

10.2. RADIOKOMUNIKACYJNE I RADIOFONICZNE ANTENY KRÓTKOFALOWE

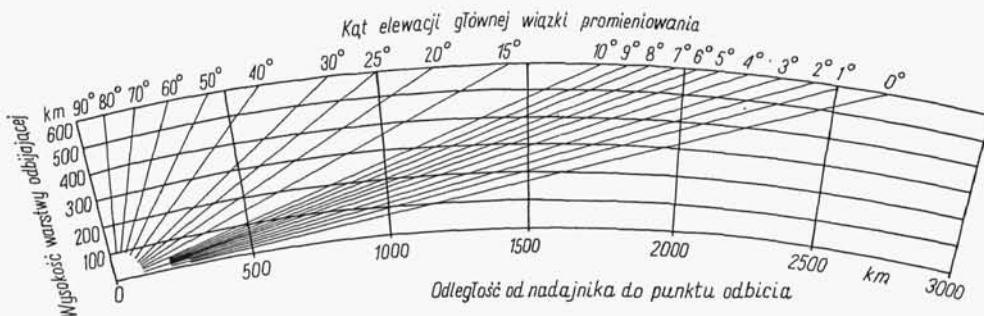
O warunkach pracy toru radiowego decyduje stosunek mocy sygnału do mocy szumów na wejściu odbiornika. Moc użyteczna doprowadzona do wejścia odbiornika wyraża się zależnością

$$P_{odb} = \left(\frac{\lambda W}{4\pi r} \right)^2 P_N G_N G_O \quad (10-6)$$

w której:

- r — odległość od anteny nadawczej do anteny odbiorczej;
- W — współczynnik osłabienia zależny od sposobu propagacji;
- P_N — moc promieniowana przez antenę nadawczą;
- G_N i G_O — zyski energetyczne anten: nadawczej i odbiorczej, odniesione do anteny izotropowej.

Z zależności (10-6) wynika, że o mocy doprowadzonej do odbiornika w równym stopniu decydują: moc nadajnika oraz zyski energetyczne obu anten. W zakresie fal



Rys. 10-13. Zależność kąta elewacji głównej wiązki promieniowania od długości trasy (według CCIR Handbook on High — Frequency Directional Antennae, ITU, Geneva 1966)

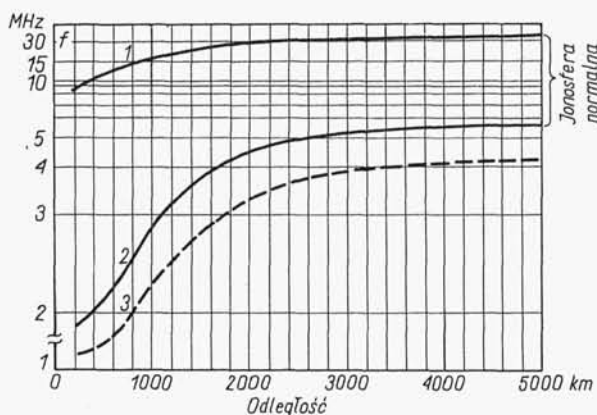
krótkich opłaca się więc stosować anteny o dużych zyskach energetycznych zarówno po stronie nadawczej jak i odbiorczej [158, 159]. Stosowanie anten o ostrej charakterystyce promieniowania wymaga jednak właściwego ustalenia kierunków maksymalnego promieniowania.

Na ogół fale radiowe rozchodzą się od anteny nadawczej do anteny odbiorczej w płaszczyznach wielkich kół, tak że teoretyczną wartość azymutu, pod którym należy skierować główną wiązkę promieniowania w płaszczyźnie poziomej, łatwo określić korzystając z siatki ortodrom. Dalekosiężna łączność w zakresie fal krótkich odbywa się wyłącznie na fali jonosferycznej (p. 16.4). Kąt elewacji, pod którym należy wypromieniować maksimum energii, można wyznaczyć z wykresu przedstawionego na rys. 10-13, znając wysokość warstwy odbijającej oraz długość trasy.

Szerokość głównej wiązki promieniowania w płaszczyźnie poziomej dla anteny nadawczej zależy od tego, czy mamy do czynienia z anteną radiofoniczną czy

też radiokomunikacyjną. W pierwszym przypadku stosuje się wiązki o szerokości ok. 30° , a nawet 60° ; w drugim przypadku szerokość głównej wiązki promieniowania może być znacznie mniejsza.

W przypadku anteny odbiorczej trzeba wziąć pod uwagę, że pole w miejscu odbioru jest sumą wielu wiązek fal przychodzących pod różnymi kątami, przy czym wskutek ciągłych wahań wysokości i nachylenia warstw jonosferycznych kierunki nadchodzenia fal ulegają ciągłym zmianom. Kąty nadchodzenia mierzone w płaszczyźnie pionowej wahają się w granicach od 5° do 30° i są przeważnie większe niż obliczone teoretycznie. Kąty nadchodzenia fali w płaszczyźnie poziomej również wykazują stałe wahania wokół ortodromy o wartości średniej równej $\pm 4^\circ$ ¹⁾.



