarach podłużnych. Buduje się anteny pokrywające kilka lub wszystkie kanały IV i V zakresu częstotliwości. Zależnie od liczby direktorów i częstotliwości pracy zysk energetyczny tych anten waha się w granicach od 10 do 17 dB. Stosunek promieniowania głównego do wstecznego na ogół nie spada poniżej 25 dB.

10.5. ANTENY RADIOLOKACYJNE

Rola anteny w urządzeniu radiolokacyjnym wynika z tzw. równania radarowego, określającego zasięg radaru w zależności od parametrów urządzenia [46]

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_N G_0^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{o min}}} \quad (10-28)$$

przy czym:

- R_{max} — maksymalny zasięg urządzenia radiolokacyjnego w swobodnej przestrzeni;
- P_N — moc promieniowana przez antenę;
- G_0 — zysk energetyczny anteny w odniesieniu do źródła izotropowego;
- $P_{o min}$ — minimalna moc doprowadzona do odbiornika zapewniająca wykrycie celu;
- σ — skuteczna powierzchnia celu.

Zasięg radaru jest proporcjonalny do pierwiastka kwadratowego z zysku energetycznego anteny i tylko do pierwiastka czwartego stopnia z mocy nadajnika i czułości odbiornika. Obrazowo mówiąc, dwukrotne zwiększenie zasięgu wymaga czterokrotnego zwiększenia zysku energetycznego anteny lub szesnastokrotnego zwiększenia mocy nadajnika lub czułości odbiornika.

Najbardziej rozpowszechnionymi antenami w radiolokacji są anteny reflektorowe oraz układy antenowe złożone z dyskretnych źródeł promieniujących. Zależnie od kształtu charakterystyki promieniowania możemy podzielić je na następujące grupy:

- anteny z wiązką szpilkową,
- anteny z wiązką płetwową,
- anteny z wiązką kształtowaną,
- anteny z szybkim przeszukiwaniem przestrzeni,
- anteny wielowiązkowe.