

amatorskie

ante

ny KFi UKF

amatorskie

ZDZISŁAW BIEŃKOWSKI SP6LB
EDMUND LIPIŃSKI

anteny KFI UKF

TEORIA i PRAKTYKA



Wydawnictwa
Komunikacji i Łączności
Warszawa 1978

Opiniodawca
Doc. dr inż. Daniel J. Bem
Redaktor
mgr inż. Tadeusz Masewicz
Redaktor techniczny
Leokadia Zwolakowska
Korektor
Jadwiga Wołoszyńska
Okładkę, obwolutę
i strony tytułowe
projektował
Jarostaw Jasiński

W książce podano podstawy teoretyczne anten krótko- i ultrakrótkofalowych uwzględniając przy tym problemy układów zasilania oraz propagacji fal tego zakresu. Omówiono także konstrukcje różnych anten, z których wiele zostało sprawdzonych przez Autorów w praktycznych zastosowaniach. Książka jest przeznaczona dla krótkofalowców i tych wszystkich, których interesuje ta dziedzina techniki.
621.396.654.17

©
Copyright by
Wydawnictwa Komunikacji i Łączności
Warszawa 1978

SPIS TREŚCI

1	ROZDZIAŁ WIADOMOŚCI WSTĘPNE	11
2	ROZDZIAŁ ELEMENTY TEORII ANTEN	15
2.1.	Pole elektromagnetyczne	15
2.1.1.	Ośrodek propagacji	15
2.1.2.	Powstawanie fali elektromagnetycznej	16
2.1.3.	Parametry propagacji	18
2.1.3.1.	Prędkość propagacji, długość fali, przesuwność	18
2.1.3.2.	Prędkość falowa, fazowa i grupowa	21
2.1.4.	Kształt fali elektromagnetycznej	24
2.1.5.	Składniki pola i energii fali elektromagnetycznej	25
2.1.5.1.	Elementarny dipol elektryczny	25
2.1.5.2.	Elementarny dipol magnetyczny, elementarna powierzchnia	28
2.1.5.3.	Energia pola elektromagnetycznego	30
2.1.6.	Polaryzacja fali elektromagnetycznej	32
2.1.7.	Rozchodzenie się fal elektromagnetycznych	35
2.2.	Tory przewodzące	36
2.2.1.	Parametry linii długich	36
2.2.2.	Linie przesyłowe	43
2.2.2.1.	Linia jednożyłowa	44
2.2.2.2.	Linia dwużyłowa symetryczna	44
2.2.2.3.	Linia czterożyłowa symetryczna	50
2.2.2.4.	Linia paskowa	51
2.2.2.4.	Własności linii paskowej	51
2.2.2.6.	Linia Goubau	59
2.2.3.	Linia długa jako obwód elektryczny	62
2.2.3.1.	Rozkład napięć i prądów w linii	63
2.2.3.2.	Impedancja wejściowa linii	67
2.2.3.3.	Linia długa jako obwód rezonansowy	73
2.2.4.	Dopasowanie linii	74
2.2.4.1.	Zależności podstawowe	76
2.2.4.2.	Informacje uzupełniające	78

2.2.4.3.	Układy dopasowujące	79
2.3.	Elementy teorii anten	84
2.3.1.	Charakterystyka promieniowania	84
2.3.2.	Kierunkowość i zysk	89
2.3.3.	Rezystancja anteny	92
2.3.4.	Długość skuteczna	94
2.3.5.	Powierzchnia skuteczna anteny	96
2.3.6.	Wskaźnik przeniesienia mocy	102
2.3.7.	Zasada wzajemności	103
2.3.8.	Elementarne źródła promieniowania	104
2.3.8.1.	Charakterystyka kierunkowości	104
2.3.8.2.	Wpływ ekranu na pole wibratora	108
2.3.8.3.	Charakterystyka układu dipoli	114
2.3.8.4.	Rozkład prądu i impedancja w antenie dipolowej	115
2.3.8.5.	Szerokość pasma anteny, dipol szerokopasmowy	121

3 ROZDZIAŁ **ZASILANIE ANTEN** **128**

3.1.	Rodzaje torów zasilających	128
3.1.1.	Zasilanie bezpośrednie	128
3.1.2.	Zasilanie nierezonansowe	130
3.1.3.	Zasilanie rezonansowe	130
3.2.	Praktyczne rozwiązania układów dopasowania	134
3.2.1.	Bezpośrednie zasilanie dipola linią symetryczną	134
3.2.2.	Zasilanie linią dopasowaną	136
3.2.3.	Transformator ćwierćfalowy	137
3.2.4.	Zasilanie bocznikowe symetryczne	139
3.2.5.	Zasilanie bocznikowe asymetryczne	142
3.3.	Układy symetryzująco-dopasowujące	146
3.3.1.	Symetryzatory rezonansowe	149
3.3.2.	Symetryzatory aperiodyczne	160
3.3.3.	Parametry symetryzatorów	170
3.4.	Dopasowanie układu nadajnik — linia zasilająca	171
3.4.1.	Układy z linią asymetryczną	172
3.4.2.	Układy z linią symetryczną	175
3.4.3.	Układy uniwersalne	176

4 ROZDZIAŁ **PROPAGACJA FAL RADIOWYCH** **179**

4.1.	Rodzaje propagacji	179
4.2.	Wybrane zagadnienia z propagacji	181
4.2.1.	Propagacja w wolnej przestrzeni	181
4.2.2.	Zasada Huyghensa i strefy Fresnela	183
4.2.3.	Rozchodzenie się fal nad płaską powierzchnią Ziemi	185
4.2.4.	Rozchodzenie się fal nad realną ziemią	187
4.2.5.	Rozpraszanie się fal radiowych w troposferze	193
4.2.6.	Właściwości jonosfery	196
4.2.7.	Odbicia od śladów meteorów	203
4.2.7.1.	Powstawanie odbić	203
4.2.7.2.	Statystyczny charakter odbić	205
4.2.8.	Propagacja w odbiciu od zorzy polarnej	211
4.2.9.	Propagacja za pośrednictwem Księżyca	214
4.3.	Warunki łączności satelitarnej	218
4.4.	Bilans energetyczny łącza radiowego	219

4.4.1.	Tłumienie i szумы trasy kosmicznej	220
4.4.2.	Szумы układu: odbiornik, linia zasilająca i antena	222
4.4.3.	Bilans mocy układu, konieczne zyski anten	228

5 ROZDZIAŁ BUDOWA ANTEN KRÓTKOFALOWYCH 231

5.1.	Uwagi wstępne	231
5.1.1.	Dobór anteny krótkofalowej	231
5.1.2.	Układy antenowe do łączności dalekich	233
5.2.	Konstrukcja anten harmonicznych	237
5.2.1.	Anteny półfalowe	241
5.2.1.1.	Antena półfalowa zasilana linką	242
5.2.1.2.	Dipol zasilany linką współosiową	243
5.2.1.3.	Dipol pętlowy	243
5.2.1.4.	Antena pięciopasmowa zasilana przewodem współosiowym	246
5.2.2.	Proste anteny wielopasmowe	247
5.2.2.1.	Antena typu L, antena Fuchsa	247
5.2.2.2.	Antena Zeppelin	250
5.2.2.3.	Podwójny Zeppelin (Doublet)	251
5.2.3.	Anteny pasmowe z przeniesionym punktem zasilania	252
5.2.3.1.	Długi i krótki Doublet	253
5.2.3.2.	Antena G5RV	255
5.2.3.3.	Dipol pięciopasmowy ze stroikiem	256
5.2.3.4.	Dipole asymetryczne	257
5.2.3.5.	Antena Windom	258
5.2.3.6.	Zestaw anten Windom	261
5.2.3.7.	Antena Longwire (LW)	262
5.2.4.	Złożone anteny wielopasmowe	265
5.2.4.1.	Skrócony dipol pracujący w pasmie 3,5 i 7 MHz	265
5.2.4.2.	Wielopasmowa antena DL7AB	266
5.2.4.3.	Antena wielopasmowa z odsprzęgaczami	268
5.2.4.4.	Antena wielopasmowa W3DZZ	272
5.2.4.5.	Odmiany anteny W3DZZ	278
5.2.4.6.	Antena z wieloma odsprzęgaczami	279
5.2.4.7.	Antena HA5DM	280
5.2.5.	Anteny o zmniejszonej rozpiętości	281
5.2.5.1.	Dwupasmowa antena T	281
5.2.5.2.	Antena odwrócone V	282
5.2.5.3.	Antena skrócona odwrócone V	286
5.2.5.4.	Siedmiopasmowa antena odwrócone V	287
5.2.5.5.	Piramida drutowa	288
5.2.5.6.	Antena Delta + odwrócone V	290
5.2.6.	Anteny z formowaną charakterystyką	291
5.2.6.1.	Antena pozioma V	292
5.2.6.2.	Antena LV	293
5.2.6.3.	Gwiazda anten V	294
5.2.6.4.	Piętrowa antena V	295
5.2.6.5.	Załamany LW	296
5.2.6.6.	Otwarty romb	298
5.3.	Anteny aperiodyczne	298
5.3.1.	Obciążona antena LW	299
5.3.2.	Antena T2FD	302
5.3.3.	Anteny rombów	304
5.3.4.	Antena dipolowa z falą bieżącą	308

5.4.	Układy dipoli	309
5.4.1.	Wiadomości podstawowe	309
5.4.1.1.	Definicje i określenia	309
5.4.1.2.	Charakterystyka promieniowania	311
5.4.1.3.	Wzajemne oddziaływanie elementów	314
5.4.1.4.	Układy antenowe czynne	316
5.4.2.	Układy kolinearne	317
5.4.3.	Układ równoległy poprzecznokierunkowy	321
5.4.3.1.	Układy dwuelementowe	323
5.4.3.2.	Układy wieloelementowe	325
5.4.3.3.	Antena „Leżące H”	326
5.4.3.4.	Piętrowa antena V	328
5.4.3.5.	Antena kwadratowa	328
5.4.3.6.	Anteny ścianowe	329
5.4.4.	Anteny wzdluznokierunkowe	331
5.4.4.1.	Antena W8JK	332
5.4.4.2.	Antena W8JK ze zwiększoną sprawnością	335
5.4.4.3.	Antena ZL-Specjal	337
5.4.4.4.	Antena HB9CV	340
5.4.4.5.	Antena o przełączalnym kierunku	343
5.5.	Anteny strumieniowe dipolowe	344
5.5.1.	Układ dwóch dipoli, Antena Yagi-Uda	344
5.5.2.	Antena 3-elementowa	351
5.5.3.	Przykłady rozwiązań konstrukcyjnych anten strumieniowych	356
5.5.3.1.	Anteny pełnowymiarowe	357
5.5.3.2.	Antena HB9CV	358
5.5.3.3.	Minibeam VK2AOU	360
5.5.3.4.	Minibeam HA5DR	361
5.5.3.5.	Minibeam W8HRF	362
5.5.3.6.	Antena W2EEY	363
5.5.3.7.	Antena VK2ABQ	365
5.5.3.8.	Anteny spiralne	366
5.5.4.	Wielopasmowe strumieniowe anteny obrotowe	369
5.5.4.1.	Antena G4ZU	369
5.5.4.2.	3-pasmowa antena VK2AOU	373
5.5.4.3.	3-pasmowa antena obrotowa typu W3DZZ	375
5.5.4.4.	3-pasmowa obrotowa antena DL1FK	378
5.5.4.5.	Wielopasmowe anteny nakładane	380
5.6.	Anteny pętlowe	382
5.6.1.	Właściwości anteny pętlowej	382
5.6.1.1.	3-pasmowy Quad VK2AOU	387
5.6.2.	Dwuelementowy Cubical Quad	387
5.6.3.	Trójelementowy Cubical Quad	394
5.6.4.	Antena X-Quad	395
5.6.5.	Konstrukcja anten Cubical	397
5.6.6.	Antena klatkowa	400
5.6.7.	Antena Swiss-Quad	400
5.6.8.	Antena Delta Loop	402
5.6.9.	Skrócone anteny Cubical Quad	405
5.7.	Anteny ramowe	407
5.8.	Dipole pionowe	410
5.8.1.	Antena Ground Plain (GP)	413
5.8.2.	Uziemione dipole pionowe	414
5.8.3.	Anteny GP z dopasowaną rezystancją	416
5.8.4.	Anteny GP skrócone	417

5.8.5.	Pionowe dipole półfalowe	417
5.8.6.	Anteny GP wielopasmowe	418
5.8.6.1.	Czteropasmowe GP	419
5.8.6.2.	Pięciopasmowa antena GP	420
5.8.6.3.	3-pasmowa antena LA1EI	420
5.8.7.	Anteny do stacji ruchomych (Mobil)	421
5.9.	Anteny DDDR	422

6

ROZDZIAŁ

PROJEKTOWANIE ANTEN UKF

6.1.	Wiadomości wstępne	424
6.2.	Anteny dipolowe UKF	426
6.2.1.	Krótką antena Yagi-Uda	426
6.2.1.1.	Anteny dwuelementowe	427
6.2.1.2.	Anteny 3-elementowe	429
6.2.1.3.	Wieloelementowe anteny Yagi-Uda	434
6.2.2.	Zespoły anten Yagi	434
6.2.2.1.	Antena „5 nad 5”	439
6.2.2.2.	Układ z korektą charakterystyki	439
6.2.2.3.	Antena z wibratorem ramowym	443
6.2.3.	Anteny z charakterystyką dookólną	445
6.2.3.1.	Pionowa antena kolinearna	446
6.2.3.2.	Dipol pierścieniowy	447
6.2.3.3.	Antena krzyżowa	448
6.2.3.4.	Dookólny Helical	450
6.3.	Anteny z falą powierzchniową	450
6.3.1.	Fala powierzchniowa i jej właściwości	450
6.3.2.	Projektowanie anteny L-Yagi	456
6.3.3.	Zespoły anten L-Yagi	458
6.3.4.	Przykłady anten L-Yagi na 144 MHz	459
6.3.5.	Anteny Yagi na 432 MHz	467
6.4.	Anteny ścianowe	472
6.5.	Anteny do łączności satelitarnych	475
6.6.	Anteny reflektorowe	477
6.6.1.	Budowa reflektora	478
6.6.2.	Anteny z reflektorem kątowym	479
6.6.3.	Anteny Backfire	484
6.6.4.	Anteny paraboliczne	489
6.7.	Anteny Helical	493
6.7.1.	Wiadomości podstawowe	493
6.7.2.	Układy anten Helical	500
6.7.3.	Anteny Helicone	503
6.7.4.	Przykłady anten Helical	503
6.8.	Uwagi na temat przepisów	506
	Dodatek	508
	Wykaz literatury	513
	Skorowidz	515

WIADOMOŚCI WSTĘPNE

1.1.

AMATORSKIE URZĄDZENIA ANTENOWE

Urządzenie antenowe spełnia ważną rolę w łączności radiowej, a mianowicie:

- przekazuje energię elektryczną nadajnika do wolnej przestrzeni w postaci energii pola elektromagnetycznego,
- pobiera z wolnej przestrzeni energię pola elektromagnetycznego i przekazuje ją do odbiornika.

Wynika stąd, że urządzenia antenowe są ogniwem łączącym nadajnik z odbiornikiem za pośrednictwem wolnej przestrzeni.

Urządzenie antenowe zazwyczaj składa się z:

- a) anteny właściwej wraz z konstrukcją nośną jak maszty i odciąg, a także mechanizmem służącym do optymalnego ustawienia położenia anteny,
- b) linii łączącej (tor łączący, prowadnica falowa, feeder),
- c) elementów pomocniczych jak obwody dopasowujące, symetryzujące, przełączniki, złącza,
- d) wyposażenia dodatkowego, a mianowicie urządzenia pomiarowo-kontrolnego, zabezpieczenia, uziemienia itp.

1.2.

KLASYFIKACJA ANTEN

W zakresie fal krótkich (KF) zadowalający odbiór zapewnia zwykły, kilkumetrowy odcinek przewodu. O jakości odbioru decydują przede wszystkim właściwości odbiornika (selektywność, stabilność). W złych warunkach, w jakich pracują zaawansowani amatorzy (bardzo słaby sygnał, zakłócenia) do odbioru stosuje się anteny kierunkowe

takie jak w urządzeniach nadawczych. Wystarczy więc zapoznać się z właściwościami anten nadawczych by zagadnienie anten odbiorczych zostało wyczerpane. Wynika to między innymi z zasady wzajemności opisanej w rozdziale 2.

Najbardziej racjonalnym jest stosowanie tej samej anteny do nadawania i odbioru, gdyż wtedy maksymalnie wykorzystuje się właściwości kierunkowe anteny. Wymaga to jednak stosowania urządzenia przełączającego antenę z odbiornika (RX) na nadajnik (TX) i z powrotem. Nowoczesne nadajniki są wyposażone w bardzo dobre, najczęściej przekaźnikowe układy przełączające. W przypadku stosowania dwóch różnych anten może wystąpić taka sytuacja, że antena nadawcza emituje główną wiązkę promieniowania nie w tym kierunku, z którego antena odbiorcza najlepiej odbiera. Do łączności w takim przypadku dochodzi ze znacznie gorszymi parametrami. Jeśli natomiast obie anteny nadawcza i odbiorcza mają podobną budowę i znajdują się w pobliżu siebie, to występuje między nimi silne sprzężenie i do odbiornika dostaje się sygnał tak silny, iż może go uszkodzić.

W zakresie fal ultrakrótkich (UKF) w urządzeniach stacjonarnych dominują anteny kierunkowe, obrotowe. W urządzeniach typu mobil i przenośnych stosuje się na ogół anteny dookólne. W radiolatarniach (beacon) i stacjach przekaźnikowych stosuje się anteny stałe o specjalnie dobranej charakterystyce kierunkowej, wynikającej z przeznaczenia i warunków terenowych. W zakresie UKF z reguły nadajnik i odbiornik pracują na tej samej antenie. Wyjątek stanowią układy antenowe stacji przekaźnikowych. Obie anteny są wtedy przyłączone do urządzeń odbiorczych i nadawczych, jednocześnie pracujących na różnych, lecz bliskich sobie częstotliwościach. W celu zmniejszenia sprzężenia układy takich anten wymagają specjalnego doboru a nawet wprowadzenia obwodów odsprzęgających.

Radioamator zamierzający zainstalować antenę staje zawsze przed decyzją jaką dobrać antenę. W książkach i czasopismach napotyka liczne opisy „cudownych anten”. Opisów tych jest bardzo dużo i początkowo wydaje się mu, że istnieje niezmiernie duża liczba przeróżnych rodzajów anten. Trudno mu jest zorientować się i dokonać wyboru, gdyż wśród radioamatorów krążą różne informacje na temat doskonałej pracy jednego typu anten i zdecydowanie złe opinie o drugim typie anteny. Odpowiedź na te i inne wątpliwości można znaleźć w rozdziale drugim (elementy teorii anten), a także w rozdziałach 5 i 6, opisujących konkretne rozwiązania konstrukcyjne anten.

Antena oczywiście nie jest urządzeniem o nieograniczonych możliwościach. Niemniej jednak dobrze wykonana instalacja antenowa pozwala maksymalnie wykorzystać moc nadajnika, oraz doprowadzić możliwie największy sygnał do odbiornika. Odpowiednio zaprojektowany i rozbudowany układ antenowy posiada zysk energetyczny, którego nie da się zastąpić żadnym układem elektronicznym.

W celu ułatwienia zorientowania się w gąszczu ponad 200 spotykanych rozwiązań anten amatorskich wprowadzono w niniejszej książce podział na podstawowe rodzaje anten amatorskich. Podział ten w większości pokrywa się z podziałem anten profesjonalnych. Mając na uwadze głównego adresata tej książki wprowadzono w wielu przypadkach obok słownictwa profesjonalnego słownictwo stosowane wśród amatorów, często zapożyczone z literatury zagranicznej.

Antena jest urządzeniem pośredniczącym w procesie przekazywania energii fal elektromagnetycznych między wolną przestrzenią i linią zasilającą. Proces ten jest dwustronny. Każda antena ma element czynny (wibrator) oraz może mieć także elementy bierne.

Element podstawowy anteny — wibrator — jest przyłączony do linii zasilającej. Wystąpienie zmiennego napięcia w.c.z. na wibratorsze jest związane z równoczesnym pojawieniem się fali w linii zasilającej oraz pola elektromagnetycznego w otoczeniu wibratora. Elementy bierne, występujące w konstrukcji anteny i nadające jej charakterystyczny kształt, mają za zadanie:

— uformowanie pola elektromagnetycznego odpowiednio rozłożonego, — ułatwienie wzajemnego dopasowania impedancji układu: wolna przestrzeń—antena—linia zasilająca tak, aby skuteczne sprzężenie linii z przestrzenią było jak największe.

Wymienione właściwości anteny można uzyskać stosując różne rozwiązania konstrukcyjne.

Ze względu na sposób promieniowania rozróżnia się trzy grupy anten: anteny liniowe, anteny aperturowe, anteny z falą powierzchniową.

Anteny liniowe

Anteny te mają postać przewodu lub układu przewodów o długości (l) znacznie większej od wymiarów poprzecznych (d). Zwykle dla anten liniowych stosunek długości fali λ promieniowanej do średnicy przewodu d jest większy od 1000. Charakterystyka promieniowania wynika z rozkładu gęstości prądu na przewodzie. Do tej grupy zaliczamy: anteny dipolowe, harmoniczne (longwire), rombówce. Są one najczęściej spotykanymi antenami na falach krótkich.

Anteny aperturowe

Anteny te charakteryzuje łatwo wyróżniająca się powierzchnia-apertura, w obrębie której następuje przekazywanie energii między linią zasilającą a nieograniczoną przestrzenią propagacji. Wymiary otaczające aperturę są zwykle znacznie większe od długości fali. Charakterystyka promieniowania anteny jest określona rozkładem pola elektromagnetycznego na aperturze. Typowe dla tej grupy są anteny reflektorowe (parabole, backfire).

Anteny z falą powierzchniową

W mechanizmie promieniowania tych anten zasadniczą rolę odgrywa fala powierzchniowa, przesuwająca się wzdłuż powierzchni anteny. Długość anteny jest zazwyczaj większa od długości fali. Charakterystykę promieniowania określają warunki propagacji fali wzdłuż anteny oraz sposób połączenia z linią zasilającą. Typowe dla tej grupy są anteny: długa Yagi-Uda, anteny dielektryczne. W antenach tych możliwości formowania charakterystyki są ograniczone. Zastosowanie układu kilku takich anten znacznie zwiększa możliwości kształtowania charakterystyki.

Układ antenowy, nazywany także *szykiem antenowym* jest zbiorem współdziałających ze sobą poszczególnych anten. Zbiór ten obejmuje źródła promieniowania (anteny) rozmieszczone na pewnej powierzchni (aperturze) w sposób dyskretny lub ciągły.

Między antenami aperturowymi a układami promieniującymi występuje istotna różnica. W antenie aperturowej wibrator wytwarza falę kulistą, a reflektor przekształca ją w falę płaską. W układzie antenowym właściwe zależności fazowe uzyskuje się przed wypromieniowaniem fali, na drodze dobrania odpowiedniego sposobu zasilania poszczególnych anten. Pozwala to na szybką zmianę charakterystyki kierunkowej anteny, bez dokonywania obrotu anteny.

Szyki antenowe, szczególnie w zakresie UKF, dają możliwości zestawiania układów o zyskach większych niż są osiągalne w pojedynczej antenie. Projektowanie ich wymaga jednak dobrego opanowania teorii anten oraz umiejętności wykonywania układów fazujących.

Na koniec należy wyjaśnić, że antena odbiorcza jest w stanie (i to w określonym stopniu) wykorzystać tylko tę część energii rozchodzącej się fali elektromagnetycznej, która pada na jej aperturę.

Antena nadawcza jest zdolna wypromieniować doprowadzoną do niej energię w określonym kierunku wiązką tym węższą im większa jest jej apertura.

W łącznościach z określonym korespondentem, ze względu na zakłócenia zazwyczaj większe efekty daje zwiększenie kierunkowości anteny nadawczej niż odbiorczej. Korzyści z dużej kierunkowości anteny w układach odbiorczych występują tylko w przypadku silnych bocznych zakłóceń lub przy odbiorze sygnałów na poziomie szumów.

ELEMENTY TEORII ANTEN

2.1.

POLE ELEKTROMAGNETYCZNE

2.1.1.

Ośrodek propagacji

Ośrodkiem propagacji jest przestrzeń, w której występują falowe właściwości przenoszenia energii pola elektromagnetycznego.

Zjawiska elektromagnetyczne mogą przebiegać w następujących ośrodkach:

1) w próżni:

o przenikalności elektrycznej (w F/m)

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9} \cong 8,854 \cdot 10^{-12} \quad (2-1)$$

i magnetycznej (w H/m)

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \quad (2-2)$$

2) w doskonałym dielektryku ($\sigma = 0$)

o względnej przenikalności elektrycznej ϵ_r i magnetycznej μ_r (tabl. 2.1) i wtedy przenikalność elektryczna

$$\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \quad (2-3)$$

oraz magnetyczna

$$\mu = \mu_r \cdot \mu_0 \quad (2-4)$$

przy czym ϵ_r i μ_r są bezwymiarowe,

3) w ośrodku ze stratami o konduktywności σ [S/m] i względnej zespolonej przenikalności elektrycznej określonej wzorem

$$\epsilon_{rp} = \epsilon_r - j 60\lambda_0 \sigma \quad (2-5)$$

w którym λ_0 jest to długość fali w próżni [m]. Do ośrodków ze stratami zaliczamy np. powierzchnię ziemi, wodę morską, jonosferę (tabl. 2.1). Często są one nazywane ośrodkami półprzewodzącymi lub dielektrykami ze stratami,

Tablica 2.1

WARTOŚCI ϵ_r , μ_r i σ W ZAKRESIE WIELKICH CZĘSTOTLIWOŚCI (URF)

Material	ϵ_r	μ_r	σ [S/m]
Powietrze	1,0005	~ 1	~ 0
Woda słodka	81	~ 1	10^{-3}
Woda morską	80	~ 1	4
Gleba mokra	10	~ 1	10^{-2}
Gleba sucha, piasek	4	~ 1	10^{-3}
Lasy	~ 10	~ 1	10^{-3}
Góry, skały	10	~ 1	10^{-3}
Duże miasta	~ 3	~ 1	10^{-4}
Śnieg	1,4	~ 1	10^{-3}
Lód	3,2	~ 1	10^{-3}

4) w przewodach o dużej konduktywności σ (patrz rozdz. 2.2).

Ośrodek propagacji może być *liniowy* i wtedy obowiązuje w nim prawo superpozycji. Wyraża się ono tym, że przy wystąpieniu dwóch zaburzeń D_1 i D_2 , zaburzenie wypadkowe wynosi

$$D = D_1 + D_2 \quad (2-6)$$

Warunek liniowości wymaga, by ϵ , μ i σ nie zależały od wartości natężeń pola.

Ośrodek propagacji jest *jednorodny* jeżeli ϵ , μ i σ nie zależą od wości nie są zależne od kierunku, co jest równoznaczne z tym, że ϵ , μ i σ nie zależą od kierunku. W przeciwnym przypadku przestrzeń jest anizotropowa. Przyjmuje się, że przestrzeń kosmiczna jest izotropowa zaś otoczenie ziemi (gleba, jonosfera) jest w pewnym, zresztą niewielkim stopniu anizotropowe.

Ośrodek propagacji jest *jednorodny* jeżeli ϵ , μ i σ nie zależą od położenia w przestrzeni i czasu. Atmosfera i ziemia są w większym lub mniejszym stopniu niejednorodne. Przestrzeń kosmiczna (w skali nas interesującej) jest jednorodna.

W ośrodkach *dyspersyjnych* (jonosferze) ϵ_r i σ zależą od częstotliwości.

2.1.2.

Powstawanie fali elektromagnetycznej

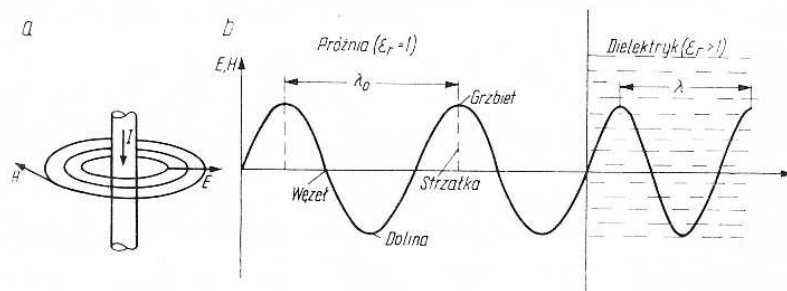
W otoczeniu przewodnika z prądem I wywołanym napięciem U występuje pole magnetyczne o natężeniu H i elektryczne o natężeniu E .

Linie pola magnetycznego H przewodnika o przekroju kołowym tworzą okręgi obejmujące ten przewód, leżące w płaszczyźnie prostopadłej do osi przewodu (rys. 2.1a).

Linie pola elektrycznego E są prostopadłe do linii pola magnetycznego H i leżą w płaszczyznach przechodzących przez oś wzdłużną przewodu.

Zmiana natężenia prądu w czasie powoduje zmianę wartości pola elektrycznego i magnetycznego w czasie.

Zmiany czasowe natężenia prądu mogą mieć złożony przebieg: prostokątny, trapezoidalny, celowo modulowany. Każdy taki przebieg niesinusoidalny prądu można rozłożyć na szereg Fouriera, będący sumą



Rys. 2.1. Pole elektryczne E i magnetyczne H w otoczeniu przewodnika (a), umowny obraz fali płaskiej w próżni i dielektryku (b)

składowych sinusoidalnych o różnych częstotliwościach i amplitudach. W dalszych rozważaniach wystarczy więc rozpatrzyć zjawiska związane z przebiegami sinusoidalnymi.

Zmieniające się jednocześnie pole elektryczne i magnetyczne tworzy w otoczeniu przewodnika tzw. pole elektromagnetyczne wokół przewodu. Zmiany pola elektromagnetycznego rozprzestrzeniają się z prędkością v tworząc tzw. *falę elektromagnetyczną*.

Falę elektromagnetyczną charakteryzuje

1. *Promień* — linia wzdłuż której rozprzestrzenia się fala elektromagnetyczna. W jednorodnym izotropowym ośrodku promienie tworzą pęk prostych wychodzących ze źródła zaburzenia. W większości przypadków w pobliżu ziemi, szczególnie w zakresie fal krótkich promień fali elektromagnetycznej jest linią krzywą.

2. *Człoto fali* — miejsce geometryczne punktów fali elektromagnetycznej o tej samej fazie. W fali płaskiej będzie to płaszczyzna, w fali kulistej wycinek czaszy kulistej.

3. *Polaryzacja* — położenie wektora natężenia pola elektrycznego E w stosunku do promienia.

2.1.3.

Parametry propagacji

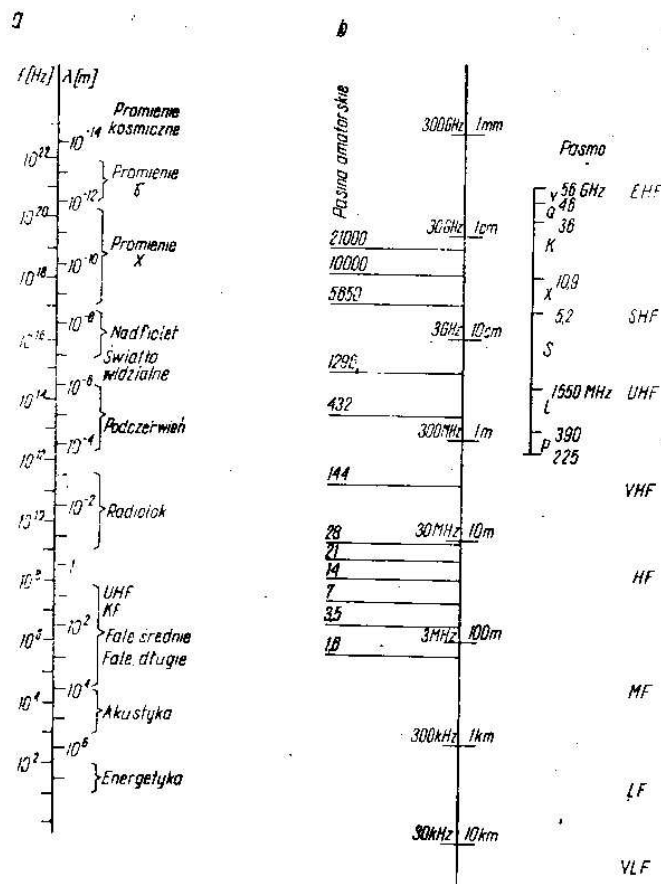
2.1.3.1.

Prędkość propagacji, długość fali, przesuwność

Długością fali λ nazywamy najmniejszą odległość dwóch punktów fali, leżących na tej samej powierzchni i znajdujących się w tej samej fazie. Długość fali zależy od częstotliwości f i jej prędkości propagacji (rozchodzenia się) v wyrażonej w m/s

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (2-7)$$

Jednostką długości fali jest metr [m].



Rys. 2.2. a — Podział fal elektromagnetycznych, b — położenie pasm amatorskich

Na rysunku 2.2 podano klasyfikację fal elektromagnetycznych o różnej długości.

W próżni $\epsilon_r = 1$, $\mu_r = 1$, $\sigma = 0$ a prędkość propagacji jest największa i równa się prędkości światła

$$v = c = 2,997\,930 \cdot 10^8 \text{ [m/s]} \cong 3 \cdot 10^8 \text{ [m/s]} \quad (2-8)$$

przy czym $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$ (2-8a)

Fala elektromagnetyczna w próżni ma długość λ równą λ_0 przy czym

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{300}{f \text{ [MHz]}} \quad (2-9)$$

W dielektryku bezstratnym ($\sigma = 0$) o przenikalności względnej ϵ_r i μ_r prędkość propagacji v wynosi

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}} = \frac{r c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} = \frac{c}{n} \quad (2-10)$$

przy czym $n = \sqrt{\mu_r \epsilon_r}$ jest współczynnikiem załamania (refrakcji) względem próżni ($n \geq 1$).

Długość fali w dielektryku jest określona wzorem 2-7. Jest ona mniejsza od długości fali w próżni $\lambda \leq \lambda_0$ (rys. 2.1b) a mianowicie

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{n} = \frac{c}{f \sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad (2-11)$$

Ponieważ zazwyczaj $\mu_r \cong 1$ (ośrodek magnetycznie obojętny) zależność 2-11 upraszcza się do postaci

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \lambda_0 = K \lambda_0 = \frac{300K}{f \text{ [MHz]}} \text{ [m]} \quad (2-12)$$

gdzie $K = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1}{n}$ jest współczynnikiem skrócenia fali.

Na przykład fala radiowa o długości $\lambda_0 = 10$ m w wodzie ($\epsilon_r = 80$) ma długość

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{80}} \lambda_0 = 1,11 \text{ m}$$

W wielu przypadkach odległość r dwóch punktów przy opisie propagacji fali elektromagnetycznej określa się nie liczbą metrów, lecz liczbą x jednostek fali λ a mianowicie

$$r = x \cdot \lambda \quad (2-13)$$

Jednostka długości fali λ odpowiada pewnej liczbie metrów lub równocześnie przesunięciu fazowemu o kąt 2π wyrażonemu w radianach. Dzieląc 2π przez długość fali λ [m] otrzymuje się nową jednostkę tzw.

przesuwność k (stała fazowa, liczba fazowa), która występuje w wielu wzorach, a mianowicie

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega \sqrt{\epsilon \mu} = \frac{\omega}{v} \text{ [rad/m]} \quad (2-14a)$$

Oczywiście dla próżni

$$k = k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi f}{c} \quad (2-14b)$$

Mnożąc stronami równości (2-13) i (2-14) otrzymuje się odległość między dwoma dowolnymi punktami na promieniu fali elektromagnetycznej wyrażoną w radianach

$$kr = 2\pi x \quad (2-14c)$$

Przykład. Przy fali o długości $\lambda = 2$ m odległość dwóch punktów $r = 0,25$ m można określić za pomocą $x = \frac{r}{\lambda} = \frac{0,25}{2} = \frac{1}{8}$ a mianowicie korzystając ze związku

$r = x \lambda$ otrzymuje się $r = \frac{1}{8} \lambda$. Odległość ta może być wyrażona w radianach, gdyż

$$r_{\text{rad}} = kr = \frac{2\pi}{\lambda} r = \frac{2\pi}{8} = \frac{\pi}{4} \text{ co odpowiada odległości w stopniach } r_{\text{stop}} = 45^\circ.$$

W dielektryku rzeczywistym występują straty ($\sigma > 0$) i wtedy we wzorze 2-10 zamiast ϵ_r należy podstawić ϵ_{rp} określoną wzorem 2-5. Wynika z tego, że prędkości propagacji fali w ośrodku ze stratami zależą od częstotliwości. Ośrodki takie nazywamy ośrodkami dyspersyjnymi. Ośrodki te są dobrze znane z optyki. Na przykład szkło jest ośrodkiem rozszczepiającym fale świetlne (pryzmat).

W ogólnym przypadku w ośrodku dyspersyjnym jego parametry zależą od częstotliwości. Dyspersja występuje w liniach przesyłowych o znacznych stratach oraz w takich ośrodkach jak np. jonosfera, powierzchnia i wnętrze ziemi. Szczególnie silna dyspersja występuje w gazach przy częstotliwościach rezonansów molekularnych (częstotliwości rzędu GHz).

W przypadku fal dostatecznie długich o $\lambda \gg \frac{\epsilon_r}{60\sigma}$ właściwości tych ośrodków stają się podobne do właściwości przewodnika a dla fal dostatecznie krótkich o $\lambda \ll \frac{\epsilon_r}{60\sigma}$ podobne do dielektryku.

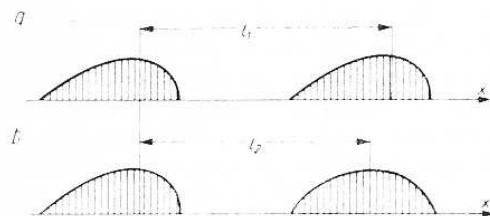
Przy suchej ziemi granica ta występuje w zakresie fal krótkich, dla wody morskiej na falach metrowych, a w jonosferze w zależności od stopnia zjonizowania bądź w zakresie fal średnich lub krótkich.

Z dyspersją jest związane występowanie trzech rodzajów prędkości: prędkość falowa v , prędkość fazowa v_f i prędkość grupowa v_g .

W łączności radiowej nośnikiem informacji jest fala nośna. Sama fala nośna nie przekazuje informacji. Informacja jest natomiast

zawarta w zmianie jej parametrów: amplitudy, częstotliwości, przesunięcia fazowego.

W ośrodkach dyspersyjnych kształt impulsu niesinusoidalnego, w wyniku różnych prędkości propagacji, ulega zmianie. Impuls



Rys. 2.3. Wpływ dyspersji ośrodka na zniekształcenie fali
a — ośrodek niedispersyjny,
b — ośrodek z dyspersją

prostokątny ulega zniekształceniu (rys. 2.3), jednocześnie czoło impulsu zmienia fazę. Bliższe dane na temat tych zjawisk zachodzących w jonosferze zawarte są w rozdziale 4 oraz w literaturze [1], [3], [4].

2.1.3.2.

Prędkość falowa, fazowa i grupowa

Prędkość falowa v jest to prędkość określona wzorem 2-10. W fali sinusoidalnej punkt o stałej fazie przesuwa się po promieniu w kierunku rozchodzenia się fali z prędkością falową v .

Prędkość fazowa v_f jest to prędkość punktu o stałej fazie poruszającego się niekoniecznie po promieniu fali. Prędkość fazowa jest równa lub większa od prędkości falowej tj. $v_f \geq v$.

Prędkość grupowa v_g jest prędkością przenoszenia energii i informacji zawartej w fali nośnej. Może zawierać się ona w przedziale

$$0 \leq v_g \leq v$$

Pojęcia prędkości fazowej i grupowej, poza zjawiskami związanymi z dyspersją, znajdują szerokie zastosowanie przy analizie działania anten, a w szczególności anten aperturowych i układów promieniujących. Dlatego też pojęcia te zostaną szerzej wyjaśnione (w dostępnej literaturze brak jest na ten temat przystępnych opisów).

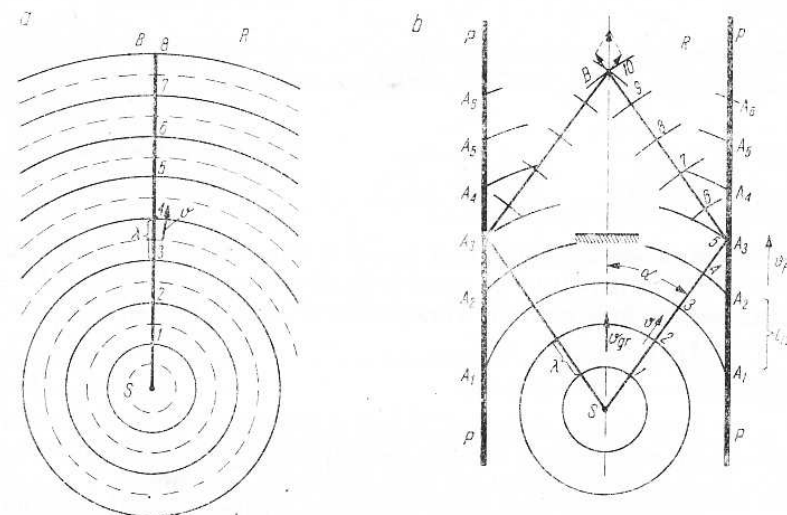
Przyjmijmy, że dane jest źródło S fali elektromagnetycznej o częstotliwości f . Zgodnie z podanym w p. 2.1.2 opisem powstawania fal elektromagnetycznych z punktu S rozchodzi się promieniście we wszystkich kierunkach fala, przedstawiona (rys. 2.4a) za pomocą grzbietów (linia ciągła) i dolin (linia przerywana).

Na płaszczyźnie R przechodzącej przez punkt S obieramy punkt B odległy od środka S o m długości fali (na rys. $m = 8$).

Odległość $SB = m\lambda$ fala przebywa w czasie $t_1 = \frac{m}{v}$ przy czym

v jest prędkością falową w danym ośrodku i jest identyczna z prędkością v , przesuwania się grzbietów w kierunku SB .

Ustawmy teraz na drodze promienia SB przeszkodę zatrzymującą falę jak na rys. 2.4b. Fala elektromagnetyczna w tym przypadku (jeżeli pominiemy zjawiska dyfrakcji) do punktu B nie dotrze. Dodatkowo ustawmy po obu bokach równoległe i symetrycznie do prostej SB dwa ekrany prostopadłe do płaszczyzny R , całkowicie odbijające fale.



Rys. 2.4. Rozchodzenie się fali w wolnej przestrzeni (a) i przestrzeni z przeszkodami (b)

Energia wypromieniowana ze źródła S pod kątem α w kierunku obu ekranów po odbiciu w punktach A_3 dotrze do punktu B . W punkcie B obie składowe dodają się tworząc wypadkową w kierunku SB , tak jakby przeszkody nie było.

Rozpatrzmy teraz zjawisko na powierzchni ekranów $P-P$. Kolejne grzbieity fali o częstotliwości f i długości λ docierają jednocześnie do kilku punktów A_1, A_2, A_3, A_4 itd. powierzchni $P-P$. Odległości między tymi punktami wynoszą odpowiednio l_{12}, l_{23}, l_{34} .

Z rysunku widać, że $l_{12} > l_{23} > l_{34}$ itd. Częstotliwość fali elektromagnetycznej wysyłanej z punktu S jest stała, a więc jest ona taka sama w każdym punkcie płaszczyzny R .

W chwili początkowej do punktu A_3 dotarł grzbiet oznaczony na rysunku numerem 5, do punktu A_4 grzbiet 6. Po czasie $T = \frac{1}{f}$ do punktu A_3 dotrze grzbiet 4 a do punktu A_4 grzbiet 5. W czasie T grzbiet 5 przesunął się wzdłuż ekranu $P-P$ o odcinek l_{34} czyli z prędkością

$$v_{f34} = \frac{l_{34}}{T} = l_{34}f$$

Jest to prędkość fazowa w ruchu falowym. Łatwo można wykazać, że

$$v_f = v/\cos \alpha \quad (2-15a)$$

Zauważmy, że prędkość ta jest różna w różnych punktach i, że przy oddaleniu się od źródła $\cos \alpha \rightarrow 1$ i prędkość fazowa v_f zbliża się do prędkości falowej v . Pojęcie prędkości fazowej można łatwo zilustrować stosując analogię do fal wodnych. Przyjmujemy, że prosta $P-P$ jest linią brzegową morza, po którym biegą fale pod kątem α do brzegu. Chcąc utrzymać się cały czas na grzbiecie fali należy płynąć wzdłuż brzegu z prędkością fazową v_f . Oczywiście, gdy fale docierają prostopadle do brzegu to $\alpha = 90^\circ$ i prędkość ta jest nieskończenie wielka, a gdy poruszają się wzdłuż brzegu ($\alpha = 0$) to prędkość fazowa równa się prędkości falowej.

Przejdźmy teraz do promienia odbitego w punkcie A_3 . Wiadomo, że kąt padania równa się kątowi odbicia i dlatego odcinek $SA_3 = A_3B$. Na każdym odcinku drogi w opisywanym przypadku mieści się n grzbietów czyli w sumie $2n$ długości fali (na rys. $n = 5$).

Poprzednio na drodze SB mieściło się m długości fali. Drogę tę mogła fala przebyć w czasie $t_1 = \frac{m\lambda}{v}$ (rys. 2.4a).

Obecnie czas ten wynosi $t_2 = \frac{n\lambda}{v}$. Ponieważ $m < n$ to czas $t_2 > t_1$. Prędkość v_g przeniesienia fali z punktu S do B wynosi więc

$$v_g = \frac{SB}{t_2}$$

Łatwo można wykazać, że prędkość grupowa (v_g) wynosi

$$v_g = v \cos \alpha \quad (2-15b)$$

Zauważmy również, że dla różnych punktów B_1, B_2 na prostej SB prędkość grupowa będzie różna, gdyż zależy ona od miejsca odbicia fali od ekranu $P-P$. W skrajnych przypadkach prędkość grupowa może być równa zero ($v_g = 0$), co odpowiada powstaniu fali stojącej, lub może być równa prędkości falowej ($v_g = v$) co odpowiada propagacji w wolnej przestrzeni.

Ze wzorów (2-13) i (2-14) wynika, że obie prędkości powiązane są zależnością

$$v_g \cdot v_f = v^2 \quad (2-15c)$$

Z prędkością fazową spotykamy się w złożonych antenach, w których wibrator promieniujący do reflektora, np. parabolicznego, powinien wytworzyć w nim prądy o określonych amplitudach i fazach.

Z prędkością grupową spotykamy się również przy składaniu promieniowania poszczególnych punktów anteny w optymalną wiązkę promieniowania.

2.1.4.

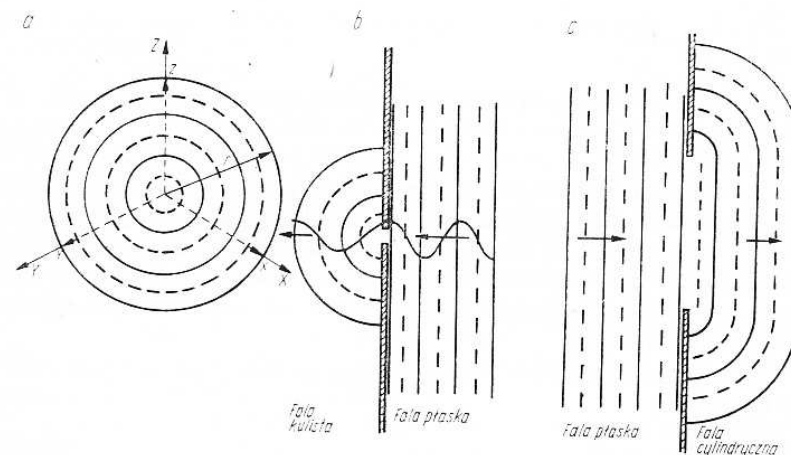
Kształt fali elektromagnetycznej

Falą kulistą nazywamy falę, dla której powierzchnie o jednakowej fazie tworzą powierzchnie kuliste współśrodkowe.

Fala kulista jest jednym z rozwiązań równania falowego, jednak nie jest rozwiązaniem równań Maxwella. Wynika to z tego, że nie można fizycznie zrealizować hipotetycznego punktowego źródła fali, które by wysyłało energię z jednakowym natężeniem we wszystkich kierunkach. Takie idealne źródło promieniowania fali kulistej nosi nazwę źródła izotropowego. Pomimo to pojęcie źródła fali kulistej jest użyteczne. Pozwala na zastosowanie do wyznaczania kształtu fal tzw. zasady Huyghensa, według której każdy punkt przesłoni, w której istnieje zaburzenie falowe, można uważać za źródło fali kulistej.

W dostatecznie dużej odległości od źródła wycinek powierzchni fali kulistej można traktować jako falę płaską. Falą płaską nazywamy falę, w której powierzchnie o jednakowej fazie tworzą płaszczyznę. W fali płaskiej natężenie pola nie zmienia się z odległością od źródła.

Dowolna fala, np. płaska, trafiając na przeszkodę z niewielkim otworem (rys. 2.5b) tworzy bezpośrednio za nią ponownie falę kulistą (zasada Huyghensa).



Rys. 2.5. a — Fala kulista o promieniu $r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$, b — powstawanie fali kulistej za małym otworem, c — powstawanie fali cylindrycznej za wąską szczeliną

Zmiana kształtu fali jest nieodwracalna, to znaczy, że zmiana kierunku fali trafiającej na przeszkodę z otworem nie przywraca jej poprzedniego kształtu. Właściwość ta w pewnym stopniu narzuca inne warunki pracy w antenie nadawczej a inne w antenie odbiorczej. W an-

tenie nadawczej mamy przeważnie do czynienia z falami cylindrycznymi wyprowadzającymi się z fali kulistej (rys. 2.5c) natomiast do tej samej anteny, sygnał nadany z dużej odległości dociera jako fala prawie płaska.

2.1.5.

Składniki pola i energii fali elektromagnetycznej

Właściwości fali elektromagnetycznej są opisane równaniami Maxwella. Pozwalają one przy założonym rozkładzie prądu w antenie, określić charakter pola elektromagnetycznego w pobliżu i w dużej odległości od anteny, a tym samym przewidzieć wartość sygnału w antenie odbiorczej. Równania te są podane w literaturze [1, 2, 3, 4, 5].

Poniżej zostaną podane właściwości pola wynikające z tych równań. Równania Maxwella obowiązują w przestrzeni liniowej i izotropowej (p. 2.1.1). Pokazują one powiązanie zmiennych pól elektrycznych ze zmiennymi polami magnetycznymi. Zmienne pole elektryczne nigdy nie występuje samodzielnie, lecz zawsze towarzyszy mu zmienne pole magnetyczne (i odwrotnie).

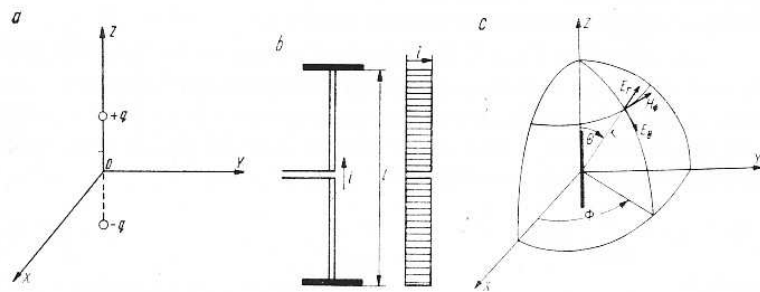
2.1.5.1.

Elementarny dipol elektryczny

Najprostszą anteną spełniającą równania Maxwella jest elementarny dipol elektryczny, nazywany dipolem Hertza.

Jest on utworzony przez dwa punktowe, zmieniające się harmonicznym w czasie ładunki elektryczne $+q$ i $-q$, znajdujące się w bardzo małej odległości l od siebie (rys. 2.6a). Dipol taki jest równoważny elementowi prądu elektrycznego $I = j\omega q$.

Model fizyczny elementarnego dipola można przedstawić w postaci anteny prętowej, zasilanej w środku i dużo krótszej od długości fali $l \ll \lambda$, której końce obciążono dużymi pojemnościami (dipol Hertza). Prąd płynący w takiej antenie ma we wszystkich punktach jednakową



Rys. 2.6. Elementarny dipol elektryczny
a — model złożony z dwóch ładunków, b — dipol Hertza, c — składowe przestrzenne pola elektromagnetycznego

wartość. Dipolowi takiemu przypisujemy moment dipola elektrycznego

$$p = ql = \frac{Il}{j\omega} \quad (2-16)$$

będący wektorem.

Wprowadzając oznaczenia jak na rys. 2.6 z równań Maxwella wyprowadza się następujące wyrażenie dla składowych pola elektrycznego dipola elementarnego o długości $l \ll \lambda$.

Składowa pola elektrycznego w kierunku promienia r przy przesuwności k

$$E_r = \frac{2Il}{4\pi} \cdot \frac{k^3}{\omega\epsilon} \left[\frac{1}{(kr)^2} - \frac{j}{(kr)^3} \right] \cdot e^{-jkr} \cos \Theta \quad (2-17a)$$

Składowa pola elektrycznego w płaszczyźnie osi wzdłużnej dipola (oś Z)

$$E_\theta = \frac{Il}{4\pi} \cdot \frac{k^3}{\omega\epsilon} \left[\frac{j}{kr} + \frac{1}{(kr)^2} - \frac{j}{(kr)^3} \right] e^{-jkr} \sin \Theta \quad (2-17b)$$

Składowa pola magnetycznego w płaszczyźnie prostopadłej do osi dipola (płaszczyzna xy)

$$H_\phi = \frac{Il}{4\pi} k^2 \left[\frac{j}{kr} + \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \sin \Theta \quad (2-17c)$$

Pozostałe składowe równe są zeru

$$E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \quad (2-17d)$$

W równaniach tych czynnik e^{-jkr} wskazuje na sinusoidalny rozkład fali w funkcji odległości r , zaś $\sin \Theta$ względnie $\cos \Theta$ — rozkład przestrzenny amplitudy pola. Ze względu na symetrię pole dipola jest niezależne od współrzędnej Φ .

Natężenie pola elektrycznego E wyrażone jest w V/m, magnetycznego H w A/m^{*)}.

Natężenie pola, jak widzimy ze wzorów 2-17 maleje pod wpływem kilku składników. Rozróżniane są trzy strefy:

A. STREFA BLISKA (statyczna) w której $kr \ll 1$. We wzorach 2-17 dominują wyższe potęgi $(kr)^3$ względnie $(kr)^2$ i można sprowadzić je do wzorów dla pola elektrostatycznego dipola elektrycznego i pola magnetycznego wokół przewodu, w którym płynie prąd stały. Pomijając składnik harmoniczny e^{-jkr} otrzymuje się

$$E_r = \frac{ql}{2\pi\epsilon r^3} \cos \Theta \quad (2-18a)$$

*) Dawniej natężenie pola magn. określano w erstedach: $1 \text{ Oe} = \frac{10^3}{4\pi} \text{ A/m} \cong 79,6 \text{ A/m}$. Pole magnetyczne ziemi wynosi około 0,47 Oe.

$$E_{\theta} = \frac{ql}{2\pi\epsilon r^3} \sin\theta \quad (2-18b)$$

$$H_{\phi} = \frac{Il}{4\pi r} \sin\theta \quad (2-18c)$$

Pole w strefie bliskiej dipola charakteryzuje się następującymi właściwościami:

1. Amplituda natężenia pola elektrycznego, pochodząca od dipola elementarnego, równa się natężeniu pola od dipola elektrostatycznego o długości l z ładunkami elektrostatycznymi $+q$ i $-q$ i jest ona ponadto odwrotnie proporcjonalna do przenikalności elektrycznej ϵ .

2. Amplituda natężenia pola magnetycznego, pochodzącego od dipola elementarnego, równa się natężeniu pola magnetycznego, wytworzonego przez przewód o takiej samej długości l jak i dipol przy założeniu, że przez przewód płynie prąd stały równy prądowi dipola (wzór Biot-Savarta).

3. Wektory pól elektrycznego i magnetycznego przesunięte są w fazie jeden względem drugiego o kąt bliski 90° .

Strefę bliską nazywamy także strefą oddziaływania indukcyjnego. W niektórych antenach, np. Yagi, w strefie tej umieszcza się pierwszy element bierny.

B. STREFA POŚREDNIA nazywana fresnelowską strefą dyfrakcji, w której $kr \approx 1$.

W strefie tej na monotonicznie malejące pole wg zależności $(kr)^{-1}$ nakłada się przebieg oscylujący $(kr)^{-2}$ i $(kr)^{-3}$. Dla $kr = 1$ wszystkie zależne od odległości trzy składowe mają tę samą wartość. W strefie tej umieszczane są zazwyczaj elementy bierne formujące charakterystykę anteny. Ze względu na nakładanie się trzech przebiegów niewielkie nawet zmiany r wywołują znaczne zmiany wartości amplitudy natężenia pola, a tym samym skuteczność reakcji dipola umieszczonego w odległości kr .

C. STREFA DALEKA (falowa) w której $kr \gg 1$.

Wzory 2.17 upraszczają się, gdyż składniki $\frac{1}{(kr)^2}$ i $\frac{1}{(kr)^3}$ są bardzo małe.

Pozostają tylko dwie składowe E_{θ} i H_{ϕ} zależne od $1/r$

$$E_{\theta} = j \frac{Il}{4\pi} \frac{\omega\mu}{r} e^{-jkr} \sin\theta \quad (2-19a)$$

$$H_{\phi} = j \frac{Il}{4\pi} \frac{\omega\sqrt{\mu\epsilon}}{r} e^{-jkr} \sin\theta \quad (2-19b)$$

$$E_r = E_{\phi} = H_r = H_{\theta} = 0 \quad (2-19c)$$

Wzór 2-19a ma duże znaczenie w projektowaniu anten i będzie jeszcze objaśniony w rozdziale 2.3.8.1.

Podstawiając obowiązującą dla próżni zależność

$$\omega\mu = \frac{240\pi^2}{\lambda}$$

otrzymuje się

$$E_{\theta} = j \frac{60\pi Il}{\lambda \cdot r} e^{-jkr} \sin\theta \quad (2-19d)$$

gdzie: I w [A], l w [m], λ w [m], r w [m].

Pole ma bardzo prostą strukturę o następujących właściwościach:

1. Natężenie pola jest odwrotnie proporcjonalne do odległości r .

2. Natężenie pola elektrycznego zależy od częstotliwości, natężenia prądu, długości dipola i przenikalności magnetycznej środowiska, a nie zależy od przenikalności elektrycznej.

3. Natężenie pola magnetycznego zależy od częstotliwości, natężenia prądu, długości dipola i jest odwrotnie proporcjonalne do prędkości propagacji

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$$

4. Wektory natężeń pól elektrycznego i magnetycznego znajdują się w fazie i są wzajemnie prostopadłe.

Ze wzorów 2-19a i 2-19b wynika zależność

$$E_{\theta} = H_{\phi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = R \cdot H_{\phi} \quad (2-20)$$

gdzie R jest to impedancja falowa ośrodka.

Oczywiście w przypadku próżni impedancję falową $R = R_0$ określa wzór

$$R_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi = 376,7 [\Omega] \quad (2-21)$$

Ze wzoru 2-20 wynika również ścisły związek pola elektrycznego z magnetycznym.

2.1.5.2.

Elementarny dipol magnetyczny, elementarna powierzchnia

Zastępując elementarny dipol elektryczny elementarnym dipolem magnetycznym otrzymuje się zależności analogiczne do określonych wzorami 2-16 do 2-20. W sensie fizycznym elementarny dipol magnetyczny jest to mała, w porównaniu z długością fali, pętla z prądem o równej wartości wzdłuż całej jej długości (rys. 2.7).

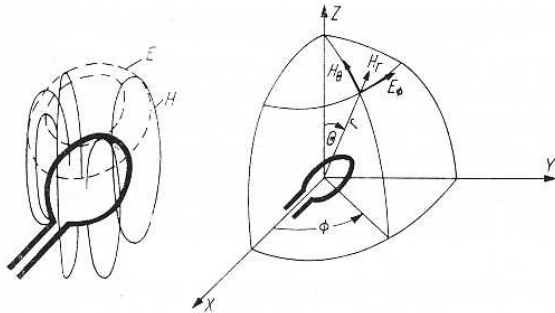
Dipolowi magnetycznemu przyporządkowuje się wielkość wektorową tzw. moment określany wzorem

$$m = \mu I S \quad (2-22)$$

w którym: S jest powierzchnią pętli.

Stosując zasadę dualizmu otrzymuje się wzory natężeń pól analogiczne do wzorów 2-17 do 2-20. Szczegóły podane są w literaturze [1, 6, 7, 8].

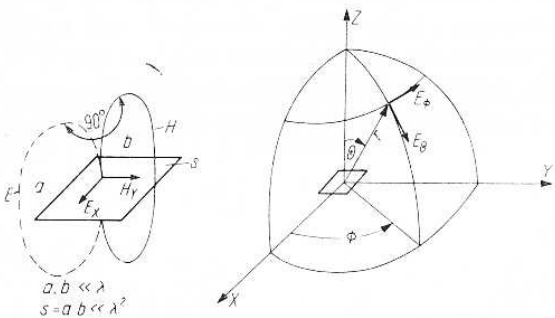
W praktyce za dipole magnetyczne uważa się anteny ramowe i pętlowe gdy ich boki są znacznie krótsze od λ . Identyczne pole promieniowania wytwarza nieskończenie wąska szczelina zasilana siłą



Rys. 2.7. Elementarny dipol magnetyczny
a — model fizyczny,
b — składowe przestrzenne pola elektromagnetycznego

elektromotoryczną w połowie długości, wycięta w nieskończenie rozległej płaszczyźnie przewodzącej. W praktyce amatorskie anteny tego typu nazywamy szczelinowymi.

Dipol elektryczny wytwarza falę typu TM, magnetyczny fale typu TE. W dużej odległości od dipoli magnetycznych i elektrycznych $k \gg 1$ występuje już tylko fala typu TEM. Warto zapamiętać, że fala typu TE nie zawiera składowej E_r , typu TM składowej H_r , w TEM zaś występuje tylko składowa E_θ i H_ϕ .



Rys. 2.8. Elementarna apertura
a — model fizyczny,
b — składowe przestrzenne pola elektromagnetycznego w dużej odległości ($r \gg \lambda$)

Przechodząc od przypadków szczególnych jakimi były elementarne dipole elektryczny i magnetyczny, do przypadku ogólnego wprowadza się pojęcie elementarnej powierzchni promieniującej S (apertury) o wymiarach liniowych znacznie mniejszych od długości fali (rys. 2.8). Pole na elemencie apertury jest określone składowymi E ,

i H_y . Jeśli $E_x = 120 \pi H_y$ (patrz 2-21) to składowe pola w strefie dalekiej (rys. 2.8b) są wyrażone równaniami

$$\left. \begin{aligned} E_\phi &= j E_x (1 + \cos \theta) \sin \theta \frac{S}{2\lambda v} \cdot e^{-jkr} \\ E_\theta &= -j E_x (1 + \cos \theta) \sin \theta \frac{S}{2\lambda v} \cdot e^{-jkr} \end{aligned} \right\} \quad (2-23)$$

Równania te znajdują zastosowanie przy projektowaniu anten aperturowych.

2.1.5.3.

Energia pola elektromagnetycznego

Energia rozprzestrzeniającej się fali elektromagnetycznej nie zależy od sposobu wytwarzania fali, zależy natomiast od wartości natężeń pól elektrycznego i magnetycznego w rozpatrywanym punkcie $O(r, \theta, \phi)$.

Przy określaniu właściwości energetycznych fal elektromagnetycznych stosuje się często wektor Umowa Poyntinga

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2-24)$$

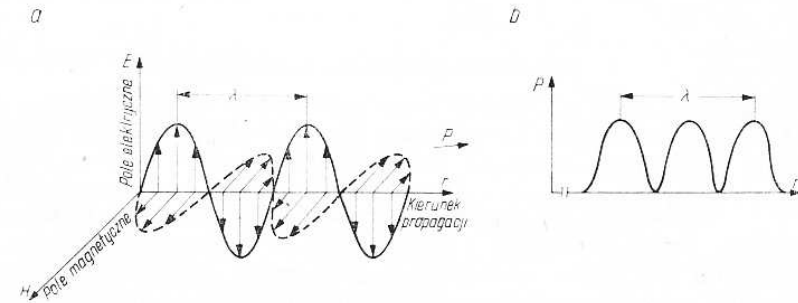
będący iloczynem wektorowym natężenia pola elektrycznego i magnetycznego. Określa on strumień energii elektromagnetycznej, przechodzącej w kierunku propagacji r w jednostce czasu przez jednostkowy element powierzchni, otaczającej źródło promieniowania.