Rys. 10-14. Wymagane zakresy częstotliwości dla radiokomunikacji krótkofalowej (według CCIR Handbook on High — Frequency Directional Antennae, ITU, Geneva 1966)

1 — największa częstotliwość odbierana latem, w ciągu dnia, podczas maksymalnej aktywności słonecznej; 2 — największa częstotliwość odbierana zimą, w ciągu nocy, podczas najmniejszej aktywności słonecznej; 3 — największa częstotliwość odbierana zimą, w ciągu nocy, podczas najmniejszej aktywności słonecznej i w czasie zaburzeń jonosferycznych

Z tych powodów charakterystyka promieniowania odbiorczej anteny krótkofalowej nie może być zbyt ostra.

Przy wyborze typu anteny dla radiokomunikacji krótkofalowej należy także brać pod uwagę zakres częstotliwości niezbędny do zapewnienia nieprzerwanej łączności przez 24 godziny na dobę w ciągu całego roku (p. 16.4.4). Na rys. 10-14 przedstawiono największe częstotliwości odbierane przez 24 godziny na dobę latem i zimą przy maksymalnej i minimalnej aktywności słonecznej. Wykresy zostały sporządzone dla 56° szerokości geograficznej północnej [7].

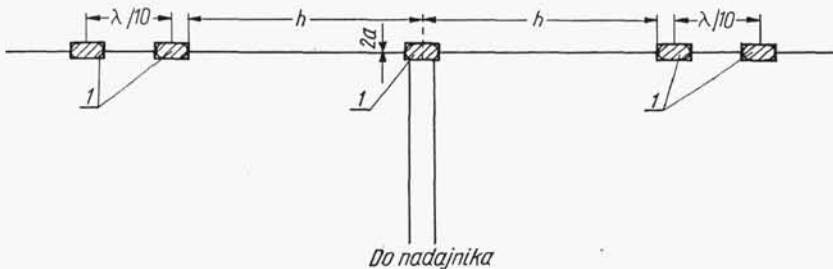
Istotną sprawą są również względy ekonomiczne. Koszt wykonania anteny wzrasta w przybliżeniu proporcjonalnie do jej długości oraz szerokości i do kwadratu jej

¹⁾ Wartość średnia dla spokojnej jonosfery. Podczas burz jonosferycznych wahania te mogą wzrastać nawet do $\pm 20^\circ$.

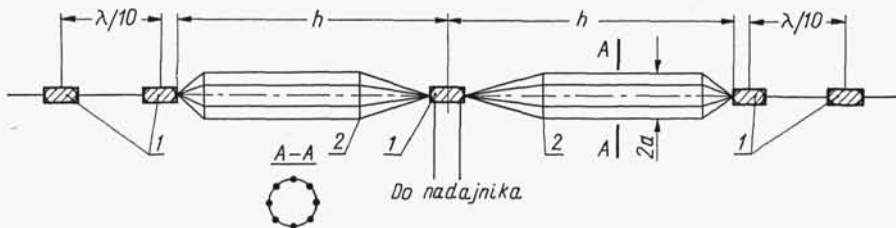
wysokości. Z drugiej strony kierunkowość anteny zależy od objętości przestrzeni zajętej przez antenę¹⁾, przy czym stopień wykorzystania tej objętości zależy od typu anteny [166]. Główna wiązka promieniowania zawęża się w płaszczyźnie poziomej przy wzroście szerokości anteny. Zmniejszenie szerokości wiązki w płaszczyźnie pionowej wymaga zwiększenia wysokości lub długości anteny. Innymi słowy, antena jest tym droższa, im ma większą kierunkowość oraz mniejszy kąt elewacji kierunku maksymalnego promieniowania.

10.2.1. DIPOL POZIOMY

Dipol poziomy jest najprostszą anteną krótkofalową. Wykonuje się go z pojedynczego przewodu (rys. 10-15) lub z szeregu przewodów ułożonych na pobocznicy cylindra (rys. 10-16). Przyjęło się [1] oznaczanie dipola poziomego lite-



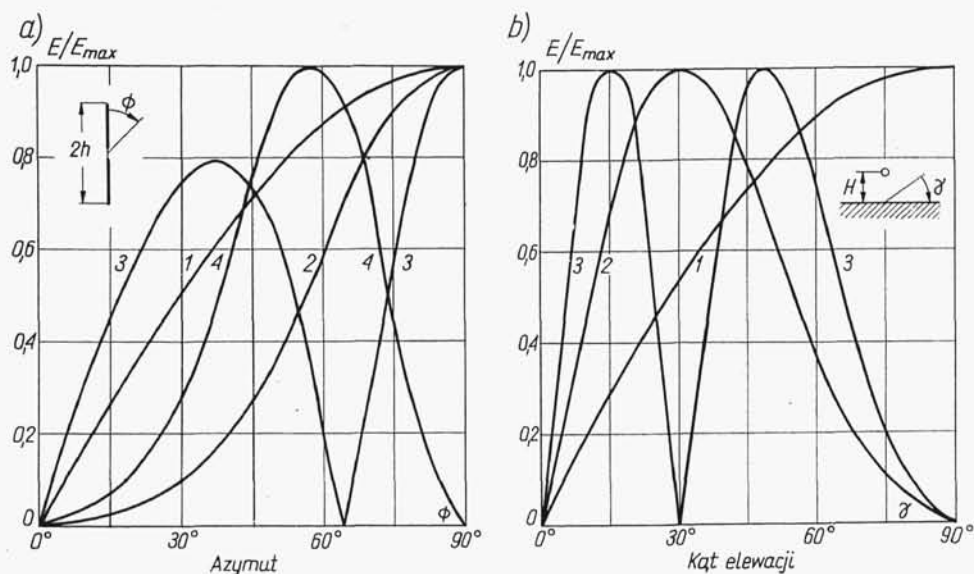
Rys. 10-15. Dipol poziomy (DH) wykonany z pojedynczego przewodu
1 — izolator prętowy



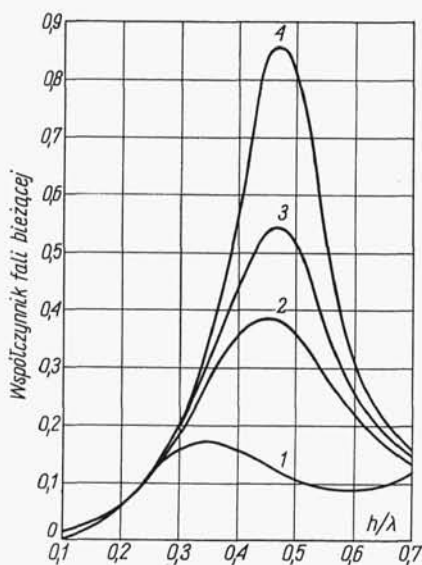
Rys. 10-16. Dipol poziomy o zmniejszonej impedancji falowej (DHZ)
1 — izolator; 2 — pierścień

rami²⁾ DH. *Dipol o zmniejszonej impedancji falowej* wykonany z szeregu przewodów i przeznaczony do wykorzystania w szerokim zakresie częstotliwości oznaczono literami DHZ. Dla określenia wysokości zawieszenia i długości ramienia dipola do literowych oznaczeń dodaje się ułamek, którego licznik podaje długość ramienia h , a mianownik — wysokość zawieszenia H . Na przykład symbol $DH \frac{10}{15}$ oznacza dipol poziomy o długości ramienia 10 m i wysokości zawieszenia 15 m.

¹⁾ Stwierdzenie to nie dotyczy tzw. anten superkierunkowych.



Rys. 10-17. Charakterystyki promieniowania dipola poziomego: a) w płaszczyźnie poziomej 1 — $h \ll \lambda$; 2 — $h = 0,5\lambda$; 3 — $h = 0,7\lambda$; 4 — $h = 1,0\lambda$; b) w płaszczyźnie pionowej: 1 — $H = 0,1\lambda$; 2 — $H = 0,5\lambda$; 3 — $H = 1,0\lambda$



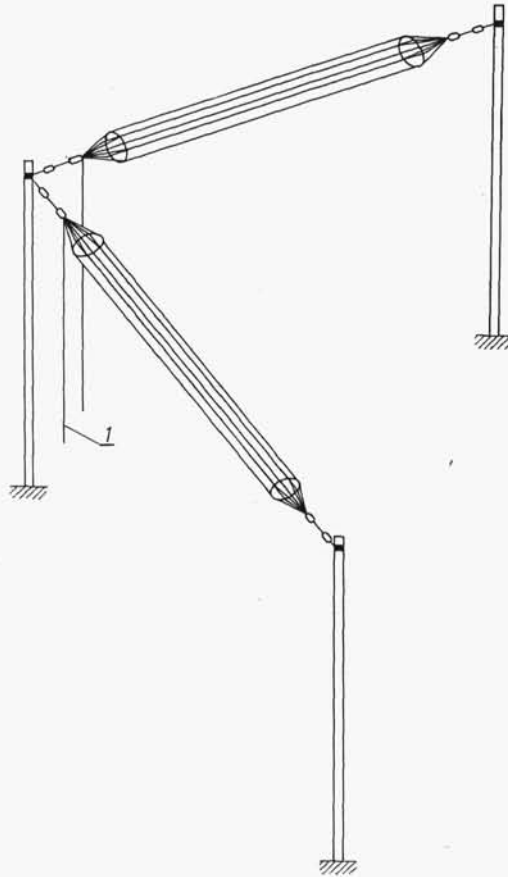
Rys. 10-18. Zależność współczynnika fali bieżącej w torze zasilającym dipol poziomy (impedancja falowa toru — 600Ω) od stosunku h/λ (według G. Z. Ajzenberg: Anteny krótkofalowe, WNT, Warszawa 1966)

1 — dipol z pojedynczego przewodu, impedancja falowa — 1000Ω ; 2, 3, 4 — dipole o zmniejszonej impedancji falowej — 560 ; 460 ; 340Ω

Dipol poziomy jest anteną liniową, tak że do określenia jego właściwości stosujemy teorie opisane w rozdz. 3. Charakterystyka promieniowania dipola nad ziemią idealną wyraża się więc następującą zależnością:

$$f(\Theta, \Phi) = \frac{\cos(kh \cos\Theta \cos\Phi) - \cos kh}{\sqrt{1 - \sin^2\Theta \cos^2\Phi}} \sin(kH \cos\Theta) \quad (10-7)$$

Na rysunku 10-17 przedstawiono kilka charakterystyk promieniowania dipola poziomego dla różnych długości dipola h/λ i różnych wysokości zawieszenia H/λ .