Ponieważ oba pola są zmienne sinusoidalnie a także są w zgodnej fazie to wektor P jest proporcjonalny do iloczynu obu tych przebiegów (rys. 2.9).

Uwzględniając zależność 2-20 otrzymuje się

$$P = \frac{E_\theta^2}{R} \sin^2 kr \quad (2-25)$$

Dla źródła izotropowego N umieszczonego w środku kuli (patrz rys. 2.10) i emitującego moc nadawaną P_N , gęstość mocy P_0 w W/m^2



Rys. 2.9. a — Wzajemne położenie w przestrzeni wektorów E , H i P , b — zmienność wektora P w przestrzeni

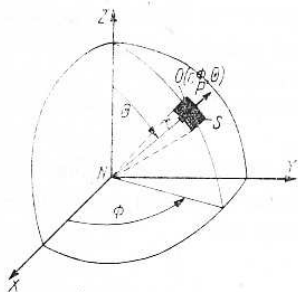
w punkcie odbioru $0(r, \theta, \phi)$, leżącym na powierzchni kuli o promieniu r , jest identyczna z teoretyczną gęstością mocy P_i i wyniesie

$$P_0 = \frac{P_N}{4\pi r^2} = P_i \quad (2-26)$$

Stąd wynika, że gęstość mocy fali elektromagnetycznej dochodzącej ze źródła jest odwrotnie proporcjonalna do kwadratu odległości od tego źródła.

Upřednio wspomniano (p. 2.1.1), że źródło izotropowe jest źródłem teoretycznym. Dla takiego źródła moc odbierana P_0 nie zależy od współrzędnych sferycznych Φ, θ na powierzchni kuli.

W rzeczywistości każda antena promieniuje niejednorodnie. P_0 jest większe, równe lub mniejsze od P_i . Moc P_0 w punkcie $0(r, \theta, \Phi)$ należy ustalać na podstawie zależności 2-24 podstawiając odpowiednie wartości E i H . Dla dipola elementarnego wartości E i H ustala się



Rys. 2.10. Przez powierzchnię elementarną S w punkcie $0(r, \Phi, \theta)$ przenika strumień energii o mocy P

z zależności 2-19, dla anten złożonych — z równań podanych w rozdziale 2.3. Pamiętając o zależności (2-20) nie zachodzi potrzeba wyliczenia obu składowych: elektrycznej i magnetycznej pola. W praktyce wyznacza się tylko natężenie pola elektrycznego E .

Z prostych przekształceń otrzymuje się, że źródło izotropowe o mocy P_N wytwarza w wolnej przestrzeni w odległości r natężenie pola E (w V/m) o wartości skutecznej

$$E_{sk} = \frac{\sqrt{30P_N}}{r} \quad (2-27a)$$

lub w mV/m

$$E_{sk} = \frac{175 \sqrt{P_N}}{r} \quad (2-27b)$$

gdzie P_N w kW, r — w km.

Amplituda tego pola

$$E = \frac{\sqrt{60P_N}}{r} \quad (2-27c)$$

gdzie E w V/m.

Dla dipola elementarnego (rys. 2.6) moc promieniowania P_N wynosi

$$P_N = 80\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 I^2 = R_{pr} I^2 \quad (2-28)$$

przy czym $R_{pr} = 80\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2$ nazywa się rezystancją promieniowania dipola elementarnego.

Dipol elementarny promieniuje niejednorodnie. W pewnym punkcie $0(r, \Phi, \theta)$ natężenie pola E osiąga wartość największą zaś gęstość mocy w tym punkcie wynosi P . W tym samym punkcie źródło izotropowe wytworzy gęstość mocy P_i . Iloraz tych mocy D określany wzorem

$$D = \frac{P}{P_i} \quad (2-29)$$

jest nazywany kierunkowością anteny w stosunku do anteny izotropowej. Kierunkowość D anteny jest miarą zwiększenia natężenia pola dzięki umiejętnemu zaprojektowaniu anteny.

Zwiększenie wartości D jest podstawowym celem projektowania anten kierunkowych (patrz rozdz. 2.3).

W układach odbiorczych często mierzy się natężenie pola E_{sk} . Ponieważ moc jest proporcjonalna do kwadratu natężenia pola elektrycznego to korzystając ze wzoru 2-29 otrzymuje się

$$E = \sqrt{DE_i} \quad (2-30)$$

przy czym E_i jest natężeniem pola odpowiadającym mocy P_i .

Wszystkie dotychczas podane wzory dotyczyły właściwości fali kulistej. W przypadku fali płaskiej w środowisku izotropowym bezstratnym gęstość strumienia mocy, a tym samym natężenia pola nie zależą od odległości. W praktyce nie istnieje antena promieniująca falę płaską idealnie.

2.1.6.

Polaryzacja fali elektromagnetycznej

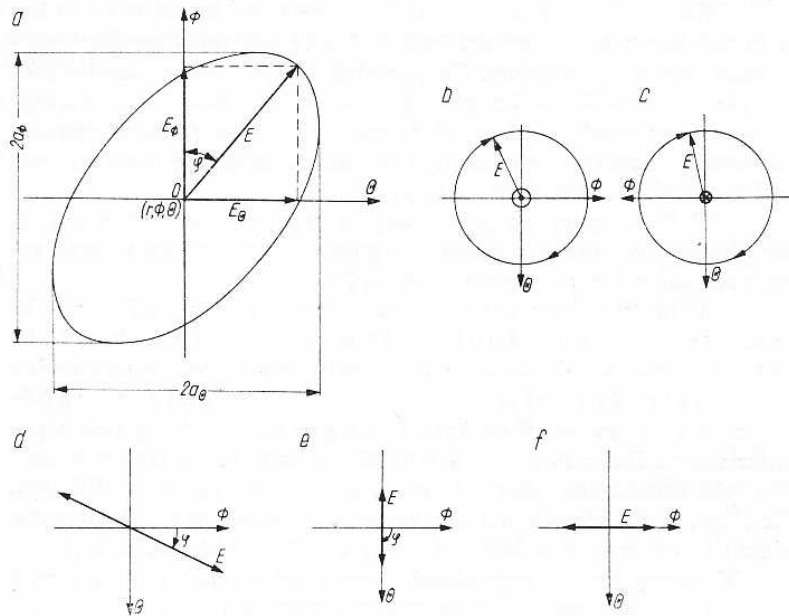
Na rysunkach 2.6 i 2.7 pokazano natężenia pola elektrycznego w dużej odległości od elementarnych dipoli elektrycznego i magnetycznego. Były to przypadki szczególne. W każdym z nich występował tylko jeden składnik pola E_θ lub E_ϕ a składnik $E_r \approx 0$. Na rysunku 2.8 podano przypadek ogólny: elementarna apertura promieniująca.

W punkcie $0(r, \Phi, \theta)$ leżącym na powierzchni otaczającej źródło, natężenie pola elektrycznego ma dwie składowe E_θ i E_ϕ . Wektory te są wzajemnie prostopadłe. Przez punkt $0(r, \Phi, \theta)$ można poprowadzić płaszczyznę styczną S . Wektory E_θ i E_ϕ leżą na tej płaszczyźnie (rys. 2.11) i zmieniają w czasie swoją wartość sinusoidalnie

$$E_{\theta} = a_{\theta} \sin(\omega t - kr) \quad (2-31a)$$

$$E_{\phi} = a_{\phi} \sin(\omega t - kr + \delta) \quad (2-31b)$$

Amplitudy składowych E_{θ} E_{ϕ} odpowiednio a_{θ} i a_{ϕ} zależą od położenia punktu odbioru 0 (r , Φ , Θ) oraz od właściwości źródła promieniującego. Mogą one być równe, różne a nawet jedna z nich może być równa zeru (elementarny dipol). Obie składowe są zmienne w cza-



Rys. 2.11. Polaryzacja fali elektromagnetycznej
a — polaryzacja eliptyczna, b — polaryzacja prawoskrętna wg definicji z optyki (fala rozchodzi się do obserwatora), c — polaryzacja prawoskrętna wg definicji IRE (fala rozchodzi się od obserwatora), d — polaryzacja liniowa ukośna, e — polaryzacja pionowa, f — polaryzacja pozioma

sie wraz z kątem ωt . Występujący we wzorze składnik kr uwzględnia równoczesną zmianę fazy przy przesuwaniu się punktu obserwacji wzdłuż promienia r , kąt δ natomiast jest różnicą faz między obiema składowymi E_{θ} i E_{ϕ} w rozpatrywanym punkcie 0 (r , Φ , Θ).

Kąt δ zależy od rodzaju źródła emitującego fale radiowe, a także od położenia punktu obserwacji 0.

Suma obu składowych E_{θ} i E_{ϕ} tworzy wektor natężenia pola elektrycznego E w punkcie obserwacji 0 (r , Φ , Θ) (rys. 2.11).

Wektor E wyznacza kierunek polaryzacji płaskiej fali elektromagnetycznej. W ogólnym przypadku wektor E wiruje w przestrzeni zmieniając równocześnie swoją amplitudę. Koniec wektora zakreśla elipsę pokazaną na rys. 2.11. Oś główna tej elipsy jest nachylona w stosunku do osi θ o kąt φ określony zależnością [8]

$$\operatorname{tg} 2\varphi = \frac{2a_{\theta} a_{\phi}}{a_{\phi}^2 - a_{\theta}^2} \cos \delta \quad (2-32)$$

W przypadku tym mówi się o eliptycznej polaryzacji fali elektromagnetycznej. W czasie T wektor E wykonuje jeden pełen obrót, przy czym prędkość kątowna ω nie musi być stała

$$\left(\frac{d\omega}{dt} \neq 0\right) [9].$$

Wektor E może wirować wykonując obrót od osi θ do ϕ lub odwrotnie, zależnie od wartości kąta δ . Ma tu znaczenie sposób obserwowania wirującego wektora. Na przykład jeśli patrząc od źródła promieniowania N w kierunku propagacji r , koniec wektora E wirując będzie przemieszczał się od osi θ do osi ϕ zgodnie z ruchami wskazówek zegara, to patrząc w punkcie 0 na nadchodzącą falę będziemy widzieli kierunek wirowania przeciwny.

W fizyce przyjęto polaryzację eliptycznej fali nadchodzącej, której koniec wektora E porusza się zgodnie z ruchem wskazówek zegara, nazywać polaryzacją prawoskrętną [1].

W radiotechnice przyjęto definicję odwrotną: fala elektromagnetyczna spolaryzowana prawoskrętnie jest to fala, która obserwowana w kierunku rozprzestrzeniania, ma wektor E wirujący zgodnie z ruchem wskazówek zegara. Jest to zgodne z postanowieniami IRE z 1942 r.* [9], [10]. Wyjaśnia to rys. 2.11b i c. W dalszej części książki obowiązuje definicja polaryzacji zgodna z IRE (rys. 2.11c). Zwrot polaryzacji ma znaczenie w budowie anten śrubowych (helikal) i krzyżowych, a także w interpretacji zjawisk propagacji.

W szczególnych przypadkach amplitudy składowych są równe

$$a_{\theta} = a_{\phi} \text{ oraz } \delta = m \frac{\pi}{2} \quad (m = 1, 3, 5), \text{ tj. składowe są wzajemnie prostopadłe.}$$

Otrzymuje się wtedy tzw. polaryzację kołową. Zwrot polaryzacji zależy od znaku przesunięcia fazowego δ między składowymi. W przypadku gdy $\delta = m\pi$ ($m = 1, 2, 3$) składowe leżą na jednej prostej i wypadkowy wektor E nie wiruje. Otrzymuje się wówczas tzw. polaryzację liniową (rys. 2.11d).

Wektor E jest nachylony względem osi pod kątem φ , który można wyznaczyć ze wzoru

$$\operatorname{tg} \varphi = (-1)^m \frac{a_{\theta}}{a_{\phi}} \quad (2-33)$$

gdzie $m = 1, 2, 3 \dots$

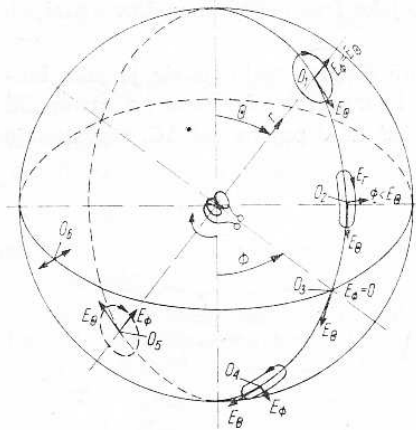
W szczególnym przypadku, gdy jedna ze składowych, np. E_{ϕ} jest równa zeru, wtedy $a_{\phi} = 0$ oraz $\varphi = 90^\circ$. Wektor E pokrywa się ze składową E_{θ} . Polaryzację taką nazywamy polaryzacją pionową

* IRE — Institute of Radio Engineering — Standards of Radio Waves Propagations (definitions of terms) 1942 USA, obecnie IEEE.

wą (rys. 2.6c) a natężenie pola oznaczamy wówczas przez E_θ . Fale spolaryzowaną pionowo wytwarza dipol pionowy nad ziemią.

Umieszczona poziomo nad ziemią pętla (dipol magnetyczny) wytwarza falę spolaryzowaną poziomo (rys. 2.7). W tym przypadku natężenie pola oznaczamy przez E_H . Poziomo spolaryzowaną falę wytworzy także dipol poziomo umieszczony nad ziemią. W przypadku anten złożonych (aperturowych) rodzaj i zwrot polaryzacji zależy od punktu odbioru O (r, Φ, Θ) (rys. 2.12).

Stopień eliptyczności polaryzacji określa się stosunkiem długości osi dużej i małej elipsy i może być wyrażony w dB. Stopień eliptyczności polaryzacji kołowej jest równy 1 (0 dB) [9].



Rys. 2.12. Obraz polaryzacji fali wysyłanej przez antenę śrubową
 O_1 — polaryzacja kołowa lewoskrętna
 O_2 — polaryzacja eliptyczna lewoskrętna
 O_3 — polaryzacja liniowa pionowa
 O_4 — polaryzacja eliptyczna prawoskrętna
 O_5 — polaryzacja kołowa prawoskrętna
 O_6 — polaryzacja ukośna (liniowa)

Zjawisko polaryzacji można interpretować (jak to zrobiono), bądź to jako superpozycję dwóch wektorów o polaryzacji liniowej E_θ i E_ϕ albo też jako superpozycję dwóch polaryzacji kołowych o przeciwnych zwrotach [9].

Stąd wynika wniosek, że można w praktyce uzyskiwać dowolny rodzaj polaryzacji stosując dwie anteny z polaryzacją kołową o przeciwnych zwrotach, zasilanych napięciami o regulowanych amplitudach i fazie.

2.1.7.

Rozchodzenie się fal elektromagnetycznych

Fale elektromagnetyczne, natrafiając na swej drodze na przeszkody, są od nich odbijane, przepuszczane z odchyleniem od poprzedniego kierunku a także pochłaniane. Może również ulec zmianie płaszczyzna polaryzacji. W literaturze [1], [3], [4], [5] a w szczególności [31] są podane obszernie opisy tych zjawisk i dlatego nie będą tu szczególnie opisywane.

2.2. TORY PRZEWODZĄCE

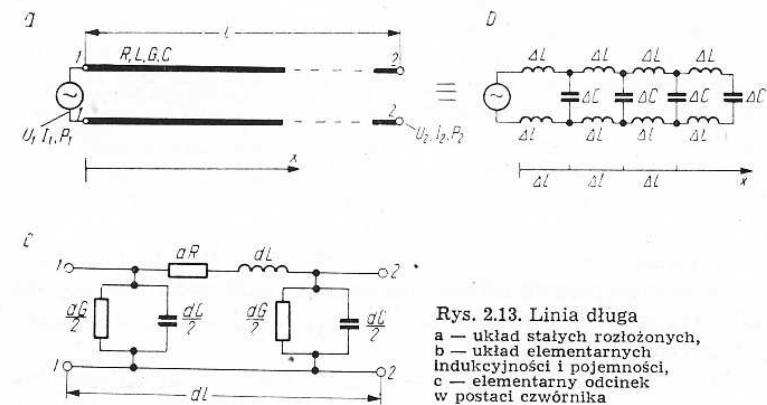
2.2.1.

Parametry linii długich

Fala elektromagnetyczna może się rozchodzić w wolnej przestrzeni w sposób opisany w rozdziale 2.1 lub być prowadzona w torach. Zjawiskami elektrycznymi występującymi w torach zajmuje się teoria linii długich.

Linia długa jest to linia prowadząca falę elektromagnetyczną o długości fali λ porównywalnej z długością linii l . Krótkie odcinki linii $l < 0,1 \lambda$ mogą być traktowane jako fragmenty obwodów o stałych skupionych.

Przy opisie właściwości linii długich traktuje się ją jako łańcuch elementarnych odcinków Δl tworzących elementarne czwórniki zawierające elementarną indukcyjność ΔL i pojemność ΔC , rezystancję ΔR i upływność ΔG .



Rys. 2.13. Linia długa
a — układ stałych rozłożonych,
b — układ elementarnych indukcyjności i pojemności,
c — elementarny odcinek w postaci czwórnika

Przy tych założeniach otrzymuje się schemat zastępczy linii jak na rys. 2.13. Pojedynczy element linii Δl można rozpatrywać jako czwórnik asymetryczny jak na rys. 2.13c.

Rezystancja jednostkowa linii R_j [Ω/m]

Rezystancja jednostkowa R_j linii jest to wartość rezystancji linii w Ω przypadająca na 1 m jej długości. Wartość rezystancji zależy od rezystywności materiału, częstotliwości (zjawisko naskórkowości) i tzw. efektu zbliżeniowego.

Indukcyjność jednostkowa linii L_j [H/m]

Indukcyjność jednostkowa L_j jest to wartość indukcyjności linii w H przypadająca na 1 m jej długości. Zależy ona głównie od geometrii linii i niewiele od częstotliwości. Na ogół indukcyjność L_j daje się stosunkowo dokładnie wyliczyć.

Pojemność jednostkowa C_j [F/m]

Pojemność jednostkowa C_j jest to pojemność linii przypadająca na 1 m jej długości. Pojemność ta jest mierzona w F/m, zależy od średnicy przewodów d , ich odległości e i oddzielającego je dielektryku ϵ_r . Przenikalność elektryczna ϵ_r mało zależy od częstotliwości.

Konduktancja jednostkowa linii G_j [S/m]

Przedstawia ona straty upływnościowe i dielektryczne w jednym metrze linii. Zależy ona od pulsacji ω , a także od stosowanych materiałów

$$G_j = \omega C_j \operatorname{tg} \delta \quad (2-34)$$

gdzie: $\operatorname{tg} \delta$ — współczynnik stratności materiału dla danej częstotliwości (tablica 2.2).

Współczynnik stratności $\operatorname{tg} \delta$ nie jest stały. Zależy od częstotliwości i w większości materiałów rośnie wraz z częstotliwością, w niektórych jak szkło, mika — maleje. Bliższe dane znajdują się w [14].

Tablica 2.2

WŁAŚCIWOŚCI NIEKTÓRYCH MATERIAŁÓW IZOLACYJNYCH

Material	ϵ_r	K	$\operatorname{tg} \delta \cdot 10^3$
Teflon	2,1	0,69	0,2
Parafina	2,2	0,67	0,5—1
Polietylen pełny	2,26	0,66	0,2
Polietylen piankowy	1,5	0,82	0,03
Polistyrol	2,5	0,63	0,3—0,6
Plexiglas	2,7	0,61	7
Drewno brzoźowe	2,5	0,63	40
Guma	2,4—3	0,63—0,58	15—18
Polwinył	2,8	0,60	8—20
Szkło kwarcowe	3,5	0,53	0,35
Szkło	5—10	0,45—0,31	0,6—15
Bakelit	4	0,50	38
Porcelana	5	0,45	7—8
Kalit	6,5	0,39	0,8—1
Mika	7	0,38	0,2
Kondensa F	80	0,11	1
Tytanian baru	5000	—	15

Wymienione parametry jednostkowe linii decydują o właściwościach propagacyjnych linii długiej, gdyż mają bezpośredni związek z parametrami falowymi linii.

Do głównych parametrów falowych linii zwykle zalicza się

- impedancję falową Z_o ,
- stałą propagacji γ ,
- tłumienność α ,
- współczynnik skrócenia K .

Impedancja falowa linii Z_o [Ω]

Impedancja falowa Z_o jest w ogólnym przypadku liczbą zespoloną o części rzeczywistej R_o i urojonej X_o i zależną od parametrów jednostkowych linii.

$$Z_o = R_o - jX_o = \sqrt{\frac{R_j + j\omega L_j}{G_j + j\omega C_j}} \quad (2-35)$$

W liniach o małej stratności, tj. przy $\omega L_j \gg R_j$ i $\omega C_j \gg G_j$ impedancja falowa ma tylko część rzeczywistą

$$Z_o = R_o = \sqrt{\frac{L_j}{C_j}} \quad (2-36)$$

nazywaną rezystancją falową linii (przy tym jest ona niezależna od długości tej linii).

Stała propagacji — tamowność γ

Jest to wielkość charakteryzująca ośrodki ze stratami, w tym linie o dużej stratności. Jednostką tamowności jest m^{-1} . W ogólnym przypadku stałą propagacji przedstawia się w postaci

$$\gamma = \alpha + jk \quad (2-37a)$$

gdzie:

α — tłumienność linii,

k — przesuwność linii.

Stała propagacji γ zależy od parametrów jednostkowych linii zgodnie z wzorem

$$\gamma = \sqrt{(R_j + j\omega L_j)(G_j + j\omega C_j)} \quad (2-37b)$$

Przesuwność k (stała fazowa, często oznaczana β) jest różnicą fazy napięć lub prądów, która istnieje między dwoma punktami linii odległymi o jednostkę długości (rys. 2.14).

Dokładne wyrażenie na przesuwność jest podane w literaturze [2 str. 21]. W praktyce najczęściej spotykane są dwa przypadki.

1. Konduktancja jednostkowa linii G_j jest bardzo mała ($G_j \cong \cong 0$) i wtedy

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{R_j}{\omega L_j} \right)^2} \right]} \quad (2-38)$$

2. Rezystancja R_j i konduktancja jednostkowa linii G_j są pomijalnie małe czyli $R_j \cong G_j \cong 0$. Jest to przypadek linii bezstratnej. Otrzymuje się wówczas $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ identycznie ze wzorem 2-14. Dokonując prostych przekształceń uzyskuje się proste wzory

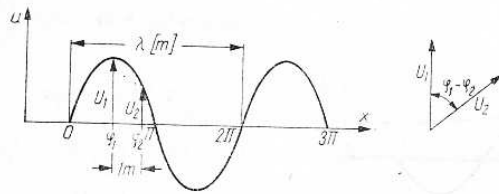
$$k = \omega \sqrt{L_j C_j} \quad (2-39a)$$

oraz

$$k = \frac{\omega}{v} = \frac{\omega}{c} n \quad (2-39b)$$

Prędkość propagacji v wynika z zależności 2-10 i 2-14. Dla linii o małej stratności prędkość propagacji

$$v = \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2-40)$$



Rys. 2.14. Przesuwność
 $k = 2\pi/\lambda = \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{1 \text{ (m)}} \text{ [rad/m]}$

Zgodnie ze wzorem 2-10 prędkość propagacji v wynosi $v = \frac{c}{n} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$. Ponieważ dla linii miedzianych i aluminiowych $\mu = \mu_0$ prędkość propagacji v maleje przy wzroście przenikalności elektrycznej dielektryka ϵ_r . Zależność tę uwzględnia współczynnik skrócenia

$$K = \frac{1}{n} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{wzór 2-12}).$$

Wynika z tego, że prędkość propagacji

$$v = Kc \quad (2-41)$$

Wartość współczynnika K podano w tablicy 2-2.

Interpretacja tych zależności jest następująca. W próżni fala o częstotliwości f ma długość $\lambda = \lambda_0$ i prędkość propagacji $v = c$. W ośrodku o przenikalności elektrycznej ϵ_r , długość tej samej fali wynosi $\lambda = K\lambda_0$, a prędkość propagacji $v = Kc$.

Na przykład odcinek linii półfalowy przy $f = 14 \text{ MHz}$ ma długość fizyczną w próżni $l_0 = \frac{1}{2} \lambda_0 = \frac{1}{2} \frac{c}{f} = \frac{1}{2} \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{14 \cdot 10^6} = \frac{21,45}{2} = 10,72 \text{ m}$

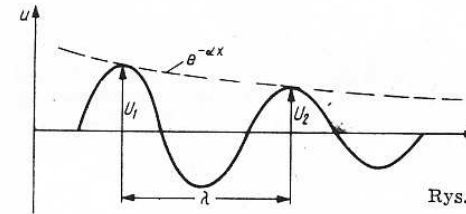
W linii z dielektrykiem o przenikalności elektrycznej $\epsilon_r = 2,3$ będzie $n = \sqrt{\epsilon_r} = \sqrt{2,3} = 1,52$ oraz $K = \frac{1}{n} = 0,66$. Długość fizyczna półfalowego odcinka wyniesie wówczas $l = 10,72 \cdot 0,66 = 7,07 \text{ m}$.

Przesuwność dla tej linii w próżni $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi}{21,45} = 0,28 \text{ [rad/m]}$ a w dielektryku o $\epsilon_r = 2,3$ (polietylen) $k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{k_0}{K} = \frac{0,28}{0,66} = 0,433 \text{ [rad/m]}$.

Tłumienność linii α

Jest ona miarą zmniejszenia (osłabienia) amplitudy napięcia lub prądu fali na jednostkę długości linii (rys. 2.15). Przyjmując, że w linii o długości $l = m\lambda$ napięcie na jej początku wynosi U_1 , a na końcu U_2 , tłumienność linii A w neperach (Np) określa się jako logarytm naturalny stosunku U_1 do U_2 czyli

$$A = \ln \frac{U_1}{U_2} \quad (2-42)$$



Rys. 2.15. Tłumienność $\alpha = \frac{1}{\lambda} \ln \frac{U_1}{U_2} \text{ nep/m}$

Dzieląc tłumienność A przez długość linii l w metrach otrzymuje się tłumienność w postaci

$$\alpha = \frac{A}{l} = \frac{1}{l} \ln \frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{l} \ln \frac{I_1}{I_2} = \frac{1}{2} - \frac{1}{l} \ln \frac{P_1}{P_2} \left[\frac{\text{nep}}{\text{m}} \right] \quad (2-43)$$

Wynika stąd, że

$$A = \alpha l \quad (2-44)$$

a po uwzględnieniu wzoru 2-42

$$\ln \frac{U_1}{U_2} = \alpha l \quad (2-45)$$

skąd $U_2 = U_1 \cdot e^{-\alpha l}$

Ze wzoru 2-45 wynika, że tłumienność α jest to logarytm naturalny stosunku dwóch amplitud przebiegu harmonicznego następujących po sobie do długości linii w metrach.

W ogólnym przypadku, przy znanych parametrach jednostkowych linii, tłumienność α wyznacza się ze wzoru

$$\alpha = \frac{\omega}{2k} (R_j C_j + G_j L_j) \cong \frac{1}{2} \left(\frac{R_j}{Z_0} + G_j Z_0 \right) \quad (2-46a)$$

Dla linii małowstrętnej otrzymuje się

$$\alpha = \frac{R_j}{2Z_0} \quad (2-46b)$$

Jeżeli $R_j \cong G_j \cong 0$ wtedy $\alpha = 0$

W literaturze podaje się, że ze wzrostem częstotliwości rośnie R_j proporcjonalnie do \sqrt{f} , zaś straty reprezentowane przez G_j proporcjonalnie do częstotliwości, stąd

$$\frac{\alpha_{f_2}}{\alpha_{f_1}} = \left(\frac{f_2}{f_1} \right)^a \quad (2-47)$$

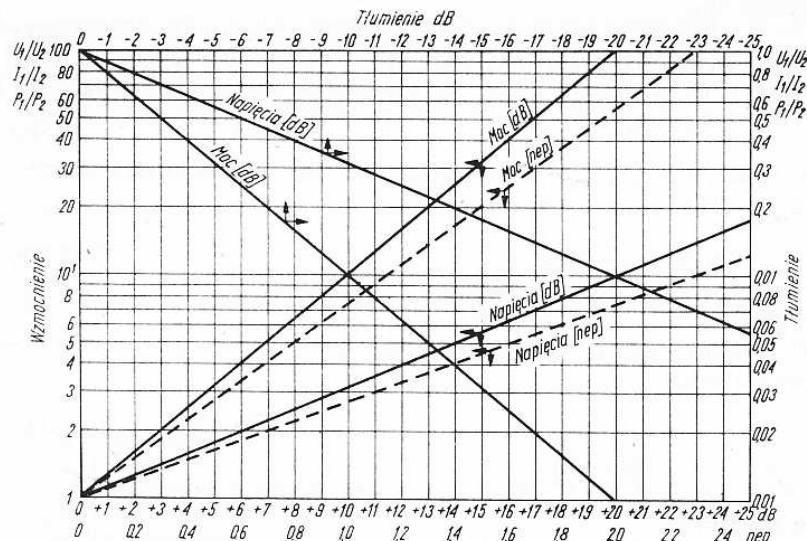
przy czym dla małych częstotliwości (KF) $a \cong 0,5$, dla bardzo wielkich (VHF) $a \rightarrow 1$.

Oprócz jednostki podstawowej nep/m tłumienność jest również często podawana w neperach na kilometr $\left[\frac{\text{nep}}{\text{km}} \right]$

Używane są również jednostki praktyczne (decybele na metr $\frac{\text{dB}}{\text{m}}$) zgodnie z zależnością

$$\alpha_{\text{dB}} = \frac{1}{l} 10 \lg \frac{P_1}{P_2} = \frac{1}{l} 20 \lg \frac{U_1}{U_2} \quad (2-48)$$

przy czym występuje tu logarytm dziesiętny stosunku dwóch wartości.



Rys. 2.16. Wykres wiążący stosunek napięć, prądów i mocy z miarą w decybelach i neperach dla wzmocnienia i osłabienia

W tabelicy na końcu książki podano tłumienność przewodów w praktycznych jednostkach a mianowicie w dB/100 m.

Przeliczenia wartości obliczonych w decybelach na nepery i odwrotnie dokonuje się zgodnie z wzorami

$$A_{\text{dB}}^{\text{ep}} = 8,686 A_{\text{nep}} \quad \text{oraz} \quad A_{\text{nep}} = 0,11513 A_{\text{dB}} \quad (2-49)$$

Przy projektowaniu linii częściej są stosowane decybele, przy obliczeniach teoretycznych nepery. Do przeliczeń można wykorzystać tabelicę umieszczoną na końcu książki lub wykres na rys. 2.16.

Omawiana tłumienność α jest związana z polem wewnętrznym linii i często oznaczana za pomocą α_n . Oprócz tej tłumienności występuje w liniach również tłumienność promieniowania α_{pr} . Jest ona szczególnie silna w liniach dwu- i jedнопроводowych. Opisana ona jest przy liniach dwuprzewodowych w p. 2.2.3.

Sprawność przesyłania linii η

Określa ona jaką część energii P_1 doprowadzonej na początku linii dotrze do jej końca (P_2)

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \quad (2-50a)$$

lub w decybelach

$$\eta_{\text{dB}} = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} \quad (2-50b)$$

Sprawność zależy od tłumienia linii A oraz rozkładu napięć i prądów wzdłuż linii.

Podane w literaturze wzory na obliczanie sprawności przesyłowej zawierają współczynnik fali stojącej s (określony w dalszej części książki). W przypadku braku fali stojącej w linii $s = 1$ i sprawność

$$\eta_1^{\text{ep}} = e^{-2A} = e^{-2\alpha l} \quad (2-51a)$$

W liniach z falą stojącą współczynnik fali stojącej jest zawsze większy od jedynki tj. $s > 1$ i wówczas

$$\eta_2 = \frac{1}{\text{ch}2A + 0,5 \left(s + \frac{1}{s} \right) \text{sh}2A} \quad (2-51b)$$

W liniach z małym tłumieniem tj. przy $2A \ll 1$ dobre przybliżenie zapewnią wzór

$$\eta_3 = \frac{1}{1 + \left(s + \frac{1}{s} \right) A} \quad (2-51c)$$

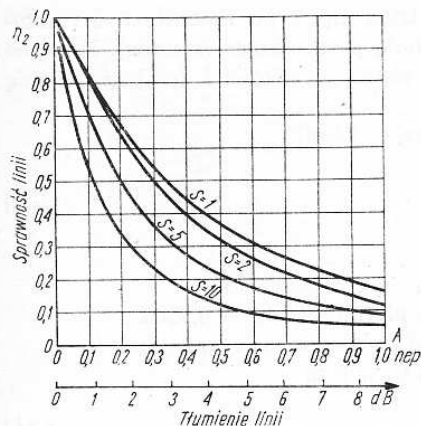
w którym:

A — tłumienie linii w neperach,

s — współczynnik fali stojącej WFS (bezwymiarowy).

* W celu określenia sprawności można też posłużyć się wykresami z rys. 2.17. Przykład korzystania z wykresów: dla linii o tłumieniu $A = 2$ dB (0,22 nep) odczytujemy

- 1) $s = 1$ brak fali stojącej — pełne dopasowanie $\eta = 64\%$
- 2) $s = 2$ występuje fala stojąca — małe niedopasowanie $\eta = 61\%$
- 3) $s = 5$ występuje fala stojąca — duże niedopasowanie $\eta = 45\%$



Rys. 2.17. Sprawność η_2 linii w zależności od tłumienia A i WFS

2.2.2.

Linie przesyłowe

Wszystkie linie przesyłowe wprowadzają tłumienie zmniejszając poziom odbieranego sygnału. Ma to szczególne znaczenie w łącznościach UKF na duże odległości, np. przy wykorzystaniu odbić od księżycy. W tych przypadkach istotne jest osłabienie sygnału nawet rzędu kilku decybeli. Temat ten szerzej jest rozwinięty w rozdziale

Tablica 2.3

MOC W WATACH UZYSKIWANA NA KOŃCU 15 m ODCINKA PRZEWODU PRZY DOPROWADZONEJ MOCY 100 W

Lp.	Rodzaj przewodu	$Z_0(\Omega)$	Pasma	
			144 MHz	432 MHz
1	Goubau G 12/18	—	99,5	98,8
2	Goubau G 4/10	—	98,6	97,0
3	Współosiowy Flexwell HF35/103	60	98,7	97,6
4	Współosiowy Flexwell HF3,3/15,7	60	91	87
5	Współosiowy Flexwell HF3,2/10	60	90	81
6	Współosiowy WD 50-5,0/17,3	50	83	73
7	Współosiowy 75-5-B (NRD)	75	74	60
8	Taśmowy nowy	300	81	68
9	Taśmowy stary, mokry	300	48	18

4.4. W celu podkreślenia wagi zagadnienia zestawiono w tablicy 2.3 procentową wartość mocy docierającej do końca linii o długości 15 m w zależności od częstotliwości i typu przewodu.

2.2.2.1.

Linia jednożyłowa

Linia jednożyłowa, stosowana głównie do zasilania anten Windom, lub stanowiąca antenę samoistną, np. typu L, może być traktowana jako przewód nad powierzchnią przewodzącą (stratną). Przewód ten o średnicy d [cm], znajdujący się na wysokości h [cm] nad ziemią ma następujące parametry.

1. Rezystancja jednostkowa R_j [Ω/m]

$$R_j = a \frac{\sqrt{f}}{d} \quad (2-52)$$

gdzie:

f — częstotliwość w MHz,

a — dla miedzi $a_{Cu} = 0,00855$ a dla aluminium $a_{Al} = 0,0108$.

Wartość rezystancji można odczytać z wykresu na rys. 2-18b.

2. Pojemność jednostkowa C_j w F/m

$$C_j = \frac{10^{-9}}{9 \cdot 2 \ln \frac{4h}{d}} = \frac{10^{-8}}{415 \lg \frac{4h}{d}} \quad (2-53)$$

3. Indukcyjność jednostkowa L_j w H/m

$$L_j = 10^{-7} \cdot 2 \ln \frac{4h}{d} = 46,05 \lg \frac{4h}{d} \cdot 10^{-8} \quad (2-54)$$

4. Impedancja falowa Z_0 w Ω

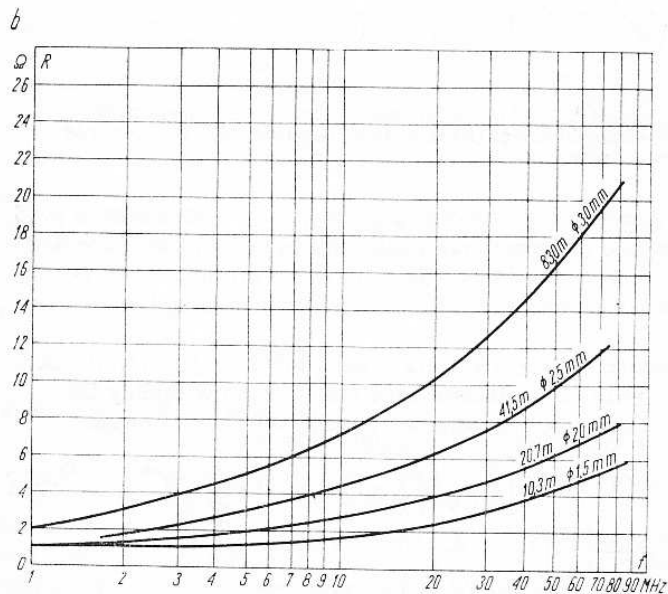
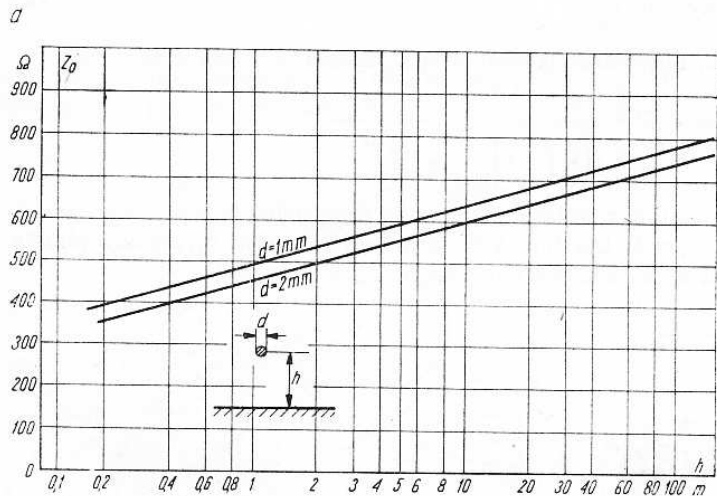
$$Z_0 = R_0 = 60 \ln \frac{4h}{d} = 138 \lg \frac{4h}{d} \quad (2-55)$$

Impedancję falową Z_0 można odczytać także z wykresu na rys. 2.18. Podane wzory nie uwzględniają strat w ziemi i na promieniowanie. Dlatego można je stosować tylko na KF i to tylko jako wzory przybliżone. Linie jednożyłowe wykonuje się przy użyciu linek antenowych. Parametry krajowych linek antenowych zestawiono na podstawie literatury [16] w tablicy D2.

2.2.2.2.

Linia dwużyłowa symetryczna

Linia dwużyłowa o średnicy żył d (w cm) w odległości e (w cm) (rys. 2.19) ma parametry zależne od stosunku e/d oraz od zastępczej przenikalności ϵ_{rz} otaczającego dielektryka. Dla $e \geq 10d$ we wzorach pomija się składnik $(e/d)^2$, który uwzględnia zniekształcenie pola wywołane efektem zbliżenia. Są to następujące parametry.



Rys. 2.18. a — Impedancja przewodu nad ziemią dobrze przewodzącą, b — rezystancja przewodu miedzianego z uwzględnieniem efektu naskórkowości przy różnych częstotliwościach

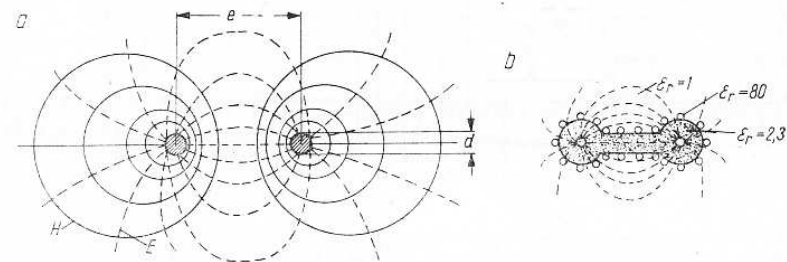
1. Rezystancja jednostkowa R_j bez uwzględnienia efektu zbliżenia

$$R_j = 2a \frac{\sqrt{f}}{d} \quad (2-56)$$

2. Pojemność jednostkową C_j można wyznaczyć ze wzoru

$$C_j = \frac{12,06 \cdot 10^{-12} \epsilon_{rz}}{\lg \left[\frac{e}{d} + \sqrt{\left(\frac{e}{d}\right)^2 - 1} \right]} \cong \frac{12,06 \cdot 10^{-12} \epsilon_{rz}}{\lg \frac{2e}{d}} \quad (2-57)$$

Dla linii z izolacją powietrzną przy cienkich rozpórkach przyjmuje się $\epsilon_{rz} = 1$. Dla linii z izolacją polietylenową (przewody płaskie TV) ϵ_{rz} zależy od budowy linii i stanu jej powierzchni.



Rys. 2.19. a — Zjawisko zbliżeniowe w linii dwuprzewodowej. Linie sił pola elektrycznego (E) i magnetycznego (H) są wzajemnie prostopadłe, b — przewód taśmowy pokryty kroplami wody

Jeśli przewód pokryty jest kroplami wody (rys. 2.19b) to prąd przesunięcia płynie przez materiał izolacyjny ($\epsilon_r = 2,3$), powietrze ($\epsilon_r = 1$) oraz wodę ($\epsilon_r = 80$). Powoduje to nawet 4-krotny wzrost pojemności jednostkowej oraz zmniejszenie impedancji falowej i wzrost tłumienności.

Przewody płaskie TV wg PN 64/T-90602 mają w warunkach normalnych $C_j = 13$ pF/m. Bliższe dane umieszczono w tablicy D3.

3. Indukcyjność jednostkowa L_j jest określona wzorem

$$L_j = 0,921 \cdot 10^{-6} \lg \left[\frac{e}{d} + \sqrt{\left(\frac{e}{d}\right)^2 - 1} \right] \cong 0,921 \lg \frac{2e}{d} \cdot 10^{-6} \quad (2-58)$$

4. Impedancję falową Z_o wyznacza się ze wzoru

$$Z_o = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_{rz}}} \lg \left[\frac{e}{d} + \sqrt{\left(\frac{e}{d}\right)^2 - 1} \right] \cong \frac{276}{\sqrt{\epsilon_{rz}}} \lg \frac{2e}{d} \quad (2-59)$$

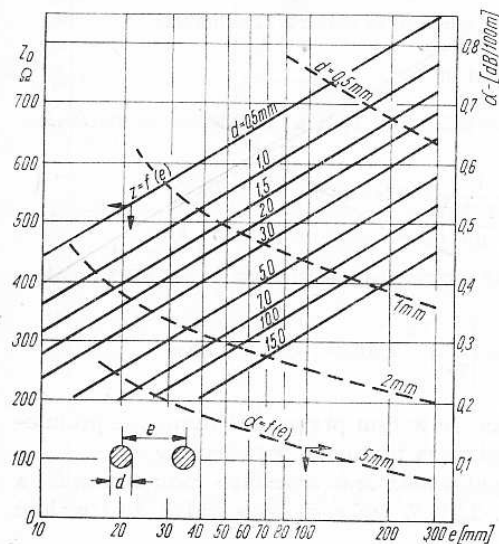
Linie dwużyłowe wstążkowe budowane są na znormalizowane impedancje falowe: w Polsce $Z_o = 300 \pm 20 \Omega$, w NRD $280 \pm 20 \Omega$ i $240 \pm 20 \Omega$.

Dla linii powietrznej impedancję falową można wyznaczyć z rys. 2.20.

5. Tłumienność linii α_j w ogólnym przypadku ma dwa składniki:

$$\alpha_j = \alpha_w + \alpha_{pr} \quad (2-60)$$

gdzie α_w — tłumienność wewnętrzna określona wzorem 2-46 oraz α_{pr} — tłumienność promieniowania.



Rys. 2.20. Impedancja falowa Z_0 i tłumienność α napowietrznej linii dwuprzewodowej

W zakresie KF można przyjąć $\alpha_{pr} \approx 0$ i dla linii powietrznej tłumienność jednostkowa dB/m wyniesie

$$\alpha_j \approx \alpha_w = \frac{2,62 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}}{d \lg \frac{2e}{d}} \quad (2-61)$$

gdzie: f w MHz, d i e w mm.

Tłumienność tę dla kilku średnic można odczytać z rys. 2.20. Normy i katalogi podają zazwyczaj α_w przy częstotliwości 200 MHz. Na częstotliwościach UKF, a w szczególności w paśmie 432 MHz, należy uwzględnić składnik drugi tj. tłumienność promieniowania α_{pr} . Ma ona również dwa składniki. Pierwszy z nich jest wynikiem promieniowania przestrzeni między przewodami i określony jest wzorem empirycznym [15]

$$\alpha_{pr} \approx 1,86 \cdot 10^3 \left(\frac{e}{\lambda}\right)^2 \cdot \frac{1}{\lg \frac{2e}{d}} \quad [\text{dB/m}] \quad (2-62)$$

Drugi składnik wywołany jest asymetrią w otoczeniu linii i jest trudny do ustalenia. W miejscach gdzie linia dotyka przedmiotu stałego (dachu) pojemność jednej z żył może znacznie wzrosnąć. Pojawia się wówczas prąd asymetrii dający w efekcie straty promieniowania jak w linii jednożyłowej. Udział α_w i α_{pr} zilustruje następujący przykład.

Przykład. Dany jest przewód PSD 300-0,9/7,8 wg PN 64/T-90602 o wymiarach $d = 0,9$ mm, $e = 7,8$ mm oraz $k = 0,88$ i $\alpha_w_{200} = 0,065$ dB/m.

Rozwiązanie

Obliczamy α_{pr} przy $f = 432$ MHz. W tym celu ze wzoru 2-12 obliczamy

$$\lambda = \frac{300K}{f} = \frac{300 \cdot 0,88}{432} = 0,61 \text{ m}$$

Tłumienność promieniowania (wzór 2-62) po uwzględnieniu danych będzie

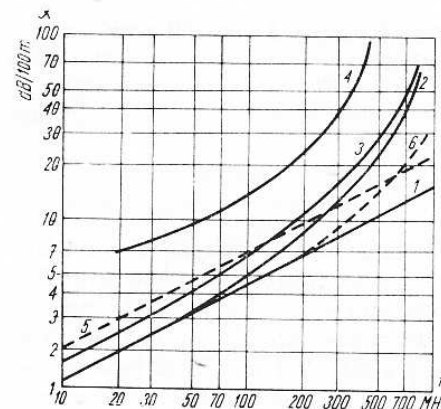
$$\alpha_{pr} = 1,86 \cdot 10^3 \left(\frac{7,8}{610}\right)^2 \cdot \frac{1}{\lg \left(\frac{2 \cdot 7,8}{0,9}\right)} = 0,242 \text{ dB/m}$$

Przyjmując we wzorze 2-47 $a = 0,8$ otrzymujemy przeliczoną na 432 MHz tłumienność

$$\alpha_w = \alpha_w_{200} \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^{0,8} = 0,065 \left(\frac{432}{200}\right)^{0,8} = 0,065 \cdot 1,85 = 0,12 \text{ dB/m}$$

Z podanego przykładu wynika, że w tym przypadku tłumienie promieniowania α_{pr} dwukrotnie przekracza tłumienie wewnętrzne α_w .

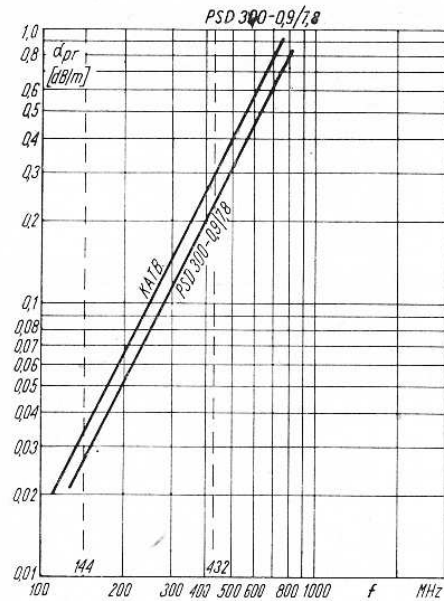
Wpływ strat promieniowania oraz asymetrii można ocenić na podstawie wykresów na rys. 2.21. Z wykresu tego widać, że trwałość



Rys. 2.21. Porównanie tłumienności przewodu taśmowego 352,0 (NRD) i współosiowego w różnych warunkach eksploatacji
1 — przewód taśmowy 352,0 nowy wolno zawieszony, 2 — jak w p. 1 lecz na izolatorach 35 mm, 3 — jak w p. 2 lecz po trzech latach w stanie suchym, 4 — jak w p. 2 lecz po roku przy deszczu, 5 — przewód współosiowy 030,1, 6 — przewód PSL 300-0,9/7,4 (polski)

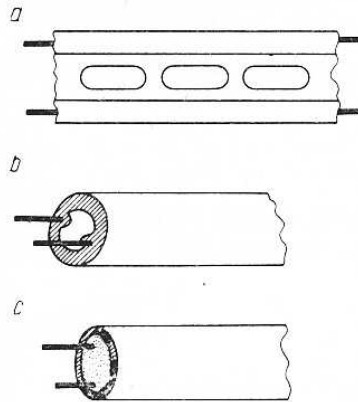
przewodu płaskiego (rys. 2.21) jest niewystarczająca i jest on nieprzydatny dla urządzeń amatorskich na UKF (patrz tablica 2.3). Wyniki obliczeń na podstawie wzoru (2-62) dla dwóch przewodów są naniesione na rys. 2.22.

W celu zmniejszenia strat niektórzy amatorzy perforują izolację przewodu (rys. 2.23a). Daje to skutek odwrotny od zamierzonego. W czasie deszczu zbierają się w otworach krople wody zwiększając niejednorodność impedancji Z_0 oraz powiększając tłumienie.



Rys. 2.22. Tłumienie promieniowania przewodów taśmowych

Dążąc do wyeliminowania wpływu deszczu na parametry przewodu taśmowego zmieniono ich budowę na tubularną (rys. 2.23b i 2.23c). Przewód tubularny jest bardziej odporny na wpływy deszczu, wymaga jednak ochrony wnętrza przed dostaniem się wilgoci i zapewnienia ewentualnego odpływu wody z wnętrza.



Rys. 2.23. a — Przewód taśmowy z wyciętą izolacją, b — przewód tubularny (RFN), c — przewód z izolacją spienioną (NRD)

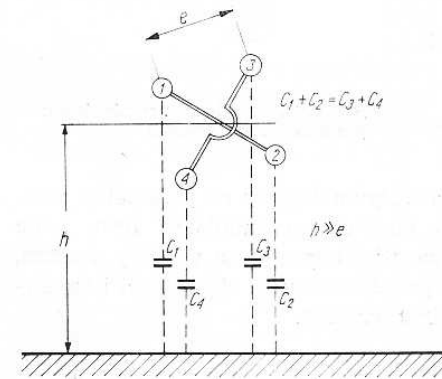
Przewód ze spienionym tworzywem produkcji NRD jest obecnie łatwo dostępnym i najlepszym z tanich rozwiązań. Cechuje go znaczna odporność mechaniczna i na wpływy atmosferyczne. Mimo to zdarzają się przypadki pęknięcia żył miedzianych pod wpływem wiatru w czasie dużych mrozów.

Różną żył przewodzącej wywiera również wpływ na tłumienność przewodu. Najlepsze są przewody taśmowe z linką z gołej miedzi. Największe tłumienie mają natomiast przewody z linki zwiniętej z drutów emaliowanych. Konduktancja G_j jest tu znaczna a więc znaczne są również straty w dielektryku. Pęknięcie drucika powoduje ponadto wzrost skokowy rezystancji R_j .

2.2.2.3.

Linia czterożyłowa symetryczna

Linie takie stosuje się tam, gdzie potrzebne jest uzyskanie małej impedancji i mniejszych strat. Linia z przewodami połączonymi jak na rys. 2.24 nazywa się linią zrównoważoną. Dowolne skręcenie takiej linii nie wywołuje asymetrii co nie jest możliwe w linii dwuprzewodowej.



Rys. 2.24. Zrównoważona linia czteroprzewodowa nad ziemią

Impedancja falowa linii czterożyłowej symetrycznej (gdy $e \geq 10d$)

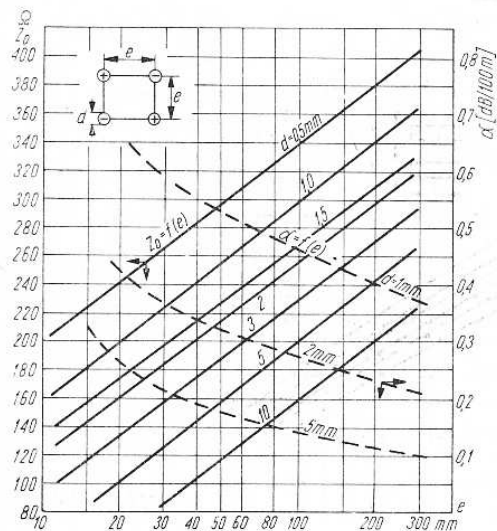
$$Z_0 = 138 \lg \frac{\sqrt{2}e}{d} \quad (2-63)$$

Wyniki obliczeń na podstawie wzoru (2-63) są ujęte na rys. 2.25.

Tłumienność jednostkowa linii czterożyłowej symetrycznej (w dB/m) wynosi:

$$\alpha = \frac{2,62 \cdot 10^3 \sqrt{f}}{d \lg \frac{\sqrt{2}e}{d}} \quad (2-64)$$

Zależność tłumienności α od rozstawienia e można odczytać z rys. 2.25. Linia 4-przewodowa z żył o średnicy d i rozstawieniu dobranym dla uzyskaniażądanego Z_0 , np. 300 Ω ma dwukrotnie mniejsze tłumienie od analogicznej linii dwuprzewodowej.



Rys. 2.25. Impedancja falowa i tłumienność napowietrznej linii czteroprzewodowej

2.2.2.4.

Własności linii paskowej

Linie takie stosuje się głównie w układach dopasowania (transformacji impedancji) oraz w zastępstwie linii dwuprzewodowych w zakresie małych impedancji. Tłumienność takich linii jest mniejsza niż linii dwu- i czteroprzewodowych. Między paski może być wprowadzony dielektryk (rys. 2.26).

Impedancja falowa linii paskowej z dielektrykiem ϵ_r o szerokości $b > 3a$ z pasków o grubości $d \ll a$ wynosi

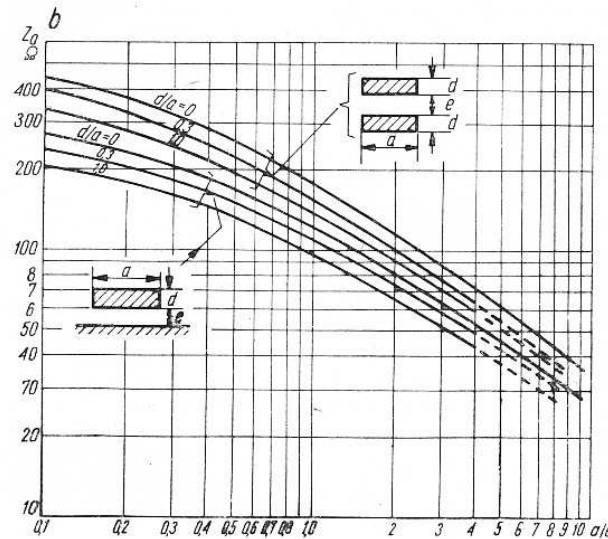
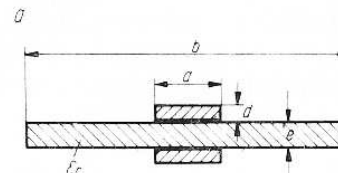
$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \lg \left(1 + \frac{e}{a} \right) + \frac{8e}{a+e} - 2 \left(\frac{e}{a+e} \right)^2 \quad (2-65)$$

Impedancję falową takiej linii można także określić posługując się wykresami z rys. 2.26.

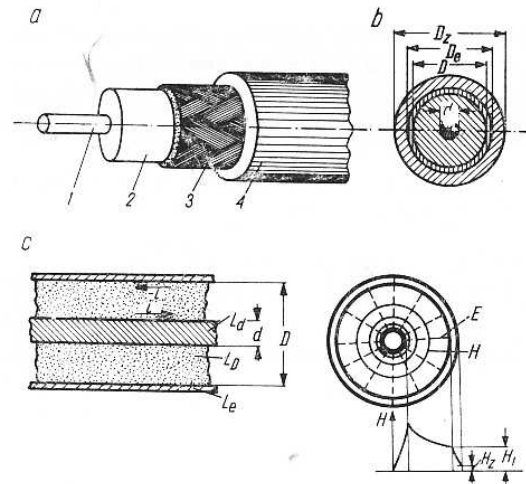
2.2.2.5.

Linia współosiowa

Jest to najczęściej stosowana linia zasilająca (rys. 2.27).



Rys. 2.26. Linie paskowe
a — budowa,
b — impedancja falowa



Rys. 2.27. a — Budowa przewodu współosiowego,
1 — żyła środkowa, 2 — dielektryk, 3 — żyła zewnętrzna — ekran, 4 — powłoka ochronna
b — sposób wymiarowania,
c — rozkład prądu i pola

Rezystancja jednostkowa R_j

Rezystancja jednostkowa (w Ω/m) jest sumą rezystancji żyły środkowej R_s i żyły zewnętrznej R_z i zależy od rodzaju przewodu (druć, linka), wymiarów, materiału a także częstotliwości pracy

$$R_j = R_s + R_z = 0,0832 \sqrt{f} \left(\frac{k_1}{d} + \frac{k_2}{D} \right) [\Omega/m] \quad (2-66)$$

gdzie:

f — częstotliwość w MHz,

d — średnica żyły środkowej w mm,

D — wewnętrzna średnica żyły zewnętrznej w mm,

k_1 i k_2 — współczynniki ($k_1, k_2 \geq 1$).

Należy pamiętać następujące informacje:

1. Rezystancja linki w wyniku zjawiska naskórkowości jest większa niż drutu o tym samym przekroju ($k_1 > 1$). Dla linki z 7 drucików jest ona większa o 10% od drutu ($k_1 = 1,1$).

2. Mały skok skrętów drucików linki zwiększa elastyczność przewodu lecz równocześnie powiększa jego rezystancję jednostkową. Skok nie powinien być większy od $14d$.

3. Krzyżowanie się drucików żyły zewnętrznej ekranu pod kątem 60° powoduje wzrost rezystancji o około 60% ($k_2 = 1,6$), pod kątem 45° o 94% ($k_2 = 1,9$) zaś pod kątem 30° o 170% ($k_2 = 2,7$) w stosunku do ekranu z pełnego materiału (rurki).

4. Pobelanie drutów cyną podnosi rezystancję o około 16% przy 100 MHz, srebrzenie zmniejsza rezystancję o 3%. Stosowanie drutów srebrzonych jest uzasadnione nie zmniejszeniem rezystancji przewodu nowego, lecz znacznie powolniejszym wzrostem rezystancji w wyniku starzenia się przewodu.

5. Istotną rolę odgrywa szczelność powłoki chroniącej przed korozją drutów ekranu. Zagadnienie to jest szeroko opracowane w literaturze [16].

Pojemność jednostkowa C_j (w F/m) jest określona wzorem

$$C_j = \frac{5,55\epsilon_r \cdot 10^{-4}}{\ln D/d} = \frac{2,41\epsilon_r \cdot 10^{-4}}{\lg D/d} \quad (2-67)$$

Dla przewodu z żyłą środkową wielodrutową przyjmuje się średnicę zastępczą

$$d_z = 0,934d \quad (2-68)$$

Średnica zastępcza zależy ponadto od budowy żyły zewnętrznej. Bliższe dane można znaleźć w literaturze [16].

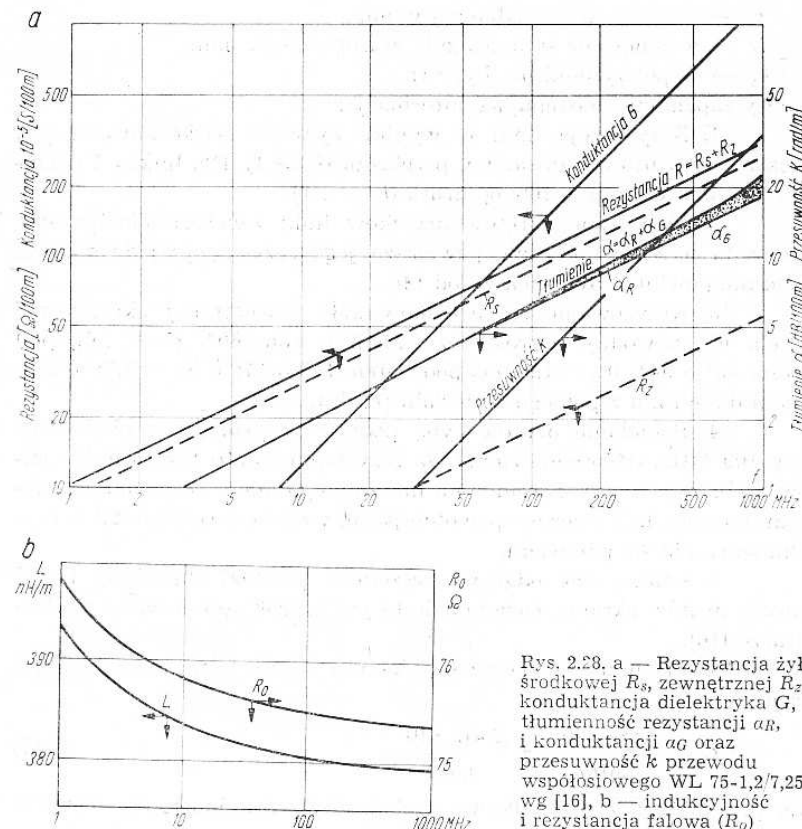
Indukcyjność jednostkowa L_j

Jest ona sumą trzech składników uwzględniających wpływ zewnętrznego pola magnetycznego, tj. indukcyjności głównej L_D , in-

dukcyjności żyły środkowej L_d i żyły zewnętrznej L_e . Można obliczyć ją w $\mu H/m$ ze wzoru

$$L_j = L_D + L_d + L_e = 0,21 \ln \frac{D}{d} + \frac{13,33}{\sqrt{f}} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) \quad (2-69)$$

Ze wzrostem częstotliwości indukcyjność związana z polami magnetycznymi wewnątrz przewodów szybko maleje i pozostaje tylko składowa L_D (rys. 2.28b).



Rys. 2.28. a — Rezystancja żyły środkowej R_s , zewnętrznej R_z , konduktancja dielektryka G , tłumienność rezystancji α , i konduktancji ag oraz przesunosc k przewodu współosiowego WL 75-1,2/7,25 wg [16], b — indukcyjność i rezystancja falowa (R_0)

Dla zakresu fal krótkich można przyjąć indukcyjność jednostkową (w H/m)

$$L = L_D = 0,21 \ln \frac{D}{d} \cdot 10^{-6} = 0,48 \lg \frac{D}{d} \cdot 10^{-6} \quad (2-70)$$

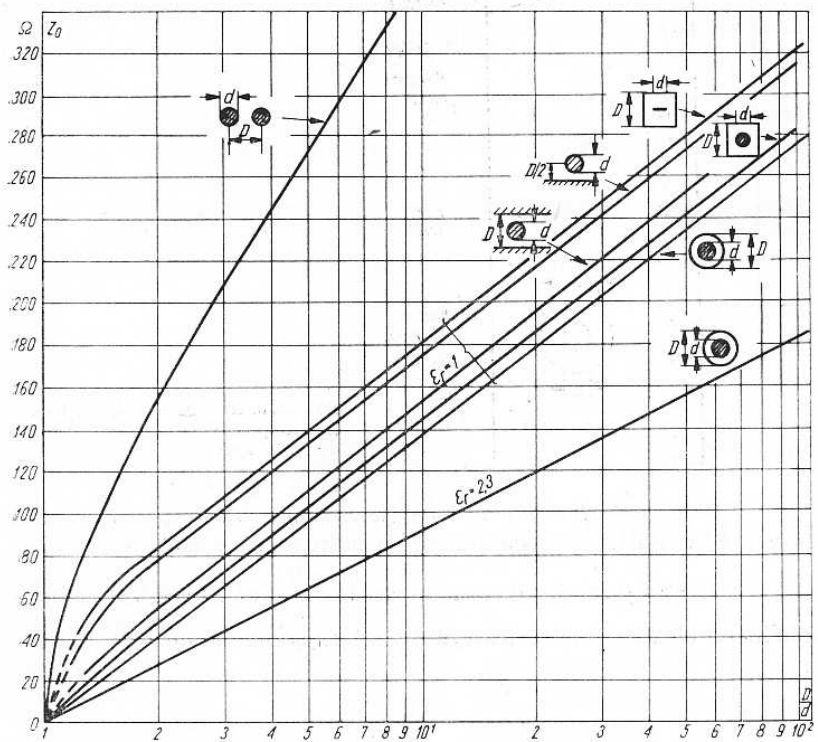
Obecność niewielkiego pola magnetycznego zewnętrznego H_z jest przyczyną zjawiska przesłuchu i promieniowania przewodów współosiowych.