Rys. 10-19. Antena kwadrantowa
I — tor przesyłowy

Impedancję wejściową dipola poziomego można obliczyć ze wzorów (3-36) i (3-73). Impedancja wejściowa dipola decyduje o współczynniku fali bieżącej (odwrotność WFS) w torze zasilającym antenę. Do zasilania dipola poziomego stosuje się zwykle tor dwuprzewodowy o impedancji falowej 600Ω . Na rys. 10-18 pokazano

zależność współczynnika fali stojącej w torze zasilającym dipol poziomy od stosunku h/λ .

Dipol poziomy stosuje się jako samodzielną antenę zarówno do nadawania jak i odbioru w liniach radiokomunikacyjnych o małym i średnim zasięgu. Do połączeń dalekosiężnych oraz w przypadku złych warunków odbioru stosuje się układy antenowe zbudowane z dipoli poziomych.

Zakres częstotliwości, w którym można stosować dipol poziomy, zależy od właściwości kierunkowych w płaszczyźnie poziomej oraz od przebiegu współczynnika fali bieżącej w torze zasilającym. Z podanych na rys. 10-17a charakterystyk promieniowania w płaszczyźnie poziomej wynika, że dla fal dłuższych od około $1,4h$ kierunek maksymalnego promieniowania pozostaje prostopadły do osi dipola. Z tego względu falę o długości $1,4h$ uważamy za najkrótszą falę roboczą. Ze względu na konieczność zapewnienia odpowiedniego dopasowania do toru zasilającego zakres fal roboczych ogranicza się do fal nie dłuższych niż $(3...6)h$.

W przypadku pracy na ustalonej fali dopasowanie anteny do toru zasilającego wykonujemy za pomocą specjalnych urządzeń; możemy wówczas stosować dipol wykonany z pojedynczego przewodu. Przy pracy w szerokim zakresie częstotliwości stosujemy dipole o zmniejszonej impedancji falowej.

W pewnych przypadkach zachodzi potrzeba stosowania anten o dookólnej charakterystyce promieniowania w płaszczyźnie poziomej. Używamy wówczas *anten kwadrantowej*, która powstaje z dipola poziomego przez ustawienie jego ramion pod kątem 90° (rys. 10-19).

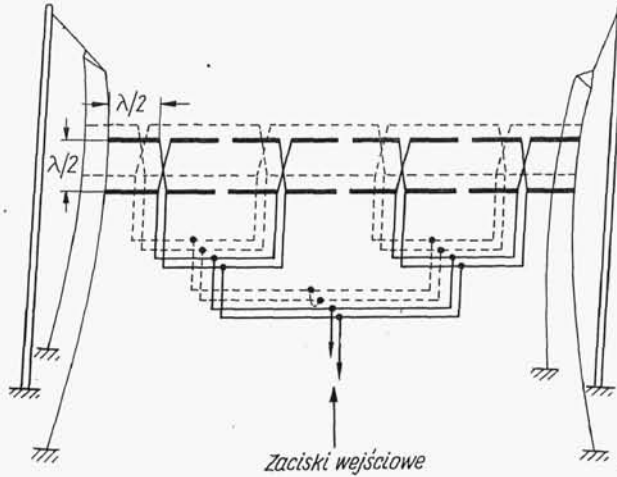
10.2.2. ANTENY ŚCIANOWE

W celu uzyskania dużego zysku energetycznego w zakresie fal krótkich buduje się *anten ścianowe*. Anteny tego typu składają się z pewnej liczby poziomych dipoli całofalowych ułożonych w szeregi i piętra tworzące ścianę. Przy współfazowym zasilaniu dipoli antena ma dwa kierunki maksymalnego promieniowania prostopadłe do płaszczyzny ściany. Do uzyskania charakterystyki jednokierunkowej stosuje się reflektor rezonansowy bądź aperiodyczny. *Reflektor rezonansowy* tworzy identyczna ściana dipoli umieszczona w odległości $\lambda/4$ za ścianą promieniującą (rys. 10-20). Dipole tworzące reflektor nie są połączone z nadajnikiem, działają więc jako elementy bierne. Reflektor jest wyposażony w układ umożliwiający dobranie właściwej fazy prądów w dipolach, aby zapewnić minimalne promieniowanie wsteczne. Tłumienie promieniowania wstecznego dochodzi do 20...30 dB, natomiast maksymalny wzrost zysku energetycznego spowodowany zastosowaniem reflektora wynosi 3 dB.