Impedancja falowa Z_0 linii współosiowej

W ogólnym przypadku ma ona dwie składowe tj. rzeczywistą R_0 i urojoną X_0 . Ponieważ na falach krótkich $R_0 \gg X_0$ można przyjąć w przybliżeniu, że

$$Z_0 \cong R_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d} = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \lg \frac{D}{d} \quad (2-71)$$

W celu ułatwienia obliczeń można posłużyć się wykresem z rys. 2.29 lub nomogramem z rys. 2.30.

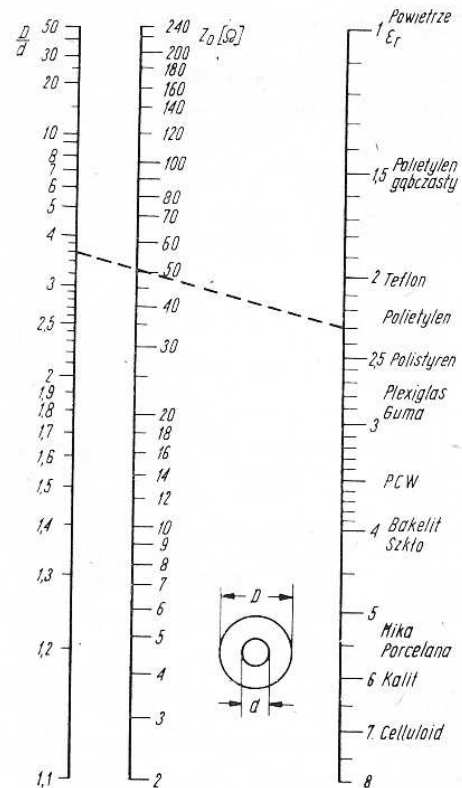


Rys. 2.29. Zależność impedancji falowej Z_0 od stosunku średnic D/d

Tłumienność α_d zawiera dwie składowe α_R wywołaną rezystywnością linii i α_G wywołaną konduktywnością linii (w dielektryku). Tłumienność α_j można obliczyć ze wzoru

$$\alpha_j = \alpha_R + \alpha_G = \frac{2,62 \cdot 10^{-3} \sqrt{\epsilon_r} f \left(1 + \frac{D}{d}\right)}{D \lg D/d} + \quad (2-72)$$

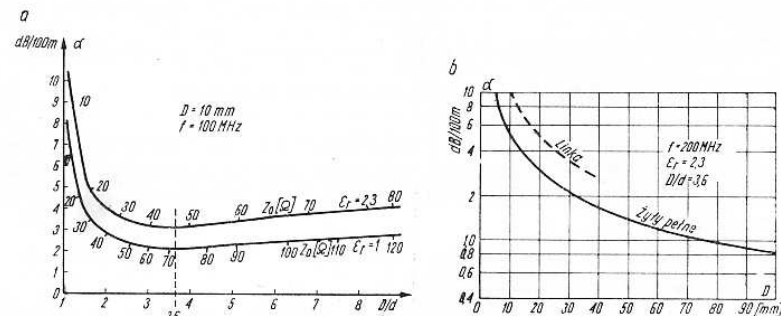
+ $9,1 \cdot 10^{-3} f \sqrt{\epsilon_r} \lg \delta$ [dB/m]
gdzie f , d , D jak we wzorze (2-66).



Rys. 2.30. Impedancja falowa Z_0 linii współosiowej z różnymi dielektrykami

Zależność wartości α_R i α_G od częstotliwości f przedstawiono na rys. 2.28. Należy zwrócić uwagę na następujące zagadnienia.

1. Straty zależą od stosunku średnic $\frac{D}{d}$ oraz od względnej przenikalności elektrycznej dielektryku ϵ_r , osiągając minimum przy stosun-



Rys. 2.31. a — Zależność tłumienia linii współosiowej od stosunku D/d dla izolacji powietrznej $\epsilon_r = 1$ i polietylenowej $\epsilon_r = 2,3$, b — zależność tłumienia od średnicy zewnętrznej dla przewodu giętkiego i sztywnego

ku $D/d = 3,6$. Odpowiada to impedancji falowej $Z_o = 75 \Omega$ w linii z izolacją powietrzną i $Z_o = 50 \Omega$ w linii z izolacją polietylenu, lub $Z_o = 60 \Omega$ przy izolacji z polietylenem gąbczastym (rys. 2.31).

2. Stosowane ze względu na dopasowanie przewody $Z_o = 75 \Omega$ z izolacją polietylenową mają tłumienie o około 12% większe niż przewody o impedancji $Z_o = 50 \Omega$ przy tej samej średnicy zewnętrznej.

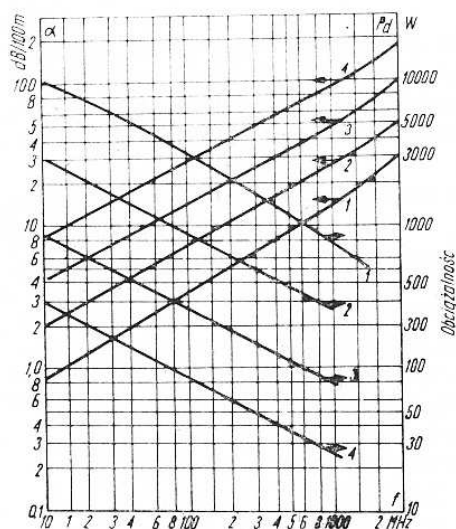
3. Powiększenie średnicy D przy zachowaniu stosunku D/d powoduje zmniejszenie tłumienia.

4. Przewody z pełną żyłą środkową i zewnętrzną (druć i rurka) mają tłumienie najmniejsze.

5. W celu zmniejszenia tłumienia przewodów bez zwiększania średnicy zewnętrznej D należy zmniejszyć przenikalność elektryczną izolacji, co pozwoli na powiększenie średnicy wewnętrznej d bez zmiany impedancji.

6. Zmniejszenie przenikalności elektrycznej uzyskiwano wykonując izolację w postaci koralików, lub też w postaci linki owijającej z dużym skokiem żyłę wewnętrzną.

Rozwiązania te są obecnie zarzucane, gdyż w przypadku zamoczenia przewodu impedancja ulega znacznemu zmniejszeniu (a stratność gwałtownie rośnie). Zamoczony przewód nie nadaje się do eksploatacji.



Rys. 2.32. Przybliżone charakterystyki dopuszczalnej tłumienności falowej i mocy P_a przewodów współosiowych przy zmianie częstotliwości:

- 1 — WD 50-5,0/17,3 oraz WD 75-2,7/17,3
- 2 — WL 50-2,25/7,25 oraz WL 75-1,2/7,25
- 3 — WD 50-0,90/2,95 oraz WL 75-0,43/3,7
- 4 — WL 50-0,51/1,5

7. Obecnie wśród łatwo dostępnych najlepsze są przewody ze spienionym polietylenem gąbczastym np. 75-5-B produkcji NRD, który ma $Z_o = 75 \Omega$, $\epsilon_r = 1,5$, $K = 0,82$, $\alpha = 8 \text{ dB}/100 \text{ m}$ przy wymiarach $D_2 = 6,8$, $D = 4,8$, $d = 1,1 \text{ mm}$. Odpowiada on pod względem tłumienia przewodowi WD-75 1,15/7,25 o średnicy zewnętrznej 10,3 mm, a więc

grubszemu i droższemu. Parametry przewodów współosiowych zestawione są w tablicy D4 na końcu książki, oraz pokazane na rys. 2.32.

Skuteczność ekranowania S_e

Określa ona jaka część energii prowadzonej przewodem współosiowym przedostaje się do otoczenia przewodu w wyniku przepływu prądów także po zewnętrznej powierzchni żyły zewnętrznej — ekranu

$$S_e = 20 \lg H_1/H_2 \quad (2-73)$$

gdzie H_1 i H_2 natężenia składowej magnetycznej pola odpowiednio wewnątrz i zewnątrz przewodu (rys. 2.27a).

Należy dodać że:

1. Na skuteczność ekranowania decydująco wpływa stan powierzchni drucików oplotu (ekranu). Badany przewód z drucikami miedzianymi po 18 miesiącach eksploatacji wykazał dwukrotny wzrost tłumienia i 24-krotny spadek skuteczności ekranowania (27 dB). W tych samych warunkach przewód z drucikami srebrzonymi wykazał wzrost tłumienia w 10% i spadek ekranowania o 6 dB.

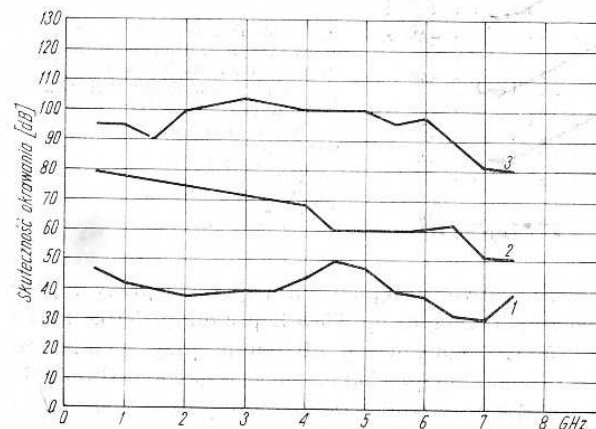
2. Dobre nowe przewody współosiowe mają skuteczność ekranowania rzędu 60÷100 dB.

3. Przewód 75-5-B ma małą skuteczność ekranowania, gdyż oplot ekranu jest bardzo rzadki.

4. Poprawę skuteczności ekranowania uzyskuje się w przewodach z dodatkowym nawojem ekranu. W określeniu typu takiego przewodu występuje dodatkowe oznaczenie „ek” np. WLeK 75 1.15/7.25.

5. Najskuteczniejsze ekranowanie mają przewody z platerowaną powłoką ekranu (rys. 2.33).

Dopuszczalne obciążenie jest określone mocą dopuszczalną P_d , którą przy danej częstotliwości f i przy współczynniku fali stojącej WFS = 1 można trwale przesyłać.



Rys. 2.33. Skuteczność ekranowania przewodów w funkcji częstotliwości w zależności od budowy

- 1 — RG8/U z pojedynczym oplotem,
- 2 — z oplotem podwójnym,
- 3 — RG37-1/N z powłoką platerowaną

Ograniczenie obciążenia mocą dopuszczalną jest istotne z następujących przyczyn.

1. W przewodach o impedancji falowej $Z_0 = 50 \Omega$ w żyły środkowej wydziela się 78% ciepła, a przy $Z_0 = 75 \Omega$, aż 87% ciepła.

2. Przeciążenie powoduje przemieszczenie się żyły środkowej w nadtapianej izolacji, pojawienie się asymetrii, wzrost strat. Dopuszczalne obciążenie przewodu współosiowego w zależności od częstotliwości można odczytać z wykresu na rys. 2.32.

Wytrzymałość elektryczna przewodów jest zwykle duża (tablica D4) co zapewnia prawidłową pracę nawet w liniach obciążonych dopuszczalną mocą (ze względu na grzanie się). W przypadku gdy w linii nie ma fali stojącej napięcie na zaciskach linii można obliczyć z zależności

$$U = \sqrt{P \cdot Z_0} \quad (2-74)$$

zaś prąd

$$I = \sqrt{\frac{P}{Z_0}} \quad (2-75)$$

przy czym P jest to moc przesyłana linii w [W] a Z_0 jest impedancją falową.

Przykład. W linii o $Z_0 = 75 \Omega$ przy mocy 100 W płynie prąd

$$I = \sqrt{\frac{100}{75}} = 1,15 \text{ A}$$

2.2.2.6.

Linia Goubau

Do prowadzenia fali elektromagnetycznej nie jest konieczne tworzenie linii dwuprzewodowej. Nośnikiem energii jest zawsze pole elektromagnetyczne, które w linii dwuprzewodowej jest zamknięte między przewodami, a w linii jednoprzewodowej w otoczeniu przewodu. W pobliżu przewodu, na którym wytworzono falę powierzchniową, występują dwie składowe pola elektrycznego E_r i E_θ (rys. 2.6c), z których E_r szybko maleje wraz z odległością r (patrz dyskusja wzoru 2-17a).

Druga składowa E_θ przy fali bieżącej w linii, w miarę zwiększania się odległości r jest niewielka. Jest to spowodowane tym, że poszczególne odcinki linii o długości $\lambda/2$ wytwarzają pola znoszące się wzajemnie. Warunkiem podstawowym takiego zachowania się pola jest unikanie jego deformacji w pobliżu przewodu w tzw. średnicy chronionej D_0 .

W celu zwiększenia koncentracji pola, a więc zmniejszenia rozmiarów chronionej średnicy D_0 przewód pokrywa się dielektrykiem polietylenem. Podobną koncentrację można uzyskać wykonując prze-

wód w postaci spirali nawiniętej na dowolnym nośniku. W obu przypadkach występują wystarczające spowolnienia fali tworzące falę powierzchniową. Tego rodzaju linia nosi nazwę linii Goubau. W literaturze [15], [17], [18] można znaleźć różne wzory określające chronioną średnicę D_0

$$D_0 = (0,9 \div 1,15) \lambda_0 \quad (2-76)$$

Dane fabryczne podane są na rys. 2.34.

Impedancja falowa Z_0 linii Goubau zależy od częstotliwości przy czym wraz z jej wzrostem impedancja maleje. Można ją wyznaczyć z

$$Z_0 = \frac{U}{I} = \frac{P}{I^2} \quad (2-77)$$

Przy stosowaniu linii Goubau należy pamiętać:

1. Linie Goubau instaluje się na cienkich żyłkach stilonowych umocowanych do drewnianych masztów z dużym wysięgiem.

2. Podwieszenie powinno zapewniać wolną przestrzeń chronioną D_0 nawet w czasie wiatrów.

3. Zmiany kierunku linii Goubau powodują utratę części pola przez promieniowanie. Kąt załamania nie powinien przekraczać 20° . Przykładowo zbadano odcinek linii Goubau długości 33 m przy 432 MHz. Linia prosta miała tłumienie 2,7 dB, zaś czterokrotnie zagięta pod kątem 30° i w trzech punktach podwieszona miała tłumienie 6 dB. Podane tłumienia obejmują tłumienie układu wejściowego i dopasowania, które mierzone osobno wykazały również tłumienie o wartości po 1 dB [Tilton W1HDQ-QST 2/1964].

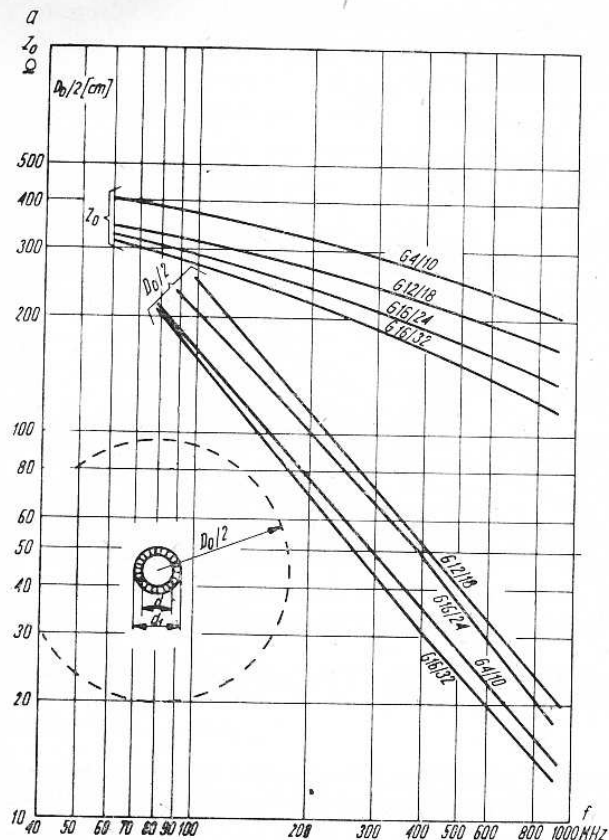
Należy dodać, że:

1. Przejsie linii współosiowej na linię Goubau wymaga stosowania układu dopasowującego wykonywanego w postaci tuby [Šiniček, Jednodratove VF Vedení-Amatorskie Radio 10/62].

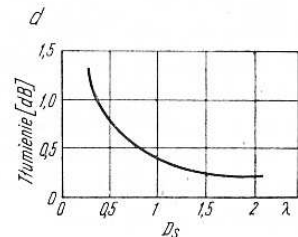
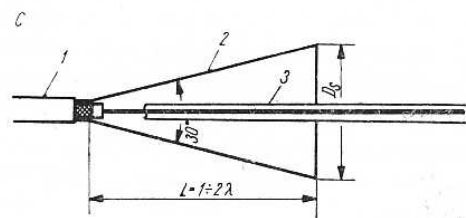
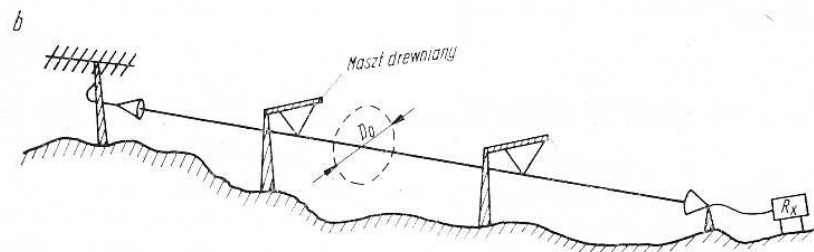
2. Tworząca tuby powinna mieć kształt wykładniczy (dopuszcza się również tuby stożkowe o kącie rozwarcia 30°). Zamiast tuby wykonanej z blachy można stosować odpowiednio ukształtowaną wiązkę drutów. Tłumienie przejścia linia—tuba zależy od średnicy stożka D_e (rys. 2.34d).

3. Do podsłuchu fali biegnącej w linii można część energii odprowadzić, umieszczając w dowolnym punkcie linii krótką pętlę w obszarze D_0 . Dla przykładu pętla taka o długości mniejszej od $\lambda/4$ w odległości $0,17 \lambda$ zwiększa tłumienie zaledwie o 0,15 dB.

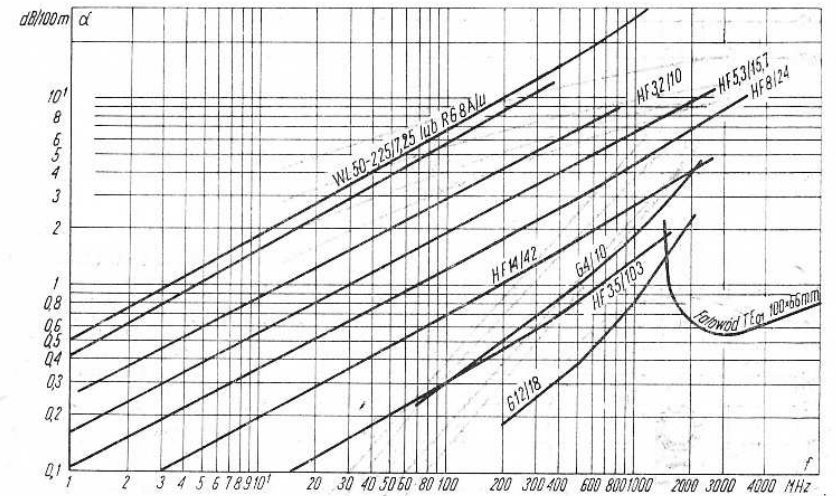
4. Linie Goubau stosuje się w zakresie $50 \div 2000$ MHz. Dla 144 MHz tuba powinna mieć długość $2 \div 4$ m, jest więc mało praktyczna. Jako przewód można użyć drutu krytego polietylenem, w którym $d_i/d = 1,5$ do 2,5. Może to być np. (po zdjęciu ekranu) kabel współosiowy o złych parametrach.



Rys. 2.34. Linie Goubau
 a — wymiary;
 d — średnica żyty,
 d_i — średnica izolacji,
 D_0 — średnica chroniona,
 Z_0 — impedancja falowa,
 G4/10 oznacza $d = 4$ mm,
 $d_i = 10$ mm;
 b — sposób instalowania;
 c — tuba sprzęgająca (2) linię współosiową (1) z linią Goubau (3) o średnicy otworu D_0 ;
 d — tłumienie sprzężenia w zależności od średnicy D_0 .



5. Linie Goubau są mało wrażliwe na opady atmosferyczne, jednak oblodzenie zwiększa znacznie tłumienie (1 mm warstwa lodu zwiększa tłumienie o 10 dB).



Rys. 2.35. Porównanie tłumienia linii koncentrycznej, linii Goubau i falowodu przy różnych częstotliwościach. Linie koncentryczne HF (Siemens) są specjalnej konstrukcji

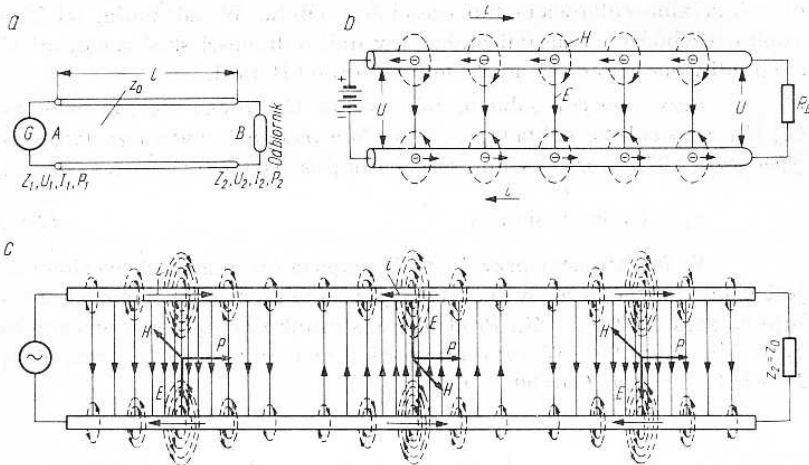
Linia Goubau z ustawionymi w obszarze D_0 pochłaniaczami energii (beton) może być wykorzystana jako zastępcza antena do obciążenia nadajników dużej mocy. Rysunek 2.35 pozwala porównać tłumienie linii Goubau z innymi liniami.

2.2.3.

Linia długa jako obwód elektryczny

Jak już wspomniano, fala elektromagnetyczna może rozchodzić się w wolnej przestrzeni (p. 2.1.2) lub być prowadzona w torach. Podstawowym elementem toru jest linia długa. Można przyjąć, że linia długa jest to tor przewodzący, którego długość l jest porównywalna z długością fali λ (rys. 2.36a). Krótkie odcinki toru ($l \leq 0,1 \lambda$) mogą być traktowane jako elementy obwodu o stałych skupionych. Ze względu na ograniczony zakres książki zostaną omówione tylko podstawowe właściwości i wnioski wynikające z teorii linii długich. Dokładniejsze wiadomości można znaleźć w literaturze [2], [8], [13].

Przepływowi prądu stałego wzdłuż linii towarzyszy stacjonarne pole magnetyczne H i elektryczne E (rys. 2.36b). Przy przepływie prądów wielkiej częstotliwości wytwarzane pole magnetyczne H i elek-



Rys. 2.36. Linie długie

a — oznaczenia, b — rozkład prądu, napięcia i pola przy przepływie prądu stałego, c — rozkład prądu, napięcia i pola przy przepływie prądu przemiennego

tryczne E mają w ogólnym przypadku amplitudy zmienne nie tylko w czasie, lecz także zależne od położenia punktu obserwacji na linii (rys. 2.36c).

2.2.3.1.

Rozkład napięć i prądów w linii

Napięcie i prąd w każdym punkcie linii zmienia się harmonicznie (sinusoidalnie). Na początku linii (punkt A — rys. 2.36a) wartość chwilowa napięcia ma postać

$$u = U_1 \sin(\omega t + \varphi_0) \quad (2-78)$$

gdzie: U_1 — amplituda napięcia
 φ_0 — faza początkowa dla $t = 0$.

W linii bez tłumienia w punkcie odległym o x od punktu A napięcie wynosi

$$u_x = U_1 \sin(\omega t + kx + \varphi_0) \quad (2-79)$$

W linii z tłumieniem (patrz 2.2.1) amplituda napięcia maleje wykładniczo $U_x = U_1 e^{-\alpha x}$ i wtedy

$$u_x = U_x \sin(\omega t + kx + \varphi_0) = U_1 e^{-\alpha x} \sin(\omega t + kt + \varphi_0) \quad (2-80)$$

gdzie: e — podstawa logarytmów ($e = 2,7183$),
 α — tłumienność (patrz 2.2.1),
 k — przesuwność (wzór 2-14).

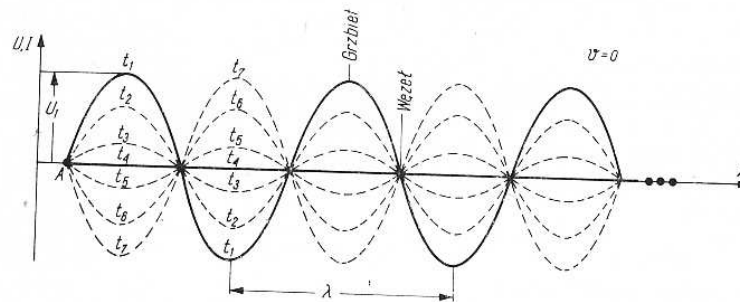
Fala przesuwa się (bieży) wzdłuż linii z prędkością v określoną wzorem 2.10. Fala bieżąca docierająca do końca linii (p. B — rys. 2.36b) może być, w zależności od odbiornika na końcu linii Z_2 , całkowicie po-

chłonięta albo całkowicie lub częściowo odbita. W zależności od kierunku rozchodzenia się fali bieżącej w linii o długości skończonej mówi się o *fali padającej* od A do B i *fali odbitej* od B do A .

Przy pełnym odbiciu, fala odbita U_o równa się fali padającej U_p . Fala odbita, nakładając się na falę padającą wytwarza *falę stojącą* (rys. 2.37), którą dla linii bezstratnej określa się za pomocą wzoru

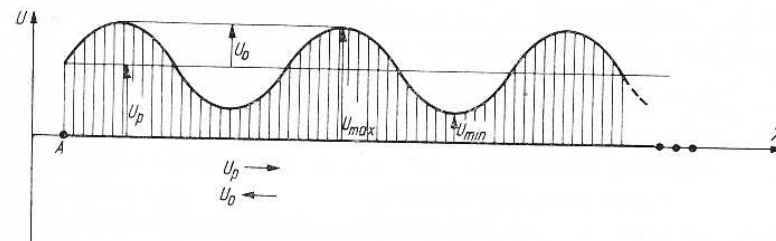
$$u_x = U_1 \sin \omega t \cdot \sin k \cdot x \quad (2-81)$$

W fali stojącej przy $U_p = U_o$ napięcie w punktach węzłowych jest ciągle równe zero, w punktach przesuniętych o $\lambda/4$ napięcie oscyluje od zera do $2U_p = U_1$. Prąd jest w stosunku do napięcia przesunięty o $\lambda/4$, czyli 90° . W tym przypadku moc przenoszona przez linię $P = UI \cos \varphi = UI \cos 90^\circ = 0$.



Rys. 2.37. Obraz fali stojącej w linii dla kolejnych chwil $t_1 \div t_7$ ($U_p = U_o$)

Całkowite odbicie następuje w dwóch przypadkach: linia na końcu jest otwarta tj. $Z_2 = \infty$ i linia na końcu jest zwarta tj. $Z_2 = 0$. W przypadku obciążenia linii rezystancją równą impedancji falowej linii $R_2 = Z_0$ cała energia fali padającej jest przejęta przez obciążenie i fala odbita nie występuje. W pozostałych przypadkach występuje fala odbita nakładająca się w linii na falę padającą (rys. 2.38). Na rysunku 2.39 pokazano rozkład prądu i napięcia w liniach nieobciążonych.

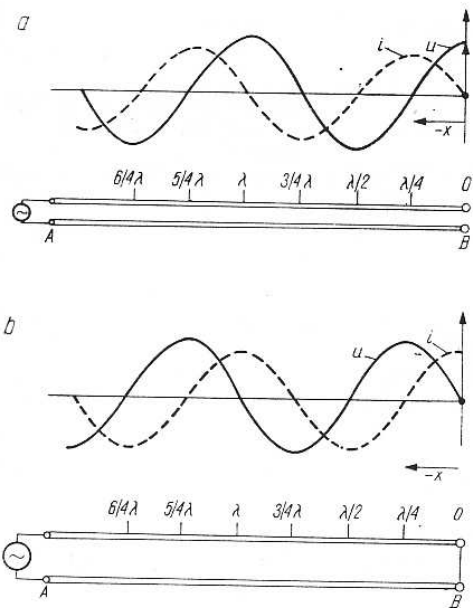


Rys. 2.38. Fala bieżąca U_p z nałożoną falą odbitą U_o tworzą falę częściowo stojącą ($U_p > U_o$)

W linii otwartej na końcu $Z_2 = \infty$ w punkcie B prąd nie płynie $I_2 = 0$, napięcie zaś osiąga wartość maksymalną. Wobec tego impedancja tego punktu $Z_2 = \frac{U_2}{I_2} = \frac{U}{0} = \infty$.

W odległości $\lambda/4$ od końca linii sytuacja jest odwrotna. Napięcie jest równe zero a prąd osiąga wartość maksymalną, co oznacza, że impedancja w tym punkcie $Z_x = \frac{U}{I} = \frac{0}{I} = 0$. W punkcie tym linie

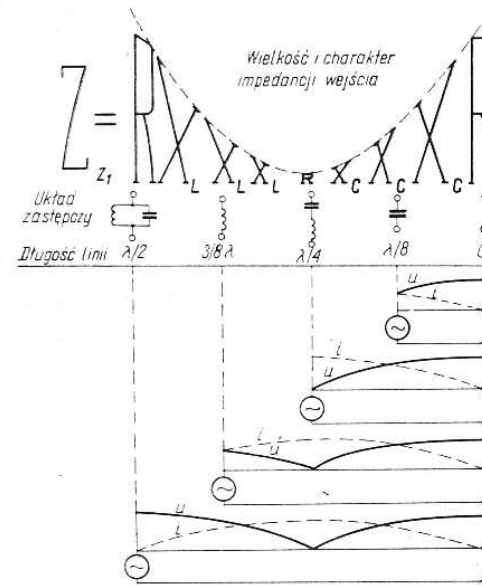
możemy zewrzeć, co nie wywoła zmian w rozkładzie prądów i napięć przedłużeniu linii otwartej o $n\lambda/2$, lub jej skróceniu o $n\lambda/2$. Nieobciążona linia długa $A-B$ przedstawia sobą w punkcie zasilania A impedancję zależną od długości linii l i jej stanu na końcu B .



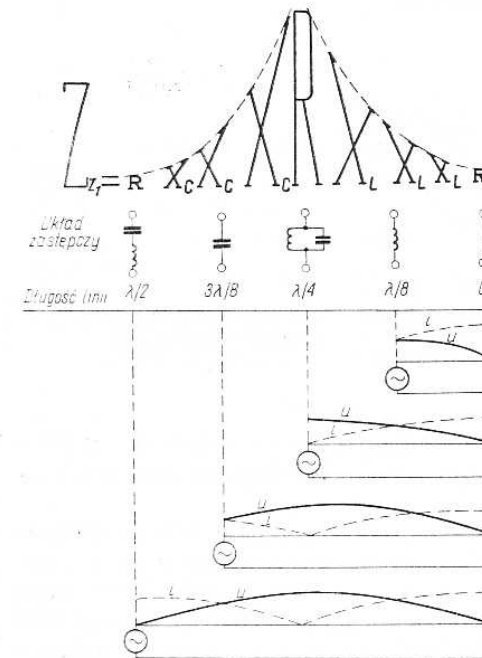
Rys. 2.39. Rozkład prądów i napięć na końcu linii a — otwartej, b — zwartej

W przypadku gdy $l = n\lambda/2$ impedancja w punkcie A jest równa impedancji w punkcie B czyli $Z_1 = Z_2$. Mówimy, że impedancja Z_2 została przeniesiona o $n\lambda/2$.

Przy $l = (\lambda/4 + n\lambda/2) = \lambda/4 (2n+1)$ występuje tzw. *ćwierćfalowa transformacja*. Wówczas, gdy $Z_2 = \infty$ (linia otwarta) w punkcie zasilania występuje stan zwarcia $Z_1 = 0$ i odwrotnie przy $Z_2 = 0$ (linia na końcu zwarta) w punkcie zasilania odległym o $l = \lambda/4$ wystąpi stan otwarcia $Z_1 = \infty$. Linia zachowuje się wówczas tak jakby nie była połączona ze źródłem.



Rys. 2.40. Przebieg zmiany impedancji wejściowej Z_1 linii otwartej przy zmianie jej długości



Rys. 2.41. Przebieg zmiany impedancji wejściowej linii zwartej przy zmianie jej długości

Z podanych uwag wynika, że impedancja wejściowa Z_1 linii zależy od stanu na jej końcu i długości l mierzonej w długościach fali, a więc także od częstotliwości.

Ponieważ zjawiska te są w praktyce bardzo ważne przy projektowaniu linii zasilających i fazujących anteny, sprawę tę należy dokładnie poznać i zapamiętać. Pomocą mogą być tu rysunki 2.40 i 2.41, na których pokazano jak zmienia się impedancja wejściowa linii otwartej i zwartej przy zmianie jej długości. W liniach bezstratnych R , jak pokazano na rysunku, przyjmuje wartość równą zeru lub nieskończoności.

2.2.3.2.

Impedancja wejściowa linii

W ogólnym przypadku linia może być zakończona dowolnym obciążeniem $Z_2 = R_2 + jX_2$. Wzór ogólny określający impedancję wejściową linii Z_1 omówiono w literaturze [2]. Dla celów praktycznych można korzystać ze wzoru

$$Z_1 = Z_0 \frac{Z_2 + jZ_0 \operatorname{tg} kl}{Z_0 + jZ_2 \operatorname{tg} kl} \quad (2-82)$$

który w zasadzie jest słuszny dla linii bez strat.

Stosunek impedancji obciążenia Z_2 do impedancji linii Z_0 lub odwrotnie Z_0 do Z_2 odpowiada współczynnikowi fali stojącej oznaczonemu literą s .

W tym przypadku w liczniku ilorazu umieszcza się impedancję o wartości większej tak aby uzyskać współczynnik fali stojącej $s \geq 1$. Wobec tego można napisać

$$s = \frac{Z_2}{Z_0} \quad \text{lub} \quad s = \frac{Z_0}{Z_2} \quad \text{przy wymaganium} \quad s \geq 1 \quad (2-83)$$

Otrzymuje się wówczas łatwą do wykorzystania postać wzoru (2-82) a mianowicie

$$Z_1 = Z_0 \frac{\cos kl + js \sin kl}{s \cos kl + j \sin kl} \quad (2-84)$$

Podstawiając do wzoru (2-84) $Z_1 = R_1 + jX_1$ po przekształceniach otrzymuje się transformację rezystancji

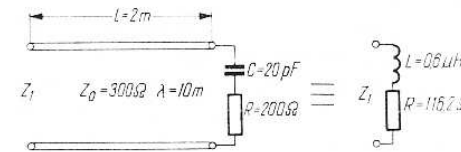
$$R_1 = \left| \frac{R_2 Z_0^2}{Z_0^2 \cos^2 kl + R_2^2 \sin^2 kl} \right| \quad (2-85)$$

i transformację reaktancji

$$X_1 = \left| \frac{Z_0(Z_0^2 - R_2^2) \sin kl \cdot \cos kl}{Z_0^2 \cos^2 kl + R_2^2 \sin^2 kl} \right| \quad (2-86)$$

Pozornie złożone wzory są łatwe do obliczeń.

Przykład. Dana jest linia długa $l = 2$ m o impedancji falowej $Z_0 = 300 \Omega$ obciążona pojemnością $C_2 = 20$ pF i szeregowo z nią połączoną rezystancją $R_2 = 200 \Omega$ (rys. 2-42).



Rys. 2.42. Linia długa transformuje obciążenie pojemnościowe na indukcyjne

Obliczyć impedancję wejściową Z_1 dla długości fali $\lambda = 10$ m (częstotliwości $f = 30$ MHz).

Rozwiązanie

1. Reaktancja kondensatora

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 265 \Omega$$

2. Impedancja obciążenia

$$Z_2 = R_2 - jX_C = 200 - j265 \Omega$$

3. Przesunięcie fazowe (wzór 2-14)

$$kl = \frac{2\pi l}{\lambda} = 360^\circ \cdot \frac{2}{10} = 72^\circ$$

lub w mierze łukowej

$$\varphi l = 2\pi \frac{l}{\lambda} = 2\pi \frac{2}{10} = 0,4\pi = 1,257 \text{ rad}$$

4. Impedancja wejściowa (wzór 2-82)

$$Z_1 = 300 \frac{(200 - j265) + j300 \operatorname{tg} 72^\circ}{300 + j(200 - j265) \operatorname{tg} 72^\circ} = (116,2 + j113,1) \Omega$$

Otrzymany wynik oznacza, że impedancja obciążenia $Z_2 = 200 - j265$ utworzona przez kondensator $C = 20$ pF i rezystor $R = 200 \Omega$ została przetransformowana linią długą $l = 2$ m przy fali $\lambda = 10$ m na impedancję $Z_1 = 116,2 + j113,1 \Omega$ co jest równoważne szeregowemu połączeniu rezystora $116,2 \Omega$ i cewki o indukcyjności

$$L = \frac{113,1}{2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 10^6} = 0,602 \mu\text{H} \quad (\text{rys. 2.42}).$$

W obliczeniach tych w celu określenia X_C i X_L można posłużyć się także wykresami z rys. 2.43.

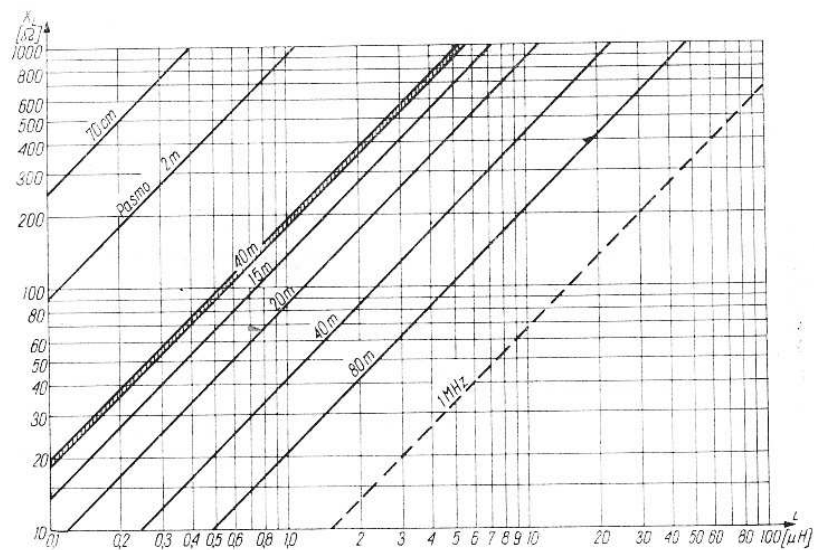
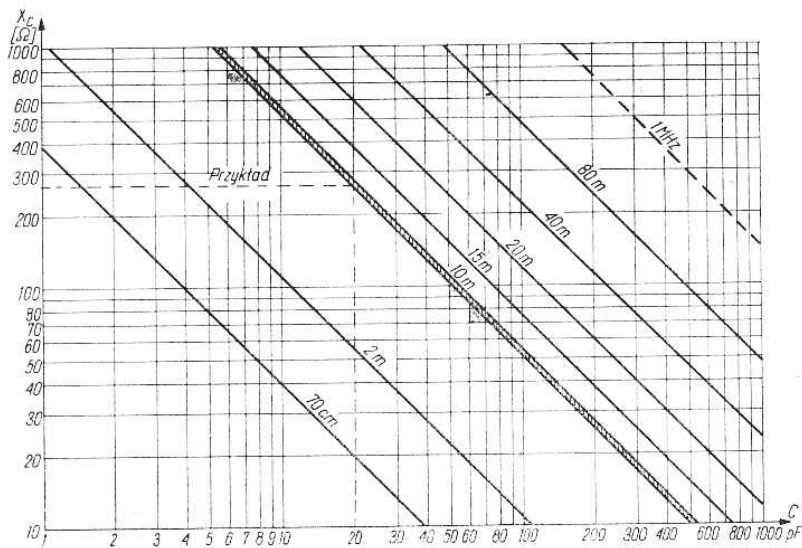
Dla linii ćwierćfalowej $l = \lambda/4$, zależność (2-82) upraszcza się do postaci

$$Z_1 = \frac{Z_0^2}{Z_2} \quad (2-87)$$

Jest to ważna zależność często wykorzystywana w praktyce.

Przykład.

1. Obliczyć impedancję wejściową linii $Z_0 = 300 \Omega$ z transformatorem ćwierćfalowym obciążonej anteną $Z_2 = 600 \Omega$



Rys. 2.43. Wykres zależności reaktancji od pojemności wzgl. indukcyjności na poszczególnych pasmach amatorskich

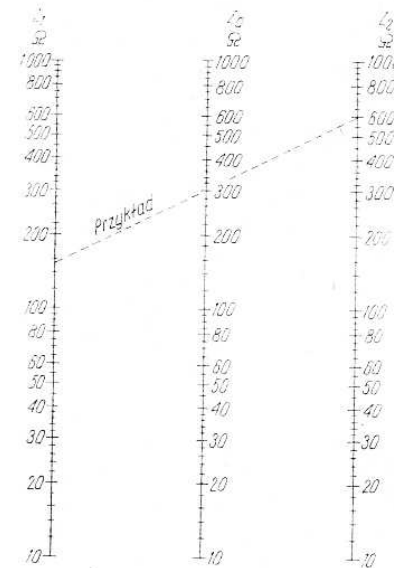
Rozwiązanie

$$Z_1 = \frac{300^2}{600} = 150 \Omega$$

2. Obliczyć impedancję linii Z_0 dopasowującej kabel współosiowy 50 Ω do kabla 75 Ω . Zakładamy $Z_1 = 50 \Omega$, $Z_2 = 75 \Omega$

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} = \sqrt{50 \cdot 75} = 61,2 \Omega$$

Przy obliczeniach można skorzystać z nomogramu na rys. 2.44. Nieobciążona linia długa może być traktowana jako obwód rezonansowy. Charakter obciążenia pokazano na rys. 2.41. Linia jest w rezonansie na



Rys. 2.44. Nomogram do obliczania impedancji Z_0 transformatora ćwierćfalowego przy danych Z_1 i Z_2 (gdzie $Z_0^2 = Z_1 Z_2$)

długości fali $\lambda/4$ (dla pozostałych długości przedstawia sobą indukcyjność lub pojemność). Dla linii o długości $l < \lambda/4$ zwartej na końcu, reaktancja indukcyjna linii wynosi

$$X_L = Z_0 \operatorname{tg} kl \quad (2-88)$$

W szczególnym przypadku przy $l = \lambda/8$ będzie $kl = \frac{\pi}{4} = 45^\circ$ i wówczas $X_L = Z_0$. Stąd wynika, że linia o długości $\lambda/8$ zwarta na końcu stanowi indukcyjność $L = \frac{Z_0}{\omega}$.

Linia o długości $l < \lambda/4$ otwarta na końcu reprezentuje sobą reaktancję pojemnościową

$$X_c = Z_0 \operatorname{ctg} kl \quad (2-89)$$

W szczególnym przypadku gdy $l = \lambda/8$ linia reprezentuje sobą pojemność $C = \frac{1}{\omega Z_0}$.

W układach dopasowania linie długą często wykorzystuje się jako zastępczą indukcyjność lub pojemność. Dla ułatwienia obliczeń można posługiwać się wykresem (rys. 2.45).

Przykład. Zwarta linia o impedancji falowej $Z_0 = 300 \Omega$ ma długość fizyczną $l_f = 15 \text{ cm}$ i współczynnik skrócenia $K = 0,905$. Znaleźć reaktancję na wejściu dla fali $\lambda = 2 \text{ m}$ ($f = 150 \cdot 10^6 \text{ Hz}$)

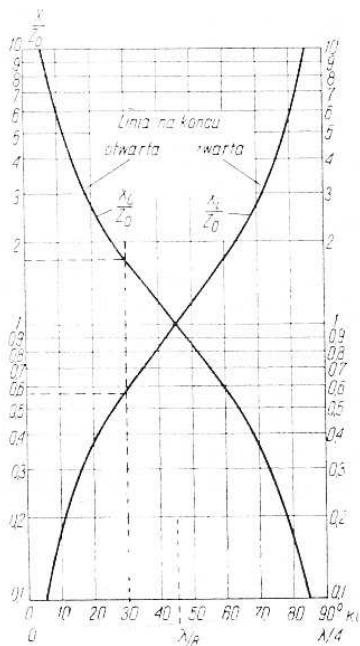
Rozwiązanie

1. Długość elektryczna w metrach (wzór 2-12)

$$l = \frac{l_f}{K} = \frac{15}{0,905} = 16,6 \text{ cm} = 0,166 \text{ m}$$

2. Długość elektryczna falowa (wzór 2-14)

$$kl = \frac{2\pi}{\lambda} l = 2\pi \frac{0,166}{2} = 0,52 \text{ rad}$$



Rys. 2.45. Wykres do wyznaczania reaktancji linii zwartej lub otwartej w zależności od jej długości $kl = 360^\circ l/\lambda$

lub

$$kl = \frac{360}{\lambda} l = 360 \cdot 0,083 = 29,9^\circ$$

3. Reaktancja

$$X_L = Z_0 \operatorname{tg} 29,9^\circ = 300 \cdot 0,577 = 173 \Omega$$

4. Odpowiada to indukcyjności

$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{173}{2\pi \cdot 150 \cdot 10^6} = 0,183 \mu\text{H}$$

5. Ta sama linia lecz otwarta przedstawia sobą reaktancję

$$X_C = Z_0 \operatorname{ctg} 29,9^\circ = 300 \cdot 1,73 = 520 \Omega$$

6. Odpowiada to pojemności

$$C = \frac{1}{\omega X_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 150 \cdot 10^6 \cdot 520} = 2,04 \text{ pF}$$

Przy obliczeniach można posłużyć się także wykresami. W tym celu na rys. 2.45 dla przesunięcia fazowego $kl = 30^\circ$ odczytujemy unormowane reaktancje $X_L/Z_0 = 0,57$ oraz $X_C/Z_0 = 1,75$ i przeliczamy je na reaktancje $X_L = 300 \cdot 0,57 = 171 \Omega$, $X_C = 300 \cdot 1,75 = 525 \Omega$ i następnie na rys. 2.43 odczytujemy $L = 0,19 \mu\text{H}$ oraz $C = 2,1 \text{ pF}$. Otrzymane przybliżone wyniki są w praktyce wystarczająco dokładne.

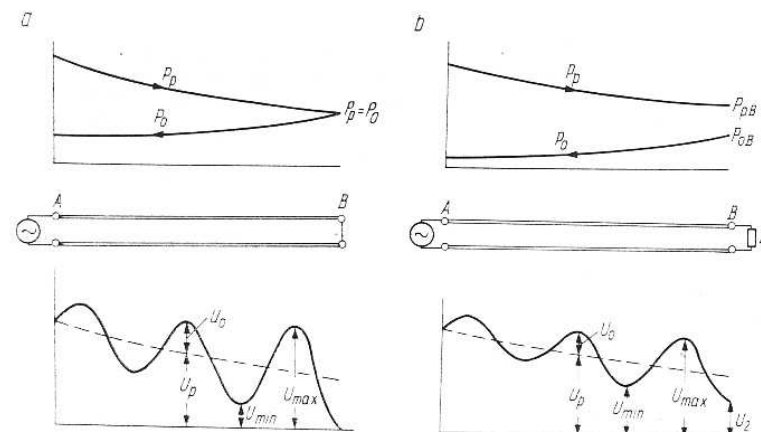
Metoda ta zastosowana w kierunku odwrotnym pozwala na znalezienie impedancji falowej linii drogą pomierzenia, przy tej samej częstotliwości reprezentowanej przez linię indukcyjności w stanie zwartym i pojemności w stanie otwartym. Impedancję określi zależność

$$Z_0 = \sqrt{X_L \cdot X_C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2-90)$$

Ponieważ we wzorze tym częstotliwość nie występuje, dlatego możemy impedancję falową określić także obliczając indukcyjność np. ze wzorów podanych w rozdziale 2.2.2 zaś pojemność pomierzyć mostkiem.

W linii rzeczywistej występują straty wywołane rezystancją przewodów (R) i konduktancją dielektryku (G). Wpływa to na zmianę impedancji falowej linii Z_0 (wzór 2-35). Zwykle wpływ ten w nowoczesnych liniach długich jest pomijalnie mały. W wyniku strat fala bieżąca jest tłumiona i przy małej stratności występuje jedynie spadek amplitudy fali w sposób określony wzorem (2-80). Rysunek 2.46 przedstawia wpływ tłumienia na rozkład napięcia wzdłuż linii.

Metody obliczania tłumienia podane zostały w rozdziale 2.2.1.



Rys. 2.46. Linie ze stratami. Rozkład napięcia i mocy fali padającej P_p i odbitej P_o a - w linii zwartej, b - obciążonej ($Z_2 < Z_0$)

2.2.3.3.

Linia długa jako obwód rezonansowy

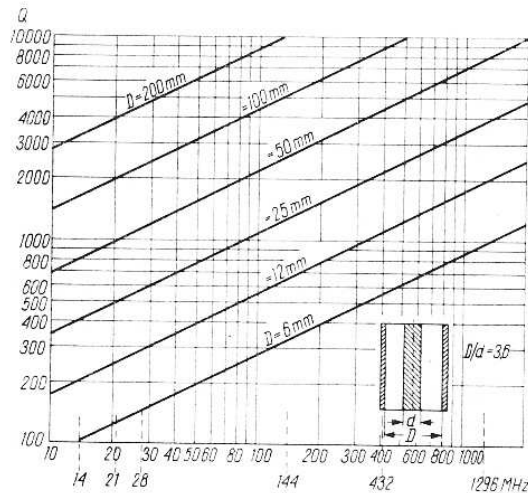
W zakresie fal ultrakrótkich linia długa o impedancji falowej Z_0 i rezystancji R bywa często wykorzystywana jako obwód rezonansowy.

Dobroć Q takiego obwodu przy małych stratach można obliczyć ze wzoru [19]

$$Q = 2\pi f \frac{Z_0}{R} = \frac{k}{2\alpha} \quad (2-91)$$

przy czym k jest przesuwnością (wzór 2-14) a α jest tłumiennością linii (wzór 2-43).

Dla linii współosiowej minimum tłumienia występuje przy stosunku średnic $D/d = 3,6$ co odpowiada impedancji $Z_0 = 77 \Omega$. Na rys. 2.47 pokazano zależność dobroci od średnicy D i częstotliwości dla linii współosiowej, zbudowanej z przewodników miedzianych pełnych z dielektrykiem powietrznym.



Rys. 2.47. Dobroć ćwierćfalowej miedzianej linii współosiowej z izolacją powietrzną w zależności od częstotliwości

Należy zwrócić uwagę na następujące wnioski.

1. Bezstratna linia ćwierćfalowa lub $(2n+1)\lambda/4$ ma impedancję wejściową:

przy zwartym końcu B $Z_1 = \infty$ (rezonans równoległy)

przy otwartym końcu B $Z_1 = 0$ (rezonans szeregowy).

2. W wyniku strat impedancje wejściowe zmieniają się dla rezonansu szeregowego

$$Z_1 = Z_0 \frac{(2n+1)\pi}{4Q} \cong Z_0 \alpha l \quad (2-92)$$

oraz dla rezonansu równoległego

$$Z_1 = \frac{4Z_0 \cdot Q}{(2n+1)\pi} \cong \frac{Z_0}{\alpha l} \quad (2-93)$$

3. Dla częstotliwości f bliskich rezonansowej f_{rez} linia zachowuje się podobnie jak obwód rezonansowy o dobroci Q . Okazuje się jednak, że impedancja wejściowa Z_1 zmienia się wówczas szybciej niż dla obwodu złożonego z cewki i kondensatora.

Przy niewielkim odchyleniu częstotliwości o Δf od częstotliwości rezonansowej f_{rez} pojawia się dodatkowe przesunięcie fazowe określone wzorem

$$\delta = \frac{(2n+1)\pi}{4} \frac{2\pi\Delta f \cdot l}{C} \quad (2-94)$$

Impedancja wejściowa przy odchyleniu częstotliwości o Δf zależy od przesunięcia fazowego δ , tłumienności α i długości linii l a mianowicie:

dla rezonansu szeregowego

$$Z_f \cong Z_0 \sqrt{(\alpha l)^2 + \delta^2} = \alpha l Z_0 \sqrt{1 + \left(\frac{\delta}{\alpha l}\right)^2} \quad (2-95)$$

oraz dla równoległego

$$Z_f = \frac{Z_0}{\sqrt{(\alpha l)^2 + \delta^2}} = \frac{Z_0}{\alpha l \sqrt{1 + \left(\frac{\delta}{\alpha l}\right)^2}} \quad (2-96)$$

Stąd wynika, że dla $\alpha l = \delta$ impedancja linii w rezonansie szeregowym jest $\sqrt{2}$ razy większa od impedancji określonej ze wzoru (2-92), zaś w rezonansie równoległym $\sqrt{2}$ razy mniejsza od określonej wzorem (2-93).

Zmiany te są wywołane odchyleniem częstotliwości Δf , które można wyznaczyć ze znanej zależności

$$Q = \frac{f_0}{2\Delta f} \quad (2-97)$$

Blizsze dane znajdują się w literaturze [19, str. 60] i [12, str. 146].

2.2.4.

Dopasowanie linii

Linia przesyłowa, łącząca generator z obciążeniem Z_0 pokazana na rys. 2.36 ma za zadanie przesyłanie możliwie dużej części mocy generatora P_g do odbiornika, dostarczając mu moc P_2 . Moc obciążenia anteny P_2 zależy od kilku czynników.

1. W przypadku równości impedancji $Z_1 = Z_o = Z_2$, oraz gdy linia jest bez strat, całkowita moc dostarczana przez nadajnik wydziela się w obciążeniu: $P_2 = P_1 = P_o$.

2. W linii ze stratami moc doprowadzona do obciążenia P_2 jest mniejsza o wartość strat P_s w tej linii: $P_2 = P_1 - P_s$.

3. Przy niedopasowaniu impedancji wyjściowej nadajnika Z_o do impedancji wejściowej linii $Z_1 = U_1/I_1$, nadajnik dostarcza tylko część dysponowanej mocy P_o do linii. Niedopasowanie może być wywołane nierównościami składowych czynnych ($R_o \neq R_1$), biernych ($X_o \neq -X_1$) lub ogólnie $Z_o \neq Z_1$. Skutkiem jest wzrost strat w stopniu końcowym (lampa, tranzystor) nadajnika. Doprowadzenie do równości $R_o = R_1$ wymaga odpowiedniej transformacji rezystancji za pomocą obwodu wyjściowego nadajnika. Zrównanie $X_o = -X_1$ wymaga natomiast odpowiedniej kompensacji przez odstrojenie stopnia końcowego nadajnika od rezonansu, co równocześnie wpływa na stopień transformacji. Zwykle nadajnik ma ograniczony zakres możliwości zmiany Z_o . W obecnie produkowanych nadajnikach zazwyczaj można uzyskać $R_o = 30 \div 100 \Omega$, a $X_o = -300 \div +300 \Omega$.

W przypadku, gdy Z_1 różni się znacznie od Z_o , konieczne jest wprowadzenie pomocniczych układów dopasowujących opisanych w rozdziale 3.4.3. Układy takie umożliwiają poprawę obciążenia nadajnika anteną, wprowadzając jednak własne dodatkowe tłumienie rzędu $0,5 \div 2$ dB w zależności od budowy i stopnia transformacji. Tłumienie to jest wywołane stratami w cewkach, kondensatorach i przełącznikach. Dlatego też dąży się do tego, aby impedancja wejściowa linii Z_1 występowała w zakresie możliwości zmiany Z_o nadajnika.

4. Przy niedopasowaniu impedancji wejściowej obciążenia (anteny) Z_2 do impedancji własnej linii Z_o prócz fali padającej U_p pojawia się w linii fala odbita U_o , tworząca z falą padającą falę stojącą (rys. 2.46). Do obciążenia przenika więc moc P_2 stanowiąca różnicę mocy padającej P_p i mocy odbitej P_o , czyli $P_2 = P_p - P_o$.

Fala odbita powraca do nadajnika zmniejszając moc pobraną do poziomu $P_1 = P_p - P_o$. W linii bez strat wystąpi więc $P_2 = P_1$ niezależnie od stopnia niedopasowania. Nadajnik widzi w tym przypadku $Z_1 \neq Z_o$ co powoduje trudności opisane już w punkcie 3. Wynika stąd, że przy $Z_o = Z_1$ cała dysponowana moc nadajnika P_o zostanie przekazana do obciążenia (P_2) niezależnie od WFS. Wartość impedancji Z_1 zależy od impedancji obciążenia Z_2 , impedancji linii Z_o i jej długości. Właściwości transformujące linii są określone przez wzór (2-84). Należy podkreślić, że moc odbita P_o nie jest mocą strat, jak to się często opisuje w literaturze amatorskiej.

5. W linii ze stratami fala padająca P_p i odbita P_o są tłumione (rys. 2.46b). Chcąc utrzymać tę samą moc P_2 w odbiorniku przy niedopasowaniu $Z_2 \neq Z_o$, należy do linii doprowadzić moc powiększoną o straty dodatkowe P_D a mianowicie: $P_1 = P_2 + P_s + P_D$. Wartość strat dodatkowych zależy od tłumienia linii A i stopnia niedopasowania WFS.

Przy małych wartościach $WFS \leq 2$, straty dodatkowe P_D są niewielkie i dopiero przy $WFS = 4$ osiągają poziom strat własnych linii $P_D = P_s$. Stąd wynika, co jest zgodne z praktyką, że na falach krótkich, gdy z reguły A jest małe ($A < 1$ dB), wartość $WFS \approx 5$ można dopuścić o ile to tylko umożliwi dopasowanie nadajnika do wejścia linii zasilającej. W większości przypadków, gdy istnieje trudność takiego dopasowania, wystarczy odpowiednio zmienić długość linii zasilającej. Linie z dużym WFS są nazywane liniami rezonansowymi opisanymi w rozdziale 3.1.

6. Dodatkowe elementy, jak np. cewki wmontowane w antenie lub między anteną i linią mające za zadanie poprawę WFS w linii, z reguły wnoszą straty większe niż wynosi zysk na skutek zmniejszenia P_D i obecnie nie są stosowane. Jedynym uzasadnieniem jest ewentualnie korzystny wpływ tych cewek na charakterystykę kierunkową anteny.

7. Duży WFS pod warunkiem pełnej symetrii linii zasilającej nie wpływa na zakłócenie TVI ani BCI. Zakłócenia te mogą się pojawić przy asymetrii zasilania anteny oraz przy niedopasowaniu nadajnika do linii.

2.2.4.1.

Zależności podstawowe

Współczynnik odbicia r jest określony wzorem

$$|r| = \frac{U_o}{U_p} = \left| \frac{Z_2 - Z_o}{Z_2 + Z_o} \right| \quad (2-98)$$

przy czym U_p jest napięciem fali padającej a U_o odpowiednio napięciem fali odbitej.

Napięcie w linii zmienia się od wartości maksymalnej U_{max} do wartości minimalnej U_{min} .

Można wykazać, że maksymalne napięcie U_{max} i minimalne U_{min} można wyznaczyć ze wzorów

$$U_{max} = U_p + U_o \quad \text{oraz} \quad U_{min} = U_p - U_o \quad (2-99)$$

Współczynnikiem s fali stojącej (WFS) jest stosunek wartości maksymalnej do minimalnej napięcia lub prądu

$$s = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{I_{max}}{I_{min}} \quad (2-100)$$

Wartość współczynnika fali stojącej (WFS) zależy od stosunku impedancji obciążenia Z_2 do impedancji falowej linii Z_o (wzór 2-83).

Wstawiając zależności (2-99) do (2-100) i korzystając z określenia współczynnika odbicia r otrzymuje się

$$s = \frac{U_p + U_o}{U_p - U_o} = \frac{1+r}{1-r} \quad (2-101)$$

Również łatwo ustala się zależność r od s , a mianowicie

$$r = \frac{U_o}{U_p} = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}} = \frac{s-1}{s+1} \quad (2-102)$$

W przypadku ogólnym wartość WFS określamy na podstawie znajomości Z_2 i Z_o z zależności

$$s = \frac{|Z_2 + Z_o| + |Z_2 - Z_o|}{|Z_2 + Z_o| - |Z_2 - Z_o|} \quad (2-103)$$

lub prościej ze wzoru (2-83) pamiętając, że zawsze musi być $s \geq 1$. Znajomość WFS pozwala jedynie na określenie wartości stosunku dwóch impedancji, nie pozwala jednak na ustalenie, która z nich jest większa. Na przykład gdy $Z_o = 70 \Omega$ i $s = 2$ to może być $Z_2 = 2 \cdot 70 = 140 \Omega$ lub $Z_2 = \frac{70}{2} = 35 \Omega$.

Do obciążenia dostaje się moc P_2 będąca różnicą mocy padającej P_p i odbitej P_o

$$P_2 = P_p - P_o \quad (2-104)$$

Moc wydzielana w obciążeniu związana jest ze współczynnikiem odbicia r zależnością

$$r^2 = \frac{U_o^2}{U_p^2} = \frac{P_o}{P_p} \quad (2-105)$$

Wstawiając do wzoru (2-104) zależność (2-105) oraz uwzględniając (2-102) otrzymuje się

$$P_2 = P_p(1 - r^2) = P_p \frac{4s}{(s+1)^2} = P_p \frac{4}{2+s+\frac{1}{s}} \quad (2-106)$$

skąd sprawność przekazania mocy padającej do obciążenia

$$\eta_p = \frac{P_2}{P_p} = \frac{4}{2+s+\frac{1}{s}} \quad (2-107)$$

Niewykorzystanie mocy przekazywanej linią do obciążenia jest także określane tłumieniem niedopasowania A_N liczonym w dB

$$A_N = 10 \lg \frac{1}{\eta_p} = 10 \lg \frac{2+s+\frac{1}{s}}{4} \quad (2-108)$$

Wartość A_N można odczytać z rys. 2.48a.

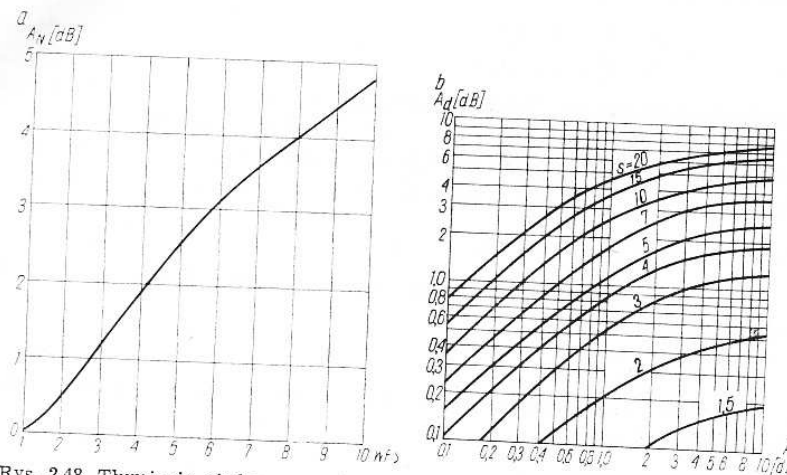
Niedopasowanie $Z_2 \neq Z_o$ jest w liniach ze stratami źródłem strat dodatkowych A_d , zależnych od tłumienia linii A oraz WFS. Sprawność takiej linii jest określona wzorami (2-51). W celu ułatwienia obliczeń można posłużyć się krzywymi z rys. 2.48b.