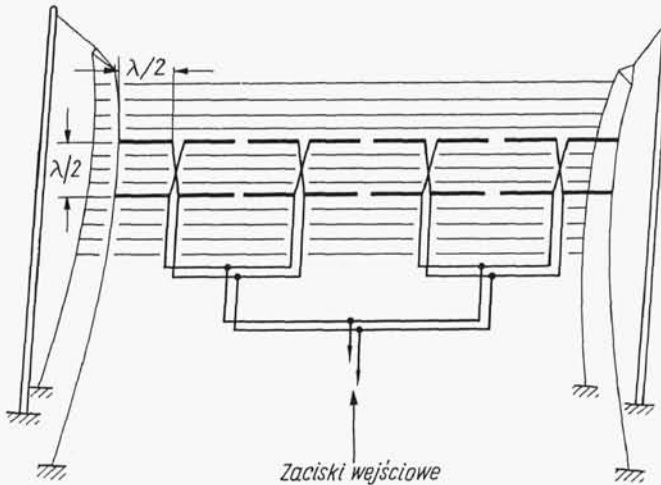
Reflektor aperiodyczny jest utworzony przez sieć równoległych przewodów umieszczoną w odległości $\lambda/4$ za ścianą dipoli (rys. 10-21).

Anteny ścianowe oznacza się symbolem $AWH \frac{m}{n}$ (antena współfazowa pozioma), przy czym m jest liczbą pięter, a n — liczbą dipoli półfalowych w każdym

piętrze. Jeśli antena jest wyposażona w reflektor, to do podanego oznaczenia dodajemy litery Rn w przypadku reflektora rezonansowego lub Ra w przypadku reflektora aperiodycznego. Na przykład antenę pokazaną na rys. 10-20 oznaczamy symbolem $AWH \frac{2}{8} Rn$.



Rys. 10-20. Antena ścianowa z reflektorem rezonansowym



Rys. 10-21. Antena ścianowa z reflektorem aperiodycznym

Charakterystyka promieniowania anteny ścianowej z reflektorem aperiodycznym umieszczonym w odległości b za dipolami wyraża się następującymi zależnościami¹⁾: w płaszczyźnie E

¹⁾ Zależności (10-8) zostały wyprowadzone przy założeniu idealnej ziemi oraz nieskończenie rozległego, doskonale przewodzącego reflektora.

$$f(\Phi) = \frac{\cos\left(\frac{2}{\pi} \sin \Phi\right)}{\cos \Phi} \sin(kb \cos \Phi) \sum_{i=1}^{n/2} A_i \cos\left[\frac{\pi}{2} (2i-1) \sin \Phi\right] \quad (10-8a)$$

w płaszczyźnie H

$$f(\gamma) = \frac{\sin\left(m \frac{\pi}{2} \sin \gamma\right)}{m \sin\left(\frac{\pi}{2} \sin \gamma\right)} \sin(kb \cos \gamma) \sin(kH_{sr} \sin \gamma) \quad (10-8b)$$

przy czym:

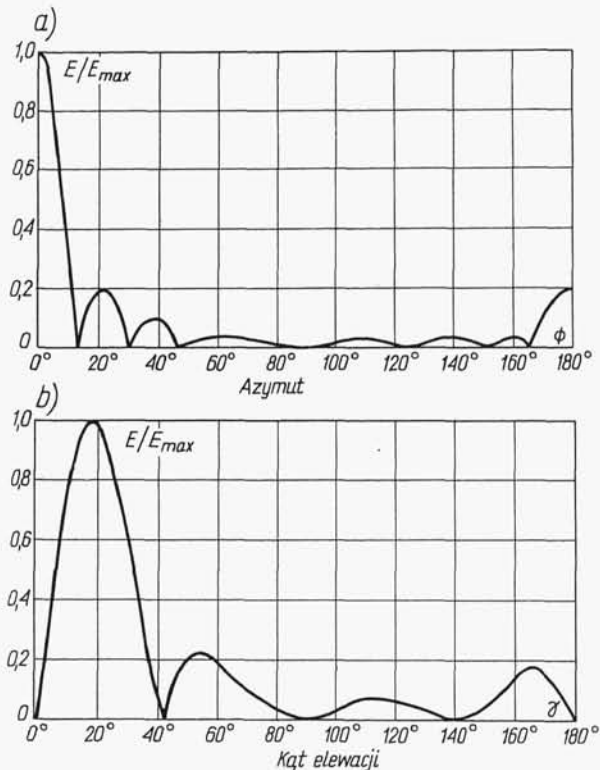
Φ — kąt azymutalny mierzony od normalnej do płaszczyzny anteny;

γ — kąt elewacji;

H_{sr} — wysokość środka anteny nad ziemią;

A_i — amplituda prądu w i -tej parze dipoli.

Przykładowo na rys. 10-22 pokazano charakterystyki promieniowania anteny $AWH \frac{2}{8}$ Ra. Dwukrotne zwiększenie liczby dipoli w rzędzie powoduje w przybliżeniu



Rys. 10-22. Charakterystyka promieniowania anteny $AWH \frac{2}{8}$ Ra: a) w płaszczyźnie poziomej; b) w płaszczyźnie pionowej; wysokość zawieszenia dolnego piętra $\lambda/2$ (według G. Z. Ajzenberg: Anteny krótkofalowe, WNT, Warszawa 1966)

dwukrotne zmniejszenie szerokości głównej wiązki promieniowania w płaszczyźnie poziomej. W podobny sposób zmienia się szerokość głównej wiązki promieniowania w płaszczyźnie pionowej przy zwiększaniu liczby pięter. W tabl. 10-4 podano wartości kierunkowości, zysku energetycznego względem dipola półfalowego oraz kąta elewacji kierunku maksymalnego promieniowania dla różnych wariantów wykonania anteny ścianowej [1].

Równomierne pobudzenie wszystkich dipoli zapewnia maksymalną kierunkowość, ale jednocześnie poziom listków bocznych jest dość duży (około -13 dB). W wielu

Tablica 10-4

Kierunkowość, zysk energetyczny względem dipola półfalowego oraz kąt elewacji kierunku maksymalnego promieniowania dla różnych wariantów wykonania anteny ścianowej

Wariant anteny	Wysokość zawieszenia dolnego piętra	Kierunkowość D	Zysk energetyczny $G_{1/2}$	Kąt elewacji kierunku maksymalnego promieniowania γ_{max}
AWH $\frac{1}{2}$ Ra	$0,5\lambda$	23	14	13°
AWH $\frac{1}{2}$ Ra	$0,75\lambda$	23	14	18°
AWH $\frac{1}{4}$ Ra	$0,5\lambda$	43	26	30°
AWH $\frac{1}{4}$ Ra	$0,75\lambda$	43	26	18°
AWH $\frac{2}{2}$ Ra	$0,5\lambda$	35	21	17°
AWH $\frac{2}{2}$ Ra	$0,75\lambda$	35	21	14°
AWH $\frac{2}{4}$ Ra	$0,5\lambda$	60	37	17°
AWH $\frac{2}{4}$ Ra	$0,75\lambda$	60	37	14°
AWH $\frac{2}{8}$ Ra	$0,5\lambda$	116	71	17°
AWH $\frac{2}{8}$ Ra	$0,75\lambda$	116	71	14°
AWH $\frac{4}{4}$ Ra	$0,5\lambda$	130	80	9°
AWH $\frac{4}{8}$ Ra	$0,5\lambda$	262	160	9°

przypadkach jest pożądane zmniejszenie poziomu listków bocznych. Można to uzyskać przez nierównomierne pobudzenie dipoli (p. 2.5.3). W tabl. 10-5 podano rozkład amplitud prądów w poszczególnych dipolach zapewniający zadany poziom listków bocznych [7]. Trzeba pamiętać jednak, że zmniejszenie poziomu listków bocznych odbywa się kosztem poszerzenia charakterystyki promieniowania oraz zmniejszenia zysku energetycznego.

Anteny ścianowe w opisanym wykonaniu są antenami wąskopasmowymi. Szerokość pasma roboczego anteny dwupiętrowej wynosi $(0,9...1,2)\lambda_0$, a czteropiętrowej $(0,95...1,08)\lambda_0$, przy czym λ_0 oznacza nominalną roboczą długość fali. Główną

Tablica 10-5

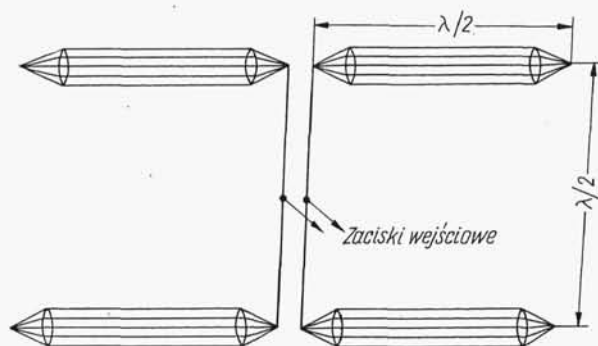
Rozkład amplitud prądów w dipolach, zapewniający zadany poziom listków
(wg Dolpha-Czebyszewa)

Liczba dipoli w rzędzie	Względne amplitudy prądów w dipolach dla poziomu listków bocznych		
	-18 dB	-24 dB	-30 dB
4	1,00	1,00	
	0,63	0,50	
6	1,00	1,00	1,00
	0,80	0,74	0,68
	0,63	0,41	0,30
8	1,00	1,00	1,00
	0,89	0,85	0,81
	0,69	0,60	0,52
	0,70	0,41	0,26

przyczyną uniemożliwiającą wykorzystanie anten AWH w szerszym zakresie częstotliwości jest naruszenie równości amplitud i faz prądów w poszczególnych piętrach anteny, wskutek czego następuje zniekształcenie pionowej charakterystyki promieniowania i zmniejszenie zysku energetycznego anteny. Jeśli jednak zasilanie dipoli wykona się w sposób przedstawiony schematycznie na rys. 10-23, to długość drogi elektrycznej od zacisków wejściowych anteny do wszystkich dipoli jest jednakowa. Dzięki temu można zachować współfazowość pobudzenia wszystkich dipoli niezależnie od częstotliwości, tak że o szerokości pasma roboczego anteny będzie decydował częstotliwościowy przebieg impedancji wejściowej dipoli. Stosując dipole o zmniejszonej impedancji falowej i aperiodyczny reflektor można uzyskać szerokość pasma roboczego w granicach $(0,75...2)\lambda_0$. Tego typu anteny ścianowe oznaczamy symbolem AWHZ.