Łączne straty A_s w linii niedopasowanej o tłumienności a i długości l liczone w decybelach wynoszą

$$A_s = A + A_d \quad (2-109)$$

gdzie: $A = al$

A_d — tłumienie dodatkowe.



Rys. 2.48. Tłumienie niedopasowania w zależności od WFS oraz dodatkowe straty w linii A_d w zależności od tłumienia własnego linii A i WFS

2.2.4.2.

Informacje uzupełniające

1. Omówione dotychczas zależności są spełniane przez linie z małymi stratami. W przypadku ogólnym współczynnik odbicia r zależy od tamowności γ określonej wzorem (2-37).

2. W literaturze spotyka się współczynnik fali bieżącej zwany także współczynnikiem dopasowania

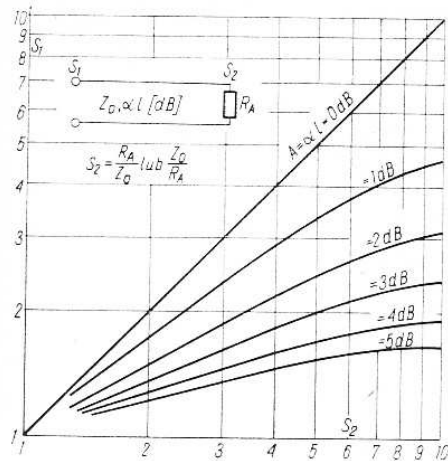
$$m = \frac{1}{s} = \frac{\int U_{\min}}{U_{\max}} \quad (2-110)$$

3. Współczynnik fali stojącej WFS oznaczany jest w literaturze niemieckiej jako SWV, rosyjskiej KCB, angielskiej jako VSWR. Oprócz tego ostatniego oznaczenia VSWR spotyka się SVR czasami oznaczający stosunek mocy.

4. Informacja o wartości WFS w liniach ze stratami wymaga określenia jakiego punktu linii ta wartość dotyczy. W linii ze stratami (rys. 2.49) fala odbita w punkcie A jest mniejsza niż w punkcie B , a natomiast fala padająca jest większa w punkcie A niż w punkcie B . Wynika z tego, że $s_1 < s_2$. Ogólnie zależność s_1 od s_2 ma postać

$$s_1 = \frac{s_2(e^{2A} + 1) + e^{2A} - 1}{s_2(e^{2A} - 1) + e^{2A} + 1} \quad (2-111)$$

Zależność s_1 od s_2 przy określonym tłumieniu linii A można odczytać z rys. 2.49. W liniach UKF są znaczne tłumienia (szczególnie na pasmach 432 i 1296 MHz). Powoduje to wystąpienie znacznych strat dodatkowych, jeśli w układzie występują niedopasowania.



Rys. 2.49. Zależność pomierzonego WFS s_2 na początku linii od WFS s_1 na końcu linii od jej tłumienia A

Przykład. W linii UKF o tłumieniu $A = 3$ dB pomierzono na początku linii $s_1 = 2$. Rzeczywisty współczynnik fali stojącej w punkcie obciążenia wynosi $s_2 = 5$.

Dodatkowe tłumienie linii odczytujemy z rys. 2.48 dla $A = 3$ dB i $s = 5$. Wynosi ono $A_d = 2$ dB

Na falach krótkich tłumienia linii są w praktyce małe (0,1 ÷ ÷1 dB) i dlatego straty dodatkowe, wywołane nawet dużym WFS, są pomijalnie małe.

Przykład. Linia o długości $l = 20$ m wykonana przewodem WL 75 1,2/7,25 przy częstotliwości 14 MHz ma tłumienie (rys. 2.32) $A = 20 \times \frac{2,5}{100} = 0,5$ dB. Wzrost strat o 100% tj. $A_d = 0,5$ dB wystąpi dopiero przy WFS = 4, zaś przy WFS = 2 wynosi tylko 0,12 dB.

Wynika z tego, że na pasmach KF przyjąć można, że dopasowanie jest dostateczne gdy WFS < 5, dobre gdy WFS < 2. W zakresie UKF przyjmuje się, że dopasowanie jest dostateczne gdy WFS < 2, dobre zaś gdy WFS < 1,5.

2.2.4.3.

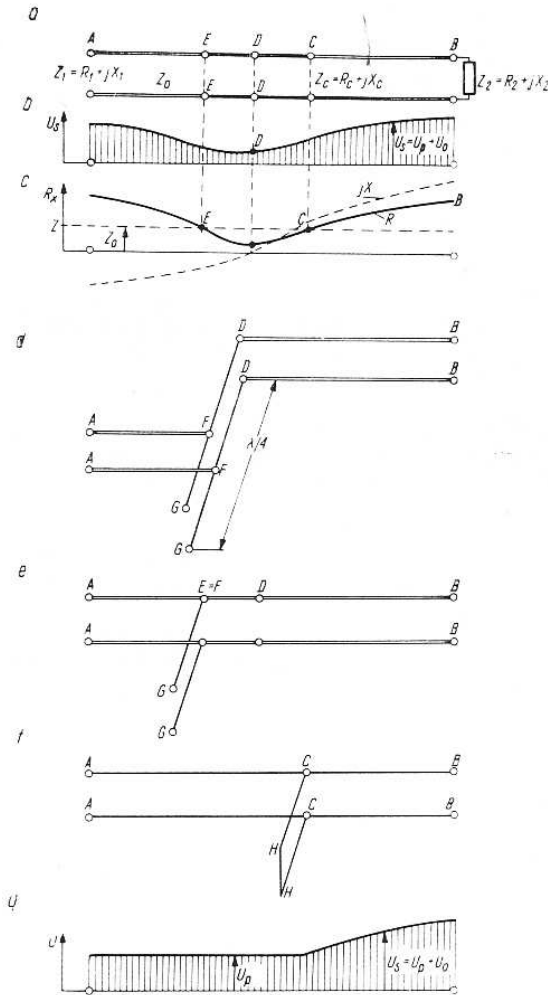
Układy dopasowujące

Stroiki liniowe (Matching Stub)

Jeśli do linii długiej o impedancji Z_0 w punkcie B przyłączymy impedancję $Z_B = R_B + jX_B \neq Z_0$ to w linii takiej wystąpi fala stojąca (rys. 2.50). Działanie transformujące linii powoduje zmianę wartości

R_B i jX_B wzdłuż linii. Na rys. 2.50 przyjęto przypadek $Z_B > Z_0$, $R_B > > Z_0$, $X_B > 0$ (indukcyjność).

W punkcie D linii wystąpi węzeł napięcia, przy czym rezystancja w tym punkcie ma najmniejszą wartość $R_D < Z_0$ zaś reaktancja $X_D = 0$. W celu dopasowania obciążenia Z_B do linii Z_0 można w tym punkcie dołączyć ćwierćfalowy odcinek linii i znaleźć na nim punkt F ,



Rys. 2.50. Metody transformacji z kompensacją za pomocą linii
a — linia długa obciążona impedancją $Z_2 = R_2 + jX_2$,
b — fala stojąca napięcia w linii, c — rozkład składowych impedancji wzdłuż linii,
d — w punkcie D dołączono transformator ćwierćfalowy DG , na którym znajduje się punkt F taki, że $R_F = Z_0$,
e — wyprostowanie linii sprowadza punkt F do E ,
f — kompensacja w punkcie C , g — rozkład napięcia w linii z kompensacją

w którym w wyniku transformacji wystąpi również $R_E = Z_0$. W dołączonej w tym punkcie linii AF fali stojącej nie będzie. Długość odcinka BD (to jest do węzła) możemy wyznaczyć ze wzoru (2-86) zakładając przy tym $X_1 = 0$.

Długość odcinka DF można określić ze wzoru (2-85) obliczając na początku R_c na podstawie tego samego wzoru. Podobnie postępuje się, gdy $Z_B < Z_o$. W tym jednak przypadku $R_D > Z_o$ i dla transformacji stosuje się odcinek ćwierćfalowy linii zwartej w punkcie $G-G$ (rys. 2.50d).

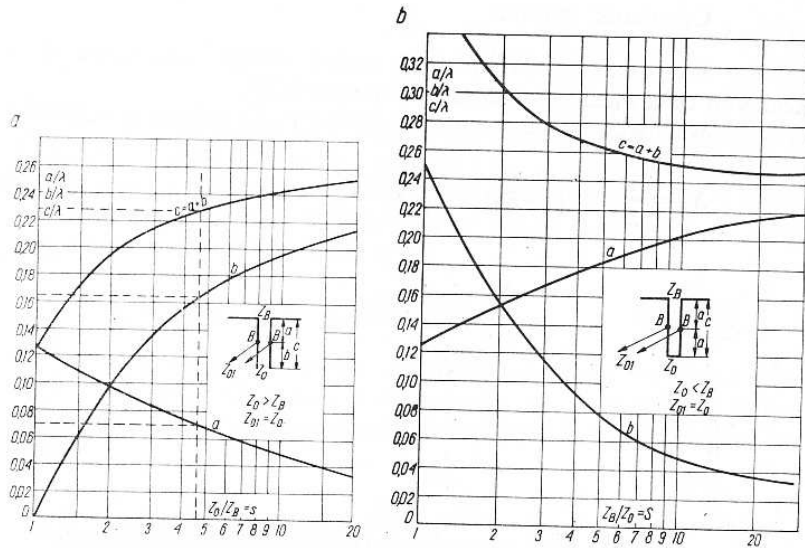
Można zauważyć, że po wyprostowaniu odcinka BDF otrzymamy się sytuację taką, jak na rys. 2.50e, gdzie stroik EG , dołączony w punkcie $E = F$, kompensuje składową bierną w punkcie gdzie $R_E = Z_o$.

Do kompensacji bardziej jednak nadaje się punkt C , symetrycznie położony względem punktu E . Wynika to stąd, że odcinek BC , w którym występuje fala stojąca jest krótszy. Ze względu na zmianę znaku impedancji do kompensacji stosujemy zwarty odcinek CH (rys. 2.50f). W przypadku gdy $Z_B < Z_o$, wówczas w miejscu tym zastosujemy odcinek otwarty. Przy obliczeniach można posłużyć się podanymi poprzednio wzorami. Przedstawiając zredukowane impedancje jako $Z_B/Z_o = s$ względnie $Z_o/Z_B = s$ otrzymuje się dogodną do obliczeń postać wzorów.

W podanych dalej wzorach należy wyrazić każdą długość w stopniach korzystając z zależności $l^\circ = 360^\circ \cdot \frac{l}{\lambda}$.

Dla przypadku $Z_B > Z_o$ (stroik zwarty) otrzymuje się:

$$\operatorname{tg} l_{BC}^\circ = \sqrt{s} \quad (2-112a)$$



Rys. 2.51. Wykresy do obliczania stroików w liniach zasilających anteny w rezonansie

$$\operatorname{ctg} l_{CH}^\circ = \frac{s-1}{\sqrt{s}} \quad (2-112b)$$

natomiast, gdy $Z_B < Z_o$, (stroik otwarty) korzysta się ze wzorów:

$$\operatorname{ctg} l_{BC}^\circ = \sqrt{s} \quad (2-113a)$$

$$\operatorname{tg} l_{CH}^\circ = \frac{s-1}{\sqrt{s}} \quad (2-113b)$$

W ten sposób otrzymuje się wartości odcinków w stopniach l° , a następnie oblicza się długości z prostej zależności $l = \frac{l^\circ}{360} \cdot \lambda$.

W literaturze [18] [21] spotyka się gotowe wykresy dla przypadku, gdy $Z_B = R_B$ (antena w rezonansie); podane są one na rys. 2.51. Stroiki takie noszą nazwę Matching Stub.

Transformator ćwierćfalowy (Q — Match)

W przypadku gdy obciążenie $Z_B = R_B$, to znaczy, gdy antena jest w rezonansie, zamiast stroików (Matching Stub) można stosować prostsze rozwiązanie. Jest nim transformator ćwierćfalowy o tak dobranej impedancji falowej Z_{o1} , aby transformował rezystancję R_B na rezystancję $R_A = Z_o$.

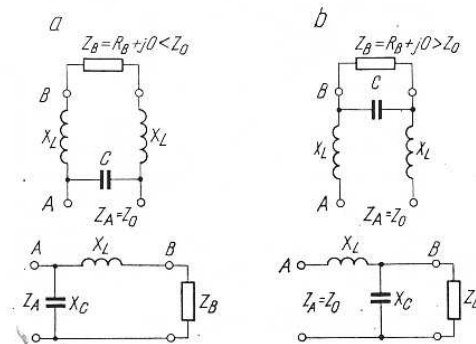
Do obliczeń można korzystać ze wzoru (2-87) lub nomogramu z rys. 2.44.

Czwórnik gamma

Transformator ćwierćfalowy można zastąpić elementami dyskretnymi tj. cewkami i kondensatorami (rys. 2.52).

W liniach symetrycznych wartość X_L i X_C obliczamy z wzorów

$$X_L = \frac{1}{2} \sqrt{R_B(Z_o - R_B)} = \frac{R_B}{2} \sqrt{s-1} \quad (2-114a)$$



Rys. 2.52. Układy czwórników gamma do transformacji R_B na Z_o w liniach symetrycznych i współosiowych

$$X_C = Z_0 \sqrt{\frac{R_B}{Z_0 - R_B}} = \frac{Z_0}{\sqrt{s-1}} \quad (2-114b)$$

w liniach współosiowych obliczamy

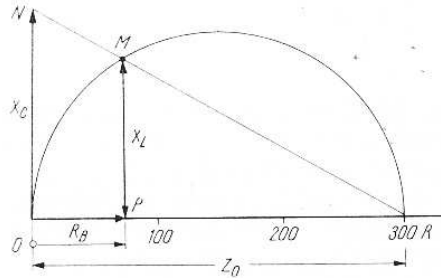
$$X_L = R_B \sqrt{s-1} \quad (2-115a)$$

$$X_C = \frac{Z_0}{\sqrt{s-1}} \quad (2-115b)$$

Kondensator dołącza się zawsze od strony większej rezystancji: po stronie B, gdy $R_B > Z_0$ lub po stronie A, gdy $R_B < Z_0$.

Dobry w ten sposób czwórnik Gamma nie kompensuje reaktancji, dlatego też założono $X_B = 0$. Wartości L i C obliczamy korzystając z danych na rys. 2.43.

Zamiast obliczeń można posłużyć się metodą wykresną jak na rys. 2.53. W tym celu na papierze milimetrowym, w dogodnej skali odmierzymy odcinek OR równy Z_0 np. 300 Ω . Na nim, jako na średnicy kreślimy półokrąg. Na odcinku OR odmierzymy wartość R_B i w punkcie



Rys. 2.53. Graficzna metoda X_L i X_C w linii współosiowej

P kreślimy prostopadłą do przecięcia się z półokręgiem w punkcie M . Długość odcinka PM określa reaktancję X_L w tej samej skali co R_B . Łącząc punkty RM prostą i przedłużając ją do przecięcia się z prostopadłą do OR w punkcie O otrzymujemy punkt N . Odcinek ON odpowiada reaktancji X_C w tej samej skali.

Czwórnik X — symetryczny

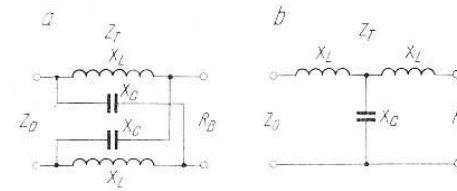
Symetryczny czwórnik X, często nazywany mostkiem Boucherot, dokonuje transformacji analogicznie jak transformator ćwierćfalowy (rys. 2.54). Jego impedancja charakterystyczna Z_T jest określona wzorem

$$Z_T = X_L = X_C \quad (2-116)$$

Stosując znany wzór na transformację można napisać wymaganie na Z_T

$$Z_T = \sqrt{R_B Z_0} \quad (2-117)$$

Wartość L i C znajdujemy korzystając ze znanych wzorów lub odczytując z rys. 2.43. Czwórnik X znajduje zastosowanie tylko w układach symetrycznych.



Rys. 2.54. Czwórnik transformujący a — typu X, b — typu T

Czwórnik T

Odpowiednikiem symetrycznego czwórnika X jest asymetryczny czwórnik T, mający zastosowanie w liniach współosiowych. Jego elementy oblicza się korzystając ze wzorów (2-116) i (2-117), tj.

$$X_L = X_C = Z_T = \sqrt{R_B Z_0}$$

2.3.

ELEMENTY TEORII ANTEN

Głównym zadaniem przy projektowaniu anteny jest uzyskanie pożądanej charakterystyki promieniowania i pożądanej impedancji wejściowej. Obie wartości, w zakresie częstotliwości pracy, powinny być stałe, lub zmienne w określonym przedziale. Anteny profesjonalne z reguły pracują w jednym pasmie. Od anten radioamatorskich wymaga się dobrej pracy w kilku pasmach. Tak charakterystyka jak i impedancja zależą od rodzaju anteny oraz od właściwości otoczenia anteny.

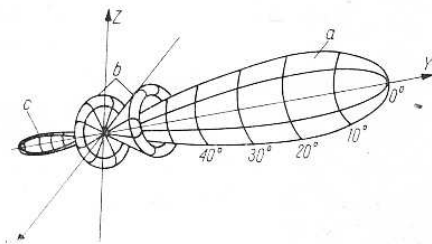
Charakter pola elektromagnetycznego wywołanego anteną zależy od rozkładu prądu w antenie oraz od strefy, w której jest to pole badane (patrz rozdział 2.1.5.1). Charakter zmian pola w strefie bliskiej i pośredniej pozwala przewidywać obraz pola w strefie dalekiej. Rozkład pola w strefie bliskiej, pośredniej i dalekiej jest więc przedmiotem badań laboratoryjnych. Amatorów zaś interesuje głównie efekt końcowy tj. charakter pola w strefie dalekiej.

2.3.1.

Charakterystyka promieniowania

Charakterystykę promieniowania anteny w strefie dalekiej określa przestrzenny rozkład natężenia pola promieniowanej energii oraz jego polaryzacja. Rozkład tego pola można przedstawić w sposób np. jak na rys. 2.10. W tym celu podaje się wartość wektora mocy P w obranym punkcie 0 o współrzędnych r, Φ, θ , albo tylko wartość wektora pola elektrycznego E (rys. 2.8), pamiętając, że obie te wiel-

kości są związane zależnością (2-20) i (2-28). Do sporządzenia pełnej charakterystyki promieniowania anteny należy ponadto określić (w sposób taki jak np. na rys. 2.11) polaryzację wektora E w punkcie 0, a także jego fazę. Prowadząc z punktu N , w którym znajduje się antena, odcinki o długości odpowiadającej wartości wektora Poyntinga (patrz



Rys. 2.55. Obraz przestrzenny rozkładu gęstości strumienia promieniowania energii — charakterystyka kierunkowości anteny
a — wiązka główna, b — wiązki boczne, c — wiązka tylna

2.1.5.3) otrzymuje się bryłę przedstawiającą przestrzenny rozkład strumienia energii promieniowanej przez antenę. Ten właśnie przestrzenny rozkład strumienia energii nazywa się charakterystyką kierunkowości anteny (rys. 2.55). W charakterystyce tej wyróżnia się w szczególności wiązkę główną (a), wiązki boczne (b) i wiązkę tylną (c).

Przestrzenne charakterystyki kierunkowości są mało dogodne. Częściej są używane ich przekroje w odpowiednio dobranych płaszczyznach XY i XZ . Przekrój charakterystyki można przedstawić w postaci wykresu kierunkowości w układzie współrzędnych biegunowych (rys. 2.56a) lub prostokątnych (rys. 2.56c). Na wykresach tych wyróżnia się listek główny, listki boczne i listek tylny oraz tak zwane kąty zerowe tj. takie, które wyznaczają kierunki zaniku promieniowania anteny np. θ_{01} i kąty listków bocznych np. θ_{b1} . Długość odcinka nachylnego pod kątem θ odpowiada unormowanej wartości mocy P/P_{max} promieniowanej pod tym kątem w stosunku do kierunku, w którym jest promieniowana największa moc.

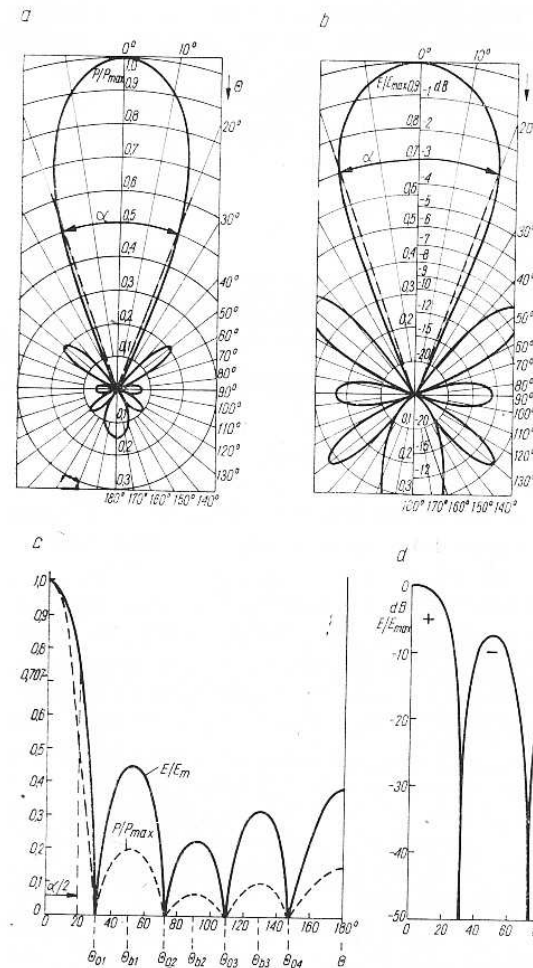
Kąt α zawarty między kierunkami promieniowania w wiązce głównej, dla których natężenie promieniowania maleje do połowy, nazywamy szerokością wiązki głównej, lub kątem połowy mocy. Czasami wykres kierunkowości opisuje się podając kąt między bliższymi kierunkami zerowymi $\alpha_0 = 2\theta_{01}$ lub spadkiem mocy do wartości $P/P_{max} = 0,1$ (-10 dB) i wówczas oznacza się go przez $\alpha_{0,1}$.

Wykres kierunkowości można także przedstawić w postaci wykresu unormowanych natężeń pól elektrycznych E/E_m (rys. 2.56). Z zależności 2-25 wynika, że unormowana moc

$$\frac{P}{P_{max}} = \frac{E^2}{E_{max}^2} \quad (2-118)$$

stąd wynika, że unormowane pole elektryczne jest

$$\frac{E}{E_{max}} = \sqrt{\frac{P}{P_{max}}}$$



Rys. 2.56. Wykres kierunkowości we współrzędnych biegunowych: a — mocy, b — pola elektrycznego oraz we współrzędnych prostokątnych, c — w układzie liniowym, d — w układzie logarytmicznym

Szerokość wiązki głównej α określa się wartością względną

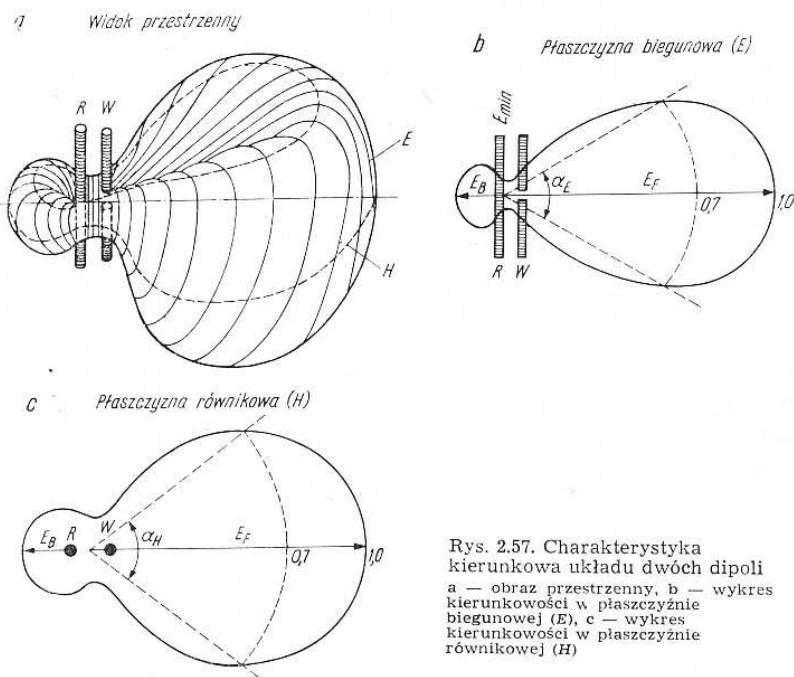
$$P/P_{max} = 0,5 \quad \text{lub} \quad E/E_{max} = \sqrt{0,5} = 0,707$$

Wykres kierunkowości w jednostkach natężenia pola E różni się kształtem od wykresu kierunkowości w jednostkach mocy zarówno we współrzędnych biegunowych, jak i prostokątnych. Przy porównaniu charakterystyki dwóch anten należy zawsze zwracać uwagę na to, w jakich jednostkach wykres jest przedstawiany.

Dokładniejszy wykres listków bocznych uzyskuje się przedstawiając wykres kierunkowości w układzie współrzędnych prostokątnych:

w skali logarytmicznej. W większości przypadków wykres kierunkowy jest symetryczny i w celu oszczędności miejsca często rysuje się tylko jego jedną połowę (rys. 2.56c). Z rysunków wynika, że najczytelniejsze jest przedstawienie wykresu kierunkowości w zależności od unormowanego natężenia pola E/E_m i dlatego takie wykresy będą stosowane w dalszej części książki. Często wartości natężenia pola podaje się w dB jak na rys. 2.56b (prawa strona). Wówczas połowie mocy odpowiada poziom -3 dB.

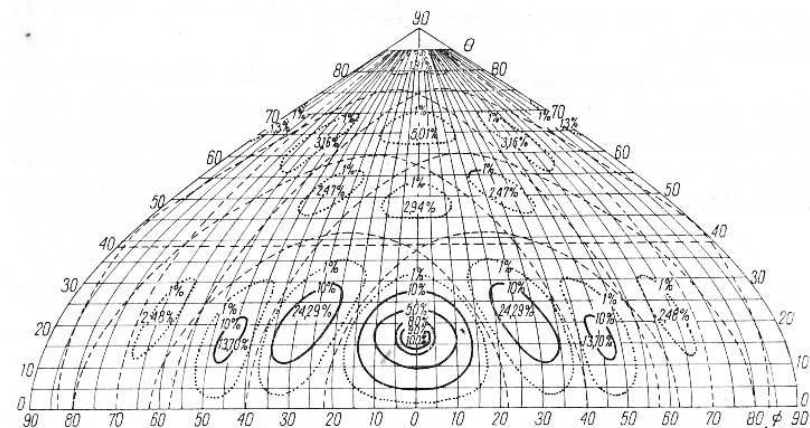
Charakterystyka kierunkowości większości anten nie tworzy bryły obrotowej jak to przykładowo pokazano na rys. 2.55. I tak w przypadku dwóch dipoli charakterystyka kierunkowości ma kształt pokazany na rys. 2.57. Wyróżniamy w niej dwie płaszczyzny: równikową H tj. prostopadłą do osi długiej wibratora i biegunową E przecho-



Rys. 2.57. Charakterystyka kierunkowa układu dwóch dipoli a - obraz przestrzenny, b - wykres kierunkowości w płaszczyźnie biegunowej (E), c - wykres kierunkowości w płaszczyźnie równikowej (H)

dzącą przez oś długą wibratora. Szerokość wiązki głównej w płaszczyźnie równikowej α_H może być inna niż w płaszczyźnie biegunowej α_E tzn. $\alpha_H \neq \alpha_E$. Dla anten o określonym położeniu w stosunku do ziemi stosuje się także określenia: płaszczyzna pozioma i płaszczyzna pionowa. W antenie dipolowej o polaryzacji poziomej płaszczyzna pozioma zazwyczaj pokrywa się z płaszczyzną biegunową, a przy polaryzacji pionowej z płaszczyzną równikową.

W antenach o bardzo złożonych charakterystykach zamiast wykresów kierunkowości sporządza się obrazy kartograficzne rozwinęcia powierzchni kuli, przez którą przenika fala elektromagnetyczna (rys. 2.58). Takie przedstawienie charakterystyki można jeszcze uzupełnić informacją o polaryzacji fali i fazie (rys. 2.12). W obszarze jednej



Rys. 2.58. Kartograficzne przedstawienie charakterystyki kierunkowości anteny rombowej długości $l = 4\lambda$, $H = 0,8\lambda$, $\Phi = 50^\circ$ w rzucie prostokątno-parabolicznym

wiązki strumień fali zachowuje zazwyczaj tę samą fazę, w wiązce sąsiadującej fazy są zazwyczaj odwrócone. Zaznacza się to umownie znakami $+$ i $-$ jak na rys. 2.56d.

W większości przypadków promieniowanie w wiązce bocznych, a także w wiązce tylnej jest szkodliwe. Poziom promieniowania listków bocznych F/S określa się zazwyczaj stosunkiem maksimum promieniowania w listku głównym E_{\max} do maksymalnej wartości promieniowania największego listka bocznego $E_{b \max}$

$$F/S = E_{\max}/E_{b \max} \quad (2-119)$$

Podobnie określa się poziom promieniowania wiązki tylnej F/B jako stosunek E_{\max} do promieniowania $E_{T \max}$ wiązki tylnej

$$F/B = E_{\max}/E_{T \max} \quad (2-120)$$

W antenach rzeczywistych, głównie w wyniku braku pełnej symetrii urządzenia, natężenie pola E w żadnym kierunku nie maleje do zera. Tłumienie anteny w kierunku zerowym określa się stosunkiem

$$Z/F = E_0/E_{\max} \quad (2-121)$$

gdzie: E_0 jest natężeniem pola w kierunku zerowym.

W dobrej radioamatorskiej antenie kierunkowej spotyka się:

$$F/S > 30 \text{ dB} \quad F/B > 20 \text{ dB} \quad Z/F < -50 \text{ dB}$$

W pewnych przypadkach właściwości kierunkowe anteny określa się współczynnikiem rozpraszania q_b określonym wzorem

$$q_b = \frac{P - P_{gt}}{P} = \frac{P_b}{P} \quad (2-122)$$

gdzie:

P_{gt} — moc całkowita promieniowana przez antenę,

P_b — moc zawarta w wiązce głównej,

P — moc zawarta we wszystkich wiązках bocznych i tylnych.

Projektowanie anteny sprowadza się głównie do uzyskania odpowiedniej charakterystyki promieniowania. W dalszych rozdziałach opisane będą charakterystyki poszczególnych podstawowych źródeł promieniowania oraz składanie ich w układy, pozwalające na formowanie charakterystyki.

2.3.2.

Kierunkowość i zysk

Wyidealizowana antena izotropowa zgodnie z definicją promieniuje moc P_s we wszystkich kierunkach równomiernie. Ta hipotetyczna antena w odległości r wytwarza gęstość mocy (wyrażoną w W/m^2) określoną wektorem Poyntinga

$$P_i = \frac{P_s}{4\pi r^2} \quad (2-123)$$

gdzie: $4\pi r^2$ odpowiada powierzchni kuli o promieniu r otaczającej źródło promieniowania.

W celu uniezależnienia się od odległości r operuje się gęstością przestrzenną mocy P_Ω nazywaną także gęstością promieniowania i będącą odpowiednikiem światłości w optyce. Jest ona stosunkiem promienionwanej w kącie przestrzennym Ω mocy $P_{s\Omega}$ do wartości tego kąta

$$P_\Omega = \frac{P_{s\Omega}}{\Omega}$$

Dla anteny rzeczywistej gęstość przestrzenna P_Ω zależy od kierunku a jej rozkład jest opisany charakterystyką kierunkowości (p. 2.3.1). Zależność gęstości przestrzennej od kierunku θ oznacza się przez $P_{\Omega\theta}$. Tylko dla źródła izotropowego gęstość przestrzenna $P_{\Omega i}$ (watów na steradian) nie zależy od kierunku i wynosi

$$P_{\Omega i} = \frac{P_s}{4\pi} \quad (2-124)$$

Właściwości kierunkowe anteny charakteryzuje współczynnik kierunkowy. Współczynnik kierunkowy $D_{i\theta}$ anteny N określa, ile razy gęstość przestrzenna mocy $P_{\Omega\theta}$ w kierunku θ wywołana przez antenę N jest większa od gęstości przestrzennej mocy anteny izotropowej przy tej samej mocy promieniowania P_s obu anten

$$D_{i\theta} = \frac{P_{\Omega\theta}}{P_{\Omega i}} \quad (2-125)$$

Zależność współczynnika kierunkowego D_θ od kąta θ opisywana jest wykresem kierunkowości (rys. 2.55). Przyjmując kierunek θ zgodny z kierunkiem wiązki głównej otrzymuje się największą wartość współczynnika kierunkowego nazywaną kierunkowością anteny lub zyskiem kierunkowym D_i . Dla innych kierunków θ współczynnik kierunkowości $D_{i\theta}$ jest mniejszy od D_i , a dla kątów θ_0 maleje do zera ($D_{\theta_0} \rightarrow 0$).

Kierunkowość anteny D_i określa ile razy większą moc odbierze antena odbiorcza napromieniowana przez rzeczywistą antenę nadawczą w stosunku do mocy uzyskanej od napromieniowania anteną izotropową, przy założeniu niewystępowania strat i jednakowej mocy P_s obu anten nadawczych tj. rzeczywistej i izotropowej. W praktyce kierunkowość określa się często w decybelach d_i ze wzoru

$$d_i = 10 \lg D_i \quad (2-126)$$

Ponieważ antena izotropowa, przyjmowana jako antena odniesienia w rzeczywistości nie istnieje, często jako antenę odniesienia przyjmuje się dipol półfalowy, dla którego $D_i = 1,64$ lub $d_i = 2,15$ dB. Znając kierunkowość anteny w stosunku do anteny izotropowej D_i można ustalić kierunkowość w stosunku do dipola półfalowego z zależności

$$D = 0,61 D_i \quad (2-127a)$$

lub

$$d = d_i - 2,15 \text{ dB} \quad (2-127b)$$

W tabelicy 2.4 podano kierunkowość podstawowych typów anten.

Tabela 2.4

KIERUNKOWOŚĆ D_i I MAKSYMALNA APERTURA SKUTECZNA A_{skm} PODSTAWOWYCH DIPOLI

Typ anteny	Charakterystyczne właściwości	D_i [W/W]	d (dB)	A_{skm}
Izotropowa	Równomierne promieniowanie we wszystkich kierunkach	1,00	0	$0,08\lambda^2$
Dipol Hertza	Krótki dipol z równomiernym rozkładem prądu na całej długości	1,5	1,76	$0,12\lambda^2$
Dipol ćwierćfalowy	Dipol $\lambda/4$ nad idealnym ekranem	3,28	5,15	$0,26\lambda^2$
Dipol półfalowy	Rozkład prądu prawie sinusoidalny, zależny od smukłości	1,64	2,15	$0,13\lambda^2$
Dipol całofalowy	Rozkład prądu zbliżony do sinusoidalnego, silnie zależny od smukłości i pojemności	2,40	3,81	$0,19\lambda^2$
Dipol półfalowy	Dipol $\lambda/2$ na wysokości $\lambda/2$ nad idealnym ekranem ($\sigma = \infty$)	6,93	8,41	—

W literaturze amerykańskiej najczęściej operuje się kierunkowością D_i , w europejskiej najczęściej kierunkowością D odnoszącą do dipola półfalowego. Ponieważ $D_i > D$, może to wprowadzić nie-uważnego czytelnika w błąd, sugerując rewelacyjnie dużą kierunkowość opisywanej anteny.

Jeśli założyć, że cała moc promieniowana przez daną antenę mieści się w wiązce głównej, tzn. że antena nie ma wiązek bocznych i tylnej, można w przybliżeniu określić kierunkowość anteny w zależności od szerokości wiązki głównej.

W przypadku wiązki głównej o przekroju eliptycznym i szerokościach α_H i α_E kierunkowość określa się wzorem [8]:

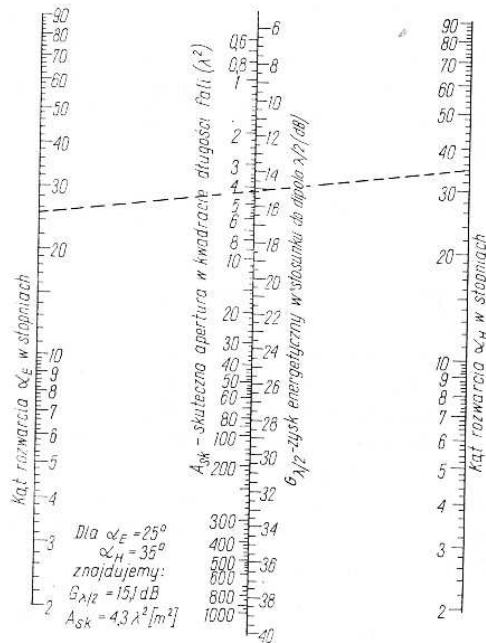
$$D_i = \frac{C \cdot 13\,133 \cdot \pi}{\alpha_H^\circ \cdot \alpha_E^\circ} = \frac{C \cdot 41\,250}{\alpha_H^\circ \cdot \alpha_E^\circ} \quad (2-128a)$$

lub

$$d = 10 \lg \frac{C \cdot \pi}{\alpha_H^\circ \cdot \alpha_E^\circ} + 41,18 \text{ dB} \quad (2-128b)$$

gdzie: α_H° , α_E° są to szerokości wiązki głównej liczonej w stopniach, a C jest współczynnikiem.

Dla anteny rzeczywistej współczynnik C jest mniejszy od jedności i zależy od współczynnika rozpraszania ρ_0 . Dla anten typu L-yagi przyjmuje on wartości bliskie $C = 0,8$, dla innych o licznych listkach bocznych spada nawet do $C = 0,3$ [8].



Rys. 2.59. Nomogram dla obliczenia zysku energetycznego G przy znanych szerokościach wiązki głównej (do połowy mocy) α_E i α_H

Wzrost gęstości mocy w punkcie odbioru, definiowany kierunkowością D anteny nadawczej nie uwzględnia strat występujących w tej antenie. Anteny silnie kierunkowe mają często znacznie obniżoną sprawność, która niweluje w dużym stopniu efekt kierunkowości.

Sprawnością anteny nazywamy stosunek mocy wypromieniowanej P_s do mocy doprowadzonej do zacisków anteny P_d

$$\eta = \frac{P_s}{P_d} \quad (2-129)$$

Zysk energetyczny G_i anteny nadawczej określa skuteczne zwiększenie gęstości mocy promieniowanej w porównaniu z bezstratną anteną izotropową

$$G_i = \eta D_i \quad (2-130a)$$

Zysk energetyczny odnosi się zazwyczaj do dipola półfalowego i wówczas

$$G = 0,61 \eta D_i \quad (2-130b)$$

Znając szerokość wiązki głównej α_H° i α_E° w stopniach można wyznaczyć zysk energetyczny G korzystając z nomogramu podanego na rys. 2.59. Nomogram ten zbudowano korzystając z zależności

$$G = \frac{24\,000}{\alpha_E^\circ \cdot \alpha_H^\circ} \quad (2-131a)$$

oraz

$$g = 43,8 - 10 (\lg \alpha_E^\circ + \lg \alpha_H^\circ) \quad (2-131b)$$

Podane wzory są słuszne dla anten o sprawności $\eta \geq 0,8$ i przy założeniu, że pozostałe wiązki mają poziom niższy co najmniej o 20 dB. Znajomość zysku energetycznego jest potrzebna do obliczania bilansu zysków i strat w łączu radiowym.

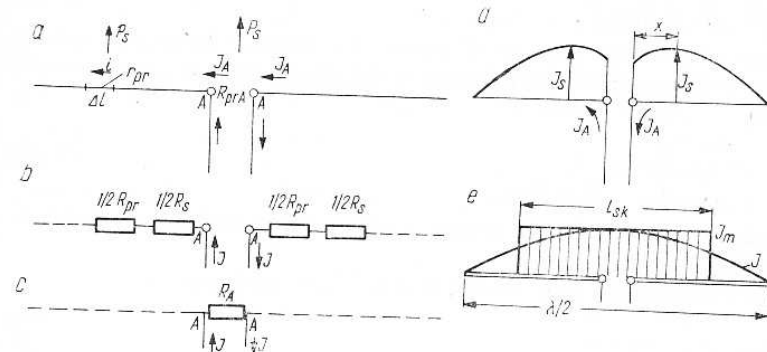
2.3.3.

Rezystancja anteny

Każdy element, każdy punkt anteny nadawczej promieniuje pewną elementarną część energii pola elektromagnetycznego, reprezentowaną przez moc punktową p (rys. 2.60). Sumę tych mocy przedstawia wektor Umowa-Poyntinga (patrz 2.1.5.3). Promieniowanie energii przez dowolnie mały odcinek Δl anteny jest wywołane przepływającym przez niego prądem i różnym dla różnych Δl , a więc zależnym od położenia odcinka w antenie, natomiast przez zaciski A—A anteny płynie całkowity prąd zasilający I_A . Dzieląc moc promieniowania P_s przez kwadrat tego prądu otrzymuje się impedancję promieniowania w punkcie A—A (pojęcie umowne)

$$Z_{prA} = R_{prA} + jX_{prA} = \frac{P_s}{I_A^2} \quad (2-132)$$

W praktyce impedancja promieniowania Z_{pr} bywa różnie określana. Przyjęto określać ją w odniesieniu do zacisków wejściowych anteny ($Z_{pr,AA}$), a w antenach uziemionych w odniesieniu do punktu uziemienia (Z_A). W antenach rezonansowych impedancja promieniowania zwa-



Rys. 2.60. Rezystancja wejściowa anteny R_A
a - elementarny odcinek Δl z prądem i , rezystancją promieniowania r_{pr} i promieniowaną mocą p_s , b - zastępcza rezystancja promieniowania R_{pr} i strat R_s , c - zastępcza rezystancja wejściowa R_A , d - rozkład prądu w dipolu; x - odległość strzałki prądu, e - długość skuteczna dipola półfalowego

na charakterystyczną (Z_{pr}) odnosi się do strzałki prądu (maksimum). Jeśli antena jest nieskończenie cienka i ma sinusoidalny rozkład prądu to obie wartości powiązane są zależnością (rys. 2.60d)

$$Z_{pr,AA} = \frac{Z_{pr}}{\cos^2 kx} \quad (2-133)$$

gdzie:

- $Z_{pr,AA}$ - impedancja promieniowania dipola sprowadzona do zacisków AA,
- Z_{pr} - impedancja promieniowania charakterystyczna,
- kx - odległość strzałki prądu od zacisków dipola AA (radianów).

Prąd płynący przez zaciski anteny wynosi

$$I_A = I_s \cos kx \quad (2-134)$$

gdzie: I_s - wartość prądu w strzałce.

Prąd I płynący w antenie z materiału o konduktywności σ napotyka na rezystancję przewodu powiększoną zjawiskiem naskórkowości. Powoduje to powstanie strat mocy P_{str} zamienianych na ciepło Joula

$$P_{str} = I_A^2 R_s \quad (2-135)$$

gdzie:

I_A - jest całkowitym prądem zasilania, lub prądem w punkcie odniesienia,

R_s - zastępcza wartość reprezentująca rezystancję strat w antenie.

Rezystancja strat zależy nie tylko od zastosowanych materiałów, ale i także od rozkładu prądu wzdłuż anteny. Obie rezystancje promieniowania R_{pr} i strat R_s połączone szeregowo tworzą rezystancję wejściową anteny R_A

$$R_A = R_{pr} + R_s \quad (2-136)$$

Pojęcie rezystancji wejściowej anteny R_A dotyczy także anteny odbiorczej. Wiążąc zależności (2-129) i (2-132) otrzymuje się sprawność anteny

$$\eta = \frac{R_{pr}}{R_A} = \frac{R_{pr}}{R_{pr} + R_s} \quad (2-137)$$

Ze wzoru tego wynika, że anteny o dużej rezystancji promieniowania mają większą sprawność.

Źródło zasilania „widzi” antenę jako impedancję

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2-138)$$

Jeśli antena znajduje się w rezonansie, stanowi ona rezystancję R_A . Nieznaczne zmiany częstotliwości lub długości anteny powodują znaczne zmiany X_A przy prawie niezmienniej rezystancji R_A . Typowe rezystancje wejściowe anten o smukłości $l/d = 70 \div 10\,000$ wynoszą:

- dipol półfalowy $60 \div 75 \Omega$
- dipol całofalowy $600 \div 3000 \Omega$
- dipol pętlowy $250 \div 300 \Omega$

2.3.4.

Długość skuteczna

Siła elektromotoryczna E_s indukowana w antenie, na którą pada fala płaska, zależy od natężenia pola elektromagnetycznego padającej fali, kierunku jej przychodzenia, polaryzacji i skutecznej długości anteny.

Długością skuteczną anteny (wyrażoną w m) nazywa się stosunek siły elektromotorycznej V (mV) wzbudzonej w antenie do natężenia pola w miejscu odbioru E (w mV/m)

$$l_{sk} = \frac{V}{E} \quad (2-139)$$

Długość skuteczna anteny (w m) zależy od skutecznego zysku i rezystancji wejściowej anteny [8]

$$l_{sk} = \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{G \cdot \frac{R_A}{73,1}} \quad (2-140)$$

gdzie G jest to zysk anteny w danym kierunku przy dodatkowym uwzględnieniu wpływów otoczenia.

Napięcie U_A na zaciskach anteny dopasowanej do odbiornika wynosi

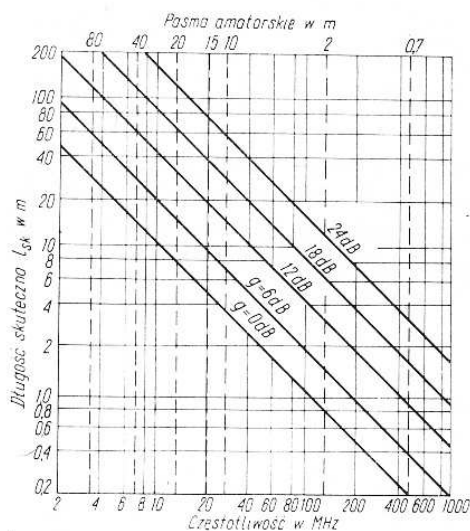
$$U_A = \frac{1}{2} V = \frac{l_{sk}}{2} E \quad (2-141)$$

Dla dipola półfalowego $R_A = 73,1 \Omega$, $G = 1$ i wtedy $l_{sk} = \lambda/\pi$.

W przypadku anten bardzo krótkich przyjmuje się za długość skuteczną połowę długości geometrycznej.

Długość skuteczna jest wielkością umowną i nie ma bezpośredniego związku z długością fizyczną anteny. Ponieważ pojęcie to zostało wprowadzone najpierw przy opisie pionowych anten średniofalowych, stosowano także nazwę wysokość skuteczna anteny, mimo, iż i w tym przypadku nie zachodzi bezpośredni związek między wysokością skuteczną anteny, a jej wysokością fizyczną.

Stosowane jest jeszcze inne określenie długości skutecznej l_{sk} . W antenie rzeczywistej prąd I w różnych punktach anteny osiąga różne wartości, przy czym w strzałce ma wartość maksymalną I_m . Antena w głównym kierunku promieniowania wytwarza natężenie pola E . Można założyć, że to samo natężenie pola wywoła antena elementarna o długości l_{sk} , w której prąd na całej długości anteny jest taki sam i równy I_m (rys. 2.60e). Z rys. 2.61 wynika, że w dipolu półfalowym w pasmach UKF indukuje się znacznie mniejsza siła elektromotorycz-



Rys. 2.61. Zależność długości skutecznej anteny l_{sk} od zysku anteny G i częstotliwości przy $R_A = 75 \Omega$

na, niż na falach krótkich przy założeniu, że natężenie pola jest to samo. Wymaga to stosowania większych wzmocnień sygnału lub (i) rozbudowania systemu antenowego w celu uzyskania większego zysku G . Z rysunku odczytujemy przykładowo, że dipol półfalowy ($G = 1$) w pasmie 10-metrowym posiada wysokość skuteczną $l_{sk} = 3,18$ m.

W pasmie 2 m antena o tej samej wartości $l_{sk} = 3,18$ m musi mieć zysk ok. 14 dB, co odpowiada antenie L-Yagi długości 6 m.

2.3.5.

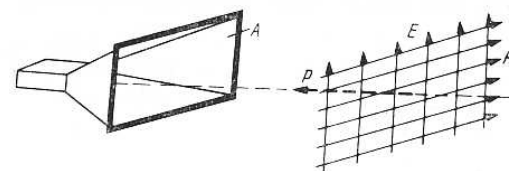
Powierzchnia skuteczna anteny

Walory energetyczne anteny nadawczej określa jej zysk energetyczny G . W punkcie odbioru w odległości r gęstość mocy (wektor Poyntinga) wynosi

$$P = G \cdot P_1 = \frac{GP_s}{4\pi r^2} \quad (2-142)$$

Moc przechwycona przez antenę odbiorczą zależy od jej umownie przyjętej powierzchni zwanej aperturą. W celu lepszego wyjaśnienia tego pojęcia wyobraźmy sobie antenę w postaci tuby, umieszczoną w polu płaskiej fali elektromagnetycznej (rys. 2.62). Gdyby antena była w stanie wchłonąć całą moc pola padającego na powierzchnię A , wtedy całkowita moc absorbowana przez antenę wyniosłaby

$$P_A = PA \quad (2-143)$$



Rys. 2.62. Fala płaska o gęstości mocy P dociera do otworu tuby o powierzchni A nazywanej aperturą

Padająca fala elektromagnetyczna wywołuje w antenie o impedancji $Z_A = R_A + jX_A$ siłę elektromotoryczną V . Antena przekazuje część odebranej energii do odbiornika o impedancji wejściowej $Z_0 = R_0 + jX_0$ (rys. 2.63). Prąd płynący w antenie przez zaciski A—A do odbiornika wynosi

$$I_A = \frac{V}{Z_0 + Z_A} \quad (2-144)$$

a moc P_0 dostarczona do odbiornika

$$P_0 = |I_A|^2 \cdot R_0 = \frac{V^2 R_0}{(R_A + R_0)^2 + (X_A + X_0)^2} \quad (2-145)$$

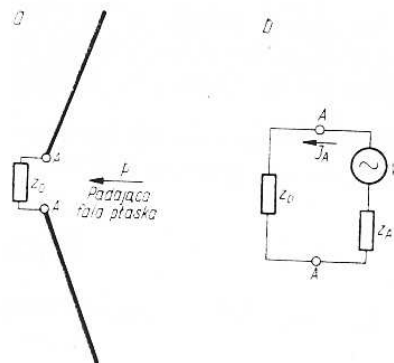
Można łatwo wykazać, że moc odbiornika P_0 osiąga wartość największą, gdy $R_0 = R_A$ i $X_0 = -X_A$. Jest to stan pełnego dopasowania.

Stosunek mocy dostarczonej do odbiornika P_0 do gęstości mocy P określonej wzorem (2-140) nazywa się aperturą skuteczną A_{sk} zgodnie ze wzorem

$$A_{sk} = \frac{P_0}{P} \quad (2-146)$$

Przyjmując antenę bez strat ($R_s = 0$) ze wzoru 2-136 będzie $R_A = R_{pr}$ i przy pełnym dopasowaniu tj. przy $R_0 = R_{pr}$ otrzymuje się maksymalną wartość apertury skutecznej w następującej postaci

$$A_{skm} = \frac{V^2}{4P \cdot R_{pr}} = \frac{I_A^2 R_0}{P} \quad (2-147)$$



Rys. 2.63. Schematyczny obraz anteny obciążonej impedancją Z_0 , na którą pada fala płaska i jej równoważny obwód

Maksymalną wartość apertury skutecznej A_{skm} dla kilku anten podano w tabelicy 2.4. Rzeczywista antena, w wyniku strat i niedopasowania, ma aperturę skuteczną $A_{sk} < A_{skm}$. Stosunek wartości apertury skutecznej do A_{skm} jest nazwany wskaźnikiem skuteczności anteny lub współczynnikiem wykorzystania apertury

$$\alpha_s = A_{sk} / A_{skm} \quad (2-148)$$

Tylko w przypadku anteny idealnej $\alpha_s = 1$. W dobrych natomiast antenach rzeczywistych $\alpha_s = 0,7 \div 0,8$, a w antenach o zaciskach zwartych $R_0 = 0$, $\alpha_s = 0$, gdyż $A_{sk} = 0$.

Zgodnie z zasadą Huyghensa prąd I_A płynący w antenie o rezystancji promieniowania R_{pr} jest źródłem nowej fali elektromagnetycznej wtórnie wypromieniowanej (rozproszonej) o mocy

$$P_{pr} = I_A^2 R_{pr} \quad (2-149)$$

Stosunek mocy rozproszonej P_{pr} do gęstości mocy P nazywa się aperturą rozproszenia A_{pr} i oblicza się ze wzoru

$$A_{pr} = \frac{P_{pr}}{P} = \frac{V^2 R_{pr}}{(R_A + R_0)^2 + (X_A + X_0)^2} \quad (2-150)$$

Przy pełnym dopasowaniu anteny do obciążenia w antenie bezstratnej $R_0 = R_{pr}$ oraz $A_{pr} = A_{skm}$.

Przy niedopasowaniu wskaźnik rozproszenia α_{pr} określamy zależnością

$$\alpha_{pr} = A_{pr} / A_{sk} \quad (2-151)$$

jest różny od jedności $\alpha_{pr} \neq 1$.

Przy rozwartych zaciskach anteny ($R_0 = \infty$) prąd w antenie nie płynie i wówczas apertura skuteczna i rozproszenia są równe zero. Przy obciążeniu rezystancją coraz mniejszą, apertura skuteczna rośnie początkowo szybciej niż apertura rozproszenia i wówczas wskaźnik rozproszenia $\alpha_r < 1$. Przy $R_{pr} = R_0$ obie apertury są sobie równe i osiągają wartość A_{skm} , zaś $\alpha_r = 1$. Oznacza to, że tyle mocy jest rozproszonej, ile oddanej do odbiornika.

Przy dalszym zmniejszaniu rezystancji obciążenia $R_0 < R_{pr}$ apertura skuteczna maleje do zera, zaś apertura rozproszenia rośnie do wartości $A = 4 A_{skm}$. Przy $R_0 = 0$ antena zachowuje się jako element bierny.

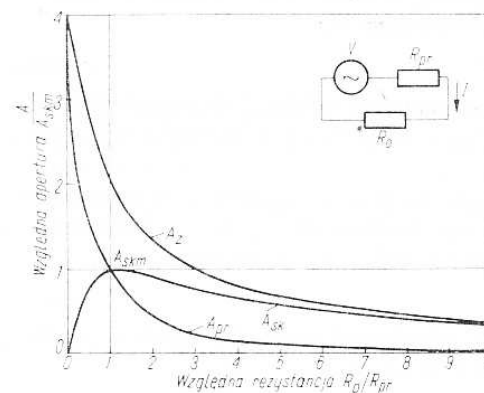
Jeśli rezystancja strat $R_s > 0$, część mocy zamienia się w antenie w ciepło. Stratom cieplnym odpowiada tzw. apertura strat określaną zależnością

$$A_{str} = \frac{I_A^2 R_s}{P} \quad (2-152)$$

Sumując apertury A_{sk} , A_{pr} , A_{str} otrzymuje się tzw. aperturę zbiorczą A_{zb} w postaci

$$A_{zb} = A_{sk} + A_{pr} + A_{str} = \frac{I_A^2}{P} (R_0 + R_{pr} + R_s) \quad (2-153)$$

Apertura zbiorcza zależy od stosunku R_0/R_{pr} (rys. 2.64).



Rys. 2.64. Zależność poszczególnych apertur od stosunku R_0/R_{pr}

W antenach aperturowych (patrz p. 1.2) stosuje się ponadto pojęcie apertury fizycznej A_f , będącej fizycznym przekrojem anteny (otwarcie reflektora parabolicznego) wyrażonym w m^2 lub λ^2 . Wskaźnik absorpcji anteny określamy zależnością

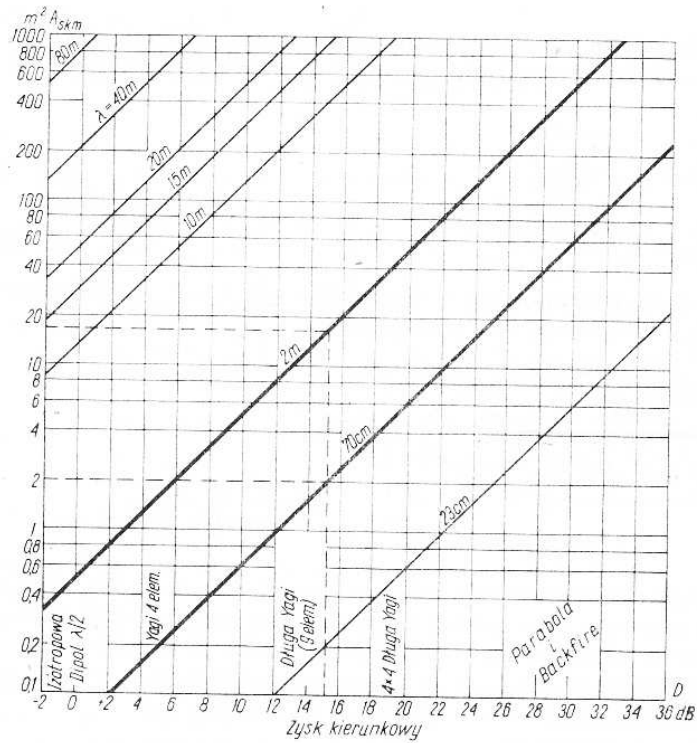
$$\alpha_a = \frac{A_{skm}}{A_f} \quad (2-154)$$

może przyjmować wartości większe i mniejsze od jedności.

W antenach z falą powierzchniową i liniowych apertura skuteczna jest wielkością realną (mimo że apertura fizyczna traci swój sens). Droga odpowiednich przekształceń wzór (2-145) można zapisać w postaci

$$A_{skm} = \frac{\lambda^2 D_i}{4\pi} \quad (2-155)$$

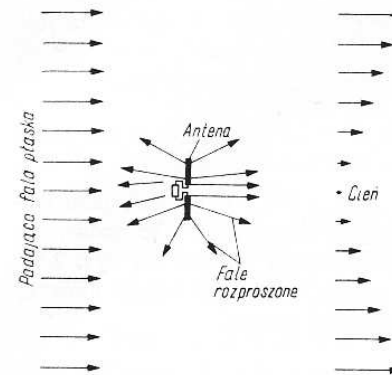
który daje związek między aperturą anteny A_{skm} używanej jako odbiorcza, a zyskiem kierunkowym D_i anteny stosowanej jako nadawcza. Zależność tę dla pasm amatorskich przedstawia wykres na rys. 2.65. Korzystając z zależności (2-128) oraz znając szerokość wiązki głównej α_E° i α_H° można wyznaczyć aperturę skuteczną anteny.



Rys. 2.65. Zależność skutecznej apertury od kierunkowości dla poszczególnych pasm amatorskich

Antena odbiorcza, na którą pada fala elektromagnetyczna pozostawia za sobą cień. Polega on na osłabieniu pola za anteną (rys. 2.66). Granica cienia nie jest ostra.

Dla dipola półfalowego przyjmuje się, że apertura ma kształt elipsy o wymiarach $A_E = 3/4 \lambda$ i $A_H = 1/4 \lambda$ (rys. 2.67).



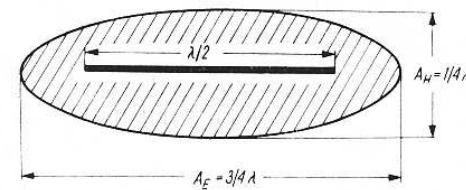
Rys. 2.66. Cień wywołany anteną odbiorczą

Dla anten strumieniowych wzdłużnikierunkowych, jak np. L-Yagi o szerokości wiązki głównej α_E° i α_H° wymiary apertury wynoszą

$$A_E = 2 \sqrt{\frac{A_{skm} \cdot \alpha_E^\circ}{\pi \alpha_H^\circ}} \quad (2-156a)$$

$$A_H = 2 \sqrt{\frac{A_{skm} \cdot \alpha_H^\circ}{\pi \alpha_E^\circ}} \quad (2-156b)$$

gdzie: A_E i A_H otrzymuje się w długościach fali λ przy czym należy przyjąć A_{skm} w λ^2 , zaś α_E° i α_H° w stopniach.



Rys. 2.67. Powierzchnia oddziaływania dipola półfalowego — apertura anteny

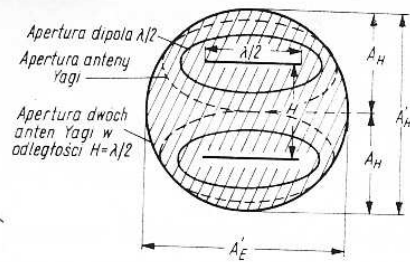
Przy składaniu dwóch anten obok siebie lub nad sobą, należy dążyć do tego, aby pola apertur były do siebie styczne. Przy zachodzeniu apertur na siebie, maleje zysk układu anten (rys. 2.68).

W układach antenowych poprzecznokierunkowych, np. ściana dipoli (rys. 2.69), aperturę anteny określa się z zależności

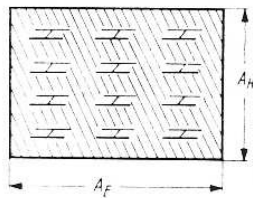
$$A_E = \sqrt{\frac{A_{skm} \cdot \alpha_E^\circ}{\alpha_H^\circ}} \quad (2-157a)$$

$$A_H = \sqrt{\frac{A_{skm} \cdot \alpha_H^\circ}{\alpha_E^\circ}} \quad (2-157b)$$

Z porównania ze wzorami (2-156a) i (2-156b) wynika, że wymiary elipsy (2-157a) i (2-157b) są o około 12% mniejsze niż dla anten wzdłużnikierunkowych.



Rys. 2.68. Przykład apertur dwóch anten odległych o pół fali



Rys. 2.69. Apertura anteny typu R—W w szyku 3×4

Przykład 1. W bezstratnym dipolu półfalowym na pasmo $\lambda = 2$ m obciążonym rezystancją $R_0 = R_{pr} = 73 \Omega$ napięcie na zaciskach $U_A = 0,1$ mV.

Obliczyć moc promieniowaną z anteny nadawczej odległej o 100 km przy założeniu optymalnie ustawionych anten względem siebie.

Rozwiązanie

Obliczamy gęstość mocy P , która wywołała na zaciskach anteny odbiornika napięcie $U_A = 0,1$ mV

Siła elektromotoryczna w antenie $V = 2 U_A = 2 \cdot 0,1 \cdot 10^{-3} = 2 \cdot 10^{-4}$ V

Apertura skuteczna dla dipola $\lambda/2$ (tablica 2.4)

$$A_{skm} = 0,13\lambda^2 = 0,13 \cdot 2^2 = 0,52 \text{ m}^2$$

Gęstość mocy w W/m^2 wyznaczamy z wzoru (2-147)

$$P = \frac{V^2}{4A_{skm} \cdot R_{pr}} = \frac{(2 \cdot 10^{-4})^2}{4 \cdot 0,52 \cdot 73} = 2,63 \cdot 10^{-10}$$

Moc promieniowaną przez antenę półfalową bezstratną ($G = D$) umieszczoną w odległości 100 km ustawioną w sposób optymalny, obliczamy ze wzoru (2-142)

$$P_s = \frac{4\pi r^2 \cdot P}{D} = \frac{4\pi (100 \cdot 10^3)^2 \cdot 2,63 \cdot 10^{-10}}{1,64} = 20,1 \text{ W}$$

Przykład 2. Dana jest antena wzdłużnikierunkowa Yagi na pasmo $\lambda = 2$ m, dla której pomierzono $\alpha_E^0 = 52^\circ$, $\alpha_H^0 = 35^\circ$. Antena jest dopasowana do obciążenia $R_0 = R_{pr} = 73 \Omega$. Antena ta znajduje się w polu o gęstości mocy $P = 2,63 \cdot 10^{-10} \text{ W/m}^2$.

Obliczyć napięcie na zaciskach anteny, z pominięciem strat ($R_s = 0$).

Rozwiązanie

Zysk anteny G ustalamy korzystając z nomogramu na rys. 2.59 odczytując dla $\alpha_E = 25^\circ$, $\alpha_H = 35^\circ$, $G = 15,1$ dB.

Aperturę skuteczną wyznaczamy dla $D = G = 15,1$ dB, korzystając z rys. 2.65. Wynosi ona $A_{skm} = 16,5 \text{ m}^2$.