W antenach ścianowych zawierających dwa i więcej dipoli w rzędzie można zmieniać kierunek maksymalnego promieniowania w płaszczyźnie poziomej przez

wprowadzenie odpowiednio dobranych przesunięć fazowych w zasilaniu dipoli. W praktyce stosuje się zmiany kierunku maksymalnego promieniowania w granicach $\pm 12^\circ$ od normalnej do płaszczyzny anteny. W antenach ścianowych z reflektorem strojonym istnieje możliwość odwrócenia kierunku maksymalnego promieniowania przez podłączenie nadajnika do reflektora [108].



Rys. 10-23. Sposób zasilania dipoli w szerokopasmowej antenie ścianowej

10.2.3. ANTENY ROMBOWE

Anteny rombowe są najczęściej stosowanymi antenami dla radiokomunikacji na średnie i duże odległości. Anteny te odznaczają się dużą stałością właściwości kierunkowych i impedancji wejściowej w szerokim zakresie częstotliwości (p. 5.2), co bardzo upraszcza ich eksploatację; są one przy tym niezbyt kosztowne.

W punkcie 5.2 podano metodę doboru optymalnych rozmiarów anteny rombowej zależnie od długości fali roboczej i kąta elewacji kierunku maksymalnego promieniowania. Uzyskane w tej drodze rozmiary anteny są jednak bardzo duże, tak że antena optymalna jest kosztownym urządzeniem. Obliczenia przeprowadzone dla różnych kątów nadejścia fali i dla różnych zakresów częstotliwości wykazują, że zmiany charakterystyki promieniowania przebiegają dość łagodnie. Dzięki temu godząc się z pewnym zmniejszeniem zysku energetycznego można zmniejszyć wymiary rombu i wysokość zawieszenia anteny. Dotychczasowe doświadczenia w zakresie pracy z antenami rombowymi doprowadziły do pewnej standaryzacji i zależnie od długości trasy linii radiokomunikacyjnej zaleca się stosowanie anten o wymiarach podanych w tabl. 10-6.

Jedną z zasadniczych wad anten rombowych jest występowanie silnie zaakcentowanych listków bocznych przede wszystkim w sektorach $30...60^\circ$ po obu stronach kierunku maksymalnego promieniowania. Z tego względu przy użyciu rombu jako anteny odbiorczej poprawa stosunku mocy sygnału użytecznego do mocy zakłóceń nie zawsze jest dostateczna. W przypadku zastosowania anteny rombowej do nadawania powoduje się niepotrzebny wzrost poziomu sygnałów zakłócających.

Jednym ze sposobów zmniejszenia poziomu listków bocznych jest zastosowanie podwójnej anteny rombowej (rys. 10-24). Składa się ona z dwóch równoległych rombów przesuniętych względem siebie na odległość b . Zgodnie z zasadą przemnażania charakterystyk, charakterystyka promieniowania podwójnej anteny rombowej

Tablica 10-6

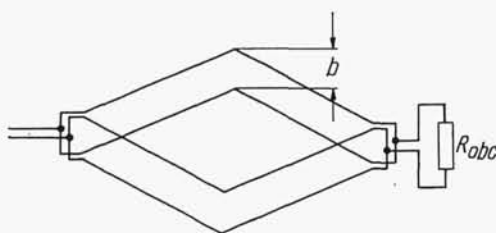
Zalecane wymiary anten rombowych

Długość trasy [km]	Połowa kąta rozwartego rombu Ψ	Długość boku l/λ_0	Wysokość zawieszenia H/λ_0
400... 600	45°	1,0	0,35
600...1500	57°	1,7	0,50
1500...3000	65°	2,8	0,60
3000...5000	65°	4,0	1,00
Powyżej 5000	70°	6,0	1,25

jest iloczynem charakterystyki promieniowania pojedynczego rombu $F_1(\theta, \Phi)$ oraz mnożnika układu

$$F_2(\theta, \Phi) = F_1(\theta, \Phi) \cos \left(\frac{kb}{2} \sin \theta \sin \Phi \right) \quad (10-9)$$

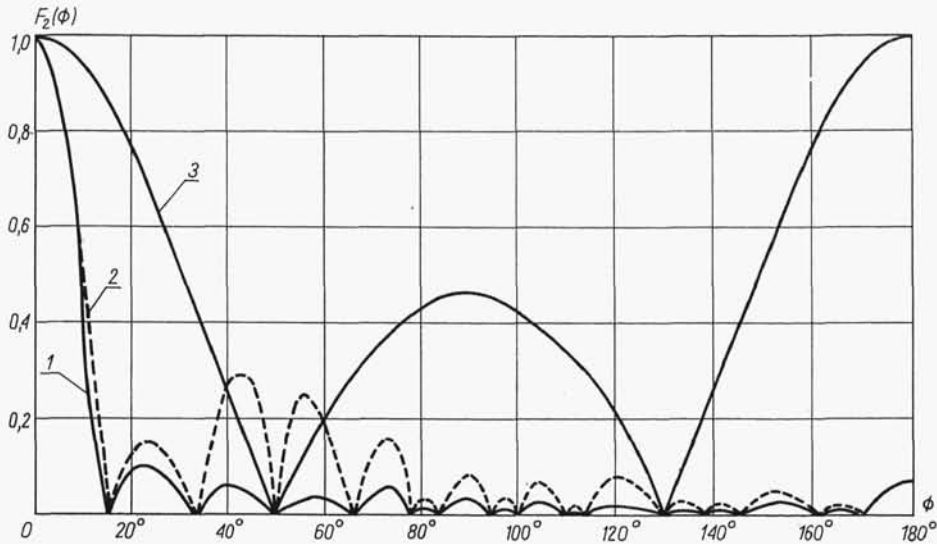
Dobierając odległość b tak, aby w obrębie szkodliwych listków bocznych mnożnik układu przyjmował małe wartości, można znacznie poprawić kształt