Siłę elektromotoryczną w antenie ustalamy za pomocą wzoru (2-147)

$$V = \sqrt{4PR_{pr} \cdot A_{skm}} = \sqrt{4 \cdot 2 \cdot 63 \cdot 10^{-10} \cdot 73 \cdot 16,5} = 1,12 \text{ mV}$$

Napięcie na zaciskach anteny wynosi połowę siły elektromotorycznej

$$U_A = \frac{V}{2} = \frac{1,12}{2} = 0,56 \text{ mV}$$

Podobne obliczenia, jednak przy założeniu $\lambda = 0,7$ m, prowadzą do napięcia $U_A = 0,187$ mV, a więc 3 razy mniejszego.

Przykład 3. Ustalić odległość pięter H dwóch anten Yagi o wiązkach promieniowych $\alpha_E^0 = 15^\circ$, $\alpha_H^0 = 31^\circ$ tak, aby uzyskać maksymalny zysk w układzie.

Rozwiązanie

Maksymalny zysk wystąpi, gdy apertury są ze sobą styczne. W układzie pionowym anten, oznacza to, że

$$H = A_H = 2 \sqrt{\frac{A_{skm} \cdot \alpha_H^0}{\pi \alpha_E^0}} = 2 \sqrt{\frac{4,3\lambda^2 \cdot 35^\circ}{\pi 25^\circ}} = 2,8\lambda$$

przy czym A_{skm} wyznaczono z nomogramu na rys. 2.59. Dla pasma $\lambda = 2$ m odległość $H = 2,8 \cdot 2 = 5,6$ m. Apertura układu dwóch takich anten jest dwukrotnie większa (+3 dB zysku).

2.3.6.

Wskaźnik przeniesienia mocy

Jednym z przykładów zastosowania pojęcia apertury jest Friis'a wskaźnik przeniesienia mocy nazywany także tłumieniem całkowitym trasy

$$\delta = \frac{P_A}{P_s} = \frac{A_{skN} \cdot A_{sk0}}{\lambda^2 \cdot r^2} \quad (2-158)$$

gdzie: P_A — moc odebrana przez antenę o aperturze skutecznej A_{sk0} w m^2 ,

P_s — moc wypromieniowana przez antenę nadawczą o aperturze A_{skN} w m^2 ,

r — odległość w m,

λ — długość fali w m.

Przy korzystaniu z powyższego wskaźnika zakłada się, że anteny są bezstratne ($R_s = 0$) oraz, że ustawione są w wolnej przestrzeni w sposób optymalny, a ich odległość r spełnia warunek

$$r \geq \frac{2d^2}{\lambda} \quad (2-159)$$

gdzie: d — największy wymiar liniowy każdej z anten w m,

λ — długość fali w m,

r — odległość między antenami w m.

Jeśli propagacja odbywa się nad powierzchnią ziemi, w wyniku odbicia części promieniowania od ziemi, pojawiają się interferencje powodujące zmianę wskaźnika przeniesienia od 0 do 4-krotnej wartości wyliczonej wg 2-158.

Przykład 4. Moc doprowadzona do bezstratnego dipola półfalowego wynosi: $P_s = 20,1$ W. Obliczyć moc wydzieloną w rezystancji obciążenia R_0 anteny odbiorczej odległej o $r = 100$ km.

Rozwiązanie

Apertury anten wynoszą:

$A_{sk0} = 16,5 \text{ m}^2$, $A_{skN} = 0,13 \text{ m}^2$. Obciążenie jest dopasowane do anteny $R_0 = R_{pr}$. Fala ma długość $\lambda = 2$ m.

Z równania 2-158 znajdujemy

$$P_A = P_s \frac{A_{skN} \cdot A_{sk0}}{\lambda^2 r^2} = 20,1 \frac{0,13 \cdot 2^2 \cdot 16,5}{2^2 (10^5)^2} = 43,1 \cdot 10^{-10} \text{ W}$$

Moc ta wywoła na zaciskach napięcie

$$U = \sqrt{P_A \cdot R_0} = \sqrt{43,1 \cdot 10^{-10} \cdot 73} = 0,56 \cdot 10^{-3} \text{ V}$$

Wartość liczbowa mocy można wyrazić w decybelach w stosunku do mocy 1 W, czyli w dBw

Przykład 5.

$$P_s = 20,1 \text{ W}; \quad P_{sdBw} = 10 \lg 20,1 = +13 \text{ dBw}$$

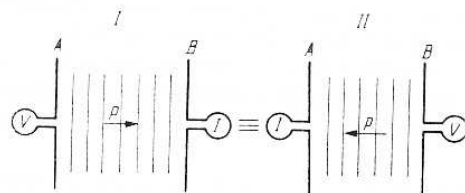
$$P_0 = 43,1 \cdot 10^{-10} \text{ W}; \quad P_{0dBw} = 10 \lg 43,1 \cdot 10^{-10} = -83,6 \text{ dBw}$$

czyli 83,6 dB poniżej 1 W.

2.3.7.

Zasada wzajemności [10], [2]

Zasada wzajemności stwierdza: jeśli do zacisków wejściowych anteny A (rys. 2.70) doprowadzona zostanie siła elektromotoryczna V_A , która wywoła w antenie B przepływ przez zaciski prądu I_B , to po doprowadzeniu tej samej siły elektromotorycznej V_A do zacisków anteny B popłynie w antenie A prąd I_B taki sam pod względem amplitudy i fazy jak poprzednio w antenie B. Zasada powyższa jest słuszna dla



Rys. 2.70. Z zasady wzajemności wynika równoważność obu układów

całej anteny, a także dla każdego jej odcinka pod warunkiem propagacji w ośrodku izotropowym, pasywnym i liniowym i nie zależy od odległości między antenami. Z powyższej zasady wyprowadza się następujące bardzo ważne wnioski.

1. Dla dowolnych dwóch anten A i B wskaźnik przeniesienia mocy nie zależy od tego, która z dwóch anten A lub B jest anteną nadawczą, a która odbiorczą. Obaj korespondenci dysponujący tą samą mocą doprowadzoną z nadajników do anten będą się komunikowali wzajemnie na tych antenach na tym samym poziomie.

W praktyce na falach krótkich i UKF pojawiają się sporadyczne przypadki braku wzajemności w łączności radiowej lecz ich prawdopodobieństwo jest małe ($p \cong 0,1$). Są one spowodowane niespełnieniem warunków jednorodności ośrodka. Bliższe dane na ten temat są podane w rozdziale 4.

2. Charakterystyki kierunkowe anten i rezystancja promieniowania nie zależą od tego, czy antena jest badana jako nadawcza, czy jako odbiorcza.

3. Sposób obciążenia anteny nie wpływa na jej charakterystykę kierunkową, nie zależy więc ona od tego, czy obciążenie jest dopasowane, czy nie (patrz p. 2.3.6). Właściwość powyższa pozwala obserwować zmianę charakterystyki promieniowania w czasie modelowania anteny, bez potrzeby ciągłego dopasowywania obciążenia.

2.3.8.

Elementarne źródła promieniowania

Elementarnymi źródłami promieniowania są dipol elektryczny i magnetyczny. Właściwości dipola magnetycznego odpowiadają właściwościom dipola elektrycznego i mogą być w oparciu o zasadę dualności opisane równaniami dla dipola elektrycznego, w którym natężenie pola elektrycznego E jest zastąpione przez natężenie pola magnetycznego H , a przenikalność elektryczna ϵ przez przenikalność magnetyczną μ . Dlatego też ograniczymy się do opisu jedynie właściwości dipola elektrycznego. Podstawowe zależności teoretyczne podane są w rozdziale 2.1.5.

2.3.8.1.

Charakterystyka kierunkowości

Rozwiązanie zadań projektowania i badania anten wymaga określenia natężeń pól różnych postaci anten. Stosowane są przy tym przybliżone wzory słuszne dla cienkich anten cylindrycznych przy założeniu, że ośrodek propagacji jest izotropowy i bezstratny. Omówimy obecnie najczęściej w praktyce spotykane metody określania charakterystyki kierunkowości.

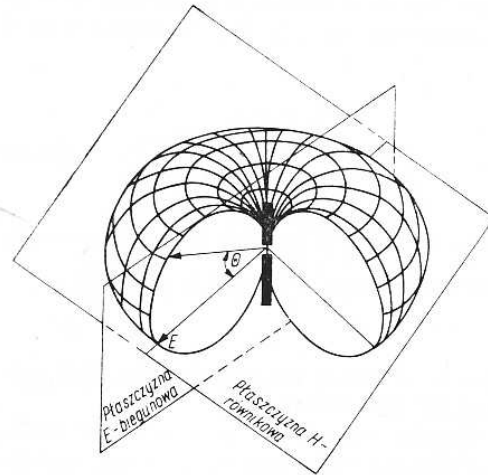
Wykresy kierunkowości anten rysuje się w płaszczyźnie równikowej H i biegunowej E , jak na rys. 2.71. Wykresy kierunkowości w płaszczyźnie równikowej H pojedynczych dipoli są okręgami. Dla wyznaczenia charakterystyki promieniowania wystarczy więc podać wykres kierunkowości w płaszczyźnie biegunowej E .

Wibrator może mieć różną długość fizyczną w stosunku do długości fali l/λ , oraz może być zasilany symetrycznie lub asymetrycznie (rys. 2.72). Oba te czynniki mają istotny wpływ na charakterystykę promieniowania. Jeśli wzdłuż wibratora odkłada się pełna liczba półfal, wibrator taki nazywamy anteną harmoniczną. Długość l anteny harmonicznej wynosi

$$i = n \cdot \lambda/2 \quad (2-160)$$

gdzie: n — numer harmoniczej.

W stosunku do odległego o r punktu 0 różne punkty wibratora mają różne odległości r_1 i r_2 , a płynące w tych punktach prądy mają różne fazy. Oddziaływanie tych punktów sprowadza się do oddziaływania tzw. środka fazowego N odległego o r od punktu 0 (rys. 2.72).



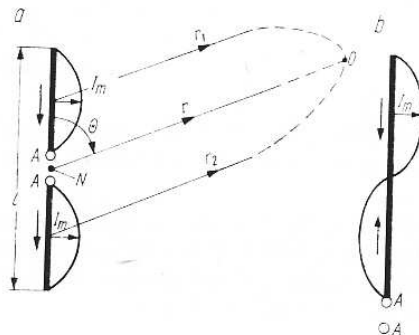
Rys. 2.71. Przestrzenny obraz charakterystyki kierunkowości elementarnego dipola oraz płaszczyzny przekrojów E i H

Wartość chwilowa natężenia pola w punkcie 0, znajdującym się w kierunku θ w odległości r od wibratora symetrycznego, wynosi

$$e_{\theta} = \frac{60I_m}{r} \sin(\omega t + kr) f(\theta) \quad (2-161a)$$

Pierwszy czynnik uzależnia natężenie pola od amplitudy prądu I_m w antenie oraz od odległości r .

Drugi czynnik uwzględnia powstawanie fali bieżącej w przestrzeni (kr) oraz pulsację pola ω .



Rys. 2.72. Wibrator wzbudzany symetrycznie (a), niesymetrycznie (b)

Trzeci czynnik $f(\theta)$ opisuje charakterystykę kierunkową anteny w płaszczyźnie biegunowej i nazywa się funkcją kierunkowości. Do dalszej analizy wystarczy posługiwać się amplitudami natężenia pola

$$E_m = \frac{60I_m}{r} f(\theta) \quad (2-161b)$$

Funkcja kierunkowości ma różną postać, w zależności od typu anteny. Dla wibratora symetrycznego funkcję kierunkowości można przedstawić wzorem

$$f(\theta) = \frac{\cos \frac{\pi l}{\lambda} \cdot \cos(\theta)}{\sin(\theta)} \quad (2-162)$$

przy czym w miejsce $\frac{\pi l}{\lambda}$ można stosować $k \frac{l}{2}$, gdzie k — przesuwność.

Dla dipola elementarnego (Hertza) funkcja $f(\theta)$ wyraża się prosto:

$$f(\theta) = \sin(\theta) \quad (2-163a)$$

Wykres kierunkowości ma postać dwóch stycznych okręgów. Kąt rozwarcia do połowy mocy wynosi 90° (rys. 2.73a).

Przy powiększeniu długości wibratora l nie można już zakładać, że na jego całej długości prąd ma stałą wartość. Wówczas rzeczywisty rozkład prądu zbliża się do sinusoidalnego. Dla dipola półfalowego $l = \lambda/2$, $n = 1$ funkcję kierunkowości można wyrazić wzorem

$$f_{\theta} = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \cos \theta\right)}{\sin \theta} \quad (2-163b)$$

Obraz tej funkcji (linia ciągła na rys. 2.73b) zbliżony jest do wykresu dla dipola Hertza (linia przerywana), a kąt rozwarcia wynosi 78° . W praktyce można przyjmować bardzo zbliżone wyrażenie 2-163a zamiast 2-163b.

Dla wibratora symetrycznego całofalowego $l = \lambda$, $n = 2$ można stosować wzór

$$f(\theta) = \frac{\cos(\pi \cos \theta) + 1}{\sin \theta} \quad (2-164)$$

Wyrażenie powyższe osiąga maksimum przy $\theta = 90^\circ$, przy czym $f(\theta) = f(90^\circ) = 2$. Kąt rozwarcia w tym przypadku wynosi 47° (rys. 2.73c).

W kierunku maksymalnego natężenia pola dla dipola półfalowego $f_m(\theta) = 1$, zaś dla dipola całofalowego $f_m(\theta) = 2$. Porównanie kształtu charakterystyki o różnych wartościach $f_m(\theta)$ jest utrudnione. Stosuje się w tych przypadkach umowną funkcję kierunkowości

$$F(\theta) = \frac{f(\theta)}{f_m(\theta)} \quad (2-165)$$

Dla dipola półfalowego $F(\theta) = f(\theta)$, dla dipola całofalowego $F(\theta) = \frac{f(\theta)}{2}$

Wibratorze o długości $l = 1,25 \lambda$ (rys. 2.73e) występuje odciłek o długości $1/5 \lambda$, na którym prądy mają przeciwny znak. Pole wibratora przy odchyłaniu się od płaszczyzny równikowej maleje szybciej, niż w przypadku wibratora o długości $l = \lambda$ i dla kąta θ'' osiąga minimum (zero). Pojawia się równocześnie z maksimum przy θ' wiązka boczna o przeciwnej fazie.

Dalsze powiększenie długości l powoduje wzrost długości listków bocznych kosztem listka głównego. Przy $l = 2\lambda$ zanika listek główny ($\theta = 90^\circ$), listki boczne natomiast osiągają maksimum pod kątem $\theta = 54^\circ$.

Powiększenie długości wibratora prowadzi do przypadków jak na rys. 2.73 g, h, i. W wibratorach bardzo długich kierunek promieniowania zbliża się asymptotycznie do kierunku ramion dipola, ale w kierunku osi wzdłużnej dipola, natężenie pola $E = 0$.

Przy rosnącej długości wibratora rośnie liczba listków bocznych. Na jednej połowie wykresu kierunkowości liczba listków bocznych równa się liczbie fal odłożonych na całej długości dipola. Dla dipola 3λ całkowita liczba listków wynosi $2 \cdot 3 = 6$ listków, a dla dipola 5λ jest 10 listków bocznych.

Przy parzystej liczbie fal $2\lambda, 4\lambda$ itd. natężenie pola w płaszczyźnie równikowej $\theta = 90^\circ$ maleje do zera.

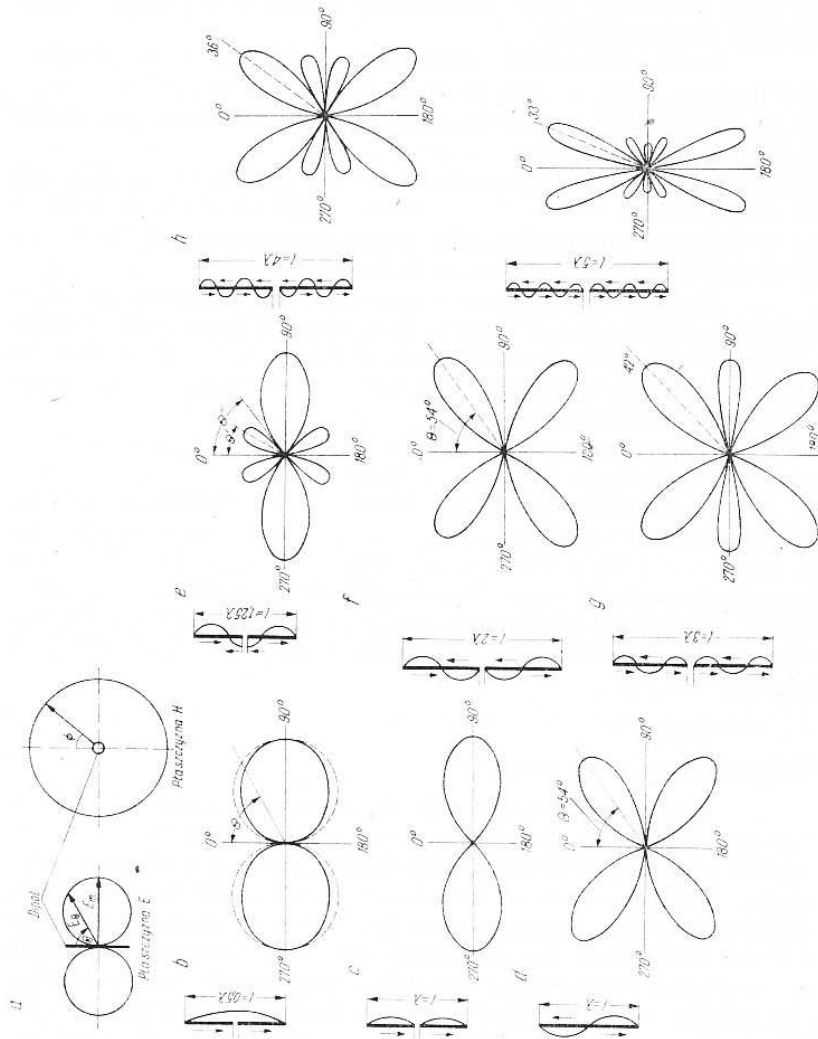
W przypadku wibratora z niesymetrycznym zasilaniem lub dipoli nie rozciętych, pobudzonych w inny sposób, rozkład prądu jest taki, jak na rys. 2.73d ($l = \lambda$). Jest on identyczny z rozkładem dla wibratora symetrycznego $l = 2\lambda$. Charakterystyki obu wibratorów są identyczne. Wibratorom niesymetrycznym mającym długości $\lambda, 3\lambda, 5\lambda$, itd. odpowiadają charakterystyki wibratorów symetrycznych $2\lambda, 6\lambda, 10\lambda$, itd.

2.3.8.2.

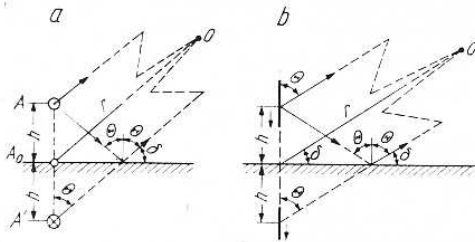
Wpływ ekranu na pole wibratora

Większość anten znajduje się na tak niewielkiej wysokości nad ziemią, że jej wpływu nie można pominąć. Oddziaływanie ziemi wynika z płynących w niej prądów indukowanych przez antenę. Rozkład tych prądów zależy od rodzaju anteny, wysokości jej zawieszenia, częstotliwości oraz parametrów elektrycznych ziemi. Ogólna analiza wpływu ziemi jest trudna. Dlatego też w celu zorientowania czytelnika w charakterze podstawowych zjawisk przyjęty będzie idealny przypadek ekranu — ziemi płaskiej, nieograniczonej i doskonale przewodzącej. Jeśli nad taką ziemią — ekranem umieścić poziomy dipol półfalowy

Rys. 2.73. Wykresy kierunkowości wibratorów harmonicznych
a — dipol Hertza,
b — wibrator $l = \lambda/2$ na tle wibratora Hertza, całofalowy symetryczny, d — całofalowy symetryczny, d — jak na rys. c, lecz niesymetryczny, e do i — wibrator niesymetryczny, symetryczny, długości od $1,25\lambda$ do 5λ



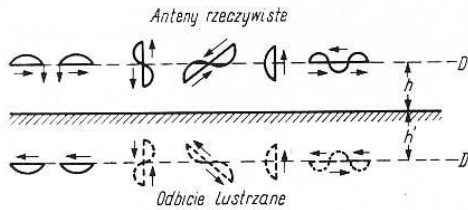
wy, to pole w odległym punkcie P będzie sumą dwóch fal tj. pola fali bezpośredniej i pola fali odbitej od powierzchni ziemi (rys. 2.74). Z właściwości doskonale przewodzącego ekranu płaskiego wynika, że na granicy ośrodków (warunek brzegowy) składowa styczna pola elek-



Rys. 2.74. Składanie się fali bezpośredniej i odbitej przy polaryzacji poziomej (a) i przy pionowej (b)

trycznego musi być równa zero. Oznacza to, że fala odbita musi mieć fazę odwróconą o 180° w punkcie odbicia. Wpływ ziemi można zastąpić zwierciadlanym odbiciem anteny z prądem przesuniętym o 180° w stosunku do prądu w antenie.

Układ anteny nad idealną ziemią (ekranem) może być więc rozpatrywany jako układ dwóch dipoli w odległości $2h$ zasilanych w przeciwfazie. W dalszej części wyjaśniono wpływ wysokości h na rezystancję promieniowania anteny (rys. 2.91). Oczywiście dipol ustawiony ukośnie nad ziemią ma obraz lustrzany także ukośny względem powierzchni ziemi jak np. na rys. 2.75.



Rys. 2.75. Dipol i jego lustrzane odbicie

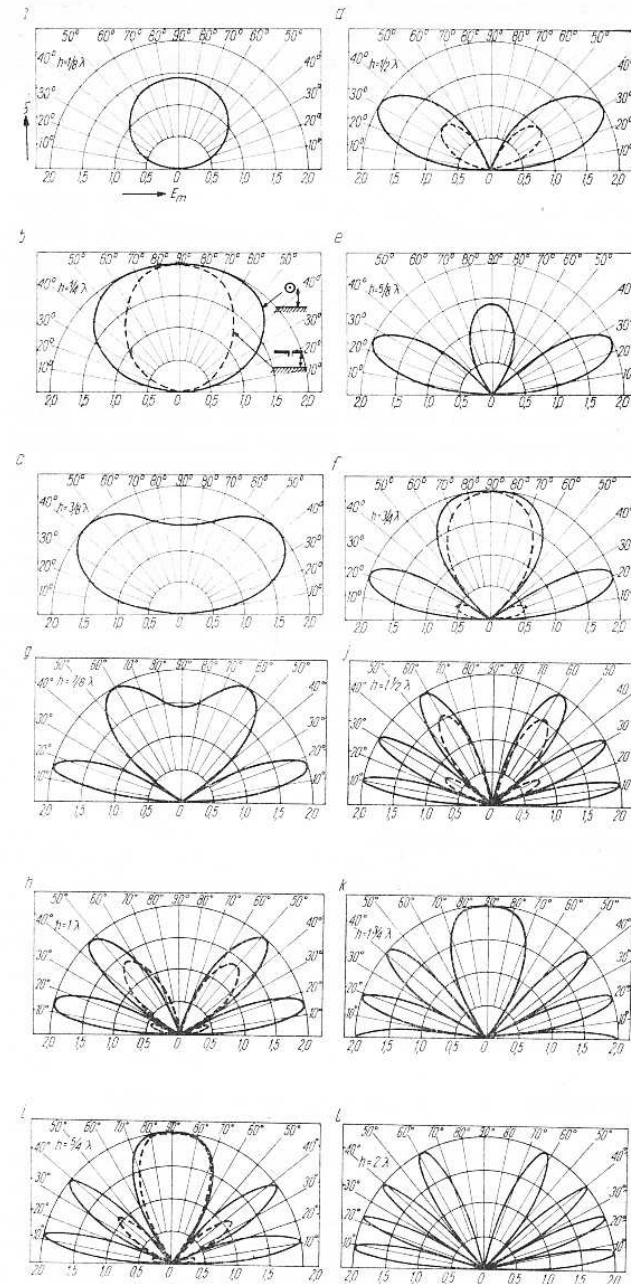
Do analizy właściwości układu dipola nad ziemią zwykle wystarczy rozpatrzyć najczęściej spotykane w praktyce dwa przypadki — dipola poziomego i dipola pionowego.

Dipol poziomy

Układ poziomego wibratora nad ekranem posiada następujące właściwości.

1. Układ promieniuje falę bieżącą kulistą ze środkiem fazowym w p. A_0 położonym w połowie odległości wibratora od jego lustrzanego odbicia.

2. W każdym punkcie 0 odległym o r od środka fazowego A_0 faza jest stała, tj. nie zależy od współrzędnych.



Rys. 2.76. Wykresy kierunkowości wibratora poziomego znajdującego się na różnych wysokościach h nad doskonale przewodzącym ekranem. Linia ciągła — płaszczyzna równikowa, linia przerywana — płaszczyzna biegunowa przez listek główny

3. Amplituda natężenia pola wypadkowego E_m jest odwrotnie proporcjonalna do odległości r .

4. Amplituda pola wypadkowego E_{mw} określona wzorem

$$E_{mw}^2 = E_m \cdot f_r(\delta) = E_m \cdot 2 \sin(k \cdot h \cdot \sin \delta) \quad (2-166)$$

jest iloczynem amplitudy pola wibratora E_m w wolnej przestrzeni i funkcji interferencji $f_r(\delta)$. Kąt δ będący dopełnieniem do kąta (θ) nazywa się kątem nachylenia promienia (kątem miejsca odbicia). Rysunek 2.76 podaje kilka wykresów kierunkowości dla różnych wysokości

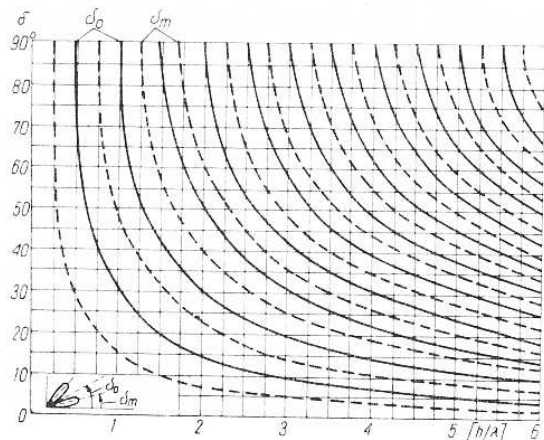
$$k \cdot h = 2 \frac{\pi h}{\lambda}$$

5. Wypadkowe natężenie pola w płaszczyźnie ekranu jest równe zeru niezależnie od wysokości h .

6. Przy założeniu odbicia od powierzchni idealnie przewodzącej, amplitudy fali padającej E_{m1} i odbitej E_{m2} są sobie równe, a ponadto w kierunkach, gdzie te fale są synfazowe, amplituda wypadkowa $E_m = 2E_{m1}$, a gdzie przeciwfazowe $E_m = 0$.

7. Charakterystykę kierunkowości przedstawia się za pomocą wykresu kierunkowości w dwóch przekrojach: równikowym i południkowym. Przekrój równikowy pokazano i wyjaśniono posługując się rys. 2.71. Przekrój biegunowy tj. w płaszczyźnie równoległej do ekranu jest zbędny, gdyż natężenie pola w tej płaszczyźnie równa się zeru. Dlatego też wykres kierunkowości rysuje się w płaszczyźnie przechodzącej przez maksimum pierwszego listka głównego (linia przerywana na rys. 2.76).

Analizując poszczególne wykresy z rys. 2.76 można zauważyć, że przy wzroście wysokości wibratora nad ekranem od $h = 0$ do $h = \frac{3}{8}\lambda$ charakterystyka staje się coraz bardziej płaska, a listek główny nachyla się ku ekranowi. Przy $h = \frac{3}{8}\lambda$ listek główny jest nachylony pod kątem $\delta_m = 40^\circ$, przy $h = \frac{1}{2}\lambda$ listek główny jest nachylony $\delta_m = 30^\circ$ i równocześnie pojawia się „kąt” pierwszego zera $\delta_0 = 90^\circ$. Przy

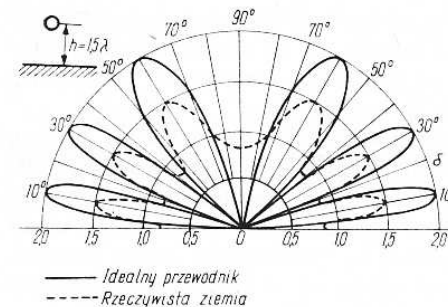


Rys. 2.77. Położenie listków δ_m — linie przerywane, i kierunków zerowych δ_0 — linie ciągłe, charakterystyki kierunkowości dipola półfalowego poziomego na wysokości h/λ nad ziemią idealnie przewodzącą (dla dipola pionowego linia ciągła odpowiada δ_m , przerywana δ_0)

dalszym podnoszeniu wibratora ($h = \frac{5}{8}\lambda$) pojawia się nowy listek pionowy, przy czym $\delta_m = 25^\circ$, $\delta_0 = 50^\circ$. Przy $h = \frac{3}{4}\lambda$ pionowy listek uzyskuje pełną wartość $2E_{m1}$. Dalsze podnoszenie wibratora powoduje rozdwojenie listka pionowego, listki główne zaś jeszcze bardziej zbliżają się do ekranu. Przy dalszym podnoszeniu wibratora pojawiają się nowe listki. Rysunek 2.77 pozwala wyznaczyć kierunki listków δ_m i zer między listkami δ_0 w zależności od wysokości wibratora.

Ziemia nie jest idealnym ekranem. Cechują ją określona konduktywność σ i przenikalność elektryczna ϵ (patrz tablica 2.1).

Fala odbita ma $E_{m2} < E_{m1}$ i w związku z tym w listkach (δ_m) E_m nie osiąga podwójnej amplitudy E_{m1} , a w kierunkach zerowych (δ_0) $E_m > 0$. Rysunek 2.78 przykładowo przedstawia wpływ ziemi na kie-



Rys. 2.78. Wpływ małej przewodności ziemi jako ekranu na amplitudy listków

runkowość anteny. Tłumienie odbicia fali od ziemi zależy od kąta padania δ . Mniejsze tłumienie mają listki o małym wznoszeniu δ , gdyż przy małym kącie padania δ tłumienie odbicia dla fali spolaryzowanej poziomo jest mniejsze.

Przykład.

Dipol półfalowy znajduje się na wysokości $h = 15$ m nad ziemią. Dla pasma 80 m stanowi to $h/\lambda = 15/80 = 0,188 \lambda$. Występuje jeden listek pionowy $\delta = 90^\circ$. W pasmie 10 m dipol na tej samej wysokości 15 m ma wysokość elektryczną $h/\lambda = 15/10 = 1,5 \lambda$. Kierunki listków są to $\delta_m = 10^\circ, 30^\circ, 60^\circ$, kierunki minimów $\delta_0 = 20^\circ, 42^\circ, 90^\circ$.

Dipol pionowy

Jest to przypadek, gdy oś wzdłużna wibratora jest prostopadła do ekranu. Układ taki ma następujące właściwości:

1. Spełnione są właściwości 1, 2, 3, jak dla wibratora poziomego.
2. W wyniku zgodności faz prądu w wibratorze i lustrzanym odbiciu maksimum promieniowania występuje wzdłuż płaszczyzny ekranu (rys. 2.75b).
3. Wykres kierunkowości w płaszczyźnie poziomej jest kołem. W płaszczyźnie pionowej (biegunowej) występują listki lecz o różnych rozmiarach.

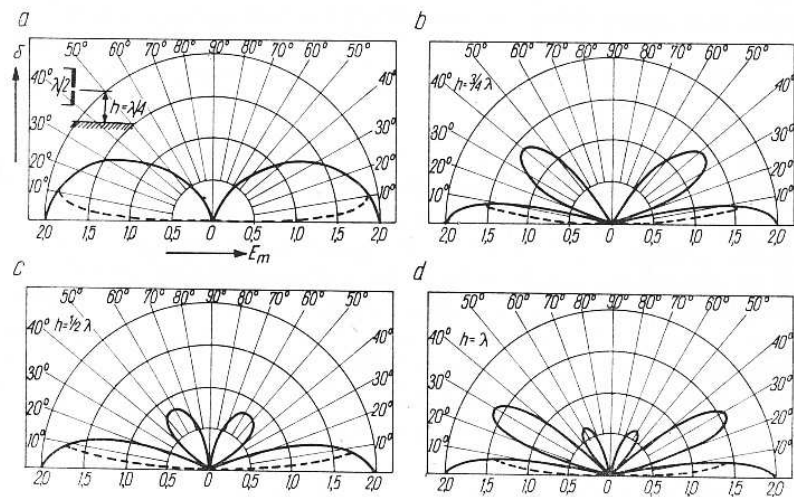
4. Podnoszenie wibratora pionowego nad ekranem zwiększa liczbę listków bocznych.

5. Amplituda natężenia pola wypadkowego E_{mw} jest iloczynem amplitudy pola wibratora E_m w wolnej przestrzeni i współczynnika interferencji. Ponieważ E_m jest rozpatrywane w płaszczyźnie biegunowej, obowiązuje także wzór (2-162) określający funkcję $f(\theta)$. Uwzględniając, że $\cos \theta = \sin \delta$ otrzymuje się dla dipola pionowego

$$E_{mw} = \frac{60I_m}{r} f(\theta) \cdot f(\delta) = \frac{60I_m}{r} \frac{\cos\left(\frac{\pi l}{r} \sin \delta\right) - \frac{\cos \pi l}{\lambda}}{\cos \delta} \times 2 \cos(k \cdot h \sin \delta) \quad (2-167)$$

Rysunek 2.79 przedstawia wykres kierunkowości dla różnych wysokości wibratora nad ziemią idealnie przewodzącą (linia ciągła).

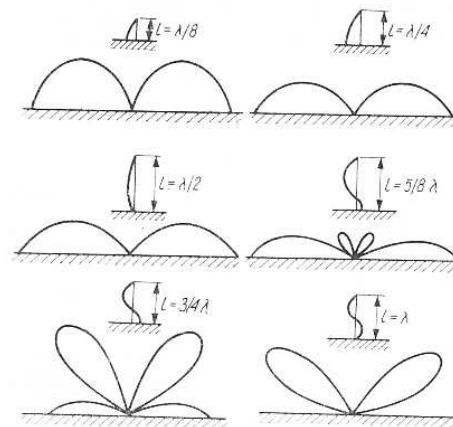
6. Tłumienie odbicia fali spolaryzowanej pionowo jest znaczne i zależy w dużym stopniu od σ oraz ϵ_r gruntu i rośnie przy małych δ . Z tych powodów fala przyziemna jest silnie osłabiona. Pierwsze maksimum (linia przerywana na rys. 2.79) jest mniejsze, niż w przypadku ekranu idealnego i jest nachylone pod kątem δ_m zależnym od σ i ϵ_r ziemi.



Rys. 2.79. Wykres kierunkowości pionowego dipola półfalowego przy różnych wysokościach nad idealnie przewodzącym ekranem — linia ciągła i nad ziemią — linia przerywana

Pionowy dipol półfalowy jest rzadko w praktyce amatorskiej stosowany. Częściej spotyka się dipole jednostronnie uziemione (ground-plane), o długościach $l = \lambda/8$ do $l = 2\lambda$.

Wykres kierunkowości takich anten przy założeniu idealnej konduktywności ziemi podaje rys. 2.80. Anteny takie (dla spełnienia wymogów dużej konduktywności ziemi) wymagają stosowania rozbudowanego układu uziemienia. Bliższe szczegóły na ten temat znajdują



Rys. 2.80. Wykres kierunkowości dipola pionowego nad ekranem o idealnej przewodności

się w rozdziale 5.1.1. Pozycję minimów (δ_0) i maksimów (δ_m) listków określone wzorem (2-167) można odczytać z rys. 2.77 pamiętając, że linia ciągła odpowiada kierunkom głównym listków, a linia przerywana — kierunkom zerowym.

2.3.8.3.

Charakterystyka układu dipoli

Opisywane wyżej przypadki dipoli nad ekranem i ich odbić lustrzanych można rozpatrywać, jako przypadek dwóch jednakowych dipoli ustawionych obok siebie w odległości $2h$ w ten sposób, że ich osie są równoległe i to albo w kierunku poprzecznym, albo wzdłużnym, przy którym ich osie leżą na jednej prostej. Układ takich par dipoli można zastąpić jednym dipolem zastępczym, którego charakterystyka kierunkowa jest określona wzorem (2-166), względnie (2-167), w zależności od wzajemnego położenia dipoli.

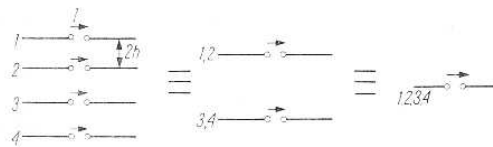
Wzory te mają postać ogólną:

$$E_{mw} = \frac{60I_m}{r} \cdot f(\theta) \cdot f_{ru}(\theta) \quad (2-168)$$

gdzie: E_{mw} — amplituda natężenia pola układu dipoli,
 $f(\theta)$ — funkcja kierunkowości pojedynczego dipola,
 $f_{ru}(\theta)$ — funkcja interferencji układu.

W przypadku większej liczby dipoli np. czterech jak na rys. 2.81, tworzymy z nich pary, które następnie sprowadzamy do jednego wibratora. W tym przypadku funkcję interferencji $f_{ru}(\theta)$ stosuje się dwukrotnie.

Opisana metoda wynika z tzw. zasady mnożenia charakterystyk kierunkowości słusznej dla dowolnego układu jednakowych anten elementarnych. Charakterystyka kierunkowości układu jednakowych anten elementarnych zależy od dwóch funkcji, z których jedna $f(\theta)$ określa charakterystykę kierunkowości anteny elementarnej, a druga $f_{ru}(\theta)$ charakterystykę kierunkowości zbioru anten izotropowych ułożonych tak, jak anteny elementarne.



Rys. 2.81. Układ czterech jednakowych dipoli sprowadza się do jednego dipola zastępczego, o charakterystyce promieniowania będącej iloczynem charakterystyki jednego dipola $f(\theta)$ i funkcji interferencji układu $f_{ru}(\theta)$

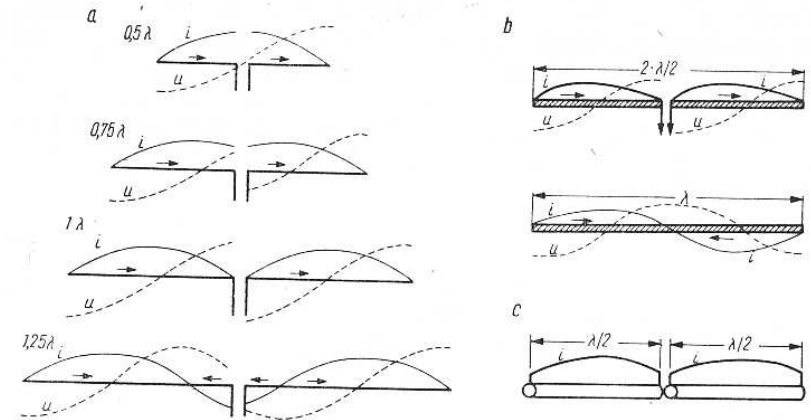
Dalsze rozwinięcie zagadnienia prowadzi do analizy układów źródeł izotropowych o różnych wartościach prądów i faz, a dalej do analizy promieniującej powierzchni — apertury o określonym rozkładzie prądu [1]. Układy takie pozwalają, za pomocą narzucenia odpowiedniego rozkładu prądu na aperturze, na ograniczenie poziomu listków bocznych, względnie zawężenia listka głównego, lub też jego kątowne przemieszczenie, np. anteny radarowe z elektrycznym przeszukiwaniem. Teoria ta znajduje zastosowanie w projektowaniu amatorskich anten ścianowych i parabolicznych w zakresie UKF. Praktyczne wnioski i zalecenia podane będą przy opisach tych anten.

2.3.8.4.

Rozkład prądu i impedancja w antenie dipolowej

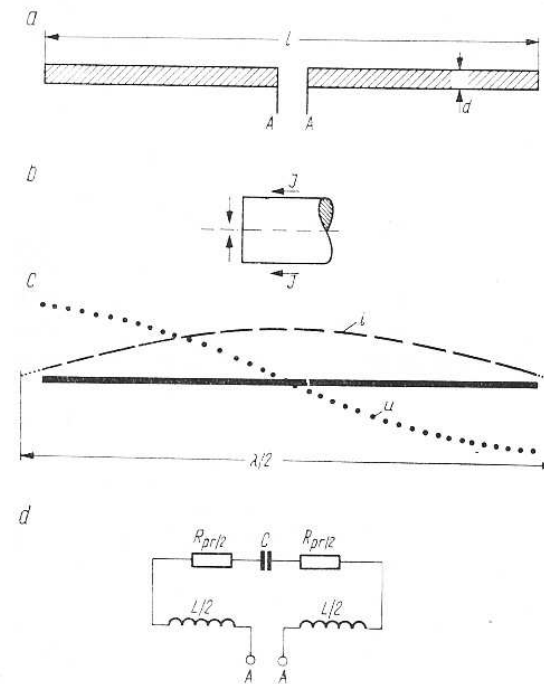
Rozkład prądu i napięcia wzdłuż dipola zależy przede wszystkim od jego długości (rys. 2.82a) oraz od sposobu wzbudzenia (rys. 2.82b). W dipolach nieskończenie cienkich warunki brzegowe wymagają by prąd na końcach zewnętrznych równy był zeru. Przy założeniu wykonania dipola z doskonałego i nieskończenie cienkiego przewodnika otrzymuje się rozkład prądu i napięcia sinusoidalny. W dipolach rzeczywistych, gdy stosunek długości do średnicy $l/d \geq 60$, można z pewnymi wyjątkami przyjmować, że rozkład jest także sinusoidalny. Pozwala to na stosowanie prostych postaci wzorów, takich jakie znajdują się w tym rozdziale.

Przy dużych średnicach przewodów, tj. gdy $l/d < 60$, co występuje najczęściej w pasmach 432 i 1300 MHz, nie można przyjmować, że na końcu dipola prąd jest równy zeru, gdyż prąd płynie dalej po powierzchni przekroju pręta (rys. 2.83b). Rozkład prądu będzie wtedy zbliżony do sinusoidy lecz z odpowiednim przesunięciem (rys. 2.83c). Zjawisko to określa się jako wpływ pojemności końcowej. W niektórych przypadkach celowo zwiększa się pojemność końcową by uzyskać większe wartości prądu w części promieniującej (rys. 5.104 i 5.152).



Rys. 2.82. Rozkład prądu w dipolach

a — w zależności od długości, b — całofalowych w zależności od sposobu zasilania, c — wpływ pojemności końcowych



Rys. 2.83. Dipol półfalowy o małej smukłości d/λ
a — oznaczenia,
b — prąd na końcu dipola,
c — rozkład prądu i napięcia, d — układ zastępczy

Zwiększenie pojemności końcowej wywołane jest także mocowaniem dipoli do izolatorów, zbliżeniem do masztów itp. Wszystko to zmienia częstotliwość rezonansową dipola.

Podstawowym dipolem, występującym w większości anten, jest dipol półfalowy. Rezystancja wejściowa $R_A = R_{pr} + R_s$ dipola półfalowego przy pominięciu strat $R_s = 0$, jest równa rezystancji promieniowania $R_A = R_{pr}$ (patrz 2.3.3), wówczas impedancja promieniowania jest określona wzorem 2-132. Dla tak scharakteryzowanego dipola wynosi ona

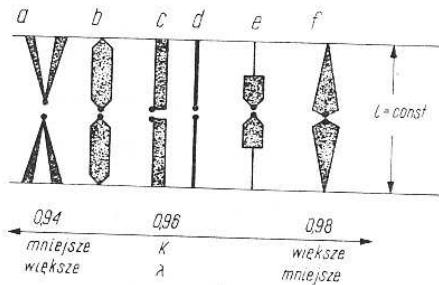
$$Z_{pr} = R_{pr} + jX_{pr} = 73,13 + j42,54 \quad (2-169)$$

Znaczy to, że dipol o długości fizycznej $l = \lambda/2$ nie znajduje się w rezonansie, jest on za długi. Jest to wywołane mniejszą prędkością propagacji fali po powierzchni przewodnika oraz efektem końcowym. Chcąc dipol półfalowy doprowadzić do rezonansu należy go nieco skrócić, by skompensować $X = j42,54$. Na rys. 2.83 pokazano rozkład prądu w skróconym dipolu półfalowym uwzględniający efekt krańcowej pojemności. Układ zastępczy dipola (rys. 2.83d) zawiera pojemność C odpowiadającą skróceniu dipola. Odcinek, o który należy dipol skrócić, zależy od średnicy dipola d , a ściślej od stosunku długości fali λ do średnicy d . Stosunek λ/d nazywa się przy tym smukłością dipola. Skrócenie dipola powoduje zmniejszenie jego rezystancji promieniowania R_{pr} . Zależność R_{pr} od smukłości dla dipola półfalowego można odczytać z wykresu na rys. 2.86.

Rezonansową długość fizyczną dipola l_r otrzymuje się mnożąc długość rezonansową elektryczną $\lambda/2$ przez współczynnik skrócenia K .

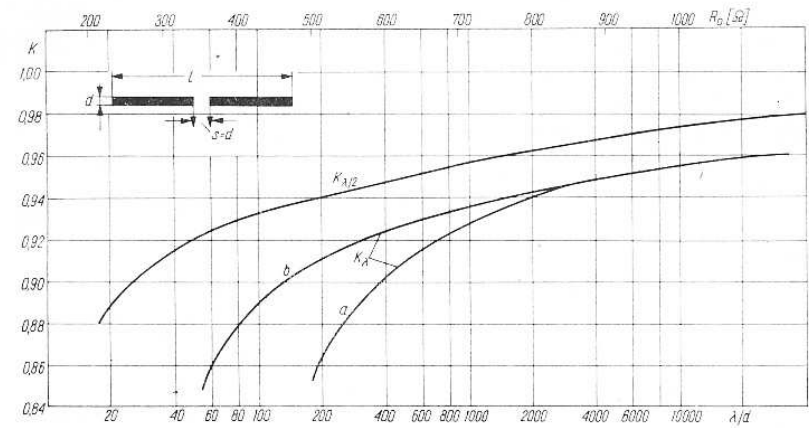
$$l_r = K \cdot \lambda/2 \quad (2-170)$$

Istnieje kilka metod obliczania współczynnika K i dlatego otrzymuje się różne wyniki. Ponadto współczynnik ten jest inny dla dipoli cylindrycznych, stożkowych i o skokowo zmiennym przekroju (rys. 2.84).



Rys. 2.84. Wpływ profilu dipola na współczynnik skrócenia K i częstotliwość rezonansową

Na rys. 2.85 podano wartości współczynnika skrócenia w zależności od rezystancji falowej R_0 bądź smukłości λ/d dla dipoli półfalowych $K_{\lambda/2}$ i całofalowych rozciętych K_λ . Większa wartość współczynnika skrócenia dla dipoli całofalowych rozciętych wynika z występowania

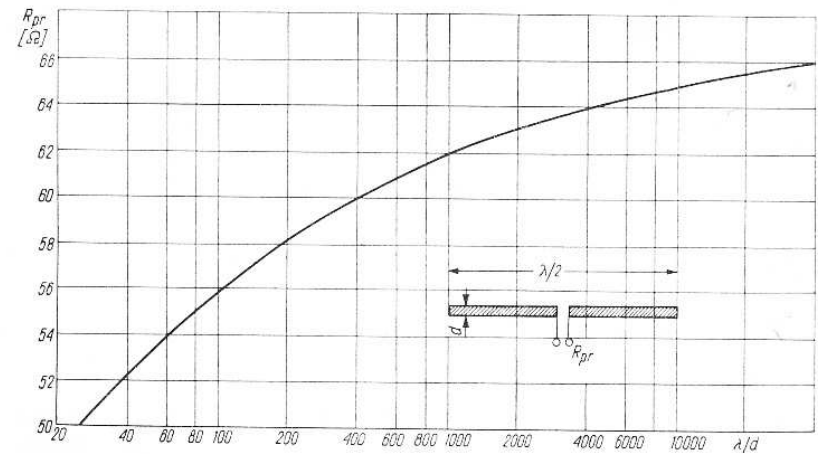


Rys. 2.85. Współczynnik skrócenia K dipola półfalowego i całofalowego mocowanego na końcach (a) i wolnostojącego (b)

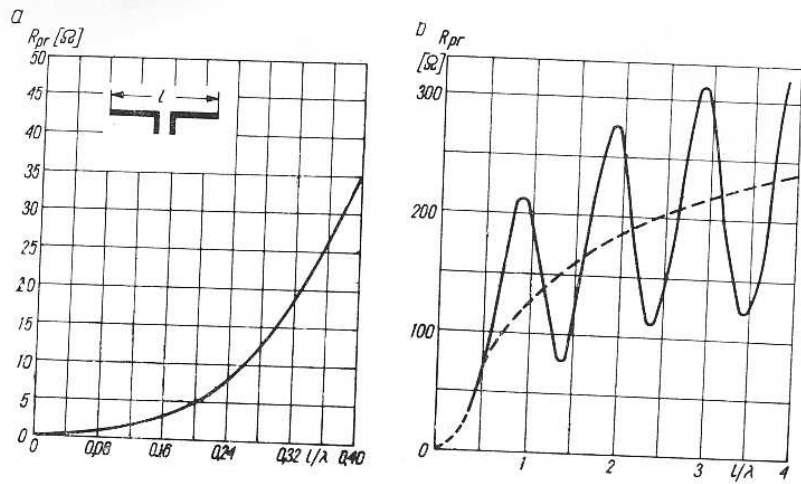
efektu końcowego także w połowie dipola, gdyż występuje tam duża różnica potencjałów (rys. 2.82b). W antenach krótkofalowych współczynnik skrócenia zależy od pojemności końcowych — rodzaju izolatorów, a także od odległości końców anteny od ziemi i uziemionych przedmiotów (masztu). Przy braku ścisłych danych przyjmuje się $K = 0.95$.

Rezystancja falowa dipola — odpowiednik impedancji falowej linii wynosi

$$R_0 = 120 \left(\ln \frac{l}{d} - 1 \right) \quad (2-171)$$



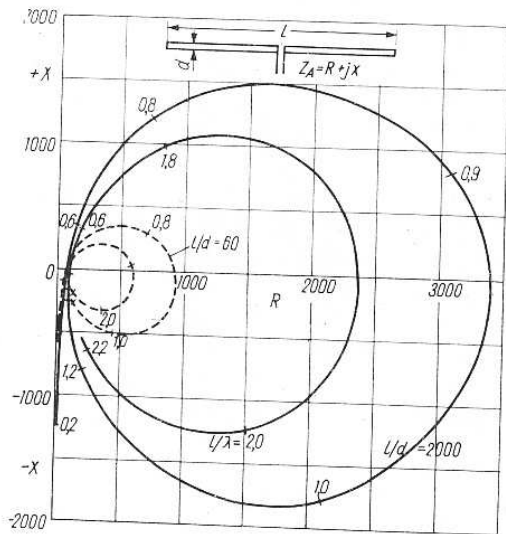
Rys. 2.86. Rezystancja promieniowania R_{pr} dipola półfalowego w rezonansie w zależności od smukłości



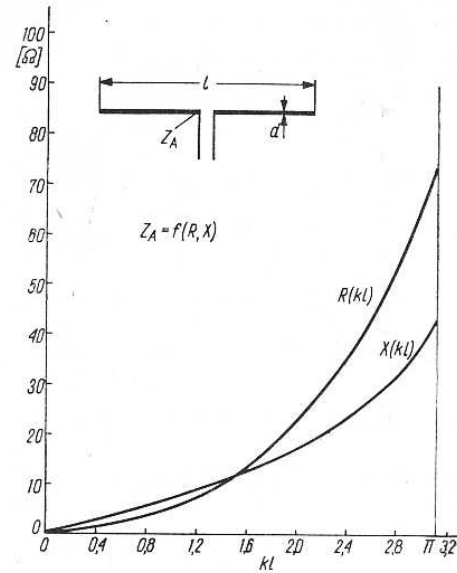
Rys. 2.87. Zależność rezystancji promieniowania R_{pr} od długości dipola

Zależy ona od smukłości. Jej wartość odczytać można z wykresu na rys. 2.85.

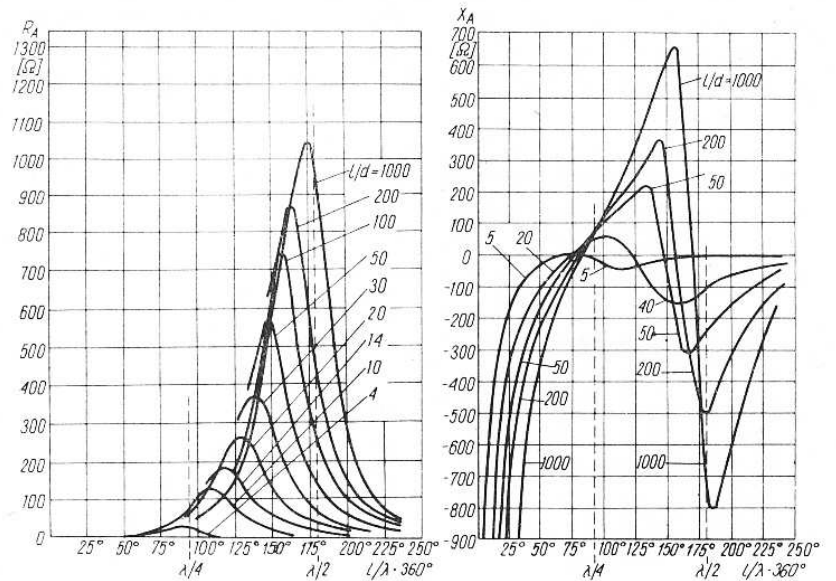
Rezystancja wejściowa anteny R_A bezstratnej ($R_s = 0$) zależy od rezystancji promieniowania R_{pr} i długości anteny (rys. 2.86). Zmiana długości dipola wpływa na rezystancję promieniowania w sposób pokazany na rys. 2.87. Rezystancja promieniowania odniesiona jest do strzałki prądu. Chcąc zatem wyznaczyć rezystancję wejściową należy rezystancję tę sprowadzić do zacisków wejściowych za pomocą wzoru



Rys. 2.88. Impedancja Z_A dipola symetrycznego w zależności od długości l/λ dla dwóch smukłości $l/d = 2000$ i $l/d = 60$



Rys. 2.89. Składowe impedancji wejściowej dipola symetrycznego o $l < \lambda/2$



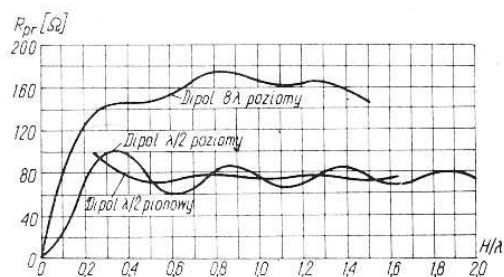
Rys. 2.90. Składowe impedancji wejściowej unipola nad idealnym ekranem w zależności od długości l/λ i smukłości l/d
 l — długość ramienia, d — jego średnica

(2-133). Dla częstotliwości innych niż rezonansowe, na zaciskach wejściowych obok składowej rzeczywistej (czynnej) R_A występuje składowa bierna X_A tworząc impedancję wejściową $Z_A = R_A + jX_A$. Nieznaczna zmiana długości dipola przede wszystkim zmienia składową bierną (rys. 2.28), a w drugiej kolejności wpływa na składową rzeczywistą. Wydłużenie dipola półfalowego doprowadza do rezonansu całofalowego o dużej impedancji wejściowej. Dalsze zwiększenie długości ($l = 2\lambda$) związane jest z mniejszymi już impedancjami. Z rys. 2.88 można zauważyć dużą zależność rezystancji wejściowej od stosunku l/d .

Impedancję wejściową wibratora symetrycznego dla $l \leq \lambda/2$ można obliczyć ze wzoru:

$$\underline{Z}_A = R_A + jX_A = R(kl) - j \left[R_0 \operatorname{ctg} \frac{(kl)}{2} - X(kl) \right] \quad (2-172)$$

Wartości $R(kl)$ i $X(kl)$ wyznacza się z wykresu podanego na rys. 2.89. Dla długości $l \geq \lambda/2$ można korzystać z wykresów na rys. 2.90 odczytując bezpośrednio R_A i X_A dla określonych l/d .



Rys. 2.91. Wpływ wysokości nad idealną ziemią dipola $\lambda/2$ i 8λ na rezystancję promieniowania

Umieszczając połówkę dipola nad idealnym ekranem otrzymuje się połowę wartości impedancji wejściowej wyznaczonej dla całego dipola w wolnej przestrzeni.

Rezystancja promieniowania dipola półfalowego umieszczonego na wysokości h nad ziemią zależy od ilorazu h/λ w sposób podany wykreślić na rys. 2.91.

2.3.8.5.

Szerokość pasma anteny, dipol szerokopasmowy

Dipol półfalowy w pobliżu częstotliwości rezonansowej zachowuje się jak szeregowy obwód rezonansowy. Przy zmianie częstotliwości ulegają jednocześnie zmianie impedancja wejściowa, charakterystyka promieniowania i zysk anteny. Szerokość pasma obwodu rezonansowego określa się częstotliwościami granicznymi, przy których napięcie w obwodzie maleje o 3 dB. Odpowiadałoby to zmniejszeniu zysku anteny o 3 dB. Otrzymane tak pasmo byłoby bardzo szerokie, a w jego obszarze charakterystyka kierunkowości i impedancja wejściowa ulegałyby kilkakrotnym krańcowym zmianom. Z tego też względu bardziej właściwym jest wiązanie szerokości pasma anten z dopuszczalną

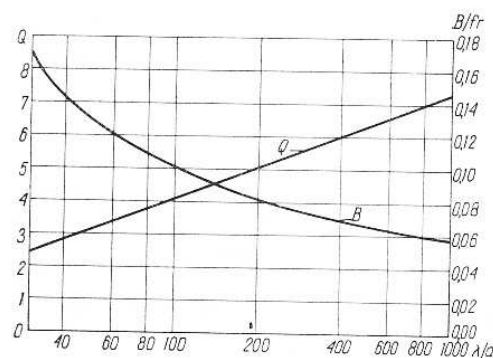
zmianą charakterystyki promieniowania. Najczęściej jednak szerokość pasma wiąże się z dopuszczalnym niedopasowaniem anteny. Największy wpływ na dopasowanie anteny mają właściwości pasmowe wibratora. Oznaczając przez Q dobroć anteny (traktowanej jako szeregowy obwód rezonansowy o częstotliwości rezonansowej f_r), a przez s dopuszczalny współczynnik fali stojącej, szerokość pasma dipola półfalowego B można określić wzorem

$$B = \frac{s-1}{\sqrt{s}} \frac{f_r}{Q} \quad (2-173a)$$

Przyjmując dopuszczalną wartość $s = 2,0$ z zależności 2-173a otrzymuje się

$$B = 0,71 \cdot \frac{f_r}{Q} \quad (2-173b)$$

Dobroć Q dipola i pasmowość $b = \frac{B}{f_r}$ zależy od jego smukłości (rys. 2.92).



Rys. 2.92. Wpływ smukłości dipola λ/d na dobroć Q oraz pasmo B/f , dla $WFS \leq 1,5$

W tabelicy 2.5 podano względną szerokość pasm amatorskich $b = B/f$ oraz realną smukłość anteny wykonanej dla zakresu krótkofalowego linką LA 4 o średnicy 2,6 mm, a dla zakresu UKF prętem $\phi 6$. Zauważmy, że anteny takie nie pokrywają całego pasma amatorskiego

Tabela 2.5

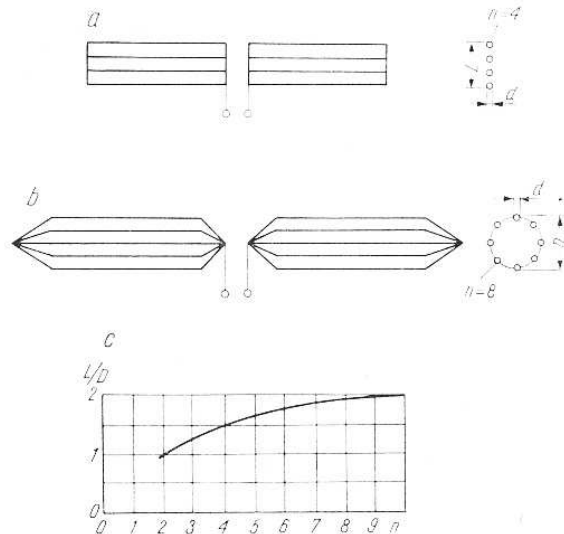
WZGLĘDNA SZEROKOŚĆ PASM AMATORSKICH I TYPOWA PASMOWOŚĆ DIPOLA

Pasma (m)	80	40	20	15	10	2	0,7	0,23
Względna szerokość pasma ($f_{\max} - f_{\min}$): f	0,082	0,014	0,025	0,021	0,059	0,014	0,023	0,06
Smukłość λ/d	$3 \cdot 10^4$	$1,5 \cdot 10^4$	$7 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3$	$4 \cdot 10^3$	$3 \cdot 10^2$	10^2	40
Pasmowość dipola $b = \frac{B}{f}$	0,035	0,040	0,042	0,044	0,045	0,072	0,10	1,04

80 m i 10 m. Zwiększenie średnicy przewodu jest ograniczone kosztem i ciężarem. Z tego względu w celu zwiększenia pasmowości stosuje się dipole w postaci wiązki przewodów (rys. 2.93a i b), w układzie kołowym lub płaskim. Układy kołowe są nazywane dipolem Nadienki.

Zastępczą średnicę D_z obliczamy znając średnicę D cylindra utworzonego z n przewodów o średnicy d

$$D_z = D \sqrt{\frac{n \cdot d}{D}} \quad (2-174a)$$



Rys. 2.93. Dipole szerokopasmowe
a — płaski czteroprzewodowy,
b — cylindryczny ośmioprzewodowy,
c — wykres do przeliczenia układu cylindrycznego na płaski dla tej samej liczby przewodów n

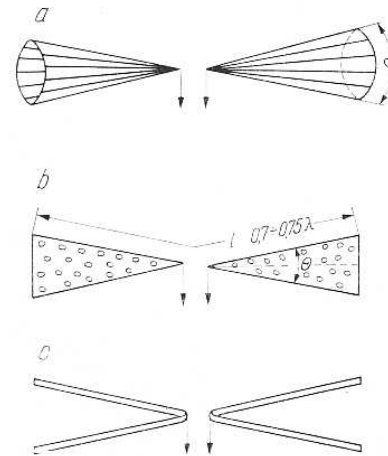
W antenie takiej rezystancję falową R_0 oblicza się ze wzoru (2-171) podstawiając w miejsce d obliczoną wartość D_z . Zamiast wiązki n przewodów umieszczonych na powierzchni cylindra o średnicy D można ułożyć je płasko w taśmie o szerokości L zachowując liczbę przewodów n . Stosunek L/D dla różnej liczby n przewodów można odczytać z wykresu na rys. 2.93c.

Rezystancję wejściową takich anten wyznacza się korzystając z wykresu (rys. 2.86). W przypadku anteny cylindrycznej zakończonej stożkiem, występuje dodatkowo transformacja przez część stożkową, co wpływa na zmianę impedancji wejściowej. Bliższe dane znajdują się w [2] i [26]. Odmianą tego typu anten są anteny pokazane na rys. 2.84.

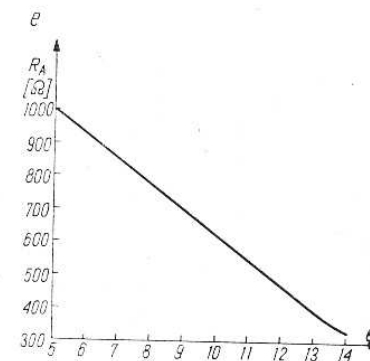
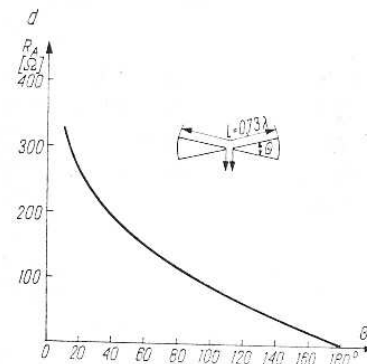
Antena o skokowo malejącej średnicy ($D_1 > D_2$ rys. e) ma w wyniku transformującej właściwości odcinków jeszcze większą pasmowość, niż antena z ramionami o średnicy D_1 na całej długości ramienia. Wynika to z mniejszej (około 1,3 raza) zastępczej rezystancji falowej R_{02} takiego wibratora, niż jednorodnego wibratora o średnicy D_1 .

Antena na rys. 2.94 nosi nazwę anteny motylkowej i bywa stosowana jako szerokopasmowa antena telewizyjna. Możliwe odmiany konstrukcyjne pokazano na rys. 2.94a÷c, a rezystancje wejściowe na rys. 2.94d i e. Rysunek 2.94d odpowiada dużym wartościom kąta rozwarcia, a rys. 3.94e małym kątom.

Wibratory te mają długość większą od $\lambda/2$ i dlatego na zaciskach wejściowych występują składowa czynna i bierna impedancji, przy czym rezystancja wejściowa ma celowo dużą wartość, dopasowaną do linii przesyłowych symetrycznych 240÷300 Ω .



Rys. 2.94. Anteny motylkowe
a — z wiązki prętów, b — z blachy perforowanej, c — z prętów,
d — rezystancje wejściowe dla dużych kątów, e — dla małych kątów



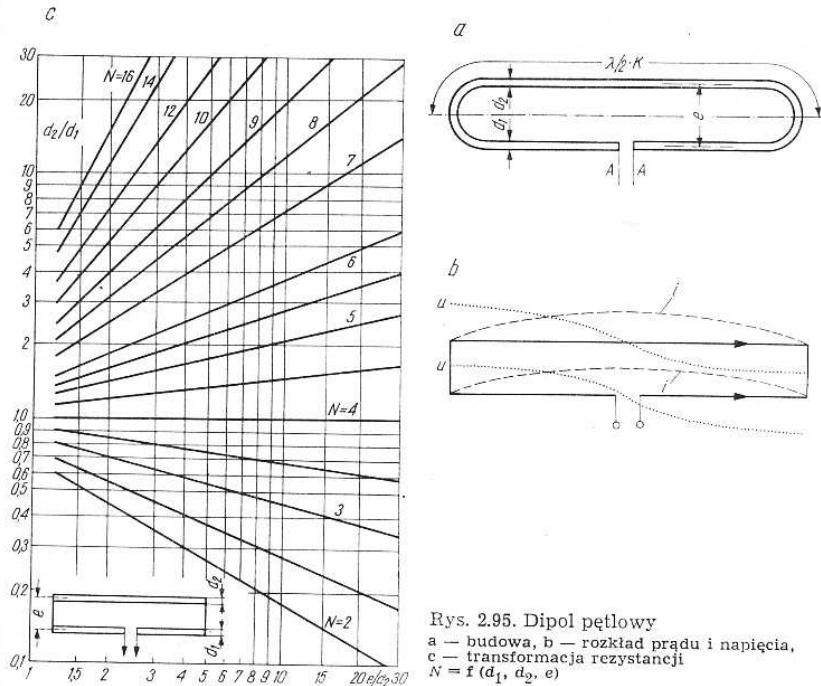
Inną, bardzo popularną odmianą szerokopasmowego dipola jest dipol pętlowy (rys. 2.95). W dipolu tym silne sprzężenie obu równoległych, zwartych na końcach ramion, powoduje taki rozkład prądu i napięcia, jakby to był jeden prosty dipol o odpowiednio większej średnicy zastępczej (rys. 2.95b).

Jeśli przyjąć $d_1 = d_2 = d$, to zastępcza średnica dipola wynosi

$$d_z = \sqrt{d \cdot e} \quad (2-174b)$$

W ten sposób otrzymaną zastępczą średnicę d_z podstawia się do wzoru (2-171) określającego rezystancję falową. Ta sama wartość d_z służy do wyznaczania smukłości λ/d_z .

Rezystancja wejściowa jednorodnego ($d_1 = d_2$) dipola pętlowego jest czterokrotnie większa niż dipola pojedynczego o tej samej średnicy ramion i wynosi $240 \div 300 \Omega$. Wynika to z transformujących właściwości takiego układu ramion i ich silnego sprzężenia. Charakterystyka promieniowania dipola pętlowego jest taka sama jak dla dipola prostego. Jeśli $d_1 \neq d_2$ występuje inny stosunek transformacji rezystancji niż 4, a mianowicie N_1 zgodnie z zależnością



$$R_{dd} = N_1^2 \cdot R_d \quad (2-175)$$

gdzie:

R_{dd} — rezystancja wejściowa dipola pętlowego,
 R_d — rezystancja wejściowa dipola prostego zbudowanego z tego samego materiału.

Wartość N_1 oblicza się ze wzoru

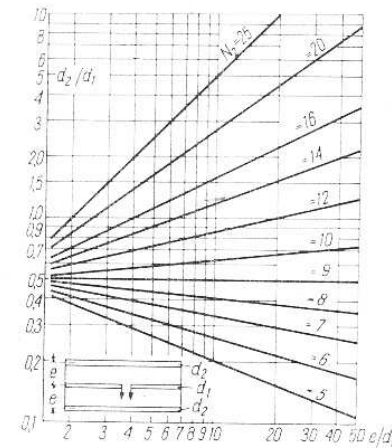
$$N_1 = \left(\frac{\lg \frac{4e^2}{d_1 d_2}}{\lg \frac{2e}{d_2}} \right)^2 \quad (2-176)$$

W praktyce, zamiast skomplikowanych obliczeń wykorzystuje się wykresy (rys. 2.95c) oraz wzór 2-175. W przypadku $d_2 > d_1$ współczynnik transformacji $N_1 > 4$, natomiast jeśli $d_2 < d_1$, otrzymuje się $N_1 < 4$.

Z właściwości takiego dipola często korzysta się przy dopasowaniu rezystancji wejściowej do linii.

Jeszcze większą wartość współczynnika transformacji można uzyskać w przypadku dipola pętlowego potrójnego (rys. 2.96). Rezystancję wejściową obliczamy wówczas ze wzoru

$$R_{dd} = N_2 R_d \quad (2-177)$$



Rys. 2.96. Dipol pętlowy potrójny

gdzie: N_2 — współczynnik transformacji określony jest zależnością:

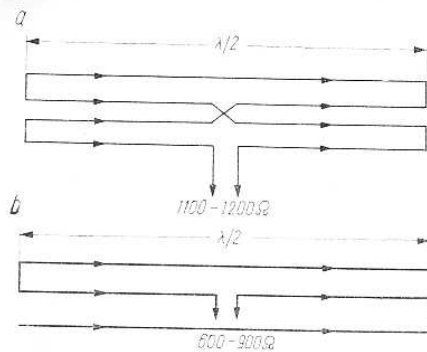
$$N_2 = \left(\frac{\lg \frac{e^3}{d_1^2 d_2}}{\lg \frac{e}{d_2}} \right)^2 \quad (2-178)$$

W przypadku gdy $d_1 = d_2$ otrzymuje się $N_2 = 9$ niezależnie od wartości e .

W praktyce posługujemy się wykresem podanym na rys. 2.96. Średnicę zastępczą d_z dipola potrójnego przy $d_1 = d_2$ oblicza się ze wzoru

$$d_z = \sqrt[3]{3d \cdot e^2} \quad (2-179)$$

Przy spełnieniu warunku $d_1 = d_2$ rezystancja wejściowa dipola potrójnego wynosi $540 \div 670 \Omega$.

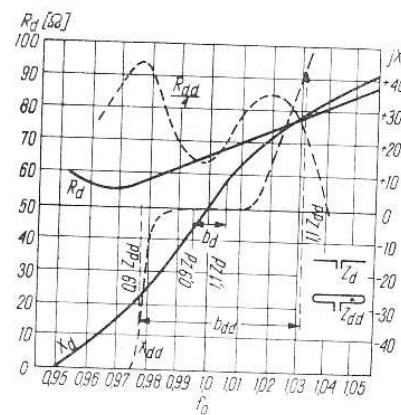


Rys. 2.97. Dipol o wielkiej rezystancji wejściowej
 a — pętlowy podwójny $N = 16$,
 b — trójprzewodowy szeregowy $N = 12$

Jeszcze większe rezystancje uzyskuje się w dipolu trójprzewodowym szeregowym jak na rys. 2.97b i podwójnym pętlowym (rys. 2.97a). W tym ostatnim współczynnik transformacji $N = 16$, jeśli wszystkie średnice są jednakowe. Tak duże rezystancje wejściowe są rzadko stosowane.

Wibrator pętlowy ma znacznie szerszą wstęgę, w której zachodzi dopuszczalne niedopasowanie, niż wibrator prosty. Przedstawia to rys. 2.98. Pokazana tam względna wartość wstęgi $b = \frac{B}{f_0}$ odpowiada WFS $> 1,1$. Dla dipola prostego wynosi ona $b_d = 1\%$, a dla dipola pętlowego $b_{dd} = 5,5\%$. Przy większych WFS różnice te są mniejsze.

Dipol jest elementem symetrycznym i powinien być zasilany symetrycznie. Przy zasilaniu przewodem współosiowym należy stoso-



Rys. 2.98. Pasmowość dipola prostego i pętlowego
 R_d i R_{dd} — rezystancje, X_d i X_{dd} — reaktancje wejściowe obu rodzajów dipoli w zależności od odstrojenia od częstotliwości rezonansowej f_0

wać dodatkowe układy symetryzujące. Są one opisane w rozdziale 3.3. Układy symetryzujące mogą być aperiodyczne i rezonansowe. Właściwości pasmowe symetryzatorów rezonansowych są zbliżone do pasmowości prostego dipola pętlowego, symetryzator decyduje o przepuszczalnym pasmie.

Rozdział 3

ZASILANIE ANTEN

3.1.

Rodzaje torów zasilających

W warunkach amatorskich spotyka się trzy rodzaje zasilania anten:

- zasilanie bezpośrednie z nadajnika (Mobil, radiopelengacja),
- zasilanie nierezonansowe — tor zasilający ma dowolną długość,
- zasilanie rezonansowe — linia określonej długości tworzy wraz z anteną obwód rezonansowy.

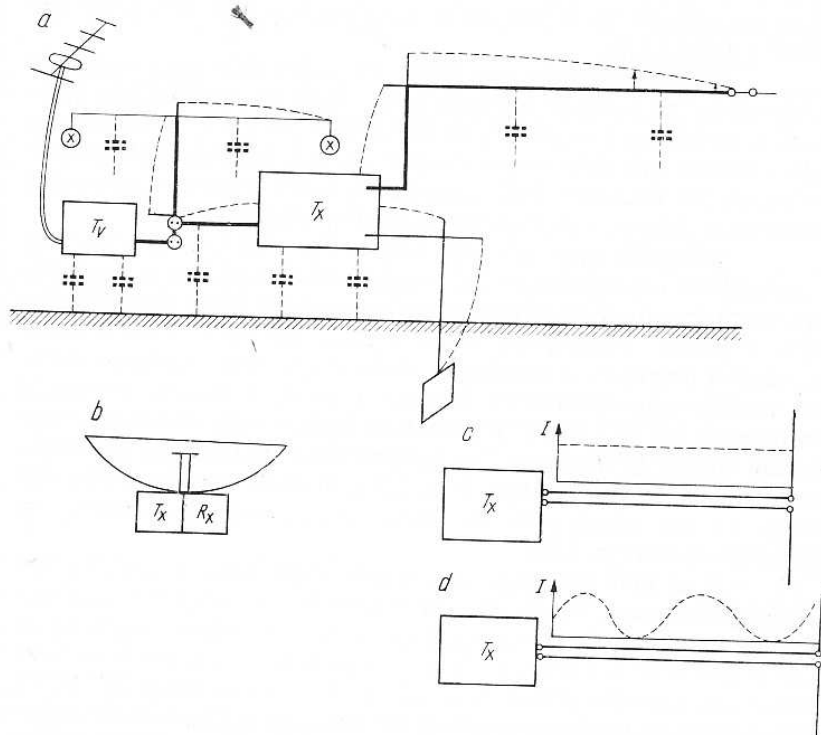
3.1.1.

Zasilanie bezpośrednie

W tym przypadku antena jest zazwyczaj dołączona bezpośrednio do obwodu rezonansowego stopnia końcowego nadajnika np. RBM 1. Antena jest wykonana najczęściej w postaci dipola ćwierćfalowego, często skracanego szeregowymi indukcyjnościami, sam zaś nadajnik jest uziemiony. Impedancja wejściowa takiej anteny ma zazwyczaj małą rezystancję około $20 \div 30 \Omega$. Reaktancję takiej anteny kompensuje się odpowiednim przestrajaniem obwodu wyjściowego tak, by całość układu znajdowała się w rezonansie.

Podobna sytuacja występuje przy stosowaniu anteny harmonicznej. Jej impedancja wejściowa zmienia się w szerokich granicach $35 \div 3000 \Omega$ i zależy od stosunku l/λ , a także od wysokości jej zawieszenia h . Wymaga to stosowania układów wyjściowych nadajnika o szerokim zakresie transformacji rezystancji i kompensacji reaktancji. W wielu przypadkach między nadajnik i tego typu antenę włącza się tzw. „skrzynkę antenową”, pozwalającą na transformowanie rezystancji i kompensowanie reaktancji anteny. Są one opisane w dalszej części tego rozdziału.

Bezpośrednie zasilanie anteny tworzy z zasady układ niesymetryczny, w którym między nadajnikiem i ziemią płynie prąd kompensujący, o wartości bliskiej prądowi w antenie. Prąd ten płynie przez pojemność nadajnika do otoczenia i ziemi, a w urządzeniach zasilanych z sieci także przez pojemności sieci do ziemi (rys. 3.1). Jest on głównym źródłem zakłóceń radiowych BCI oraz telewizyjnych TVI, a także znacznych strat energetycznych w układzie. Uziemienie nadajnika po-



Rys. 3.1. a — Antena zasilana bezpośrednio z nadajnika (linie przerywane pokazują prawdopodobny rozkład prądu w antenie, uziemieniu i pobliskich instalacjach sieci elektrycznej), b — bezpośrednie symetryczne przyłączenie anteny do układu nadawczego np. w satelicie, c — zasilanie nierezonansowe symetrycznej anteny linią dopasowaną, d — zasilanie anteny linią rezonansową niedopasowaną do anteny

prawia sytuację. Stopień poprawy zależy od rodzaju i właściwości uziemienia. Uziemienie nadajnika przewodem uziomowym dłuższym od $0,1\lambda$ jest źródłem dodatkowego promieniowania przez to uziemienie do otoczenia. Powyższe wady można usunąć jeżeli antena zasilana bezpośrednio jest symetryczna i odpowiednio dopasowana do nadajnika. Przypadki takie występują np. w układach nadawczo-odbiorczych satelitarnych, w których nadajnik i wejście odbiornika zmontowane są wprost na antenie.

3.1.2.

Zasilanie nierezonansowe

Zasilanie nierezonansowe jest rozwiązaniem najkorzystniejszym. W układzie takim występuje pełne dopasowanie nadajnika i anteny do linii $R_N = Z_0 = R_A$. Energia w.c.z. jest przenoszona z nadajnika do anteny z najmniejszymi stratami, a stopień końcowy nadajnika może mieć optymalnie dobrane wartości L , C i Q . Długość linii zasilającej nie wpływa na dopasowanie, gdyż występuje w niej tylko fala bieżąca (patrz 2.2.3).

Układy wyjściowe współczesnych nadajników oraz wejściowe odbiorników są z reguły asymetryczne i mają znormalizowaną rezystancję wyjściową i wejściową 50 lub 75Ω . Pozwala to na stosowanie znormalizowanych kabli współosiowych o takich samych impedancjach falowych. Na zakresach UKF spotyka się także wyjścia symetryczne 280Ω pozwalające na stosowanie przewodów płaskich.

Większość anten ma tylko rezystancję wejściową jedynie przy częstotliwości odpowiadającej fali własnej. Przystrojenie urządzenia dołączonego do anteny na krańce pasm amatorskich wiąże się z określonym stopniem „rozstrojenia” anteny. Może być ono kompensowane w miejscu przyłączenia urządzenia nieznacznym przestrojeniem obwodu wyjściowego/wejściowego. Szczególne, znaczne zmiany występują w pasmach 80 m i 10 m. Wspomniana kompensacja nie doprowadza jednak anteny do rezonansu i w linii zasilającej pojawia się fala stojąca, nałożona na falę bieżącą (rys. 2.38). Wartość współczynnika fali stojącej s jest jednak zazwyczaj mała ($s < 2$), a straty dodatkowe są pomijalne (patrz rys. 2.48).

Jeśli linia zasilająca jest symetryczna, antena powinna być także symetryczna. W przeciwnym przypadku asymetryczne oddziaływanie anteny na linię spowoduje pojawienie się składowej asymetrycznej w linii. Jest ona przez tę linię wypromieniowana wywołując zniekształcenie charakterystyki promieniowania oraz powodując BCI i TVI. Bliższe dane na ten temat znajdują się w rozdziale 2.2.2.2. Przy zasilaniu anteny symetrycznej linią współosiową jest konieczne stosowanie na końcach linii układów symetryzujących lub izolujących antenę od żyły zewnętrznej (dławiki).

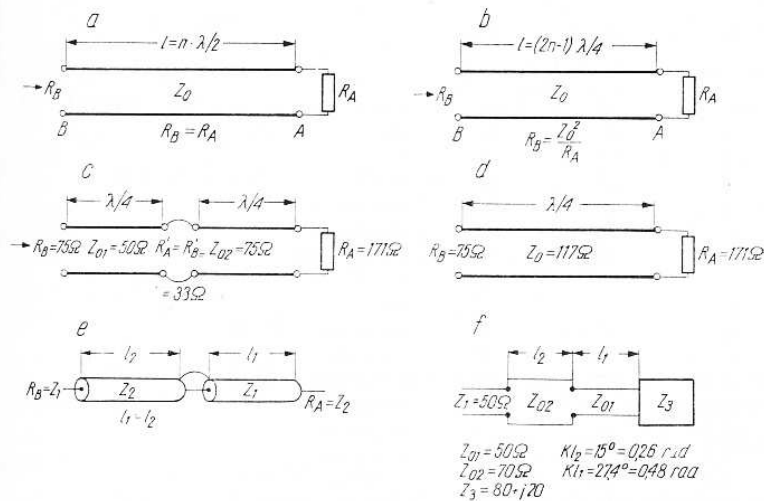
3.1.3.

Zasilanie rezonansowe

W przypadku, gdy impedancja falowa linii Z_0 różni się znacznie od impedancji wejściowej anteny, występuje przewaga fali stojącej nad bieżącą. Przy dobraniu odpowiedniej długości linii uzyskuje się określoną transformację rezystancji i kompensację reaktancji tak, że na zaciskach wejściowych linii otrzymuje się pożądaną wartość samej rezystancji. W miejscu tym możemy przyłączyć odbiornik/nadajnik

spełniając warunek dopasowania, względnie drugi odcinek linii o odpowiedniej impedancji falowej, który będzie już linią nierezonansową.

Sposoby projektowania takich linii były podane w rozdziale 2.2.4. Szczególnym przypadkiem linii rezonansowej jest odcinek półfalowy (rys. 3.2). Wiadomo mianowicie, że linia taka przenosi impedancję z zacisków AA do zacisków BB bez transformacji i to niezależnie od własnej impedancji falowej Z_0 . Z właściwości tej często korzysta się dla pomiaru impedancji wejściowej anteny w znacznej od niej odległości, np. 5λ. Pozwala to zmniejszyć oddziaływanie pola bliskiego anteny na przyrządy pomiarowe i odwrotnie. Przy ustalaniu długości fizycznej takiej linii nie wolno zapominać o współczynniku skrócenia K (tablica 2.2). Wynosi on dla przewodów współosiowych z izolacją polietylenową 0,66, a polistyrenową piankową 0,82. Opisane właściwości zachowuje odcinek $n\lambda/2$.



Rys. 3.2. a — Półfalowa linia zasila... b — ćwierćfalowa linia transformuje rezystancję, c — przykład dwustopniowej transformacji z $R_A = 171 \Omega$ na $R_B = 75 \Omega$ dwoma ćwierćfalowymi transformatorami o $Z_{01} = 50 \Omega$ i $Z_{02} = 75 \Omega$, d — układ równoważny z układem c, lecz na jednym transformatorze o nietypowym $Z_0 = 117 \Omega$, e — transformacja rezystancji R_A na R_B przy pomocy odcinków linii Z_{01} i Z_{02} jednakowej długości, f — transformacja R_A na R_B inne niż Z_{02}

Szereg anten amatorskich na pasmach krótkofalowych jest wykorzystywany na częstotliwości f_r fali własnej anteny, a także na jej harmonicznych $2f_r$, $3f_r$, $4f_r$ itd. Rezonansowa półfalowa linia zasila zachowuje swoje właściwości także przy zasilaniu harmonicznymi, to jest $2f_r$, $3f_r$ i wtedy ma długość elektryczną odpowiednio $2\lambda/2$, $3\lambda/2$, itd.

Innym szczególnym przypadkiem jest zasilanie linią o długości ćwierć fali $\lambda/4$ i o impedancji Z_0 . Występuje tu transformacja impedancji określona znaną zależnością

$$\mathcal{L}_B = \frac{Z_0^2}{Z_A} \quad \text{oraz} \quad Z_0 = \sqrt{Z_A \cdot Z_B}$$

Właściwości takie ma każda nieparzysta liczba ćwiartek fali $(2n-1) \lambda/4$. Typowym zastosowaniem takiego transformatora jest kojarzenie układów o małej reaktancji z układami o reaktancji wielkiej. Konkretnie przykłady są podane w tablicy 3.1. Dla uzyskania większego zakresu transformacji stosuje się dwukrotną transformację (rys. 3.1c). Stosuje się również układy dwóch lub więcej przewodów równoległych. Przy ich wykonywaniu należy dbać o pełną symetrię montażu i jednakową długość.

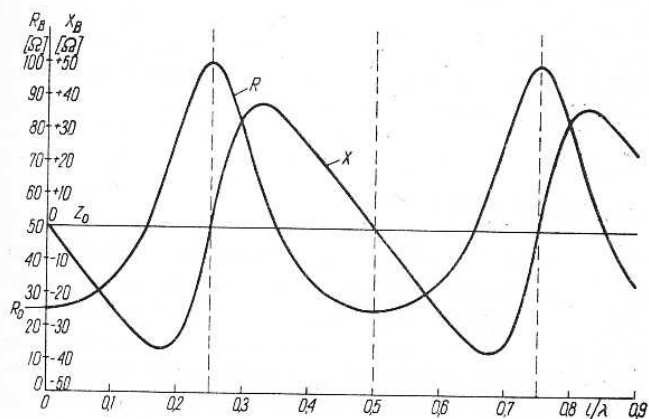
Tablica 3.1

NAJCZĘSTSZE ZASTOSOWANIA TRANSFORMATORA ĆWIERĆFALOWEGO

R_A	Z_T	R_B	Uwagi
100	245	600	taśmowy TV lub powietrzny symetrycz.
60	190	600	powietrzny symetryczny
100	167	280	powietrzny symetryczny
70	140	280	współosiowy pseudorównol. 70 Ω
50	75	112	współosiowy
33	75	171	współosiowy
48	60	75	współosiowy
33	50	75	współosiowy
22	50	112	współosiowy
28	37,5	50	równoległe $2 \times 75 \Omega$
19	37,5	75	równoległe $2 \times 75 \Omega$
12	30	75	równoległe $2 \times 60 \Omega$
18	30	50	równoległe $2 \times 60 \Omega$
12,5	25	50	równoległe $2 \times 50 \Omega$
8,4	25	75	równoległe $2 \times 50 \Omega$
5,6	16,7	50	równoległe $3 \times 50 \Omega$
3,7	16,7	75	równoległe $3 \times 50 \Omega$

Transformatory ćwierćfalowe, także półfalowe, mają ustalone właściwości tylko dla ściśle określonej częstotliwości. Stosowanie ich wpływa na znaczne zawężenie wstęgi przenoszanej przez układ złożony z transformatora i anteny (patrz 2.3.8.5). Zmiana częstotliwości lub celowa zmiana długości transformatora powoduje wprowadzenie do układu składowej biernej. Jej wartość można ustalić za pomocą wzoru np. (2-82) i dalszych. Na rys. 3.3 pokazano przykładowo zmianę rezystancji R_B i reaktancji X_B linii o $Z_0 = 50 \Omega$ i długości l/λ obciążonej na końcu rezystancją $R_A = 25 \Omega$. Najmniejsze zmiany rezystancji występują przy $l = \lambda/2$ oraz w bliskim otoczeniu $\lambda/4$. W miejscach tych występują jednak szybkie zmiany reaktancji X. Warto zwrócić uwagę na przypadek gdy $l = 0,15\lambda$, gdyż wtedy $R_B = Z_0$ i nie zależy od R_A .

Występowanie znacznej reaktancji przy stosunkowo małym skróceniu lub wydłużeniu fali od $\lambda/4$ pozwala na stosowanie jej jako elementu kompensującego reaktancję wejściową anteny tak, by w punkcie przyłączenia linii zasilającej otrzymać czystą rezystancję. Układy takie są jednak trudne w wykonaniu praktycznym i wymagają licznych pomiarów. Dogodniejsze pod tym względem są układy LC, w których zarówno L jak i C można zmieniać w sposób płynny. Układy te opisano już w p. 2.2.4.4 a ich rozwiązania praktyczne będą podane w dalszej części książki.



Rys. 3.3. Zmiana wejściowej rezystancji R_B i reaktancji X_B w linii o $Z_0 = 50 \Omega$ obciążonej $R_A = 25 \Omega$ w zależności od długości linii

Pełne dopasowanie łączonych dwóch przewodów współosiowych o impedancjach falowych Z_{01} i Z_{02} można uzyskać stosując zamiast niedostępnego zazwyczaj przewodu o impedancji $Z_0 = \sqrt{Z_1 Z_2}$ układ jak na rys. 3.2e.*)

Odcinek przewodu o długości l i impedancji Z_2 transformuje impedancję Z_1 z punktu A na Z_c (pojemnościową) w punkcie B. Drugi odcinek o długości także l , lecz impedancji Z_1 transformuje ją ponownie lecz na wartość Z_2 . Długość tych odcinków określa zależność

$$\operatorname{ctg}^2 kl = \frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_2}{Z_1} + 1 \quad (3-1)$$

Przykład. Korzystając ze wzoru (3-1) w celu dopasowania przewodu $Z_1 = 50 \Omega$ do przewodu $Z_2 = 75 \Omega$ otrzymuje się

$$\operatorname{ctg}^2 kl = \frac{50}{75} + \frac{75}{50} + 1 = 3,16$$

Wobec tego $\operatorname{ctg} kl = \sqrt{3,16} = 1,78$ skąd $kl = 29,3^\circ = 0,51 \text{ rad}$, a więc $l = 0,51 \lambda / 2\pi = 0,0814 \lambda$. Są to więc dwa krótkie stosunkowo odcinki przewodu współosiowego.

*) G 3 KYH Rottier, Radio Communication TT 10/71 RSGB.

Stosując podobną metodę, dysponując dwoma przewodami o Z_1 i Z_2 można transformować nie tylko w zakresie z Z_1 na Z_3 , ale także na Z_3 . Korzystając ze wzorów (2-85) i (2-86) można na przykład obliczyć długości, tym razem różne, odcinków l_2 i l_1 realizując transformację jak na rys. 3.2f.

3.2.

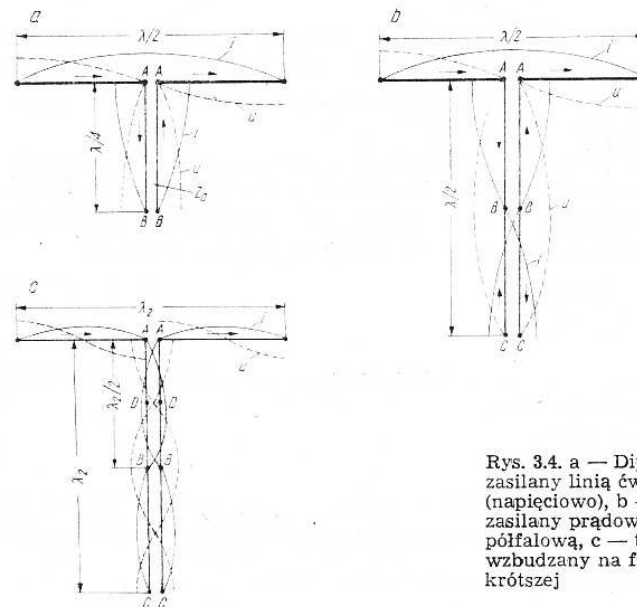
Praktyczne rozwiązania układów dopasowania

W rozdziale 2.2.4 opisano podstawowe zależności dotyczące dopasowania linii do obciążenia, podano podstawowe układy, metody przeliczania rachunkowego, a także sposób korzystania z wykresów i omówiono przykłady projektowania stroików. Zajmiemy się teraz przykładami rozwiązań najczęściej spotykanymi w praktyce.

3.2.1.

Bezpośrednie zasilanie dipola linią symetryczną

Podstawowe układy zasilania anteny dipolowej pokazano na rys. 3.4. Najczęściej spotyka się układ jak na rys. 3.4a. Dipol półfalowy jest zasilany w połowie długości za pomocą linii o impedancji falowej Z_0 i długości $n\lambda/4$. W celu doprowadzenia dipola półfalowego do rezonansu należy go nieco skrócić (patrz 2.3.8.4). Taki skrócony dipol przedstawia sobą tylko rezystancję R_A o wartości zależnej od jego smukłości i wpływu otoczenia. W antenach prostych tj. utworzonych przez dwa



Rys. 3.4. a — Dipol półfalowy zasilany linią ćwierćfalową (napięciowo), b — ten sam dipol zasilany prądowo poprzez linię półfalową, c — ten sam dipol wzbudzany na fali o połowę krótszej

odcinki ćwierćfalowe, leżące wzdłuż linii prostej rezystancja wejściowa R_A wynosi w praktyce około 70Ω i zależy od odległości anteny nad ziemią, a także od rodzaju polaryzacji (patrz rys. 2.91). W szczególnych przypadkach zwiększa się ona do 100Ω , a przy obniżaniu anteny maleje nawet do 0Ω . Antena taka jest symetryczna i powinna być zasilana symetrycznie. Zazwyczaj linie symetryczne o impedancji falowej $Z_0 = 70 \Omega$ nie są budowane (patrz rys. 2.29). Wobec tego zasilanie takiej anteny wymaga albo włączenia między antenę a linię układu symetryzująco-transformującego, albo zasilania linią rezonansową o długości $n\lambda/4$, o dowolnym Z_0 .

Przy omawianiu linii długich w rozdziale 2.2.3 pokazano rozkład napięcia i prądu wzdłuż linii (rys. 2.41 i sąsiednie).

W opisanym przypadku (rys. 3.4a) w linii zasilającej o impedancji $Z_0 > R_A$ w punkcie $B-B$ odległym o $\lambda/4$ od $A-A$ występuje maksimum napięcia. Linię taką nazywamy linią zasilaną napięciowo. Impedancja wejściowa w punkcie B ma tylko składową rzeczywistą $R_B = Z_0^2/R_A$. Osiąga ona duże wartości. Najczęściej spotyka się linie napowietrzne symetryczne o $Z_0 = 600 \Omega$ (patrz 2.2.2.2 i rys. 2.20). W tym przypadku $R_B = 600^2/70 = 5000 \Omega$. Jest to wartość stosunkowo duża i wymaga zasilania podwyższonym napięciem, przy niewielkim prądzie. Przykładowo, przy mocy doprowadzonej do linii 500 W napięcie w punkcie B wyniesie $U = \sqrt{PR} = \sqrt{500 \cdot 5000} = 1600 \text{ V}$. Ze względu na wytrzymałość elektryczną i bezpieczeństwo pracy stawia to ostre wymagania materiałom izolacyjnym. Przy tak wysokich napięciach może się pojawić ulot utrudniający strojenie obwodu wyjściowego nadajnika, zaś samo wysokie napięcie stwarza poważne zagrożenie dla operatora.

Jeżeli stosuje się pokrytą tworzywem linię symetryczną o impedancji $Z_0 = 280 \Omega$ uzyskuje się w p. B rezystancję $R_B = 280^2/70 = 1120 \Omega$ i odpowiednie napięcie 750 V , a więc warunki łagodniejsze. W tym przypadku także należy pamiętać o współczynniku skrócenia (zazwyczaj $k = 0,88$) i wytrzymałości napięciowej i prądowej linii. Największa wartość prądu występuje w punkcie $A-A$ i dla przykładu jak poprzednio $I = \sqrt{\frac{P}{R_A}} = \sqrt{\frac{500}{70}} = 2,7 \text{ A}$.

Przedłużając linię zasilającą o $\lambda/4$ otrzymamy odcinek półfalowy, którego podstawową cechą jest przenoszenie stanów z punktu $A-A$ do punktów $C-C$ bez transformacji. Realizacja zasilania w tym miejscu jest nazywana zasilaniem prądowym linii (rys. 3.4b). Dla podanego wyżej przykładu $R_C = R_A = 70 \Omega$ popłynię prąd poprzednio obliczony $I_C = 2,7 \text{ A}$, ale przy napięciu $U = 500 : 2,6 = 187 \text{ V}$. Przy niewielkich nawet odchyleniach długości linii od długości elektrycznej $\lambda/2$ pojawia się w punkcie C składowa urojona X . W celu zmniejszenia niedopasowania należy ją kompensować przestrojeniem obwodu wyjściowego nadajnika. Analogiczny wpływ ma nawet

nieznaczna zmiana częstotliwości. O charakterze tych zmian można zorientować się z rysunku 3.3 ilustrującego przypadek kiedy $Z_0/R_A = 2$.

Jeżeli częstotliwość sygnału f_1 w omawianym przykładzie, zilustrowanym na rys. 3.4a, powiększy się dwukrotnie tj. do wartości $f_2 = 2f_1$ to powstanie układ pokazany na rys. 3.4c. Oczywiście otrzymuje się teraz antenę całofalową zasilaną symetrycznie, a opisaną już częściowo w rozdziale 2.3, z charakterystyką jak na rys. 2.73c. Jej impedancja wejściowa jest wielka (patrz rys. 2.90), i zależna między innymi od smukłości λ/d i stopnia skrócenia (rys. 2.85 i 2.88). Zwróćmy uwagę, że antena jest zasilana napięciowo. Znajdując dla częstotliwości f_2 odcinek $\lambda_2/4$ możemy ustalić położenie punktu $D-D$, w którym wystąpi węzeł prądu. Cwierćfalowy odcinek linii Z_0 przetransformuje rezystancję R_A na znacznie mniejszą wartość R_D . Na przykład dla anteny całofalowej o smukłości $\lambda/d = 2000$, $R_A = 3300 \Omega$ zasilanej linią powietrzną $Z_0 = 600 \Omega$ otrzyma się w punkcie D rezystancję wejściową $R_D = Z_0^2 : R_A = 600^2 : 3300 = 110 \Omega$, a więc dogodną do dołączenia do nadajnika. W punkcie $B-B$ oraz $C-C$ odległym na tej fali (f_2) o $\lambda_2/2$ i λ_2 występują warunki jak w punkcie A , co jest równoznaczne z zasilaniem napięciowym.

3.2.2.

Zasilanie linią dopasowaną

Zasilanie linią rezonansową powoduje trudności dopasowania nadajnika do linii, wobec czego chętnie są stosowane zasilania linią nieresonansową. Podstawową zaletą takich rozwiązań jest brak wpływu długości linii na rezystancję wejściową R_B . Przykładowe wykonanie pokazano na rys. 3.5. Zastosowano tu dipol pętlowy opisany w rozdziale 2.3.8.5. Jego rezystancja wejściowa wynosi $R_A = 280 \Omega$. Pozwala to na bezpośrednie dołączenie linii zasilającej taśmowej o $Z_0 = 280 \Omega$, a na jej wyjściu uzyskuje się $R_B = 280 \Omega$ niezależnie od długości linii. Przy liniach dwuprzewodowych powietrznych, gdy $Z_0 = 600 \div 800 \Omega$ stosuje się dipol potrójny zwinięty (rys. 3.5b).

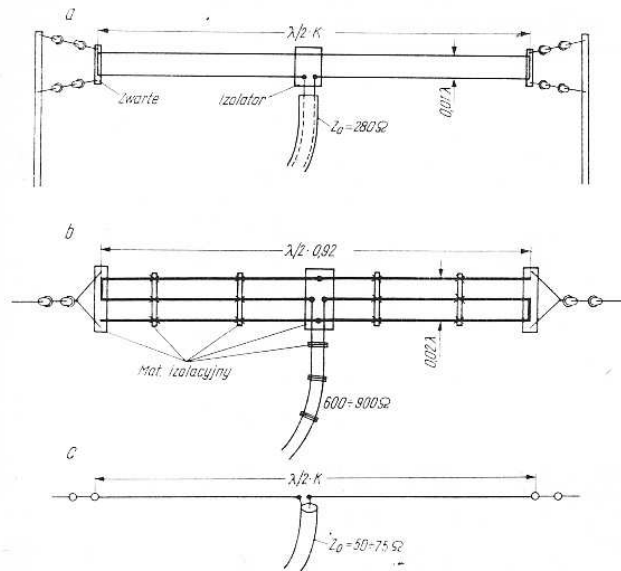
Dopuszczając asymetrię układu można zwykły dipol (rys. 3.5c) zasilac także przewodem współosiowym. Wprowadzona asymetria zmniejsza charakterystykę promieniowania anteny, a także zwiększa straty i natężenie pola zakłóceń. Mimo to w wielu przypadkach antenę taką stosuje się z dużym powodzeniem. Asymetrię można zlikwidować za pomocą symetryzatorów lub dławików, opisanych dalej w rozdziale 3.3.

W przypadku, gdy impedancja falowa linii zasilającej jest inna niż wynosi rezystancja wejściowa anteny $Z_0 \neq R_A$ stosuje się układy złożone z elementów dyskretnych L i C , opisane w rozdziale 2.2.4.4, lub transformatory liniowe opisane w dalszej części tego rozdziału.

Przy niewielkim niedopasowaniu powstaje w linii fala stojąca niewielka w stosunku do fali bieżącej. Może ona wpływać na obniżenie

poziomu sygnału odbieranego przez odbiornik, a w przypadku odbiornika TV spowodować pojawienie się „zjaw”.

Istnieją dwa sposoby eliminacji fali odbitej. Pierwszy z nich polega na wprowadzeniu lokalnej zmiany impedancji przewodu taśmowego. W tym celu przewód jest owijany opaską z folii aluminiowej, przesuwaną wzdłuż przewodu tak, aby uzyskać optymalne dopasowanie.



Rys. 3.5. a — Dipol pętlowy zasilany przewodem taśmowym $Z_0 = 280 \Omega$, b — dipol złożony półfalowy zasilany linią powietrzną $Z_0 = 600 \Omega$, c — dipol prosty półfalowy zasilany przewodem współosiowym

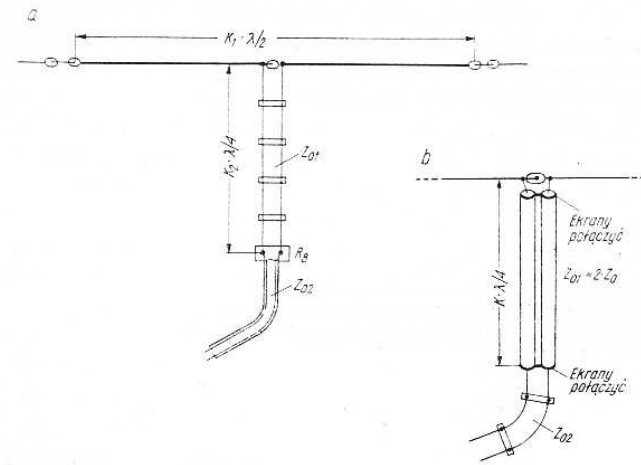
Drugi sposób polega na dolutowaniu na początku, końcu lub w dowolnym miejscu dodatkowego odcinka przewodu taśmowego o długości $\lambda/4$. Jest to stroik opisany w rozdziale 2.2.4.4. Zwierając, np. żyłką kolejno punkty coraz bliższe linii zasilającej, dobieramy optymalną długość stroika i w wybranym miejscu zwieramy go. Jeżeli się zdarzy, że nie daje to pozytywnych skutków dołączamy stroik w drugim miejscu linii, odległym o $\lambda/4$, lub przedłużamy do $\lambda/2$ i próby ponawiamy.

3.2.3.

Transformator ćwierćfalowy

Podstawowe właściwości transformatorów ćwierćfalowych omówiono już w rozdziale 2.2.4.4. Praktyczne rozwiązania natomiast pokazano na rys. 3.6. Tablica 3.1 podaje najczęściej spotykane transformacje, zaś tablica 3.2, długości linii $\lambda/4$, w zależności od jej budowy.

Linie o $Z_0 = 130 \div 245 \Omega$ buduje się jako dwużyłowe napowietrzne o wymiarach odczytanych z wykresu na rysunku 2.20 lub 2.29 albo też, co jest korzystniejsze, jako czteryżyłowe o wymiarach jak na rys. 2.25. Żyły oznaczone jednoimiennie są łączone razem na początku i na końcu transformatora, tworząc w ten sposób linię dwuprzewodową.



Rys. 3.6. Zasilanie dipola przez transformator $\lambda/4$ (wymary w tablicy 3.2), b — symetryczny transformator z linii współosiowych ($Z_{01} = 2Z_0$)

Tablica 3.2

DLUŻOŚĆ LINII TRANSFORMATORA ĆWIERĆFALOWEGO (m)

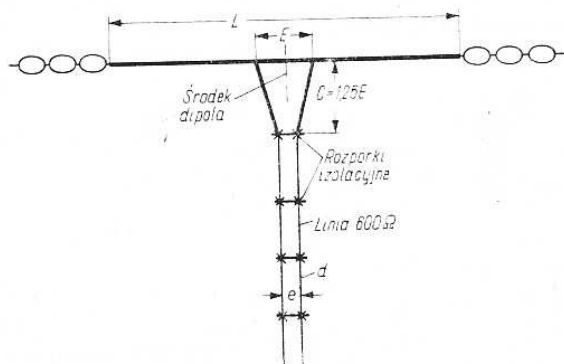
Częstotliwość (MHz)	Rodzaj przewodu		
	Napowietrzny $K = 0,98$	Taśmowy TV $K = 0,88$	Współosiowy $K = 0,66$
3,65	20,1	18,1	13,5
7,05	10,4	9,3	7,0
14,2	5,2	4,7	3,5
21,2	3,5	3,1	2,34
28,8	2,55	2,30	1,72
145	0,51	0,45	0,34
433	0,170	0,152	0,144

Linie o $Z_0 = 140 \div 150 \Omega$ otrzymamy także łącząc równolegle dwa odcinki dokładnie jednakowej długości przewodu taśmowego o $Z_0 = 300 \Omega$ lub współosiowego jak na rys. 3.6b w układzie pseudo-równoległym. Transformatory ćwierćfalowe współosiowe opisano w rozdziale 3.1.2.

3.2.4.

Zasilanie bocznikowe symetryczne

Dopasowanie delta (rys. 3.7). Zasilanie bocznikowe jest najdawniej stosowanym sposobem połączenia napowietrznej (najczęściej $Z_0 = 600 \Omega$) linii z dipolem półfalowym, który w tym przypadku jest nie rozcięty. W miarę oddalania się od środka dipola półfalowego, rezystancja wejściowa rośnie od około 70Ω do około 3000Ω . Są więc na dipolu takie dwa symetrycznie położone punkty, między



Rys. 3.7. Dopasowanie delta (wymiary podane są w tabelcy 3.3)

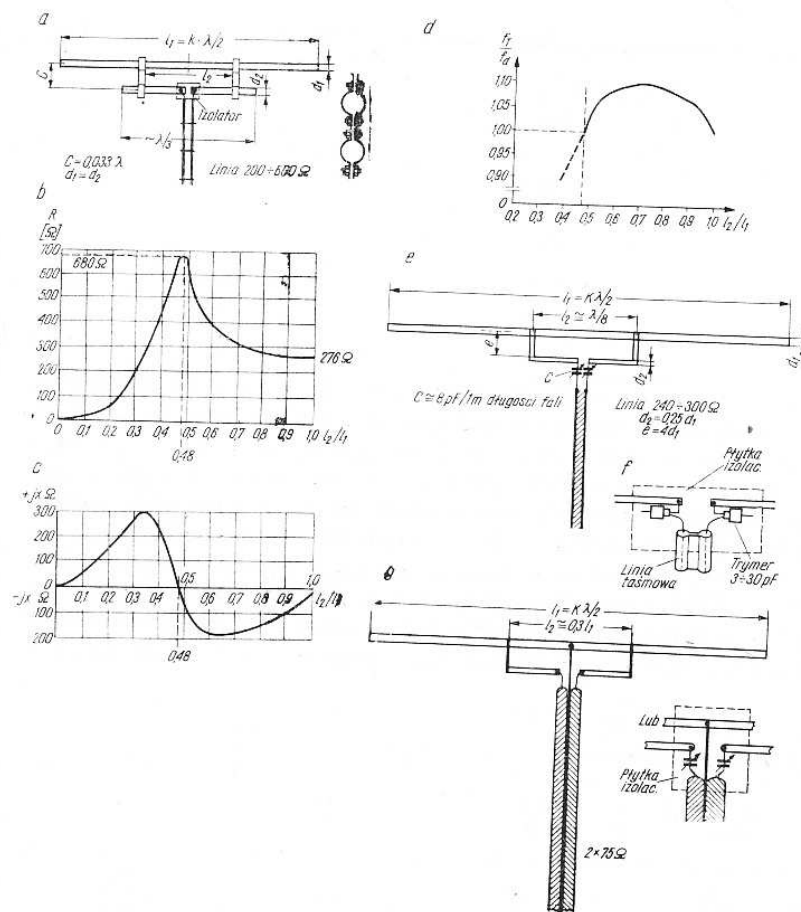
którymi rezystancja wejściowa ma wartość równą 600Ω . Do tych punktów należy zatem przyłączyć zasilającą linię o $Z_0 = 600 \Omega$. Rozwiązanie takie jednak nie jest możliwe, ponieważ punkty te są od siebie oddległe o E , a więc więcej niż odległość e przewodów linii zasilającej. W tym więc przypadku przewody linii rozciąga się na długości C do rozstępu E (rys. 3.7a), tworząc rodzaj trójkąta. Dlatego też taki sposób dołączenia linii nazywa się dopasowaniem delta. Rozchylenie przewodów linii wywołuje wzrost impedancji Z_0 i w związku z tym należy dołączyć ją w innych, niż poprzednio wybranych punktach. Transformator delta wprowadza do anteny dodatkową indukcyjność. W rezultacie an-

Tabela 3.3

WYMIARY TRANSFORMATORA DELTA PRZY LINII ZASILAJĄCEJ $Z_0 = 600 \Omega$

Częstotliwość (MHz)	E [m]	C [m]	K'
3,65	9,90	12,40	0,94
7,05	4,97	6,20	0,95
14,2	2,43	3,04	0,96
21,2	1,63	2,04	0,97
28,8	1,20	1,50	0,98

tena jest za długa i dla doprowadzenia jej do rezonansu należy ją skrócić. Na wartość stopnia skrócenia K' ma wpływ otoczenie, średnice przewodów linii i anteny, a także długość fali. Orientacyjne wymiary transformatora podano w tabelcy 3.3. Wypadkowy współczynnik skrócenia jest iloczynem $K'K$, w którym K ustala się korzystając z rys. 2.85. Pełne dopasowanie uzyskuje się dobierając eksperymentalnie wymiary E i C przy jednoczesnej kontroli WFS. Przy dobrym dopasowaniu płynie w linii na całej jej długości jednakowy prąd. Włączając dwie takie same żarówki w jeden przewód linii w odległości $\lambda/4$, układ stroimy tak, by zyskać ich jednakowe świecenie.



Rys. 3.8. a — Dopasowanie T (Wymiar l_2 ustala się z wykresu z p. b), b — zależność R_A od stosunku $l_2 : l_1$; c — składowa bierna dopasowania T w zależności od $l_2 : l_1$; d — zmiana częstotliwości rezonansowej dipola (f_T — częstotliwość z bocznikiem T, f_d — częstotliwość rezonansowa samego dipola), e — kompensacja składowej indukcyjnej bocznika T, f — przykład montażu trymerów, g — zasilanie przewodem

Zaletą układu Delta jest możliwość podwieszenia anteny w środku wprost na uziemionym maszcie, uziemiacząc w ten sposób i antenę i linię zasilającą.

Dopasowanie T. Na pasmach UKF, a także na pasmie 10 m spotyka się często anteny wykonane ze sztywnych prętów lub rurek. Są one najczęściej zasilane przewodem tasnowym o $Z_0 = 280 \div 300 \Omega$. Stosuje się wtedy zasilanie bocznikowe typu T (rys. 3.8). Jest ono znacznie dogodniejsze przy eksperymentalnym dobieraniu niż układ Delta. Jego zaś wadą jest znaczny nakład pracy na wykonanie bocznika, łączników i wsporników, oraz obecność szeregowo połączonych sześciu styków. Wiadomo, że wpływy atmosferyczne zazwyczaj wyrażają się wzrostem rezystancji przejścia, wzrostem rezystancji strat R_s i spadkiem sprawności anteny.

Powiększenie długości bocznika l_2 do wartości $l_2 = l_1$ przekształca układ w dipol pętlowy opisany w rozdziale 2.3.8.5. Na stopień transformacji w transformatorze T wpływają pojemność C, wymiary d_1, d_2, l_1, l_2, e i λ , a więc aż 7 wielkości zmiennych, co utrudnia ułożenie prostych zależności. Dlatego też zwykle przyjmuje się, że: $d_1 = d_2, C = 0,033 \lambda, l_1 = K \cdot 0,5 \lambda$ i oblicza pozostałe interesujące wartości. Długość bocznika l_2 i impedancję wejściową Z_A można wyznaczyć korzystając z wykresu (rozdział 2.2.4.3). Obliczenia te są jednak dość pracochłonne [17, str. 64].

W praktyce można skorzystać z wykresów podanych na rys. 3.7c i 3.7d. Przy spełnieniu zależności $l_2 = l_1$, wobec założonej $d_1 = d_2$ mamy do czynienia z dipolem pętlowym o $R_A = 240 \div 300 \Omega$ i częstotliwości rezonansowej f_d . Zmniejszając l_2 , uzyskuje się przy $l_2 = 0,475 l_1$ wzrost R_A do około 680 Ω . Dalsze zmniejszenie l_2 wpływa na zmniejszenie R_A z 680 Ω do 60 Ω , przy $l_2 = 0,251 l_1$ i do $R_A = 0$ przy $l_2 = 0$ (zwarcie).

Zmiana długości l_2 wprowadza składową bierną do układu. Przy $l_2 > 0,5 l_1$ impedancja wejściowa ma charakter pojemnościowy, co podnosi częstotliwość rezonansową dipola do $f_T = (1 \div 1,08) f_d$ (rys. 3.8d). Natomiast przy $l_2 < 0,5 l_1$ pojawia się impedancja o charakterze indukcyjnym, obniżająca częstotliwość rezonansową dipola — dipol jest „za długi”. Przypadek ten jest jednak w praktyce rzadko wykorzystywany, gdyż taki bocznik znacznie zakłóca sinusoidalny rozkład prądu w antenie, co powoduje zmianę charakterystyki promieniowania.

Dobranie takiej długości l_2 przy której $R_A = Z_0$ nie świadczy jeszcze o dopasowaniu linii do anteny, gdyż może pozostać jeszcze składowa bierna X. Pełne dopasowanie wystąpi wówczas, jeśli $R_A = Z_0$ i jednocześnie zostanie skompensowana również składowa bierna X za pomocą zmiany długości dipola.

Przykład. Dane są $f_d = 145$ MHz, $\lambda = 2,07$ m, $d_1 = d_2 = 14$ mm, $R_d = 70 \Omega, Z_0 = 300 \Omega$. Dopasowanie można uzyskać, jeżeli $l_2/l_1 = 0,32$ lub $l_2/l_1 = 0,7$, przy czym w pierwszym przypadku częstotliwość rezonansowa zmniejsza się o ponad 15%, a w dru-

gim wzrośnie o 8%. Odpowiada to częstotliwości rezonansowej $f_T = 1,08 f_d = 156$ MHz. Chcąc uzyskać rezonans przy f_d należy dobrać dipol o długości $l = 0,5 \cdot K \cdot 1,08 \lambda$. Wartość współczynnika K odczytujemy z wykresu podanego na rys. 2.85. W naszym przypadku $\lambda/d = 150$, wobec czego $K = 0,94$.

Opisany sposób dopasowania linii do anteny za pomocą transformatora T jest kłopotliwy, gdyż każdej zmianie l_2 towarzyszy zmiana częstotliwości rezonansowej f_T , wymagająca zmiany długości l_1 .

W praktyce częściej stosuje się układ jak na rys. 3.8e. W tym przypadku dipol o długości $l = 0,5 \cdot K \cdot \lambda/2$ jest zasilany bocznikiem o stałej długości $l_2 = \lambda/8$. Bocznik jest przyłączony do linii o $Z_0 = 240 \div 300 \Omega$ za pośrednictwem dwóch kondensatorów o pojemności C, orientacyjnie równej $C \cong 8 \cdot \lambda$ [pF, m]. Bocznik jest wykonany z pręta o średnicy $d_2 = 0,25 d_1$ i umocowany w odległości $e = 4 d_1$ od dipola. Dopasowanie anteny do rezonansu uzyskuje się eksperymentalnie zmiennymi kondensatorami. W ten sposób otrzymuje się wartości potrzebnych pojemności stałych, spełniających warunki dopasowania. Zwykle dobiera się kondensatory na napięcie pracy minimum 1500 V.

W celu uchronienia kondensatorów przed przebieciem przez ładunki atmosferyczne, należy środek dipola połączyć z uziemionym masztem, a także uziemić linie (obie żyły) za pośrednictwem rezystorów rzędu 10 k Ω lub dławików.

Antenę z dopasowaniem typu T można również zasilac dwoma przewodami współosiowymi w układzie pseudorównoległym (rys. 3.8g). Taka linia zasilająca ma impedancję rzędu $2 \times 75 \Omega = 150 \Omega$. Posługując się wykresami podanymi na rys. 3.8c i d można znaleźć $l_2 = 0,3 l_1$. Antena taka ma na wejściu dużą reaktancję indukcyjną $X \cong 300 \Omega$. Można ją skompensować kondensatorami dobranymi przy wykorzystaniu wykresu na rys. 2.86a. W naszym przypadku dla pasma 144 MHz ich pojemność wyniesie $2 \times 3,6$ pF = 7,2 pF. Zaletą opisywanego układu jest możliwość bezpośredniego połączenia ekranu ze środkiem dipola, oraz ekranowanie linii zasilającej. Należy pamiętać o konieczności dopasowania nie tylko anteny do linii zasilającej, lecz także linii do odbiornika.

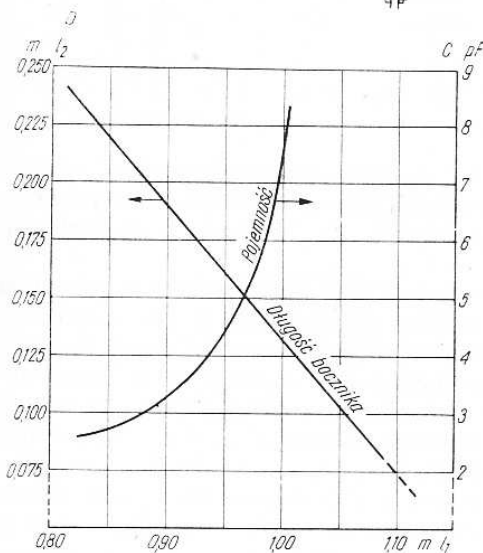
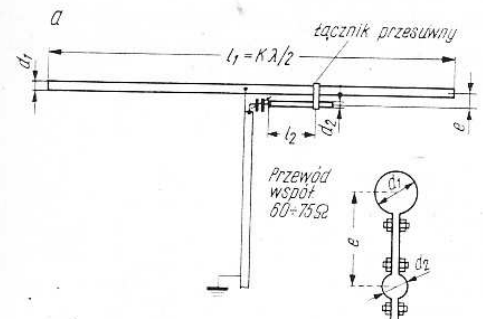
3.2.5.

Zasilanie bocznikowe asymetryczne

Większość urządzeń nadawczo-odbiorczych ma wejścia i wyjścia asymetryczne. Symetryczna linia zasilająca nie może być do takiego urządzenia przyłączona bez zastosowania układu symetryzującego. Odpowiednie wykonanie układu dopasowującego pozwala na zasilanie symetrycznej anteny-dipola linią asymetryczną.

Transformator Gamma. Transformator ten jest modyfikacją transformatora bocznikowego typu T (rys. 3.9) i jest powszechniej stosowany niż poprzedni. Dzięki prostej konstrukcji, a także

ze względu na możliwość stosowania asymetrycznego zasilania jest on w praktyce chętnie stosowany, a szczególnie w obrotowych antenach kierunkowych na KF i UKF. Anteny te, ze względu na małe odległości dipoli biernych, mają małą impedancję wejściową (rzędu $20 \div 30 \Omega$). Transformator Gamma ma więc za zadanie dopasować je do impedancji linii $60 \div 75 \Omega$.



Rys. 3.9. Transformator Gamma
a — budowa (wymiary podano w tabelicy 3.4), b — zależność l_2 i C od l_1 dla pasma 145 MHz

Układ taki zawiera zwykle zbyt dużą indukcyjność, którą kompensuje się szeregowym kondensatorem (rys. 3.8e).

Dipol z transformatora Gamma nie jest w pełni symetryczny. Drugie ramię dipola jest wzbudzone przez sprzężenie indukcyjne. Występująca asymetria nie jest jednak duża i w praktycznych rozwiązaniach nie ma większego znaczenia. Pomiary napięć dokonywane na końcach dipola wykazywały różnicę napięć sięgającą 25%.

Rozkład napięć i prądów można poprawić przesuując punkt przyłączenia przewodu ze środka w stronę przeciwną do boczniaka przy

równoczesnym wydłużeniu dipola. Badania prowadzone przez KH 6 IJ^{*)} wykazały, że symetrię napięć na dipolu uzyskuje się przez wydłużenie ramienia z bocznikiem o 5% i jednocześnie skrócenie ramienia przeciwnego o 2%. Działanie to nie powoduje widocznych zmian w charakterystyce promieniowania.

Zmieniając trzy wielkości: długość boczniaka l_2 , pojemność szeregową C i długość dipola l_1 , można doprowadzić do najmniejszych wartości WFS. Odpowiednie zależności przedstawiono dla pasma 144 MHz na wykresach na rys. 3.9b. Typowe wymiary transformatora Gamma dla anten krótkofalowych podano w tabelicy 3.4.

Tablica 3.4

WYMIARY TRANSFORMATORA GAMMA WG RYS. 3.9

Pasma (MHz)	Długość boczniaka l_2 [cm]		Odstęp e [cm]	$d_2 : d_1$	C_{max} (pF)
	$Z_0 = 70 \Omega$	$Z_0 = 50 \Omega$			
14	170	120	16	12,5 : 38	150
21	120	90	14	9,5 : 25	80
28	80	60	-10	9,5 : 25	50
144	18	15	6	4,5 : 25	12

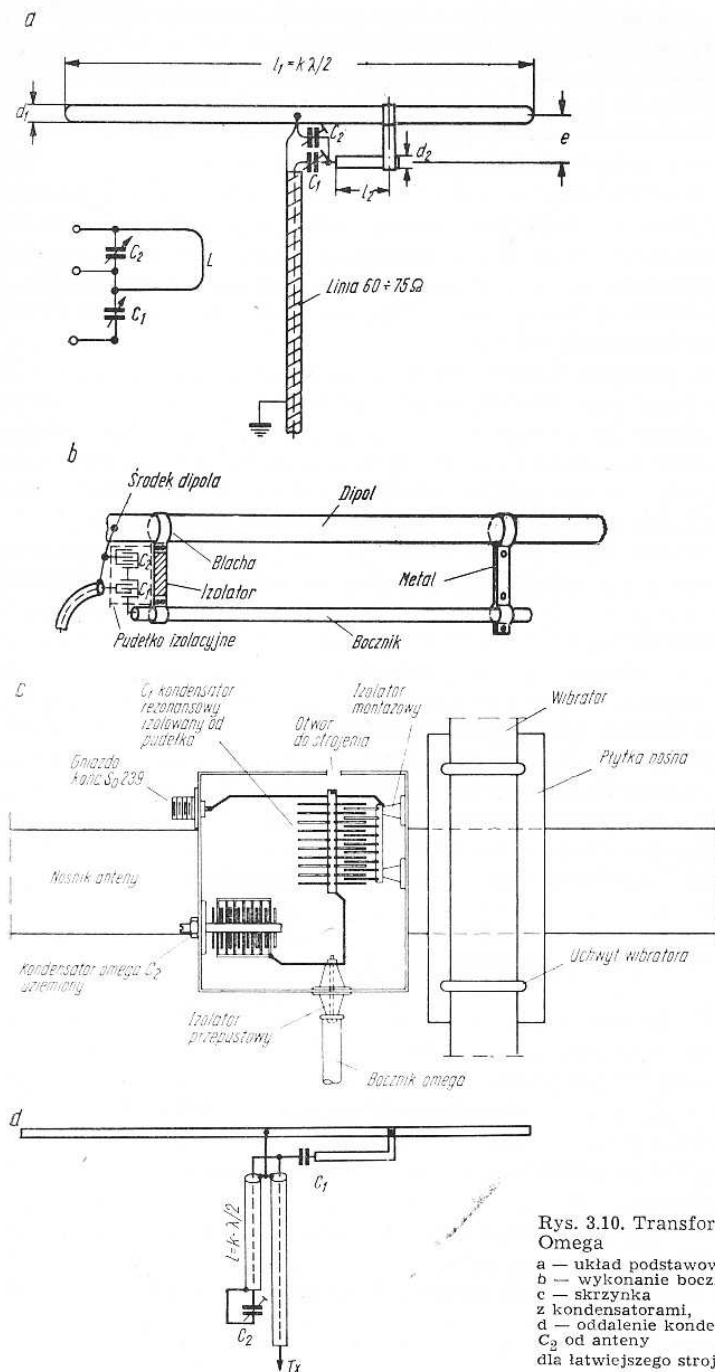
Wydłużenie dipola $\lambda/2$ wymaga skrócenia boczniaka i odwrotnie, wydłużenie natomiast boczniaka wymaga zmniejszenia pojemności. Największą szerokość wstęgi uzyskuje się dla dipola o długości bliskiej $\lambda/2$.

Dopasowanie anteny do linii za pośrednictwem transformatora Gamma (także Delta) jest możliwe w przypadkach, gdy rezystancja promieniowania jest mniejsza od impedancji falowej linii, czyli $R_{pr} < Z_0$.

Układ dopasowujący Gamma spotyka się w wielu typach anten, a przede wszystkim w antenach Yagi, Quad, HB9CV. W niektórych przypadkach istnieje trudność uzyskania pełnego dopasowania ($WFS > 1,5$) mimo jednoczesnej zmiany pojemności kondensatora i długości boczniaka. Przyczyną tego jest niekorzystna impedancja układu boczniak—dipol. Zachowując stałą średnicę dipola można impedancję tę zmieniać dobierając średnicę boczniaka. Ułatwieniem przy projektowaniu układu Gamma jest wykres Smitha.

Transformator Omega. Układ ten jest dalszą modyfikacją boczniakowych układów dopasowujących (rys. 3.10). Istotną różnicą polega na wprowadzeniu dodatkowego kondensatora, umożliwiającego dopasowanie impedancji bez zmiany położenia łącznika, co pozwala na jego stałe umocowanie. Ma to istotne znaczenie dla zakresu KF. W układzie Omega kondensator C_2 o wartości maksymalnej kilkudziesięciu pF może być zdalnie ustawiany linką. Ponieważ kondensa-

^{*)} Katschi Nose KH 6 IJ: Notes on Parasitic Beam, QST III 1960.



Rys. 3.10. Transformator Omega
 a — układ podstawowy,
 b — wykonanie bocznika,
 c — skrzynka z kondensatorami,
 d — oddalenie kondensatora C_2 od anteny dla łatwiejszego strojenia

tory znajdują się w miejscu o małym potencjale stosuje się tu nawet powietrzne trymery (pod warunkiem zamknięcia ich w celu ochrony przed opadami atmosferycznymi) w pudełku podwieszonym do anteny.

Długość l_2 w układzie Omega jest o połowę mniejsza niż w układzie Gamma. Kondensator C_1 spełnia tę samą rolę co i w układzie Gamma — umożliwia dostrojenie do rezonansu.