Rys. 10-24. Podwójna antena rombowa

charakterystyki promieniowania anteny (rys. 10-25). Kierunkowość podwójnej anteny rombowej jest 1,5...2 razy większa od kierunkowości anteny pojedynczej.

Pojedynczą antenę rombową oznaczamy symbolem $ARH \frac{\Psi}{a} b$, w którym: Ψ — połowa kąta rozwartego rombu; a i b — długość boku i wysokość zawieszenia wyrażone w długościach fali (nominalnej). Dla oznaczenia podwójnej anteny rombowej po literze H piszemy dwójkę.



Rys. 10-25. Przykład charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej podwójnej anteny rombowej ($\lambda = \lambda_0$)

$$1 - \text{ARH}2 \frac{65}{4} 1; 2 - \text{ARH} \frac{65}{4} 1; 3 - \cos\left(\frac{kb}{2} \sin \Phi\right) (b = 0,653 \lambda_0)$$

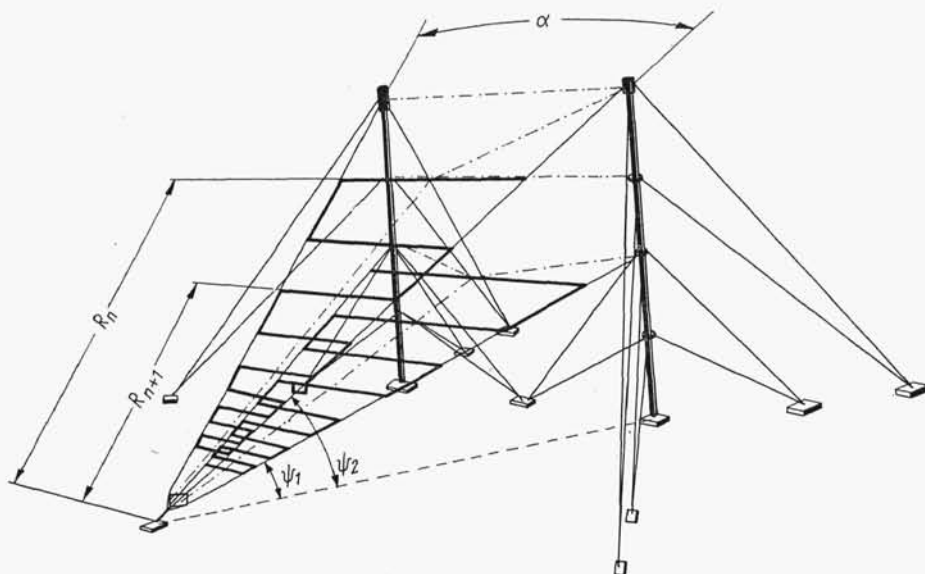
10.2.4. ANTENY LOGARYTMICZNIE-PERIODYCZNE

Anteny logarytmicznie-periodyczne, których teorię poznaliśmy w p. 9.2, zapewniają stałość charakterystyki promieniowania oraz impedancji wejściowej w bardzo szerokim zakresie częstotliwości, dochodzącym do 10:1. Z tego względu anteny te są chętnie wykorzystywane w radiofonii krótkofalowej, w której wymaga się napromieniowania określonej powierzchni w całym roboczym zakresie częstotliwości. Stosunkowo duża szerokość głównej wiązki promieniowania ogranicza nieco zastosowanie anten logarytmicznie-periodycznych w radiokomunikacji między określonymi punktami [74].

W tym celu, by pod wpływem ziemi charakterystyka promieniowania anteny nie zmieniała się z częstotliwością, antenę należy umieścić na przykład tak, jak to przedstawiono na rys. 10-26. Przy wzroście częstotliwości środek fazowy anteny przesuwa się w kierunku punktów zasilania, tak że jego wysokość nad ziemią mierzona w długościach fali jest stała. Przykłady charakterystyk promieniowania dwuelementowej anteny logarytmicznie-periodycznej nachylonej względem ziemi przedstawiono na rys. 10-27 [7]. Charakterystyki te są w przybliżeniu stałe w zakresie częstotliwości 10:1. Charakterystyka przedstawiona na rys. 10-27a jest odpowiednia dla łączności na odległości 200...800 km. Na rys. 10-27b podano charakterystykę odpowiednią dla łączności na trasach o długości 800...1600 km, a na rys. 10-27c — dla tras o długości 1350...2500 km. Pierwszej charakterystyce odpowiada zysk

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