W czasie strojenia układu nastawia się kolejno C_1 i C_2 na najmniejszy WFS. Po zestrojeniu można zmierzyć pojemność kondensatora i zastąpić go układem kondensatorów stałych, tak dobranych by wypadkowy współczynnik cieplny był bliski zeru. Należy pamiętać, że graniczne temperatury pracy tych kondensatorów mieszczą się w praktyce w przedziale -20 do $+50^\circ\text{C}$.

Z praktyki wiadomo również, że maksymalne pojemności C_2 wynoszą: 20 pF przy 28 MHz, 25 pF przy 21 MHz, 30 pF przy 14 MHz.

Mechaniczne wykonanie bocznika jest łatwe gdyż jest on stosunkowo krótki (14 MHz — 85 cm, 28 MHz — 40 cm), a prócz tego może być na końcach trwale przymocowany do wibratora. W punkcie zasilania bocznik jest mocowany do izolacyjnego wspornika (rys. 3.10b).

W niektórych przypadkach występują duże trudności dostrojenia anteny przez zmianę kondensatorów C_1 i C_2 , gdyż nawet zbliżenie się do anteny powoduje jej znaczne przestrojenie. W tych przypadkach ustala się orientacyjną wartość C_1 zamiast zaś C_2 włącza się odcinek przewodu współosiowego o długości około $\lambda/2$ i opuszcza w dół razem z linią zasilającą. Koniec tego przewodu zamyka się kondensatorem C_2 , który jest bardziej dostępny (dzięki czemu łatwo doprowadza się układ do rezonansu na požądanej częstotliwości). Znając Z_0 przewodu i potrzebną pojemność, korzystając z wykresów z rys. 2.43 wyznaczamy wartość X_C dla wybranej częstotliwości rezonansowej i odcinkiem tym zastępujemy kondensator C_2 . Układ taki zawęży pasmowość anteny, lecz czyni ją jednocześnie mniej podatną na zakłócenia.

3.3. UKŁADY SYMETRYZUJĄCO-DOPASOWUJĄCE

W literaturze radioamatorskiej niejednokrotnie jest stawiane pytanie czy symetryzacja zasilania anteny jest konieczna. Odpowiedź na to pytanie nie jest jednoznaczna. W prostych układach antenowych, szczególnie gdy nie zachodzi obawa wystąpienia TVI lub BCI *) stosowanie układu symetryzującego jest zbędne. W przypadku trudności z wykonaniem prawidłowego układu symetryzującego lepiej jest z niego zrezygnować.

Inaczej należy rozpatrywać ten problem w antenach rozbudowanych. W antenach tych zależy nam nie tylko na dużym zysku ale także na określonej charakterystyce kierunkowej (w tym również na

*) TVI — interferencje w odbiornikach telewizyjnych. BCI — interferencje w odbiornikach radiowych.

możliwie głębokich minimach). Antena symetryczna zasilana niesymetrycznie ma charakterystykę zniekształconą, gdyż na jej prawidłową charakterystykę nakłada się (bliżej nieokreślona) charakterystyka promieniowania linii zasilającej. W efekcie następuje zmiana kształtu charakterystyki, podniesienie minimów od kilku do kilkunastu decybeli, oraz zmiana rozkładu przestrzennego wypadkowego wektora polaryzacji.

Płynący po powierzchni ekranu prąd asymetrii powoduje wystąpienie dodatkowych strat i pojawienie się napięć w.cz. na obudowie nadajnika mimo jego uziemienia. Napięcie to może przeniknąć przez sieć do innych odbiorników, szczególnie do odbiorników TV, gdzie powodując przesterowanie stopnia wejściowego wywołuje widoczne zniekształcenia obrazu TV. Napięcie asymetrii może w odbiornikach radiowych dostawać się do detektora i tam nakładać się na odbierany sygnał. Podobne efekty mogą wystąpić w magnetofonach i wzmacniaczach mikrofonowych, w których wystąpi detekcja siatkowa na pierwszej lampie wzmacniacza.

Szczególnie wrażliwe na pole zakłóceń są odbiorniki tranzystorowe, ze względu na podatność tranzystorów na skrośną modulację, większą zawartość harmoniczných w lokalnych heterodynach i gorsze ekranowanie detektora.

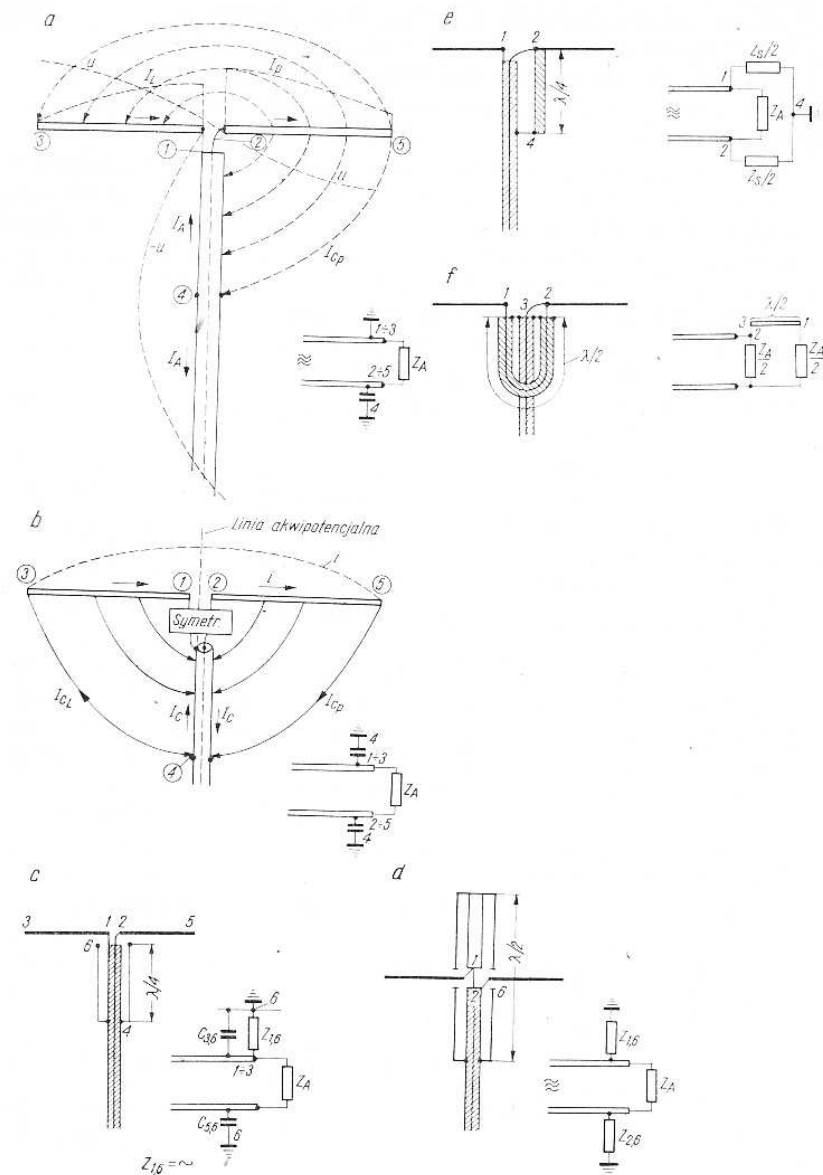
Powstawanie prądów asymetrii wyjaśnia rys. 3.11, na którym do symetrycznego dipola dołączono przewód współosiowy asymetryczny.

Przy omawianiu właściwości anten (patrz 2.3.8.4) pokazano, jaki powinien być rozkład prądu i napięcia na dipolu. Z rys. 3.11 widać, że w lewym ramieniu dipola napięcie chwilowe rośnie od punktu 1 do punktu 3 (jest dodatnie) zaś w ramieniu prawym maleje od punktu 2 do punktu 5 (jest ujemne). Na powierzchni zasilającego przewodu współosiowego na odcinku 1—4 powstaje napięcie zgodne w fazie z napięciem na ramieniu lewym 1—3 i w przeciwfazie do napięcia na ramieniu prawym 2—5. Wywołuje to przepływ prądu pojemnościowego I_{Cp} między prawym ramieniem a przewodem zasilającym (między punktami 2—1 aż do 5—4). W wyniku tego po powierzchni przewodu płynie prąd asymetrii I_A . Zadaniem symetryzacji jest likwidacja prądu asymetrii I_A .

Symetryzacja polega na zastosowaniu jednej z dwóch metod:

1. Wstawienie dławika na końcu linii, utrudniającego przepływ prądu asymetrii I_A .
2. Dobudowanie w końcowej, asymetrycznej części przewodu zasilającego na długości co najmniej $\lambda/4$ elementu biernego o przeciwnej polaryzacji tak, aby pole wypadkowe było równe zero.

Układ symetryzujący lub dławik włącza się między częścią symetryczną (z ang. balanced) i częścią niesymetryczną (unbalanced). Taki układ nosi popularną nazwę „balun”, jako skrót obu wyrazów angielskich.



Rys. 3.11. a — Dipol zasilany asymetrycznie (po powierzchni przewodu płynie prąd asymetrii I_A), b — dipol oddzielony symetryzatorem od linii zasilającej, c — symetryzator rękawowy (Bazooka), d — symetryzator dwustronny, e — symetryzator Pawseya, f — symetryzator półfalowy transformujący 1 : 4

Warunkiem skutecznego działania symetryzatora jest pełna symetria sytuacyjna anteny i linii zasilającej. Szczególnie częstym źródłem prądów wyrównawczych (mimo stosowania symetryzatorów) jest prowadzenie linii zasilającej asymetrycznie w stosunku do ramion dipola. Odchylenie od linii symetrii — linii ekwipotencjalnej — może wystąpić w zasadzie dopiero w odległości większej od $\lambda/2$. Warunek ten jest niekiedy trudny do spełnienia. Równie trudnym warunkiem do spełnienia jest pełna symetria otoczenia anteny. Wszelkie przewodniki o długości większej od $0,1\lambda$, znajdujące się w odległości mniejszej od $\lambda/4$ od anteny, mieszczą się w strefie bliskiej i indukują się w nich znaczne prądy (patrz 2.1.5.2). Jeśli częstotliwość rezonansowa takiego elementu (np. rynnna) jest zbliżona do częstotliwości emitowanej fali, wpływa on silnie na charakterystykę promieniowania anteny i może być źródłem przenoszenia części energii pola do instalacji sieci elektrycznej, a tym samym TVI i BCI.

Zakłócenia TVI i BCI mogą wywołać także inne elementy metalowe np. rynny, anteny TV znajdujące się w strefie bliskiej, chociaż nie tworzą obwodów rezonansowych. Źródłami zakłóceń mogą być złe styki metaliczne, tworzące diody tlenkowe, które pobudzone prądem indukowanym z pobliskiej anteny generują drgania na przypadkowych częstotliwościach rezonansowych tych elementów. Tak generowane zakłócenia, na zupełnie nieoczekiwanych częstotliwościach, są modulowane falą emitowaną z anteny.

W przypadku nieznacznej asymetrii, skutki nie są zazwyczaj groźne, z wyjątkiem przypadku, gdy linia zasilająca wraz z aparaturą i uziemieniem znajduje się w rezonansie. Wtedy to mogą pojawiać się w brzuścach napięcia stosunkowo znaczne natężenia pola, wywołujące np. świecenie neonówek, samowzbudzenie nadajników, silne BCI i TVI. Skutecznym sposobem ochrony w tym przypadku jest zmiana długości linii o około $\lambda/8$, co usuwa możliwość rezonansu układu.

Powyższe uwagi dotyczą nie tylko anten zasilanych przewodem współosiowym, ale także anten zasilanych linią symetryczną.

3.3.1.

Symetryzatory rezonansowe

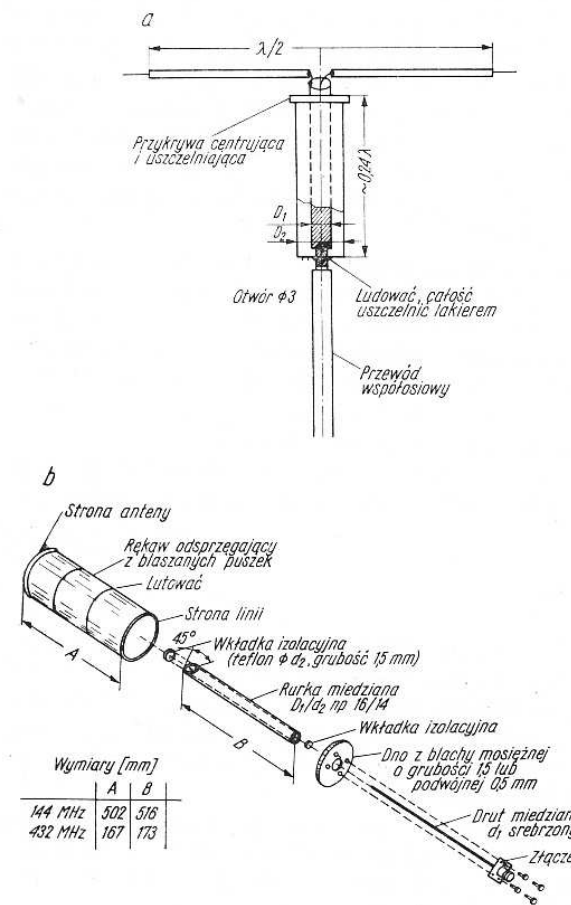
Na rysunku 3.11 c-f pokazano podstawowe rodzaje symetryzatorów rezonansowych oraz odpowiadające im schematy zastępcze. Symetryzatory tego typu działają skutecznie w wąskim przedziale częstotliwości. Ich zaletą jest zwiększenie selektywności anteny, którą można traktować jako wstępny obwód wejściowy odbiornika, lub (dodatkowy) wyjściowy z nadajnika.

Symetryzatory rezonansowe zazwyczaj wprowadzają dodatkowe znaczne tłumienie niepożądaną parzystej harmonicznej. Na krańcach pasm wprowadzają one do układu antenowego dodatkową reakcję, zmieniającą dopasowanie anteny (patrz rys. 3.13c).

a. Symetryzator rękawowy (Bazooka Balun) (rys. 3.12)

Jest to klasyczny przykład wykorzystania właściwości linii ćwierćfalowej zwartej, a więc o dużej impedancji wejściowej. Na linię zasilającą o średnicy zewnętrznej D_1 nakłada się metalowy rękaw o średnicy wewnętrznej D_2 (rys. 3.12a). Długość rękawa wynosi $\lambda/4$. Stosunek średnic D_2/D_1 powinien zawierać się w granicach 3÷4, co odpowiada minimalnym stratom w tym obwodzie (patrz rys. 2.31a).

Dół rękawa, po zdjęciu ochronnej powłoki z PCV z przewodu przylutowuje się lub łączy dobrą opaską z żyłą zewnętrzną przewodu, po czym miejsce to uszczelnia się lakierem. Wylot rękawa zamyka się pokrywą z dobrego materiału izolacyjnego np. szkła organicznego, o jak najmniejszej przenikalności elektrycznej ϵ_r i o możliwie małej grubości. Chodzi o to, aby dodatkowa pojemność końcowa obwodu $\lambda/4$ była moż-



Rys. 3.12. Budowa symetryzatora rękawowego z wewnętrzną transformacją

liwie mała. Dzięki temu można przyjąć współczynnik skrócenia $K = 0,92 \div 0,96$ co określa długość wewnętrzną rękawa w granicach $0,23 \div 0,24 \lambda$. Rękaw wykonuje się z cienkiej blachy stalowej pobielaonej (cynowanej) *).

Symetryzator Bazooka umożliwia równoczesne wbudowanie transformatora ćwierćfalowego współosiowego, wykonanego zgodnie z zasadami podanymi w rozdziale 3.1 i 3.2. Przykład transformującego symetryzatora pokazano na rys. 3.12b. Właściwy transformator ćwierćfalowy w tym przypadku stanowi rurka miedziana o średnicach D_1 i d_2 oraz drut miedziany srebrzony o średnicy d_1 . Stosunek $d_2 : d_1$ określa impedancję transformatora Z_{OT} , którą można wyznaczyć za pomocą nomogramu z rys. 2.30 lub z wykresu rys. 2.29. Znajomość rezystancji wejściowej anteny Z_A i linii zasilającej Z_B daje możliwość wyznaczania impedancji Z_{OT} korzystając z nomogramu na rys. 2.44.

Dolną część transformatora zamyka się denkiem symetryzatora i złączem współosiowym (np. S O 239). Drut miedziany o średnicy d_1 lutuje się do wewnętrznej końcówki złącza, a następnie nakłada się kilka krążków izolacyjnych z otworem d_1 ciasno dopasowanych do wnętrza rurki o średnicy d_2 . Górny koniec rurki zamyka się szczelnie takim samym krążkiem, z mosiężnym nitem rurkowym pośrodku. Przez otwór nitu przeciąga się drut d_1 i po naciągnięciu przylutowuje szczelnie do nitu. Całość można uszczelnić lakierem polistyrenowym (lub podobnym). Rurkę przyłącza się do jednego ramienia wibratora anteny, a drut d_1 do drugiego. Na całość uprzednio nakłada się symetryzujący rękaw. W celu ochrony przed wpływami atmosferycznymi, pokrywamy zewnętrzną powierzchnię farbą ochronną (najlepiej bezbarwnym lakierem).

Opisany symetryzator rękawowy znajduje zastosowanie głównie na pasmach UKF.

b. Symetryzator dwustronny (rys. 3.11d)

Jest to podwójny symetryzator rękawowy Bazooka składający się z półfalowego obwodu rezonansowego, dwukrotnie zamkniętego, którego przewód środkowy jest rozcięty. Do punktów rozcięcia przyłączone są ramiona dipola oraz linia zasilająca. Przy zmianie częstotliwości zmienia się wprawdzie impedancja wejściowa symetryzatora, ale dla obu ramion jednocześnie. W wyniku tego skuteczność symetryzacji w symetryzatorze dwustronnym jest mniej zależna od częstotliwości niż w pojedynczym. Konstrukcja ta pozwala na uziemienie jednocześnie obu ramion dipola wprost na antenie co znacznie zmniejsza szumy wywołane ładunkami przestrzennymi.

*) Znane są rozwiązania, w których rękaw wykonano z szeregu puszek od piwa lub soków, w których usunięto dna i które zlutowano krawędziami tworząc jednolitą rurę. W dolnej puszcze zostawia się jedno dno służące do połączenia z ekranem. W dnie tej puszek wykonuje się kilka otworów odprowadzających skraplającą się wodę.

c. Symetryzator Pawseya (rys. 3.13a)

Prowadząc w pobliżu przewodu zasilającego, na długości $\lambda/4$ drugi taki sam przewód, lecz dołączony ekranem do drugiego ramienia dipola otrzymuje się kompensację pola wytwarzanego przez prąd asymetrii wokół przewodu zasilającego. Przedstawiono to na rys. 3.11.

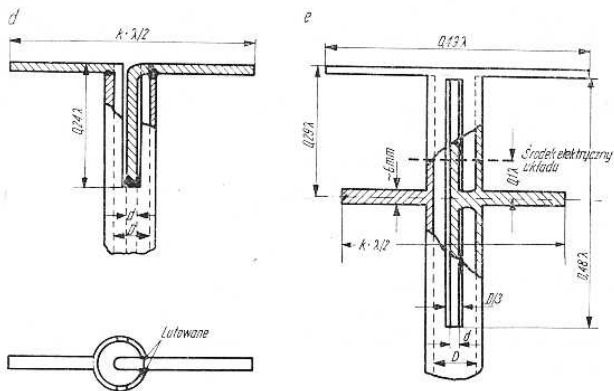
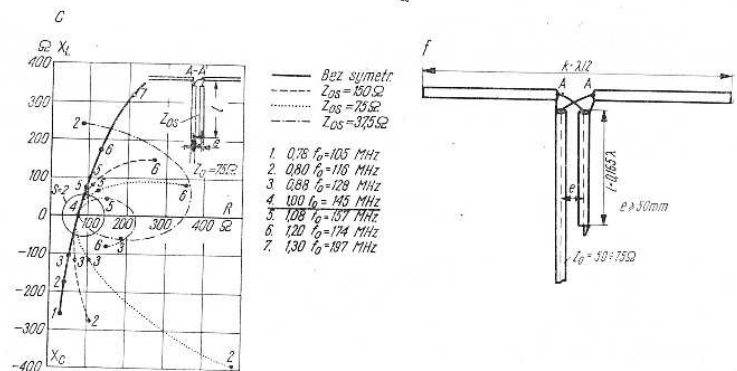
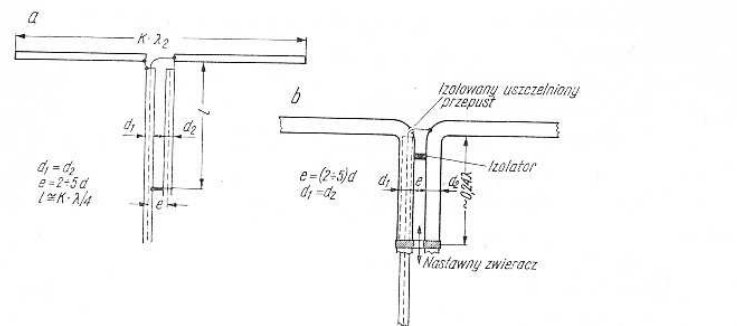
Istotną rolę spełnia żyła zewnętrzna przewodu dodatkowego, ponieważ przez żyłę środkową prąd nie przepływa. Duże znaczenie dla sprawności symetryzatora ma dotrzymanie jednakowego odstępu e na całej długości, oraz stosowanie przewodu z powłoką zewnętrzną z dobrego dielektryku. Zmniejszając odstęp zmniejsza się straty promieniowania i poprawia skuteczność symetryzacji. Jednocześnie jednak rosną straty w dielektryku pokrywającym przewody. Szczególnie znaczne straty występują przy izolacji o powierzchni popękanej, wilgotnej lub pokrytej sadzą. Pamiętać należy o tym, że w pobliżu dipola między dwoma przewodami występuje pełne napięcie doprowadzone do niego. Należy również pamiętać o dobrym metalicznym połączeniu przewodu dodatkowego z przewodem zasilającym w dolnym końcu symetryzatora, oraz o uszczelnieniu tego połączenia.

Małej odległości e odpowiada mała wartość impedancji falowej symetryzatora Z_{os} . Zmniejszając więc odstęp e można wpływać na wartość tej impedancji. W optymalnych warunkach Z_{os} ma wartość około 75Ω .

Odległość e wpływa również na współczynnik skrócenia K , gdyż zmienia się udział izolacji PCW i powietrza w izolacji obu przewodów. W przypadku przewodów stykających się tj. $e = d$ otrzymuje się $K = 0,8$, a dla rozsuniętych $e > 3 d$ rośnie do $K = 0,92$. Symetryzatory tego typu są używane w prostych układach antenowych na falach krótkich.

Na pasmach UKF lepszym rozwiązaniem jest zastosowanie dwóch sztywnych odcinków ćwierćfalowych, z których jeden ma wprowadzoną za pomocą specjalnego przepustu do wewnątrz linię zasilającą (rys. 3.13b). Układ taki zapewnia utrzymanie stałej odległości między rurkami i ułatwia wykonanie dobrego metalicznego połączenia dolnych końców. Przewód zasilający, biegnący wewnątrz jednej rurki, jest przepuszczany przez niewielki otwór na kolanie rurki i w tym miejscu jego ekran jest połączony z rurką. Żyłę środkową przyłącza się do rurki sąsiedniej. Izolacja zewnętrzna przewodu pozostaje wewnątrz rurki dzięki czemu nie ma wpływu na pracę symetryzatora.

Przy ustalaniu długości takiego symetryzatora przyjmuje się $K = 0,96$ stąd wynika, że $l = 0,24 \lambda$. Wykonanie zwieracza nastawnego daje możliwość regulacji układu. Zmieniając położenie zwieracza wprowadza się na zaciski A—A dipola dodatkową reaktancję pojemnościową ($l > 0,24 \lambda$) lub indukcyjną ($l < 0,24 \lambda$), korygując tym częstotliwość rezonansową układu.



Rys. 3.13. a — Symetryzator Pawsey'a na KF, b — symetryzator Pawsey'a na UKF, c — wpływ częstotliwości na impedancję wejściową anteny z symetryzatorem, d — symetryzator szczelinowy, e — podwójny symetryzator szczelinowy z wibratorem i reflektorem, f — odcinek symetryzujący

Wykres podany na rys. 3.13c przedstawia zależność impedancji wejściowej układu w punkcie A—A od częstotliwości dla różnych wartości impedancji falowej symetryzatora Z_{os} przy $d/\lambda = 100$ ‰).

Bez symetryzatora zmiana częstotliwości wywołuje duże zmiany reaktancji wejściowej. Na rys. 3.13c okrąg $s = 2$ określa obszar, w którym układ uznaje się za dostatecznie dopasowany. Dodanie symetryzatora o większej impedancji np. $Z_{os} = 150 \Omega$ wywołuje przy tych samych zmianach częstotliwości co poprzednio, mniejsze zmiany reaktancji X , a większe rezystancji R niż w przypadku układu bez symetryzatora.

Przy $Z_{os} = 75 \Omega$ wpływ symetryzatora jest największy. Symetryzator może być traktowany jako stroik opisany w punkcie 2.2.4.4, gdyż realizuje on jednocześnie transformację rezystancji.

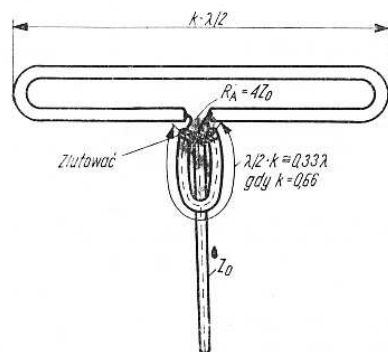
Przy $Z_{os} = 37,5 \Omega$ symetryzator wpływa głównie na rezystancję wejściową a mniej na reaktancję. Ponumerowanymi od 1 do 7 punktami zaznaczono na wykresach częstotliwości dla przynależnych wartości częstotliwości dla

f. Przeciwwaga symetryzująca (rys. 3.13f)

Poprawę symetrii pola wokół przewodu zasilającego można uzyskać prowadząc w pobliżu niego drugi podobny odcinek, na którym indukuje się napięcie w przeciwnej fazie. Zauważmy, że jest to układ zbliżony do symetryzatora Pawseya. Różni się jednak od tamtego tym, że dodatkowy przewód jest przyłączony do obu połówek dipola. Dodatkowy odcinek o długości $\lambda/4$ (rys. 3.13f) jest na końcu zwarty. Dla przewodu z izolacją polietylenową $\epsilon_r = 2,3$ tj. przy współczynniku skrócenia $K = 0,66$ odcinek ten odpowiada długości $0,165 \lambda$. Koniec tego przewodu nie może być przyłączony do ekranu linii zasilającej, gdyż jego wewnętrzna długość elektryczna jest wprawdzie równa $\lambda/4$, ale zewnętrznie jest on za krótki i w przypadku zwarcia powstanie pętla indukcyjna. Należy również liczyć się z tym, że odcinek tego przewodu wnosi w punkcie A—A dodatkową pojemność równoległą. W celu jej zmniejszenia należy utrzymać przeciwwagę w odległości rzędu 5 cm od linii zasilającej. Symetryzacja tego układu jest zwykle dość mała.

g. Pętla półfalowa — Trombone (rys. 3.14)

Jest to najczęściej spotykany symetryzator rezonansowy. Jedno ramię dipola jest zasilane żyłą środkową. Drugie ramię powinno być zasilane prądem przesuniętym w fazie o 180° . W poprzednio opisywanych układach potrzebne przesunięcia fazowe uzyskiwano łącząc drugie ramię dipola do ekranu przewodu zasilającego, co było źródłem asymetrii. Przesunięcie fazowe równe 180° występuje także przy drugim końcu linii $0,5\lambda$; $1,5\lambda$; $2,5\lambda$. Łącząc więc w punkcie odpowiadającym $\lambda/2$ drugie ramiona dipola uzyskuje się symetryczny układ zasilania (ponieważ oba ramiona dipola indukują w ekranie przewodu zasilającego prądy w przeciwfazie). Warunkiem oczywistym jest jego symetryczne położenie w stosunku do dipola. Łatwo można wykazać, że rezystancja wyj-



Rys. 3.14. Symetryzator półfalowy transformujący (budowa)

ściowa takiego układu jest równa $4Z_0$, co dla dobrego dopasowania wymaga stosowania anteny o rezystancji wejściowej $R_{AA} = 4Z_0$. Oznacza to, że przy linii zasilającej o $Z_0 = 50 \Omega$ rezystancja anteny powinna być równa $R_{AA} = 200 \Omega$, a przy linii o $Z_0 = 75 \Omega$ powinno być $R_{AA} = 300 \Omega$. Taką rezystancję wejściową mają dipole pętlowe (patrz 2.3.8.5).

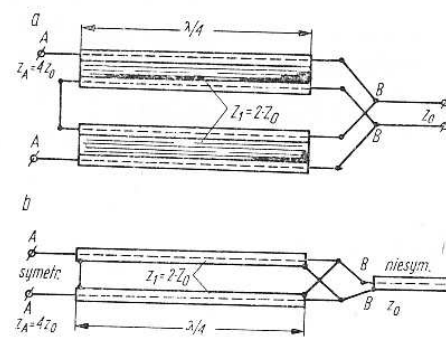
Odcinek transformująco-symetryzujący może mieć także długość $3/2\lambda$ a nawet $5/2\lambda$, lecz w praktyce stosuje się jedynie odcinek półfalowy. Oczywiście należy pamiętać, że długość fizyczną l ustala się uwzględniając współczynnik skrócenia K , tzn. $l = K\lambda/2$ (zazwyczaj $l = 0,32\lambda$). Impedancja falowa odcinka $\lambda/2$ nie odgrywa tu żadnej istotnej roli. Może więc to być przewód o impedancji $Z_0 = 50-75 \Omega$.

Opisywany symetryzator w połączeniu z dipolem pętlowym tworzy układ o dużej szerokopasmowości rzędu $0,3f_0$. Do zasilania dipoli półfalowych prostych o $Z_0 = 70 \Omega$ należy (między powyższy symetryzator a antenę) włączyć ćwierćfalowy transformator o impedancji $2Z_0$. Tworzy się go z dwóch odcinków $\lambda/4$ przewodów o Z_0 połączonych w układ pseudorównoległy.

W praktyce w układzie tym do końca linii zasilającej dołącza się dwa odcinki takiego samego przewodu, jednego o długości $\lambda/4$, a drugiego o długości $3\lambda/4$. Ekranu obu przewodów łączy się wzajemnie.

h. Symetryzator dwuprzewodowy — Balun (rys. 3.15)

Dwa ćwierćfalowe jednakowe przewody o impedancji falowej Z_1 połączone na końcu (B—B) równoległe, a na przeciwnym (A—A) szeregowo, tworzą układ dokonujący jednocześnie symetryzacji i transformacji rezystancji. W symetryzatorze tego rodzaju po stronie połączonej równoległe wartość rezystancji dopasowania wynosi $R_B = Z_1 : 2$,



Rys. 3.15. Symetryzator dwuprzewodowy (Balun)
a — z przewodów taśmowych,
b — z przewodów współosiowych

a po stronie połączonej szeregowo $R_A = 2Z_1$. Odpowiada to transformacji $R_A : R_B = 4$. Przy zasilaniu układu przewodem o impedancji Z_0 warunek dopasowania wymaga by $Z_1 = 2Z_0$, a $R_A = 4Z_0$. Do zasilania dipola 50Ω lub 75Ω oznacza to konieczność stosowania na linię symetryzującą przewodu o $Z_1 = 100 \Omega$ względnie 150Ω .

Przy wykonywaniu instalacji z symetryzátorem dwuprzewodowym nale¿y zwrócić szczególná uwagã na odcinek symetryzátora w pobli¿u B—B. Miãdzy ekranami wystãpuje pełne napiãcie zasilajãce, a wiãc zbli¿enie ich do siebie wywoła zmianã impedancji wejœciowej. Bli¿sze zapoznanie siã z układowi na rys. 3.15a lub rys. 3.15b doprowadza do wniosku, ¿e wystãpujã w nim dwa rodzaje odcinków œwierfãlowych. Jeden z nich tworzã same linie transformujãce zło¿one z dwóch ¿ył i dielektryku. Chcãc otrzymaã transformacjã bez wnoszenia dodatkowej reaktancji nale¿y przy ustalaniu ich dlu¿oœci uwzglãdnić współczynnik skrócenia $l = K_1\lambda/4$ przy czym zwykle $K_1 = 0,66$ wzglãdnie 0,8. Drugi układowi jest utworzony przez dwa przewody oddzielone od siebie szczelinã powietrznã o dlu¿oœci l wynikajãcej z poprzedniego obliczenia. Poniewã¿ przy dominujãcej szczelinie powietrznej (wartoœć współczynnika skrócenia $K = 0,90 \div 0,95$), obwód taki nie jest w pełni œwierfãłowy (jest on za krótki) to w punkcie B—B pojawia siã dodatkowa reaktancja indukcyjna. Najkorzystniejszy przypadek wystãpuje wówczas, gdy obydwã współczynniki skrócenia K_1 i K majã wartoœci zbli¿one. Można to uzyskaã w przewodach taœmowych ułożonych w ten sposób, ¿e bødã one do siebie przylegały zwartymi ¿yłami. Lepsze rezultaty uzyskuje siã stosujãc napowietrznã liniã czteroprzewodowã (rys. 2.26), w której można łatwo spełniã warunek $Z_1 = 2Z_0$.

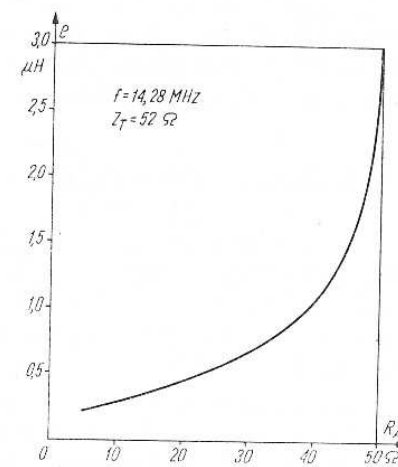
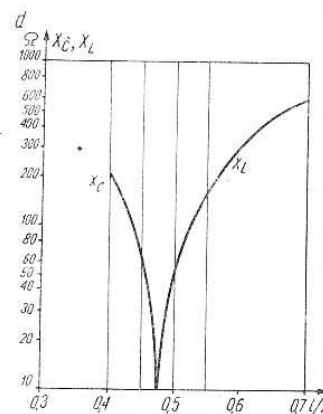
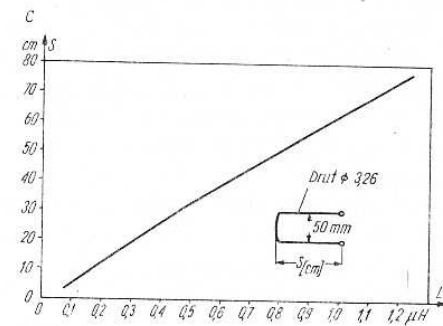
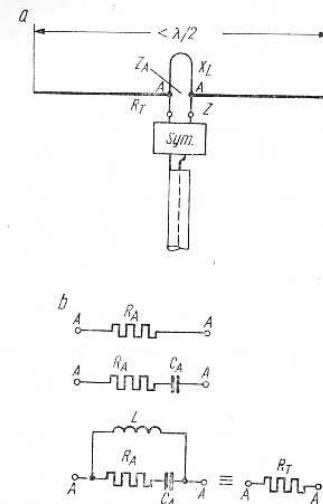
i. Symetryzátor—transformator spinkowy (rys. 3.16)

Symetryzátor spinkowy powstał w 1962 r. jako modyfikacja transformatora Delta^{*)}. Wykonuje siã go w postaci kawałka drutu o œrednicy okołó 3 mm, wygiãtego w ksztãcie litery U. Dru ten przypominajãcy wyglãdem spinkã do włóœów, tworzy indukcyjnoœã bocznikujãcã dipol na wejœciu.

Dipol półfãłowy w rezonansie stanowi na wejœciu tylko rezystancjã R_A (rys. 3.13b). Niewielkie skrócenie dipola wywoła powstanie na wejœciu reaktancji odpowiadajãcej szeregowej pojemnoœci C_A . Dla jej skompensowania dołączã siã równolegle do zacisków AA indukcyjnoœã L w postaci spinki. Dziãki temu dla danej czãstotliwoœci układowi ponownie uzyskuje rezystancjã wejœciowã R_T . Wystãpuje wiãc tu transformacja rezystancji R_A na R_T .

Punktem wyjœciowym przy projektowaniu symetryzátora—transformatora spinkowego jest rezystancja wejœciowa dipola R_A . W przypadku dwu lub trzejelementowych anten Yagi przyjmuje ona wartoœã $R_A = (5 \div 50) \Omega$. Wartoœã R_A wyznacza siã metodã analitycznã, podanã w dalszych rozdziałach, wzglãdnie dokonuje siã jej pomiaru mostkiem [23].

^{*)} Ralph Campbell W4KAE, The L Match for 2 meter Yagi Array QST 7, 1967, oraz Gooch J. D. W 9 YRV The Hairpin Match QST 4, 1962.



Rys. 3.16. a — Symetryzátor spinkowy, b — kolejne etapy transformacji R_A na R_T , c — wymiary spinki o okreœlonej indukcyjnoœci, d — zale¿noœã reaktancji od dlu¿oœci dipola, e — wymaganã indukcyjnoœã spinki w zale¿noœci od rezystancji anteny R_A dla pasma 14 MHz

Przy danej impedancji linii zasilajãcej Z_0 mo¿e okazaã siã, ¿e $R_A \neq Z_0$. W tym przypadku nale¿y R_A przetransformowaã na $R_T = Z_0$. Potrzebnã wartoœã reaktancji spinki wyznacza siã z zale¿noœci

$$X_L = \omega L = R_T \sqrt{\frac{R_A}{R_T - R_A}} \quad (3-2)$$

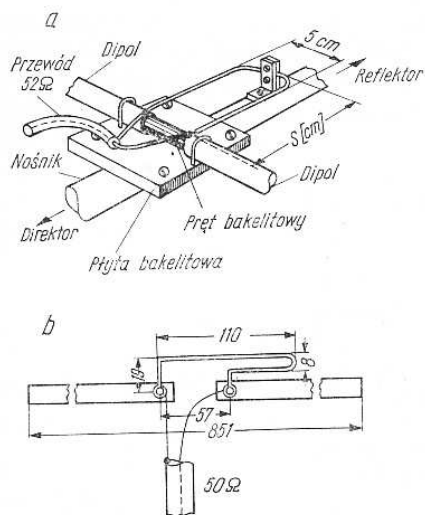
Znajãc reaktancjã spinki X_L wyznaczamy dla danej czãstotliwoœci f indukcyjnoœã spinki L korzystajãc z wykresu podanego na rys.

2-43. Wymiary spinki dla obliczonej indukcyjności L ustalamy z wykresu na rys. 3.16c. Dla anteny pracującej w pasmie 14 MHz można posłużyć się wykresem z rys. 3.16e.

Spinka może przybierać także inne kształty, np. może to być cewka pod warunkiem, że ma ona właściwą indukcyjność.

Znając X_L ustalamy potrzebną dla kompensacji wartość reaktancji pojemnościowej $X_C = X_L$, a następnie korzystając z wykresu na rys. 3.16d dobiera się odpowiednie skrócenie dipola.

Jest to metoda przybliżona, gdyż ustalając R_A oraz długość dipola nie uwzględniono wpływu otoczenia. Dokładne dostrojenie przeprowadza się obserwując wskazania miernika WFS w czasie zmiany wymiarów długości i rozstawu spinki. Na rys. 3.17a pokazano konstrukcyjne rozwiązanie transformatora spinkowego.



Rys. 3.17. a — Konstrukcja spinki transformującej, b — spinka na pasmo 144 MHz

Transformację R_A na R_T można także przeprowadzić stosując wydłużenie dipola i nastawiając zamiast spinki pojemność bocznikującą. Wartość reaktancji X_C określa się z zależności

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = R_T \sqrt{\frac{R_A}{R_T - R_A}} \quad (3-3)$$

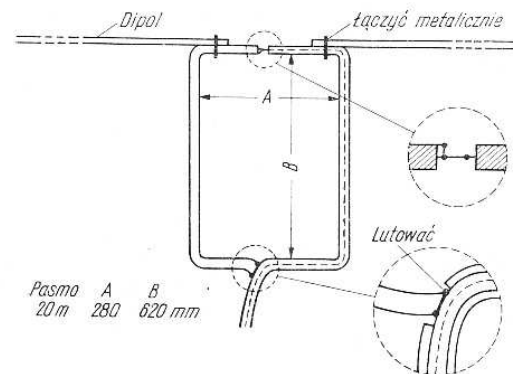
a następnie oblicza się pojemność C , albo wyznacza się korzystając z wykresu na rys. 2.43.

Opisane rozwiązania transformatora spinkowego w niewielkim tylko stopniu kompensują asymetrię zasilania. W tej połówce dipola, która jest przyłączona do żyły środkowej przewodu zasilającego, płynie większy prąd niż w połówce przyłączonej do ekranu. W 4 KAE dla skompensowania tej asymetrii zastosował asymetryczną konstrukcję spinki (rys. 3.17b). Dokonując zmiany odległości takiej spinki od

połówki (środką) dipola można zmniejszyć prąd w tej połówce i odpowiednio go zwiększyć w drugiej połówce, uzyskując pełną kompensację, a nawet przekompensowanie. Kompensacja taka pozwala na bezpośrednie dołączenie przewodu współosiowego do dipola bez obawy wystąpienia prądów asymetrii. W czasie kompensacji obserwujemy miernik WFS i po uzyskaniu najmniejszej wartości WFS sprawdzamy, czy po powierzchni przewodu płynie prąd asymetrii. Jeśli tak, to nie zmieniając wartości indukcyjności ustala się takie położenie spinki w stosunku do dipola, przy którym występuje najmniejszy prąd asymetrii na powierzchni przewodu.

j. Symetryzator BETA (rys. 3.18a)

Układ ten stosuje się głównie na falach krótkich. Zasada działania jest zbliżona do symetryzatora Pawseya z tym, że symetryzator Beta jest od niego krótszy. Uzyskuje się to dzięki wprowadzeniu dużej indukcyjności pętli zwartej. Efektem ubocznym jest w tym jednak przypadku pojawienie się składnika promieniowania pętli o polaryzacji



Rys. 3.18. Symetryzator Beta na pasmo 14 MHz

pionowej. Na rys. 3.18 podano wymiary symetryzatora Beta dla pasma 20 m, opracowanego przez W 5 KTR^{*)}. Konstrukcja ta znajduje jednak ograniczone zastosowanie ze względu na konieczność stosowania rozporów, utrzymujących prostokątny kształt pętli.

3.3.2.

Symetryzatory aperiodyczne

Dotychczas opisane symetryzatory rezonansowe spełniają swoją rolę tylko dla pewnej określonej częstotliwości. Przy częstotliwościach nieco różnych od rezonansowej, symetryzator wnosi obciążenie indukcyjne lub pojemnościowe, wywołujące niedopasowanie układu, wzrost

^{*)} Fenwick Richard W 5 KTR Matching with Homemade Baluns QST 10, 1968.

WFS, a także wzrost strat, co w wielu przypadkach (ze względu na tłumienie szkodliwego promieniowania) może być korzystne. Występujące trudności w zestrojeniu układu w całym pasmie, a głównie w pasmie 80 m i 10 m, i dodatkowe trudności techniczne i pomiarowe powodują, że amatorzy często rezygnują z symetryzacji.

Łatwiejsze w wykonaniu są układy aperiodyczne, chociaż o sprawności nieco mniejszej, ale pracujące dobrze w szerokim przedziale częstotliwości. W zależności od sposobu wykonania, układy aperiodyczne mogą równocześnie dokonywać transformacji rezystancji w stosunku 1:1 lub 1:4. Dzięki niewątpliwym zaletom znajdują one zastosowanie nie tylko w układach anten odbiorczych np. jako anteny telewizyjne, do zmiany układu z symetrycznego na asymetryczny, lecz także i nadawczych.

Działanie symetryzatorów aperiodycznych polega na tym, że mają one małą reaktancję dla składowych symetrycznych, a wielką dla składowej asymetrycznej prądu, płynącego po powierzchni przewodu. Taki efekt uzyskuje się dzięki silnemu sprzężeniu indukcyjnemu dwóch przewodów przenoszących składową symetryczną (małe Z_0), które jednocześnie (jako bifilarna cewka) mają wielką reaktancję dla składowej asymetrycznej.

W zależności od sposobu wykonania rozróżnia się trzy podstawowe odmiany symetryzatorów aperiodycznych.

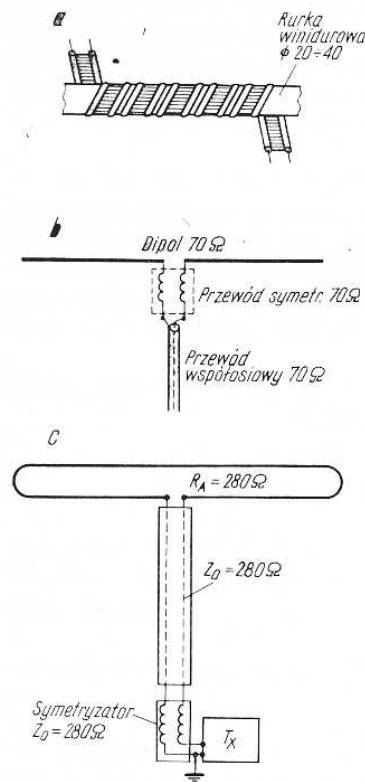
a. Symetryzator aperiodyczny taśmowy

Symetryzator aperiodyczny otrzymuje się przez nawinięcie, np. na rurkę izolacyjną, przewodu taśmowego w sposób pokazany na rys. 3.19. Składowa asymetryczna prądu płynąca wzdłuż przewodu jest niewielka, gdyż przepływa przez cewkę o dość dużej indukcyjności. Wartość prądu asymetrii zależy od indukcyjności cewki i pojemności własnej układu.

Długość przewodu zwiniętego powinna mieścić się w granicach $0,1 \div 0,38\lambda$ przy czym optymalna długość wynosi $0,25\lambda$. Układ nie dokonuje transformacji impedancji i dlatego impedancja falowa przewodu Z_1 powinna być równa impedancji falowej linii Z_0 i anteny Z_A . Stwarza to w praktyce pewne trudności, co łatwo prześledzimy na przykładzie. Jeśli np. przyjmą $Z_A = 70 \Omega$, a więc i $Z_0 = 70 \Omega$, to należy również dobrać linię taśmową o impedancji równej 70Ω . Takiej linii nie produkuje się i dlatego należy ją wykonać samemu. W tym celu można wziąć przewód taśmowy, usunąć mostek i następnie skrócić żyły w izolacji razem. Otrzyma się wówczas impedancję rzędu $60 \div 100 \Omega$ w zależności od grubości żyły i izolacji. Można w tym celu również użyć popularne przewody (linki) sieciowe $2 \times 0,75 \text{ mm}^2$ w izolacji PCW^{*)}.

*) Ostatnio spotyka się także symetryzatory nawinięte na pręcie od anteny ferrytowej i zalane żywicą epoksydową, lub w inny sposób chronione przed korozją. Pozwala to na zmniejszenie długości przewodu do $0,05 \lambda$ a nawet do $0,02 \lambda$.

Symetryzator taki włącza się między antenę i linię zasilającą asymetryczną. Wadą jego jest dodatkowe obciążenie anteny ciężarem symetryzatora (rys. 3.19b). Korzystniejsze jest pod tym względem zasilanie anteny na pewnym odcinku linią symetryczną, by następnie w wygodnym już miejscu zainstalować symetryzator i przejść na linię asymetryczną (rys. 3.19c).



Rys. 3.19. Symetryzator taśmowy
a — budowa, b i c — sposób przyłączenia

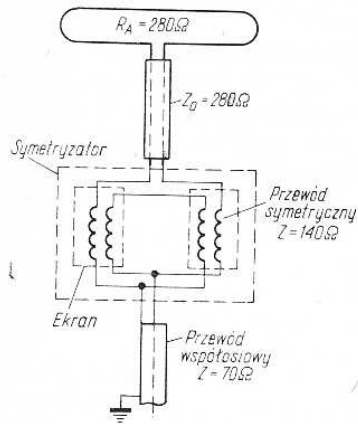
b. Symetryzator aperiodyczny taśmowy transformujący (rys. 3.20)

Jest to układ w istocie swej podobny do poprzedniego, ale także do opisanego w p. 3.3.1h symetryzatora rezonansowego.

Tworzą go dwa przewody taśmowe, zwinięte jak na rys. 3.19a, zamknięte w dwóch osobnych ekranach, a następnie umieszczone we wspólnym pudełku (rys. 3.20).

Układ taki można stosować w szerokim zakresie częstotliwości (1:4). Dodatkową jego zaletą są małe gabaryty. Impedancja linii, z której wykonuje się symetryzator powinna mieć wartość $Z_1 = 2Z_0 =$

$= 0,5R_A$. Przeważnie oznacza to, że przy antenie w postaci dipola pętlowego $R_A = 280 \Omega$ i linii zasilającej współosiowej o $Z_0 = 75 \Omega$ należy symetryzator wykonać przewodem o $Z_1 = 140 \Omega$. Przewód taki jest łatwy do wykonania w sposób poprzednio opisany. Układy takie



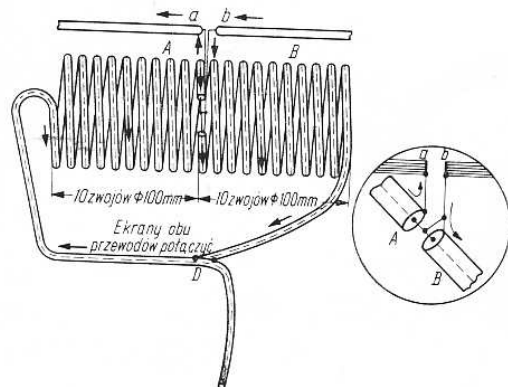
Rys. 3.20. Symetryzator aperiodyczny transformujący

produkowane przez liczne firmy zapewniają symetryzację w zakresie $4 \div 80$ MHz ze współczynnikiem fali stojącej WFS, nie przekraczającym $s = 1,35$. Dodatkowe tłumienie takich układów wynosi około $0,15$ dB.

c. Symetryzator aperiodyczny z przewodu współosiowego

Coraz powszechniejsze stosowanie przewodów współosiowych we współczesnych, spełniających ostre wymagania układach antenowych spowodowało pojawienie się także symetryzatorów wykonanych przewodem współosiowym.

Zasada działania takiego symetryzatora jest podobna do opisanej poprzednio. Przy prądach asymetrii wprowadza się przeszkodę

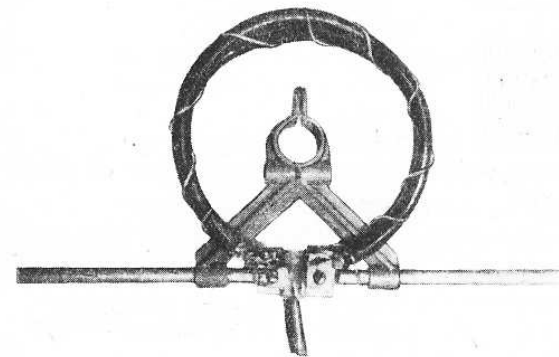
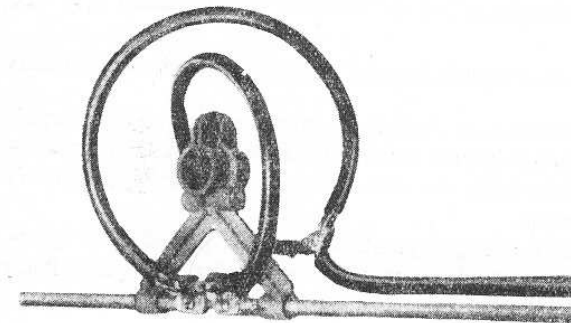


Rys. 3.21. Symetryzator na KF nietransformujący

w postaci dławika. W celu podniesienia skuteczności symetryzacji antenę przyłącza się w połowie dławika, dzięki czemu strumienie asymetrii dodają się (rys. 3.21), zwiększając reaktancję dławika dla składowej asymetrycznej. Jednocześnie prądy te, płynąc wzdłuż obu połówek cewki docierają do punktu wspólnego D w przeciwfazie i w linii zasilającej znoszą się wzajemnie.

Układ taki produkowany przez producentów anten jest coraz powszechniej stosowany. Jego zaletą jest to, że nie transformuje impedancji, a wadą jest, że sąsiednie zwoje w miejscu połączenia anteny są pod pełnym napięciem w.c.z. W efekcie mogą wystąpić straty dodatkowe wywołane znaczną stratnością dielektryka, z którego jest wykonana zewnętrzna opona PCV. Drugą wadą jest wnoszenie na zaciski AA dodatkowych pojemności, wynikających z pojemności wzajemnej, głównie dwóch pierwszych zwojów środkowych. Pojemność ta przestraja antenę. Dlatego też antena powinna być zestrojona łącznie z określonym typem symetryzatora. Dodatkową pojemność wnosi większość symetryzatorów aperiodycznych.

W praktyce rozwiązania są raczej kompromisowe. Mianowicie chcąc uzyskać symetryzator dobrze pracujący w dużym zakresie częstotliwości należy dążyć do tego, aby indukcyjność rozproszenia była mała. W tym celu zwoje cewki powinny być układane jak najściślej



Rys. 3.22. Symetryzator na zakres $80 \div 250$ MHz

(to jest przylegać do siebie). Takie rozwiązanie powiększa jednak pojemność wzajemną, która może w znaczący sposób ograniczać górny zakres częstotliwości pracy. Zakres częstotliwości pracy zależy oczywiście od długości przewodu, ale na szerokość pokrywanego zakresu ma także wpływ sposób nawinięcia (to jest średnica i liczba zwojów) symetryzatora.

Jedna połówka cewki *B* jest wykonana z przewodu, w którym znaczącą rolę gra żyła zewnętrzna, to jest ekran. Żyła środkowa w tej połówce nie musi być dołączona.

Na rys. 3.22 pokazano układ symetryzatora przystosowany do pracy w zakresie 80÷250 MHz. Przy granicznych częstotliwościach symetryzacja jest jeszcze zadowalająca. Bardzo dobrą symetryzację uzyskuje się natomiast w zakresie 100÷200 MHz.

Przy konstrukcji symetryzatora należy zwrócić szczególną uwagę na jakość połączenia żył zewnętrznych przewodu zasilającego i połówki symetryzatora. W czasie lutowania nie wolno przegrzać izolacji, a miejsca lutowane należy zabezpieczyć przed wnikaniem pod pancierz wilgoci i korozją. Po wykonaniu połączeń całość wiąże się żyłką nylonową w celu zmniejszenia współczynnika rozproszenia. W podanym rozwiązaniu średnica zewnętrzna pętli wynosi 90÷100 mm. Układ opisywanego wyżej symetryzatora wypróbowano z wynikiem pozytywnym w antenie 9-elementowej długiej Yagi. Nie zaleca się stosować takiego układu w zakresie 432 MHz ze względu na nadmierne straty dielektryczne powłoki PCV.

Dla zakresu KF istnieje kilka rozwiązań, z których najważniejsze podaje tablica 3.5. Ponieważ w symetryzatorze tym nie występuje transformacja impedancji, wykonuje się go przewodem tym

Tablica 3.5

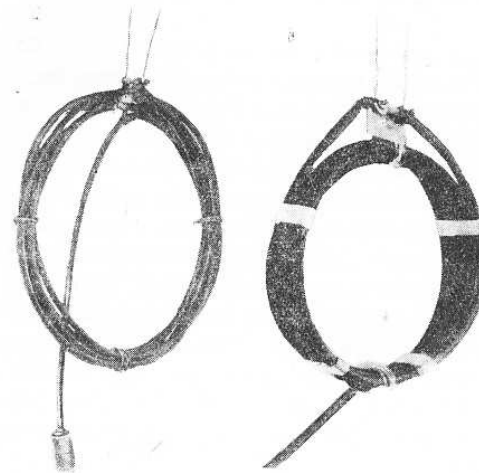
SYMERYZATORY Z PRZEWODU WSPÓŁOSIOWEGO NA ZAKRES 3—30 MHz WG RYS. 3.23 i 3.24

Wersja	Długość przewodu (mm)	Liczba zwojów	Średnica cewki (mm)	Indukcyjność cewki (μH)	Pojemność własna C_2 (pF)	Wskaźnik asymetrii K_s (dB)
1	2×2050	2×3	210	11	145	30—50
2	2×1150	2×4	90	6	150	38—60
3	2×1000	2×2,5	130	5	50	42—55
4	2×3500	2×10	100	.	.	.
5	2×2500	2×4,5	170	.	.	.

samym co całą linię zasilającą. Istnieją różne sposoby wykonania. Jeden z nich polega na zwinięciu kilkuzwojowego kręgu z przewodów ściśle przylegających. Z otrzymanej w ten sposób zwojnicy wyprowadza się przewody: dwa do anteny, jeden do linii zasilającej jak na rys. 3.23a.

Drugim rozwiązaniem jest cewka cylindryczna pokazana na rys. 3.23b. Zasilanie anteny może być wykonane z końców cewki i wówczas linię przylacza się w środku cewki (rys. 3.23b) lub odwrotnie, tak jak to pokazano na rys. 3.21.

Sposób wykonania symetryzatora omówimy posługując się przykładem praktycznego rozwiązania (rys. 3.21). Na dowolnym przedmiocie o odpowiedniej średnicy nawija się około 3,50 m przewodu



Rys. 3.23. Symetryzator KF
a — przewody tworzące wiązkę,
b — cewkę

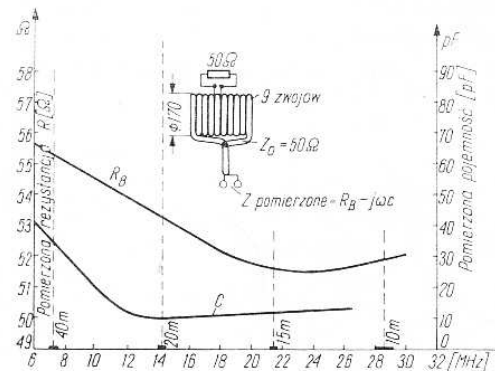
współosiowego, tworząc w ten sposób pierwszą połówkę cewki *B*. Na zakończeniu tej półcewki rozcina się część izolacji PCW na długości 3 cm, usuwa się ekran na długość 2 cm, nacina izolację z polietylenu nie uszkadzając żyły środkowej. Do żyły środkowej dolutowuje się wyprowadzenie do anteny i ekranu końca nawiniętej cewki *B*. Drugie wyprowadzenie dolutowuje się do ekranu zewnętrznego dalszej części cewki. Całość uszczelnia się roztopionym polietylenem i nawija dalsze około 3,5 m uzyskując drugą połowę cewki *A*. Następnie początek przewodu pierwszej połówki *B* łączy się z miejscem zasilania *D* drugiej połówki *A*. Łączyć wystarczy ekrany. Całą cewkę usztywniamy w sposób dowolny.

Zapobieganie odkształcaniu, owalizacji symetryzatora pod ciężarem linii zasilającej może polegać np. na przymocowaniu symetryzatora do drewnianej konstrukcji nośnej, względnie przez podwiązanie górnych zacisków z dolnym węzłem linką stylonową.

Tą samą linką można umocować symetryzator do nośnika dipola lub masztu, albo samej anteny. Podana w tablicy 3.5 pojemność własna C_2 ma wartość informacyjną. Określono ją w ten sposób, że pomierzono pojemność wewnętrzną przewodu półcewki symetryzatora *A* (rys. 3.21) bez dołączenia drugiej połówki *B*. Następnie dołączono drugą połówkę *B* jednostronnie do końca cewki *A* (drugi koniec połówki

B wolny) i pomierzono pojemność powtórnie. Przyrost pojemności podano w tablicy 3.5. Pojemność ta C_2 nie jest równoważna pojemności przyłączonej równolegle do zacisków $a-b$ anteny (rys. 3.21), gdyż jest ona utworzona przez przewód o znacznej długości, a więc i dużej samoindukcyjności. Dlatego właśnie w zakresie 28 MHz pojemność rzeczywista wydłużająca antenę będzie mniejsza niż przy 3,5 MHz.

Dysponując mostkiem w.c.z. można pomierzyć faktycznie wnoszoną pojemność układu. W tym celu symetryzator obciąża się rezystorem o rezystancji równej Z_0 i mierzy się impedancję Z na jego wejściu (rys. 3.24). Symetryzator (tablica 3.5 pod pozycją 5) ma pojemność bocznikującą około 34 pF (w pasmie 40 m) a w pasmie 20 m już tylko 10 pF. Pojemność ta przestraja dipol i powoduje równocześnie



Rys. 3.24. Rezystancja wejściowa i pojemność własna symetryzatora obciążonego rezystorem 50 Ω w zależności od częstotliwości

transformację rezystancji R_A na R_T (wzór 3-2) na zaciskach dipola. Rezystancja R_T z kolei przez niedopasowany przewód już o długości dość przypadkowej jest transformowana na rezystancję R_B mierzoną na symetrycznym wejściu symetryzatora. Jak z wykresu podanego na rysunku 3.24 wynika, zmiany rezystancji zawierają się w granicach 55 Ω do 51,5 Ω . Powstające niedopasowanie jest bardzo małe ($s < 1,1$) i może być pominięte.

Należy zauważyć, że w antenach wielopasmowych oddziaływanie tego typu symetryzatora na antenę jest różne i zależy od częstotliwości. Symetryzatory te wnoszą stosunkowo małe tłumienie dodatkowe, które nie powinno przekraczać 0,5 dB. Ze względu na prostotę budowy i niekrytyczne wymiary, symetryzatory te są stosowane przede wszystkim tam, gdzie pojawiają się kłopoty z powodu BCI i TVI.

d. Symetryzatory aperiodyczne ferrytowe

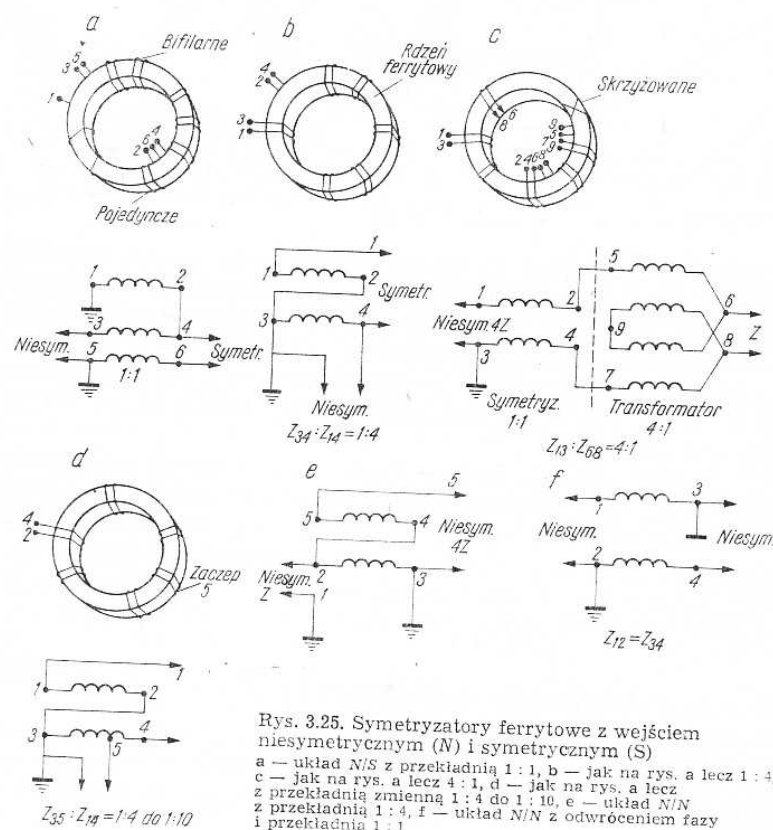
Pojawienie się produkowanych na skalę przemysłową ferrytów na częstotliwości graniczne rzędu kilkudziesięciu MHz wpłynęło na rozwój konstrukcji ferrytowych układów symetryzująco-transformujących dla zakresu fal krótkich.

Obecnie wiele firm oferuje symetryzatory ferrytowe, pokrywające zakres amatorski 3÷10 MHz, a nawet 1÷50 MHz.

W układach tych, przy symetrycznym obciążeniu, w obu przewodach płyną prądy o tej samej wartości lecz w przeciwnym kierunku; w wyniku tego wypadkowe pole magnetyczne, indukowane w rdzeniu, jest równe zero. Energia przenoszona jest tak, jak w linii długiej — polem elektromagnetycznym zawartym między przewodami. Dopiero pojawienie się asymetrii obciążenia powoduje wystąpienie nieskompensowanego strumienia w rdzeniu. Składowa asymetryczna prądu jest silnie tłumiona indukcyjnością uzwojeń, powiększoną obecnością rdzenia.

Symetryzatory ferrytowe budowane są na moce od kilku miliwatów do 20 kW. Różnica polega na dobraniu odpowiedniego przekroju rdzenia i drutów, z których nawija się uzwojenie.

Symetryzatory mogą mieć różne rozwiązania układowe i mieć różne przeznaczenie (rys. 3.25).



Rys. 3.25. Symetryzatory ferrytowe z wejściem niesymetrycznym (N) i symetrycznym (S)
 a — układ N/S z przekładnią 1 : 1, b — jak na rys. a, lecz 1 : 4,
 c — jak na rys. a, lecz 4 : 1, d — jak na rys. a, lecz z przekładnią zmienną 1 : 4 do 1 : 10, e — układ N/N z przekładnią 1 : 4, f — układ N/N z odwróceniem fazy i przekładnią 1 : 1

a. Symetryzator 1:1. Ma on trzy uzwojenia, dwa nawinięte bifilarnie, trzecie oddzielnie (dawniej stosowano ściśle nawinięcie trzech uzwojeń). Odsunięcie trzeciego uzwojenia na rdzeniu poprawia symetryzację na 28 MHz. Służy ono do odmagnesowania rdzenia i gra rolę tylko w dolnym zakresie (3,5 MHz). Na większych częstotliwościach (10 MHz) można je pominąć, gdyż rdzeń w zakresie tych częstotliwości ma bardzo małe namagnesowanie.

b. Układ najprostszyc daje transformację 1:4. Uzwojenie bifilarne. W celu zachowania symetrii w górnym zakresie częstotliwości, uzwojenie należy wykonać przewodem drutowym z impedancją falową zbliżoną do impedancji falowej linii 50÷70 Ω, a więc zachowując małą wzajemną odległość.

c. Specjalny układ obniżający impedancję 4:1 jest przeznaczony dla anten o małej rezystancji wejściowej, rzędu 20 Ω. Składa się on z symetryzatora 1:1 i transformatora 4:1.

d. Niedawno wypróbowany układ, umożliwiający uzyskanie transformacji zmiennej w zakresie 4:1 do 10:1. Zmiany dokonuje się przez przesuwanie zaczepu. Chcąc dalej obniżyć przekładnię od 4:1 do 1:1 stosujemy do układu c w miejsce znajdującego się tam symetryzatora wersję układu d, tj. z odczepami.

e. Układ transformujący w stosunku 4:1 w liniach niesymetrycznych.

f. Układ odwracania fazy o 180°, stosowany w układach fazowania.

Rdzenie stosowane do symetryzatorów wykonane są z ferrytów, o różnych średnicach z trzech podstawowych odmian materiałów (tabl. 3.6). Do budowy symetryzatorów stosuje się odmiany ferrytów przeznaczonych do pracy przy częstotliwości granicznej do 20 MHz.

Tablica 3.6

PIERŚCIENIOWE RDZENIE FERRYTOWE

Lp.	Materiał	Górna częstotliwość pracy MHz	B_{max} mT	μ_p	Producent
1	Ferramic Q1	10	330	125	IGC-USA
2	Ferramic Q2	50	240	40	IGC-USA
3	Ferran Q3	225	260	14	IGC-USA
4	U11	600	—	10	Polfer Polska
5	F 23	500	160	22	katalog Unitra
6	U 31	200	—	30	9-R
7	F 81	200	350	80	
8	F 201	40	250	200	

Rdzenie w poz. 4÷8 wykonywane są jako pierścieniowe pod nazwą FERROXYD w wymiarach: 20×12×8, 25×15×10, 31,2×19×12,5 i 40×24×16.

Mają one większą przenikalność, dzięki czemu potrzebne cewki mają zmniejszoną liczbę zwojów. Spiek ferrytowy ma dużą rezystancję dzięki czemu nie wymaga żadnej dodatkowej izolacji. Należy pamiętać, że obróbka np. pilnikiem jest niedopuszczalna, gdyż może doprowadzić do pęknięcia ferrytu. Mogą również powstać naprężenia pogarszające właściwości magnetyczne. Ostre natomiast krawędzie ferrytów można stępić papierem ściernym.

Symetryzatorów nie należy łączyć w układ jednym tylko uzwojeniem. Brak prądu w drugim uzwojeniu, który odmagnesowuje rdzeń powoduje przy pełnym obciążeniu nadmierny wzrost indukcji, a tym samym duży wzrost strat prowadzący do grzania się rdzenia.

Przy połączeniu (jak na rysunku) i obciążeniu małą rezystancją (50 Ω do 200 Ω) strumienie się znoszą, rdzeń jest mniej obciążony, dzięki czemu mniej się nagrzewa. Jeżeli rezystancja obciążenia jest duża ok. 1000 Ω układ staje się bardzo wąskopasmowy (tylko 2 pasma amatorskie) i pojawia się tendencja do wchodzenia w rezonans z pojemnością rozproszenia i anteny.

Symetryzatory ferrytowe wprowadzają małe tłumienie (ok. 0,1÷0,2 dB) i są odporne na chwilowe przeciążenia. Ze względu na małą odporność rdzenia na działanie korozji, należy go po uzwojeniu pokryć lakierem izolacyjnym, a całość zamknąć w pudełku.

Tablica 3.7

SYMETRYZATORY FERRYTOWE (RYS. 3.25)

Lp.	Typ transf.	Przekładnia	Materiał rdzenia	Wymiary rdzenia, średnica zewn.	Liczba zwojów	Drut \varnothing	Moc w. cz. (W)	Zakres (MHz)
1	B	4:1	Q1	4×4×20	7	0,8	150	3,5÷30
2	B	4:1	Q1	6,3×6,3×32	11	1,0	350	3,5÷30
3	A	1:1	Q2	6,3×6,3×48	10	1,3	750	1,8÷90
4	B	4:1	Q1	12,7×12,7×64	8	1,6	1000	1,8÷30

Moc wydzielona w symetryzatorze przy mocy przesyłanej 750 W zwykle nie przekracza 10 W. Moc ta powinna być odprowadzona z rdzenia przez promieniowanie i konwekcję, o czym należy pamiętać przy doborze rodzaju izolacji drutu. Tablica 3.7 podaje konkretne wymiary firmowych symetryzatorów.

3.3.3.

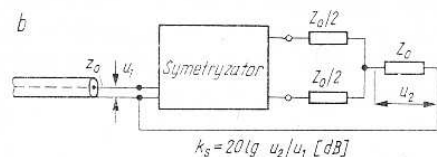
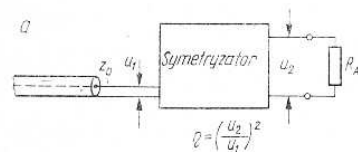
Parametry symetryzatorów

Oceny wartości symetryzatora dokonuje się ze względu na: sprawność, wskaźniki asymetrii, pasmo przenoszenia.

Sprawność określamy jako stosunek dwóch napięć, na wejściu

U_1 i na wyjściu U_2 , pomierzonych w układzie przedstawionym na rys. 3.26a. W czasie dokonywania pomiarów symetryzator powinien być obciążony rezystancją dopasowaną (50, 75, 240 lub 300 Ω) z uwzględnieniem przekładni transformacji. Sprawność można wyznaczyć ze wzoru

$$\eta = \left(\frac{U_2}{U_1} \right)^2$$



Rys. 3.26. Układy zastępcze określające parametry symetryzatora
a — sprawność η i tłumienie ϵ_s ,
b — współczynnik asymetrii

Znając napięcia U_2 i U_1 można też określić tłumienie w decybelach $\alpha_s = 20 \lg U_2/U_1$.

Współczynnik asymetrii określamy w układzie przedstawionym na rys. 3.26b. W tym przypadku współczynnik asymetrii wyznacza się ze wzoru

$$K_s = 20 \lg (U_2/U_1) \quad (3-4)$$

Współczynnik K_s umożliwia dokonanie oceny symetrii układu. W praktyce przyjęto oceniać symetrię następująco:

Symetria dostateczna jeżeli $K_s = 30$ dB (1 : 32)

Symetria dobra jeżeli $K_s = 40$ dB (1 : 100)

Symetria bardzo dobra jeżeli $K_s = 50$ dB (1 : 320) przy przekładni 4 : 1 i 60 dB (1 : 1000) przy przekładni 1:1.

W tabelicy 3.5 podano wartości K_s dla trzech typowych symetryzatorów. Wartości mniejsze dotyczą zakresu 28 MHz większe zakresu 3,5 MHz. Gorszą symetrię w zakresie 28 MHz tłumaczy się większym wpływem strumienia rozproszenia. Pasmowość symetryzatora opisywano w poprzednich punktach rozdziału 3.3.

3.4.

DOPASOWANIE UKŁADU NADAJNIKA — LINIA ZASILAJĄCA

Prawidłowa praca nadajnika wymaga obciążenia go określoną impedancją. Większość nowoczesnych urządzeń nadawczych jest przystosowana do asymetrycznego obciążenia rezystancją 50 Ω lub 75 Ω ,

względnie do symetrycznego obciążenia 240÷300 Ω z możliwością kompensacji niewielkiej reaktancji. W tym celu nadajnik ma najczęściej na wyjściu filtr dolnoprzepustowy typu π , który bywa czasami, w celu poprawienia właściwości filtrujących, uzupełniany obwodem L.

Stopień końcowy nadajnika pracuje z najlepszą sprawnością wówczas, gdy jest on obciążony optymalną rezystancją R_N , którą w przybliżeniu (przy pracy w klasie C) można wyznaczyć z zależności

$$R_N = k_o \frac{U_a}{I_a} \quad (3-5)$$

gdzie: U_a — napięcie w stopniu końcowym

I_a — prąd w stopniu końcowym

k_o — współczynnik równy 0,4 dla układów prostych i 0,8 dla układów przeciwsobnych.

Wartość R_N przy układach lampowych mieści się zazwyczaj w granicach 500÷5000 Ω , a przy układach tranzystorowych, zależnie od mocy i napięcia zasilania w granicach 8÷50 Ω . W pierwszym przypadku obwód wyjściowy obniża rezystancję, w drugim ją podnosi.

3.4.1.

Układy z linią asymetryczną

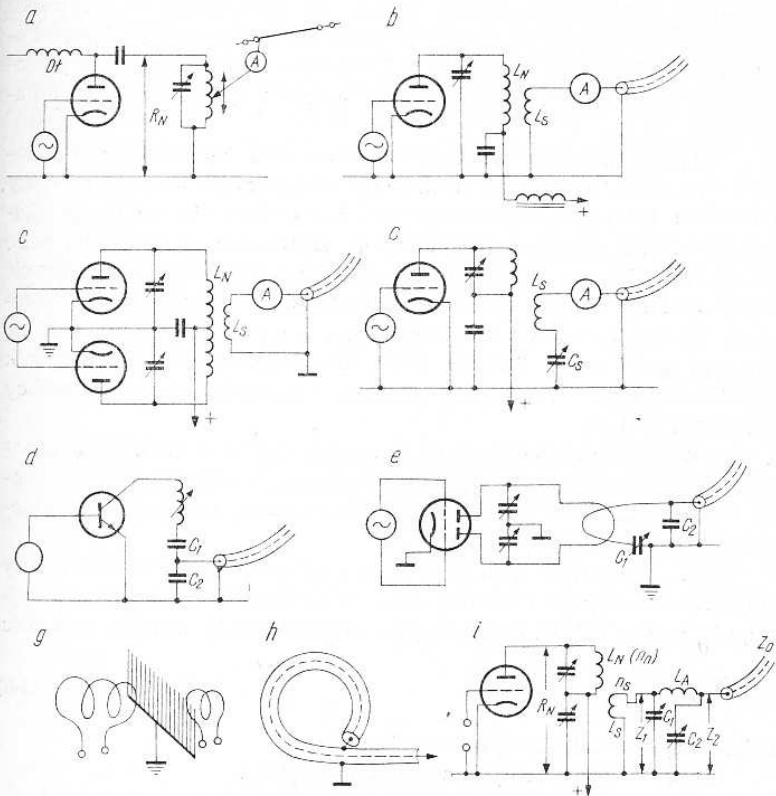
Na rys. 3.27 pokazano typowe układy wyjściowe nadajników, z których część, ze względu na słabą filtrację harmonicznnych, nie jest w zasadzie obecnie stosowana.

Umożliwiły one dopasowanie układu anteny z linią wprost w nadajniku dzięki zmianie pojemności i pozycji odczepu na cewce, lub liczby zwojów cewki sprzęgającej. Wskaźnikiem prądu był w tym przypadku amperomierz lub po prostu żarówka. Panowało powszechne błędne przekonanie, że duży prąd świadczy o dobrym dopasowaniu anteny do nadajnika.

Błąd polega na tym, że prąd może osiągać wielkie wartości także przy powstaniu fali stojącej. W przypadku np. zerwania anteny (niedopasowanie) pojawia się właśnie fala stojąca, której maksymalna wartość (strzałka) może wystąpić w miejscu przyłączenia amperomierza. Chcąc dokonać właściwej oceny stanu w węźle nadajnik—linia zasilająca antenę, należy korzystać w tym węźle z miernika fali stojącej.

Układy z rys. 3.27b i c zapewniają lepszą izolację dla harmonicznnych wytwarzanych w nadajniku, lecz wprowadzają one do układu antenowego dodatkową indukcyjność, którą jest cewka sprzęgająca L_s . Duża wartość L_s może zmienić znacznie rozkład prądów w linii i antenie. Indukcyjność cewki sprzęgającej L_s można skompensować szeregowym kondensatorem C_s (rys. 3.27d) jednak izoluje on elektrycznie część anteny od ziemi dla składowej stałej (ładunki elektrostatyczne).

Wartości L_s i C_s powinny odpowiadać małej dobroci $Q_s \approx 2$ zaś obwodu antenowego $Q_A = 10$. Wtedy układ najlepiej spełnia swoją rolę i nie wymaga dostrajania w całym pasmie. Przybliżoną wartość pojemności C_s wyznaczamy z zależności $-X_c = 2Z_0$, np. przy $Z_0 = 75 \Omega$, $-X_c = 150 \Omega$. Wartość pojemności obliczamy lub odczytujemy z rys. 2.43. Jeżeli sprzężenie między cewkami jest regulowane to najpierw przy słabym sprzężeniu oba obwody doprowadzamy do rezonansu, a następnie sprzężenie powiększamy.



Rys. 3.27. Układy sprzężenia linii zasilającej z nadajnikiem
 a — bezpośredni z odczepem na cewce, b — z cewką sprzęgającą, c — jak na rys. b lecz w układzie przeciwobrotnym, d — z kompensacją reaktancji cewki, e — w układach tranzystorowych, f — w nadajnikach UKF, g — ekran Faradaya, h — ekranowana pętla, i — filtr Collinsa

W prostych układach tranzystorowych powiększenie rezystancji uzyskuje się za pomocą szeregowego układu rezonansowego (rys. 3.27d), w którym stopień transformacji rezystancji zależy od stosunku C_1 i C_2 .

Na zakresie UKF stosuje się często przejście z układu przeciwobrotnego na asymetryczny ze zgrubną regulacją transformacji przez

zmianę sprzężenia cewek. Kompensację reaktancji i dokładne dopasowanie umożliwiają zmienne dwa kondensatory C_1 i C_2 (rys. 3.27e).

Izolacja dla częstotliwości harmonicznych zależy od pasożytniczych pojemności obu cewek. Dotyczy to wszystkich układów KF i UKF z rys. 3.27b-f. W celu zmniejszenia sprzężenia pojemnościowego cewek, w niektórych rozwiązaniach konstrukcyjnych spotyka się ekran Faradaya między cewkami (rys. 3.27g).

W nowszych konstrukcjach zamiast ekranu Faradaya używa się powłokę ekranizującą przewodów współosiowych (rys. 3.27h). To nowoczesne rozwiązanie można polecić do stosowania w przypadku trudności odizolowania od anteny wyjścia nadajnika, zawierającego dużo harmonicznych np. przy BCI i TVI. Pętlę taką (zazwyczaj jednozwojową), nakładamy na „zimny” koniec cewki stopnia końcowego nadajnika.

Dalszą poprawę filtracji i dopasowania uzyskujemy w układzie z rys. 3.27i, w którym rozdzielono elektrycznie obwód antenowy od obwodu filtrująco-dopasowującego. Do wykonania cewki sprzęgającej (tzw. link) można z powodzeniem zastosować ekranowaną pętlę (rys. 3.27h). Można także obwód filtrująco-dopasowujący umieścić z dala od nadajnika w dogodnym miejscu, np. w pobliżu tablicy antenowej. Tablicę antenową i odprowadzone od niej linie umieszcza się zazwyczaj przy oknie. Tablica może być zaopatrzona w przełącznik anten lub szereg gniazd. Należy pamiętać o dobrym uziemieniu tablicy i zakończeń linii.

W krótkim odcinku linii sprzęgającej filtr z nadajnikiem, powstaje fala stojąca, co nie wpływa na znaczne zwiększenie strat. Dlatego też linia ta może być wykonana przewodem współosiowym o dowolnej impedancji Z_0 .

W literaturze amatorskiej wielokrotnie opisywano metody projektowania obwodu zwanego „filtrem Collinsa”. Znając R_N i przyjmując Z_1 można ustalić orientacyjnie stosunek liczby zwojów ze wzoru

$$\frac{n_n}{n_s} = \sqrt{\frac{R_N}{Z_1}} \quad (3-6)$$

gdzie: n_n — liczba zwojów cewki anodowej,
 n_s — liczba zwojów cewki sprzęgającej,
 R_N — obciążenie dopasowania lampy,
 Z_1 — impedancja wejściowa filtru.

Przyjmując $Q = 12$, $\omega = 2\pi f$, f — częstotliwość środkowa pasma w MHz otrzymuje się pojemność pierwszego kondensatora C_1 w pF

$$C_1 = \frac{Q}{\omega Z_1} = \frac{12}{\omega Z_1} = \frac{2000}{f Z_1} \quad (3-7)$$

Pojemność wyjściową C_2 ustalamy wykorzystując przekładnię filtru

$$P_f = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} = \frac{C_2}{C_1} \quad (3-8)$$

Indukcyjność cewki L_2 oblicza się z zależności

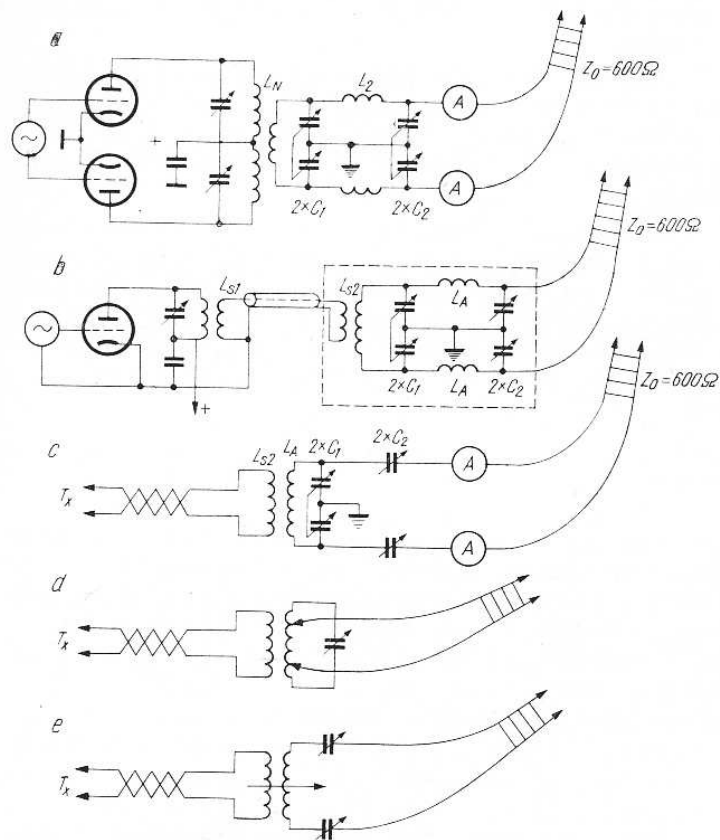
$$L_2 = \frac{13 \cdot Z_1}{f} + \frac{Z_1 C_1 \sqrt{Z_1 Z_2}}{145} \quad (3-9)$$

W powyższym wzorze obowiązują następujące jednostki:
 L_2 w μH , Z_1 i Z_2 w $\text{k}\Omega$, C_1 w pF , f w MHz .

3.4.2.

Układy z linią symetryczną

Szereg anten ma symetryczne, o dużej rezystancji zasilanie. W celu ich skojarzenia z asymetrycznym, o małej rezystancji wyjściem nadajnika stosuje się z reguły tzw. skrzynki antenowe (Antennenbox, Transmatch, Antennacoupler), pokazane na rys. 3.28. Zawierają one na wyjściu do anteny amperomierze, a w nowszych rozwiązaniach mier-



Rys. 3.28. Zasilanie anten symetrycznych
 a — układ uniwersalny, podwójny Collinsa, b — filtr Collinsa w wydzielonej skrzynce antenowej, c — układ uproszczony, d — uproszczony układ z wejściem o dużej rezystancji, e — układ z wejściem o małej rezystancji

niki WFS. Sprzężenie z nadajnikiem może być dokonywane łącznikiem o dowolnej impedancji. Obecnie stosuje się prawie wyłącznie linię współosiową. W starszych konstrukcjach stosowano także dwa skrócone wzajemnie przewody w izolacji np. z PCW. Sprzęgające cewki łącznika L_{s1} i L_{s2} (rys. 3.28b) mają zazwyczaj 1—2 zwoje i są mocno sprzężone z cewkami obwodów rezonansowych. Cewkę łącznika L_{s2} można sprzęgać wprost z cewką filtra L_2 . Układ taki konstrukcyjnie jest prostszy i nadal zachowuje zdolności transformacji rezystancji w szerokim zakresie (rys. 3.28c). Przy zasilaniu linii rezonansowych o wejściu o dużej rezystancji czyli zasilanych napięciowo (patrz 3.2.1) doprowadza się do rezonansu układ $L_2 C_1$, a zmianą C_2 reguluje się sprzężenie linii z obwodem. Pojemność C_1 ma w tym przypadku wartość dużą w porównaniu z C_2 .

Przy zasilaniu linii rezonansowej prądowo uzyskuje się rezonans szeregowy w układzie $L_A, 2 \times C_2$. Pojemność C_1 przyjmuje wtedy wartości minimalne a C_2 dość duże. Pomocne mogą być tu nadal wzory (3-6) do (3-8).

W przypadku sprzęgania określonego nadajnika z daną anteną można układ z rys. 3.28c uprościć, pozostawiając tylko konieczny agregat kondensatorowy np. $2 \times C_1$ i cewkę L_2 . W tym przypadku zmianę transformacji można uzyskać przełączeniem anteny na odczepach cewki (rys. 3.28d).

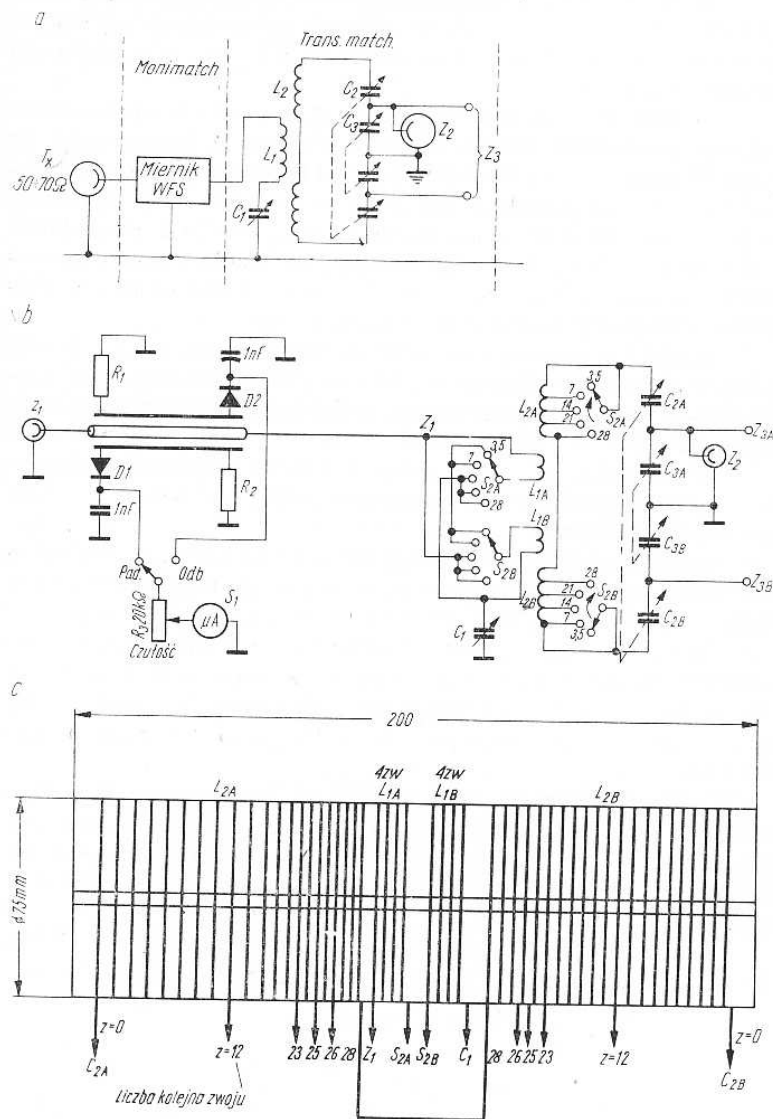
Opisywane układy powinny mieć środek cewki i kondensatora uziemione, co prowadzi do silnego tłumienia drugiej harmonicznej. Należy zwrócić uwagę na to, że antena i linia odizolowane są od ziemi i mogą się w nich zbierać ładunki elektrostatyczne. W przypadku asymetrii w antenie, uziemienie środków cewki i kondensatorów zapobiega przenoszeniu się prądów asymetrii do urządzenia nadawczego.

3.4.3.

Układy uniwersalne

W wielu przypadkach antena jest przystosowana do pracy na kilku pasmach amatorskich, względnie amator dysponuje kilkoma antenami o różnych parametrach. Wymagałoby to stosowania indywidualnych skrzynek antenowych. Drogą kompromisu (nieco mniejsza sprawność) można wykonać uniwersalną wersję takiej skrzynki w sposób jak na rys. 3.29. Jest to układ opracowany przez Mc COY W1ICP w 1961 r. a nazwany TRANSMATCH. Układ ten pozwala na dopasowanie na każdym z pięciu pasm KF nadajnika z wyjściem 50 do 75 Ω do każdej anteny zasilanej linią asymetryczną lub symetryczną o impedancji wejściowej od 10 Ω do 4000 Ω . Układ ten jest zaopatrzony ponadto w miernik dopasowania (WFS) nazywany „Monimatch”. Całość zmontowano na korpusie aluminiowym o wymiarach 7,5 \times 25 \times 35 cm, z płytą czołową 25 \times 25 cm.

Elektrycznie układ przedstawia sobą obwód jak na rys. 3.29c. Z nadajnika energię przesyła się linią współosiową (50 Ω lub 70 Ω) przez gniazdo wejściowe Z_1 do układu „Monimatch”, który mierzy wartości fali padającej i odbitej. Z „Monimatcha” energia przenosi się do obwodu $L_1 C_1$, który jest doprowadzany do rezonansu za pomocą kondensatora zmiennego C_1 .



Rys. 3.29. Uniwersalna skrzynka antenowa KF wg W1ICP
a — podstawowy układ elektryczny, b — układ na 5 pasm, c — schemat cewki

Z omówionego obwodu szeregowego przenosi się do sprzężonego z nim obwodu L_2 , $C_2 + C_3$ dostrojonego także do tej samej częstotliwości rezonansowej. Obwód ten może być obciążony symetrycznie na wejściu Z_3 lub asymetrycznie na wejściu Z_2 . Dopasowanie impedancji następuje przez zmianę stosunku pojemności C_2 do C_3 , dzięki temu, że oba kondensatory są niezależnie przestrajanymi.

W końcowych położeniach kondensatorów otrzymuje się układ jak na rys. 3.28d i e. Stosuje się w tym układzie kondensatory C_2 podwójne z odizolowanymi statorem i rotorem a C_3 także podwójne, ale z rotorami uziemionymi.

W celu umożliwienia pracy w pięciu pasmach wprowadzono do układu przełącznik. Cewka L_1 jest wykonana z dwóch części po 4 zwoje. W pasmie 80 m i 40 m obie połówki łączy się szeregowo, otrzymując 8 zwojów, na pozostałych pasmach 20, 15 i 10 m łączy się równoległe co pozwala na dobre dopasowanie łącznika 50÷70 Ω. Dwie dalsze płytki pięciopozycyjne, jednobiegunowego przełącznika umożliwiają symetryczne przełączanie zaczepek cewki L_2 w zależności od pasma. Pełny układ elektryczny pokazano na rys. 3.29b.

Cewki L_{2A} i L_{2B} są nawinięte na wspólnym karkasie i tworzą wspólną cewkę nośną, usztywnioną wtopionymi czterema prętami izolacyjnymi. W środku, w przerwie tej cewki nawinięto cewki L_{1A} i L_{1B} o wymiarach podanych na rys. 3.29c.

Wyprowadzone końce z cewki L_1 i L_2 są bezpośrednio dolutowane do płytek przełącznika. Kondensatory C_{3A} i C_{3B} mają wspólny rotor i wspólną obudowę.

Kondensatory C_{2A} i C_{2B} mają obudowę i rotory pod napięciem w.c.z., muszą być więc starannie odizolowane od korpusu podstawy (chassis) i od siebie, przy czym oś musi być również odizolowana.

W praktyce, przy pracy z określonymi antenami, można stosować układy dopasowane prostsze, jednopasmowe lub o mniejszym zakresie impedancji. Jednym z takich jest układ pokazany na rys. 5.20, który pozwala na dopasowanie impedancji linii asymetrycznych w stosunku 5 : 1.

W celu zmniejszenia strat cewki L_1 i L_2 nawinięte są osobno i ustawione wzajemnie prostopadle. Część nie pracująca cewek jest zwierana przełącznikiem. Dopasowanie linii nadajnika sprawdza się dowolnym miernikiem dopasowania WFS, który może być zabudowany w tej samej obudowie.

Oba układy znajdują zastosowanie szczególnie przy pracy SSB, gdyż nadajniki dla liniowej pracy wymagają dopasowanego obciążenia.

W ogólnym bilansie energetycznym łączności radiowej występują po stronie „zysków” moc wyjściowa nadajnika, zyski energetyczne anten i czułość odbiornika. Po stronie „strat” ma miejsce tłumienie przestrzeni, w której występuje propagacja fal radiowych (tłumienie trasy) oraz tłumienie zasilających linii i szumy termiczne otaczającej przestrzeni, odbierane przez antenę.

Na tłumienie trasy mamy na ogół mały wpływ. Znajomość zjawisk występujących przy propagacji fal radiowych pozwala natomiast przystosować się do istniejących warunków, dobierając odpowiednią częstotliwość pracy, rodzaje anten oraz ich usytuowanie w otoczeniu. Warunki i rodzaje propagacji opisane są obszernie w dostępnej literaturze w szczególności w wydanych ostatnio pozycjach [1] i [31]. W związku z tym w dalszej części zostaną opisane tylko te przypadki, które są związane szczególnie z nowoczesnymi technikami pracy radioamatorów.

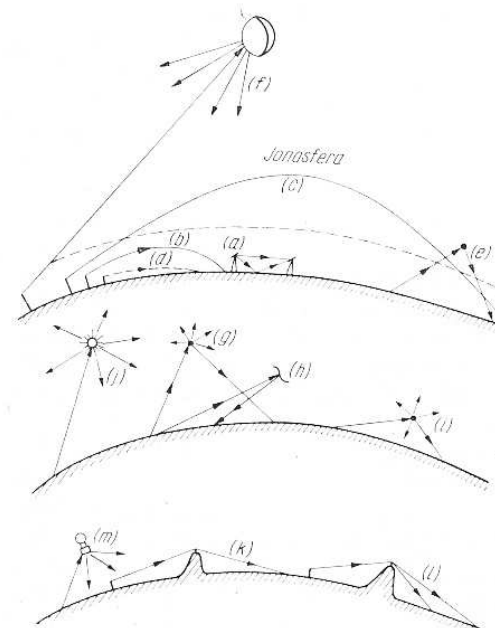
4.1. RODZAJE PROPAGACJI

Na rys. 4.1 przedstawiono schematycznie różne sposoby rozchodzenia się fal radiowych w łącznościach amatorskich, oznaczając je literami (a) do (m). Wśród nich występują trzy przypadki j, l, m, łączności z przemianą częstotliwości.

Fale rozchodzące się w pobliżu ziemi nazywamy falami przyziemnymi. Dzielą się one na falę powierzchniową (d) i przestrzenną (a). Fala powierzchniowa (d) jest promieniowana przez antenę nadawczą umieszczoną blisko powierzchni Ziemi i rozchodzi się wzdłuż jej powierzchni, ulegając w pasmach KF znacznemu tłumieniu.

Fale przestrzenne (a) występują głównie w zakresie fal ultra-krótkich, gdyż anteny są wzniesione stosunkowo wysoko nad po-

wierzchnią Ziemi, co jest możliwe ze względu na małe wymiary anteny. Fala przestrzenna (a) może mieć dwie składowe — falę bezpośrednią i falę odbitą od powierzchni Ziemi. W przypadku gdy antena nadawcza i odbiorcza znajdują się w pobliżu powierzchni Ziemi obydwie składowe fali przestrzennej mają jednakowe amplitudy, lecz przeciwnie fazy i znoszą się wzajemnie. Fala powierzchniowa (d) jest wtedy jedyną składową fali przyziemnej.



Rys. 4.1. Różne sposoby rozchodzenia się fal radiowych w łącznościach amatorskich

Fala przestrzenna natrafiając na niezbyt wysoką przeszkodę ulega ugięciu (k). Za przeszkodą fala ugięta ma amplitudę szybko malejącą przy wzroście kąta ugięcia. Na falach UKF dużą rolę odgrywa fala troposferyczna (b) rozchodząca się do wysokości kilku tysięcy metrów, a więc w ośrodku o zmiennym współczynniku załamania. Dzięki temu w pewnych przypadkach ulega ona ugięciu (refrakcji) do Ziemi.

W zakresie fal krótkich podobne zjawisko występuje w jonosferze. Fala jonosferyczna (c) może docierać do odbiorcy po jednorazowym lub kilku załamaniach w jonosferze przedzielonych odbiciami od powierzchni Ziemi.

Warunki propagacji zbliżone do wolnej przestrzeni mają fale odbite od Księżyca (f) w łącznościach typu EME, odbite od śladów meteorów (e) w łącznościach typu MS, retransmitowane przez satelity (j) w łącznościach typu Oscar i balony (m) w łącznościach typu Artob. We wszystkich tych przypadkach fale na części drogi napotykają warunki jak fale troposferyczne.

Specjalne warunki propagacji występują w przypadkach fal odbitych od zorzy polarnej (h) w łącznościach typu Aurora, rozproszonych na niejednorodnościach jonosfery (g) (Jonoscattering).

4.2.

WYBRANE ZAGADNIENIA Z PROPAGACJI

4.2.1.

Propagacja w wolnej przestrzeni

W wielu przypadkach rzeczywiste warunki propagacji są odnoszone do propagacji w wolnej przestrzeni, to jest w ośrodku jednorodnym izotropowym i nie wprowadzającym tłumienia. Jest to przypadek teoretyczny, do którego w praktyce zbliżają się warunki propagacji kosmicznej oraz w przypadku bezpośrednio docierającej fali przestrzennej.

Natężenie pola w punkcie odbioru dla wolnej przestrzeni zostało określone w rozdziale 2.1.5, a mianowicie dla anteny izotropowej wzorem (2-27), a dla anteny o kierunkowości D za pomocą wzoru (2-30).

W praktyce najczęściej amplitudę natężenia pola E określa się wzorem

$$E = \frac{245 \sqrt{P_1 G_i}}{r} = \frac{245 \sqrt{P_r}}{r} \quad (4-1a)$$

gdzie: E — w mV/m,
 r — odległość w km,
 P_1 — moc doprowadzona do anteny w kW,
 G_i — zysk energetyczny anteny w odniesieniu do anteny izotropowej.

Iloczyn $P_1 G_i = P_r$ jest nazywany zastępczą mocą promieniowaną izotropowo. W literaturze zachodniej jest ona oznaczona skrótem e.i.r.p. — effective isotropic radiated power — co oznacza skuteczną moc promieniowania izotropowego P_r (rys. 4.2).

Często należy wyznaczyć moc P_2 , oddawaną przez antenę odbiorczą do odbiornika. Jeżeli apertura anteny odbiorczej jest równa A_{sk} to moc oddawana do odbiornika

$$P_2 = \frac{G_1 P_1 A_{sk}}{4\pi r^2} = \frac{G_1 G_2 \lambda^2 P_1}{(4\pi r)^2} \quad (4-2a)$$

Bliższe informacje na temat apertury znajdują się w rozdziale 2.3.5.

W ośrodku rzeczywistym, w wyniku tłumienia ośrodka określonego współczynnikiem osłabienia W , moc docierająca do odbiornika jest mniejsza od P_2 . Współczynnik osłabienia W jest iloczynem tłumienności ośrodka α i odległości r : $W = \alpha r$. W ośrodku tłumiącym natężenie pola E i moc doprowadzona do odbiornika P_2 są określone wzorami

$$E = \frac{245 \sqrt{P_1 G_1}}{r} \quad W = \frac{245 \sqrt{P_r}}{r} \quad (4-1b)$$

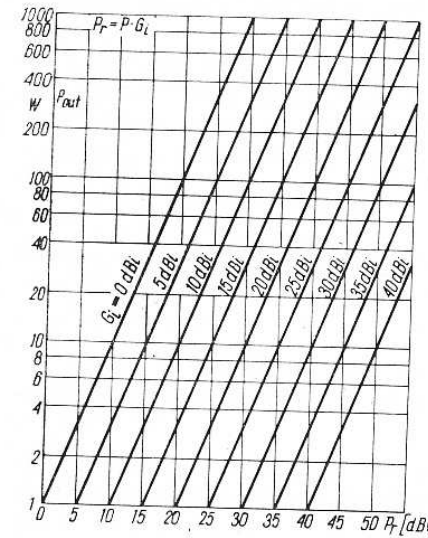
oraz

$$P_2 = \frac{G_1 G_2 \lambda^2 P_1}{(4\pi r)^2} W^2 \quad (4-2b)$$

W praktyce często obliczenia przeprowadza się w decybelach. W tym przypadku mocę odnosi się do jednego wata dBw, a zyski G_1 i G_2 oraz osłabienia W wyrażone są w dB.

Otrzymuje się wówczas [1]

$$P_{2dBw} = P_1 + 20 \lg \frac{\lambda}{4\pi r} + G_{1dB} + G_{2dB} + W_{dB} \quad (4-3)$$



Rys. 4.2. Zależność skutecznej mocy promieniowania P_r od zysku anteny G_i i mocy nadajnika P_{out}

Tłumienie swobodnej przestrzeni A_p określa się stosunkiem mocy wypromieniowanej w przestrzeni P_1 do odebranej P_2 antenami izotropowymi

$$A_p = \frac{P_1}{P_2} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \quad (4-4)$$

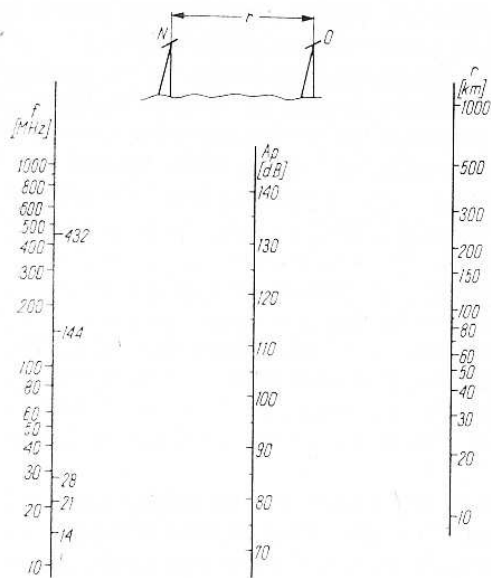
lub w decybelach

$$A_{dB} = 32,6 + 20 \lg r + 20 \lg f \quad (4-5)$$

gdzie: r — odległość w km,
 f — częstotliwość w MHz.

Obliczenia ułatwia nomogram podany na rys. 4.3. Przykład: dla $f = 144$ MHz, $r = 100$ km z nomogramu odczytujemy $A_p = 115$ dB.

Określenie tłumienia wolnej przestrzeni jest potrzebne do wykonania bilansu warunków łączności. Szerzej ten temat omówiono w rozdziale 4.4.

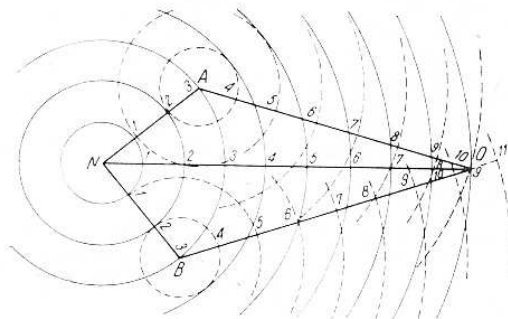


Rys. 4.3. Nomogram do obliczania tłumienia A_p swobodnej przestrzeni

4.2.2.

Zasady Huyghensa i strefy Fresnela

Jedną z podstawowych zasad w rozchodzeniu się fal radiowych jest zasada Huyghensa, która głosi, że każdy punkt czoła fali jest źródłem wtórnej fali kulistej. Wnioski stąd wypływające uzyskuje się najłatwiej, posługując się rys. 4.4. Natężenie pola w punkcie odbioru 0 jest wypadkową natężeń pól wywołaną przez wszystkie elementarne punkty w otaczającej przestrzeni. Fala emitowana w punkcie N dociera do



Rys. 4.4. Zasada Huyghensa: każdy punkt fali jest źródłem kulistych fal wtórnych (natężenie pola w punkcie 0 jest wypadkową wszystkich fal wtórnych docierających do tego punktu)

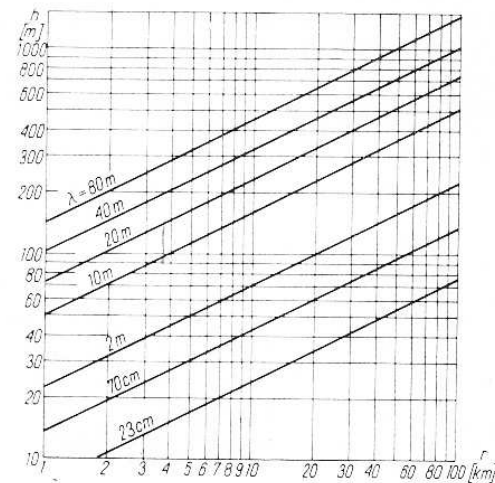
punktu 0 odkładając na swej drodze 9 grzbietów fali, a więc 9 długości fali. Jednocześnie dowolne inne dwa punkty A i B leżące na tym samym 3-cim grzbiecie fali emitują fale wtórne. W przypadku pokazanym na rysunku docierają one do punktu 0 na drodze A0, zawierającej 7 długości fali i B0 — 7,5 długości fali. Na falę docierającą do punktu 0 wzdłuż drogi N0 nałożą się fale docierające wzdłuż NA0 i NB0.

Fala NA0 przybędzie w fazie zgodnej i doda się do N0, zaś fala NB0 będzie w fazie przeciwnej i odejmie się. Zasada Huyghensa tłumaczy zjawisko dyfrakcji, interferencji i pozwala wyjaśnić przypadki złożone, np. wpływ przeszkody znajdującej się na trasie łączności.

Podane uprzednio wzory (4-1) do ((4-5) są słuszne tylko dla fal rozchodzących się bez przeszkód. Wpływ przeszkody zależy od położenia między punktami N i 0 (rys. 4.9). W opisywanym poprzednio przykładzie z rys. 4.4 fala NB0 była przesunięta w fazie o 180° w stosunku do N0 i NA0. Jeżeli więc na drodze NB0 ustawi się przeszkodę, to natężenie pola w p. 0 wzrośnie, gdyż będzie sumą fal N0 i NA0. Jeżeli natomiast ustawić przeszkodę na drodze NA0, to wystąpi osłabienie pola w punkcie 0, gdyż będzie ono różnicą fal N0 i NB0. Zjawisko to można wyjaśnić za pomocą tzw. strefy Fresnela opisanej w literaturze [1] i [31].

Warunkiem przesyłania największej energii między antenami jest zapewnienie wolnej I strefy Fresnela. Chcąc uzyskać wolną pierwszą strefę należy antenę podnieść na wysokość h nad powierzchnię ziemi.

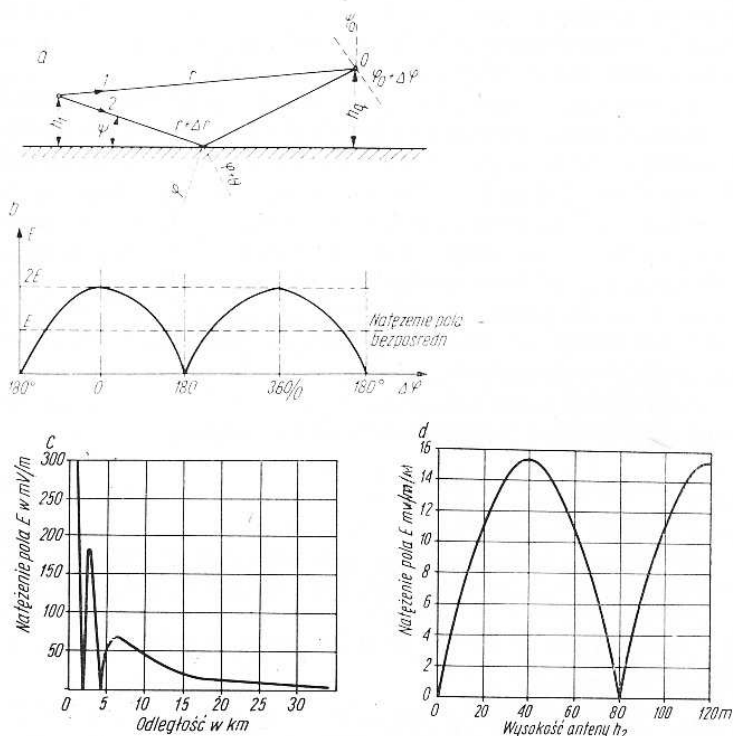
Spełnienie warunku wolnej pierwszej strefy Fresnela jest możliwe na falach UKF, natomiast na KF raczej nie jest osiągalne. Wykres na rys. 4.5 pozwala na łatwe ustalenie szerokości pierwszej strefy Fresnela dla poszczególnych pasm amatorskich.



Rys. 4.5. Szerokość pierwszej strefy Fresnela dla różnych pasm w zależności od odległości anten r

Rozchodzenie się fal nad płaską powierzchnią Ziemi

Powierzchnia Ziemi w rzeczywistości jest niepłaska i posiada nierówności terenowe i przeszkody. Rozpatrywanie jednak zjawisk związanych z propagacją fal radiowych nad idealnie gładką powierzchnią Ziemi jest przydatne w wielu praktycznych przypadkach. Do tego przypadku można np. sprowadzić uzyskanie łączności UKF przy odległościach kilkunastu, a nawet kilkudziesięciu kilometrów, jeżeli obie anteny lub przynajmniej jedna z nich jest umieszczona na znacznej wysokości. Cechą charakterystyczną tego przypadku jest docieranie do anteny odbiorczej dwóch fal, bezpośredniej i odbitej, co ilustruje rys. 4.6.



Rys. 4.6. a — Interferencja dwóch fal — bezpośredniej (1) i odbitej (2), b — zmienność natężenia pola wypadkowego w zależności od różnicy faz $\Delta\varphi$ fali bezpośredniej (1) i odbitej (2), przy założeniu bezstratnego odbicia ($\rho = 1$), c — zależność natężenia pola od odległości dla anten na wysokościach $h_1 = 300$ m i $h_2 = 10$ m przy $f = 200$ MHz i $P_r = 1$ kW, d — zależność natężenia pola od wysokości h_2 anteny odbiorczej odległej o 32 km od anteny nadawczej $h_1 = 300$ m promieniującej mocą skuteczną $P_r = 1$ kW

Jeżeli odległość anten r jest znacznie większa od ich wysokości h_1 i h_2 wtedy można przyjąć, że moc promieniowana w kierunku rozprzestrzeniania fali 1 i fali 2 są jednakowe. Fala odbita 2 jest

osłabiona w stopniu zależnym od współczynnika odbicia ziemi (patrz 2.1.7). Jeżeli założymy idealne odbicie bez strat ($\rho = -1$), wtedy amplitudy fali bezpośredniej E_1 i odbitej są sobie równe.

W punkcie odbioru wypadkowe natężenie pola będzie się zmieniać od 0 do $2E_1$ w zależności od fazy fali odbitej jak to pokazano na rys. 4.6b.

Interesujące wnioski wynikają z rys. 4.6c i rys. 4.6d podanych i opisanych w literaturze [1]. W pierwszym przypadku (c) antena nadawcza znajdowała się na wysokości $h_1 = 100$ m, a odbiorcza $h_2 = 10$ m. Wykres sporządzono dla fali o długości 1,5 m, a więc i częstotliwości zbliżonej do pasma 144 MHz i mocy skutecznej promieniowania $P_r = 1$ kW. Pierwsza interferencyjna strefa martwa pojawia się w odległości 2 km, a druga na 4 km. Gdyby więc na trasie fali odbitej lub bezpośredniej ustawić przeszkodę to natężenie pola będzie wprawdzie mniejsze lecz bez stref martwych.

Na rys. 4.6d można również zauważyć występowanie dobrze znanego radioamatorom zjawiska tworzenia się stref martwych wywołanych odbiciem. W tym przypadku antena nadawcza, promieniująca tę samą moc $P_r = 1$ kW na fali 1,5 m, znajdowała się na ustalonej wysokości $h_1 = 300$ m. Obserwowano zmiany natężenia pola przy podnoszeniu anteny odbiorczej h_2 odległej o $r = 32$ km. Początkowo podnoszenie anteny znacznie zwiększa natężenie pola i to niemal proporcjonalnie do wysokości h_2 . Po przekroczeniu wysokości krytycznej $h'_2 = 40$ m natężenie pola maleje do zera. Przy dalszym podniesieniu h_2 ($h_2 > 80$ m) natężenie pola ponownie rośnie.

Z informacji zawartych w literaturze wynika, że zjawisko interferencji występuje do pewnej odległości r określonej wzorem

$$r = 0,018 \frac{h_1 h_2}{\lambda} \quad (4-6)$$

gdzie: r w km, λ , h_1 , h_2 w m.

W obszarze tym występuje tyle maksimum i minimum ile wynosi wyrażona w długości fali wysokość niższej anteny. Liczbę tę określa więc stosunek $\frac{h_1}{\lambda}$ lub $\frac{h_2}{\lambda}$. Średnie natężenie pola maleje proporcjonalnie do odległości r .

W praktyce odległość r jest duża w porównaniu z wysokościami h_1 i h_2 anten. Wówczas gdy jest spełniony warunek $r \gg \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda}$ do wyznaczenia skutecznej wartości natężenia pola w punkcie odbioru można stosować wzór Wwiedeńskiego

$$E = \frac{2,18 \sqrt{P_r}}{r^2 \lambda} \cdot h_1 h_2 \quad (4-7)$$

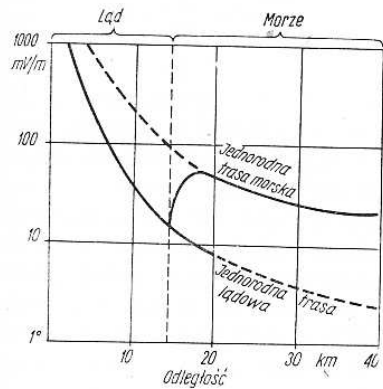
gdzie P_r — w kW, E w mV/m, λ , h_1 , h_2 w m, r w km.

Z powyższego wzoru wynika, że natężenie pola maleje z kwadratem odległości. Antena umieszczona nisko nad ziemią wytwarza, poza falą

bezpośrednią i odbitą, także falę powierzchniową. Rozchodzi się ona tuż przy powierzchni Ziemi.

Do nisko umieszczonej anteny odbiorczej docierają więc dwie składowe fali powierzchniowej to jest jedna fala przez powietrze, a druga przez ziemię.

W propagacji przez powietrze dominuje składowa pionowa pola elektrycznego, a przy propagacji przez ziemię głównie składowa pozioma. W przypadku tym zwykle czoło fali ulega nachyleniu. Pole dipola umieszczonego bezpośrednio nad ziemią maleje proporcjonalnie do kwadratu odległości. Przy propagacji fali powierzchniowej nad terenem niejednorodnym występują skoki natężenia pola wywołane niejednorodnością oraz odchylenie kierunku propagacji jak to pokazano na rys. 4.7.



Rys. 4.7. Rozchodzenie się fali powierzchniowej na trasie lądowo-morskiej $\lambda = 249$ m, $P_r = 50$ kW [1]

Bliższe informacje można znaleźć w literaturze [1], [4]. Z wy-prowadzonych tam zależności wynika, że antena odbiorcza, położona na terenie o większej konduktywności σ_2 niż wynosi konduktywność σ_1 terenu anteny nadawczej, uzyskuje większe natężenie pola, od tego które by wystąpiło w przypadku gdyby teren wzdłuż całej trasy miał jednakową konduktywność σ_1 . W przypadku odwrotnym gdy $\sigma_2 > \sigma_1$ skutki są również odwrotne (to jest na terenie o gorszej konduktywności natężenie pola maleje). Fakty te tłumaczą znane przypadki braku wzajemności warunków propagacji na pewnych trasach. Zjawisko to występuje szczególnie silnie przy przejściu z lądu na morze (rys. 4.7).

4.2.4. -

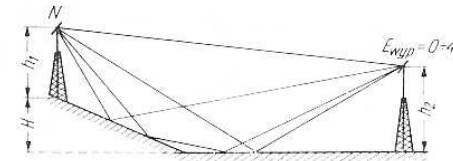
Rozchodzenie się fal nad realną ziemią

Zjawisko dyfrakcji

W opisywanym poprzednio przypadku zakładano (w celu uproszczenia), że powierzchnia Ziemi jest płaszczyzną. W rzeczywistości

powierzchnia Ziemi jest kulista i pofalowana. Jest to przyczyną wystąpienia zjawisk bardziej złożonych niż opisane w rozdziale 4.2.3.1. Ilustruje to np. propagacja między dwoma punktami N i O przedzielnymi doliną.

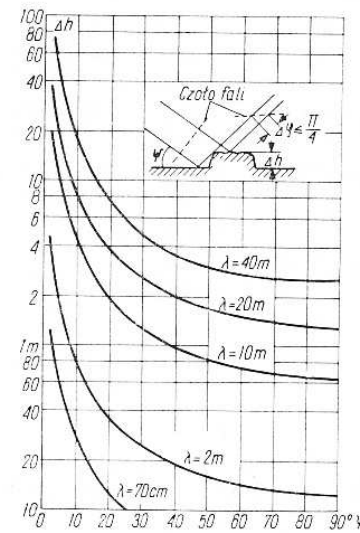
W wyniku wielokrotnych, np. czterech odbić, może wystąpić w pewnym miejscu znaczne wzmocnienie natężenia pola, np. na rys. 4.8 do $4E$, z wystąpieniem licznych minimów, w których pole jednak nie maleje do zera. Zauważmy przy tym, że położenia maksimów i minimów zależą od długości fali.



Rys. 4.8. Wielokrotne odbicia w dolinie powodować mogą nieoczekiwany wzrost pola ($4E$) lub zanik łączności, mimo nawet bezpośredniej wzajemnej widzialności anten

Autor niejednokrotnie w terenie podgórskim stwierdzał, że zmiana częstotliwości pracy w pasmie dwóch metrów o 100 kHz była wystarczająca na to, aby uzyskiwać powiększenie natężenia pola nawet do 10 dB, lub doprowadzić do prawie pełnego zaniku.

Powierzchnia terenu nawet płaskiego pokryta zabudowaniami lub lasem wykazuje znacznie większe tłumienie niż przestrzeń swobodna. W pasmie 2 m las liściasty wprowadza np. tłumienie rzędu 6 dB/100 m, a w pasmie 70 cm nawet rzędu 10 dB/100 m. Pofalowana woda morska dla zakresu KF nie wiele różni się właściwościami od wody spokojnej. W zakresie UKF jednak, w szczególności gdy wysokość fali



Rys. 4.9. Dopuszczalne nierówności powierzchni odbijającej w zależności od kąta nadejścia Ψ , dla której uznaje się powierzchnię jako praktycznie gładką

wodnej jest porównywalna z $\lambda/2$, występują silne zakłócenia propagacyjne.

Na łądzie wpływ przeszkody o wysokości Δh zależy od długości fali λ . Fala padająca pod kątem ψ na otoczenie przeszkody odbija się od płaszczyzny przechodzącej przez podstawę przeszkody a także od jej wierzchołka jak na rys. 4.9. W kierunku odbitym rozprzestrzenia się fala zawierająca dwie składowe, różniące się przesunięciem fazowym $\Delta\varphi$. Oczywiście tym większa jest $\Delta\varphi$ im powierzchnia jest bardziej chropowata. Granica przejścia od powierzchni lustrzanej do chropowatej nie jest ostra. Można przyjąć (podobnie jak w optyce) kryterium Rayleigha, że powierzchnia jest gładka gdy $\Delta\varphi < \frac{\pi}{4}$. Z tego kryterium wynika nierówność dotycząca wysokości przeszkody Δh , a mianowicie

$$\Delta h < \frac{\lambda}{16 \sin \psi} \quad (4-8)$$

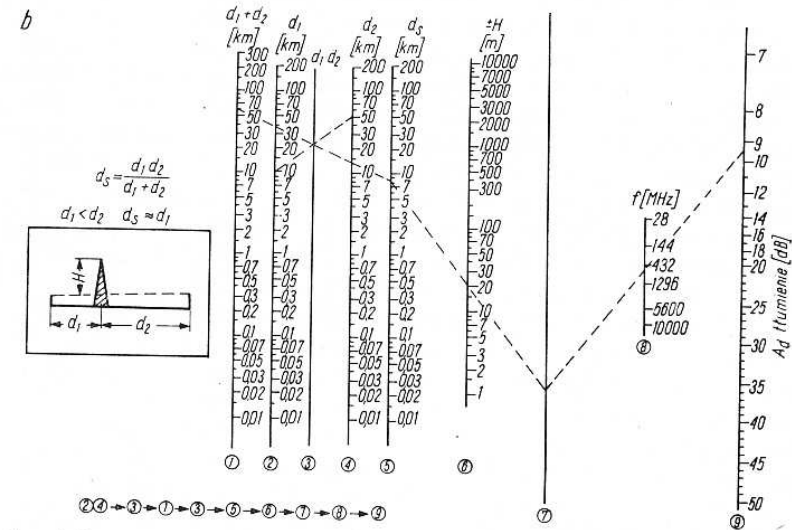
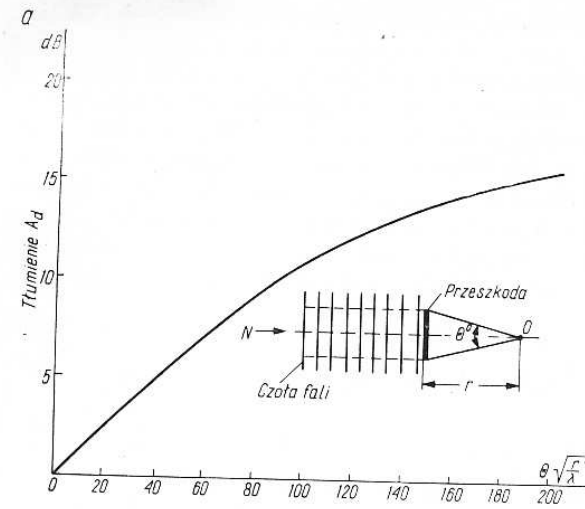
W praktyce można posługiwać się wykresami z rys. 4.9.

Za nieprzezroczystą przeszkodą powstaje cień i półcień radiowy podobny do cienia i półcienia znanego z optyki. Półcień jest wynikiem dyfrakcji (ugięcia fal radiowych). Zjawisko dyfrakcji można łatwo wytłumaczyć zasadą Huyghensa. Na krawędzi przeszkody i obok w wolnej przestrzeni każdy punkt czoła fali jest źródłem nowej fali wtórnej kulistej, która rozprzestrzenia się za przeszkodą. Jej natężenie przy odchodzeniu od kierunku fali pierwotnej szybko maleje. Wartość tłumienia wnoszonego przez wąską przeszkodę można wyznaczyć posługując się rys. 4.10a. W przypadku natomiast ostrego klina wystającego ponad ziemię tłumienie można wyznaczyć korzystając z rys. 4.10b. Zagadnienia te są szerzej opisane w literaturze [1] i [31].

Zjawisko dyfrakcji nabiera szczególnego znaczenia w górach, gdzie stanowi często jedyną szansę nawiązania łączności. Bliższe badania potwierdziły możliwość łączności poprzez szczyty przegradzające trasę. Wartość tłumienia na trasie zależy od kąta dyfrakcji θ , kształtu wierzchołka przeszkody i częstotliwości. Wierzchołki ostre wprowadzają mniejsze tłumienie niż rozległe płaszczyzny wierzchołkowe. Wyjaśnia to rys. 4.11a. W przypadku trasy długości 140 km przegrodzonej górą o wysokości 940 m jak na tym rysunku, w wyniku dyfrakcji fale radiowe docierają do punktu 0.

Dodatkowe tłumienie na tej trasie (to jest poza tłumieniem wolnej przestrzeni) można obliczyć posługując się wzorami podanymi w literaturze [24]. Zależy ono od kąta odchylenia promienia oraz od profilu szczytu.

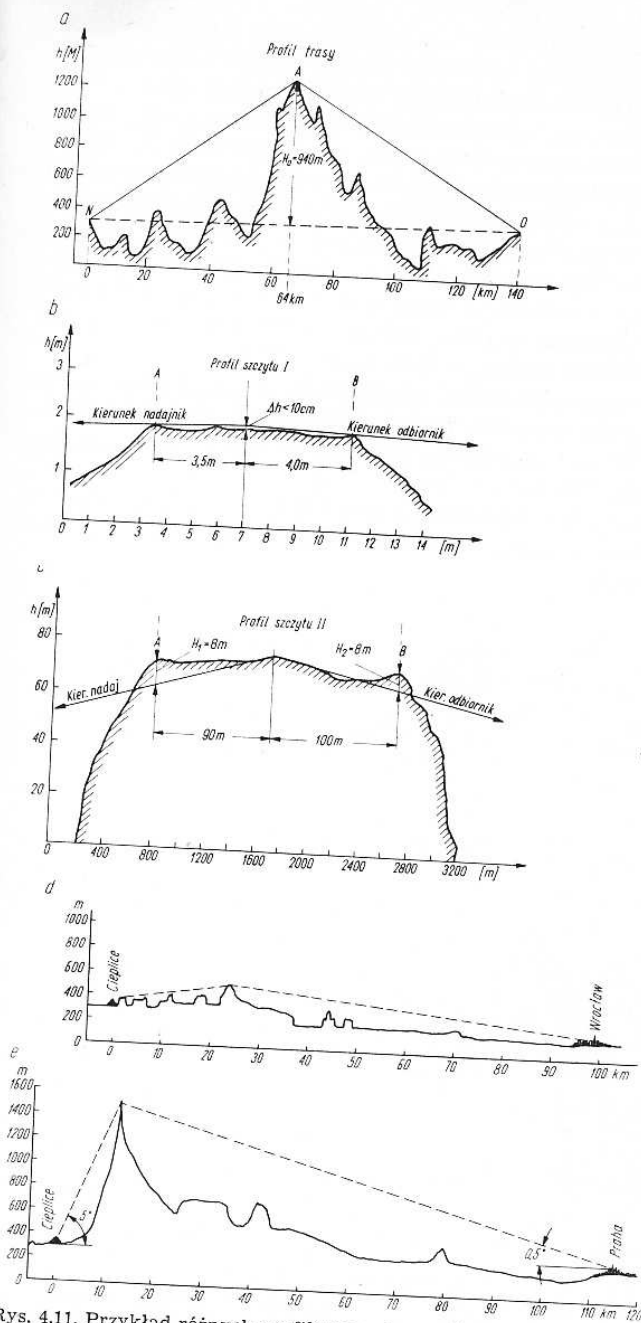
Przykładowo dla szczytu ostrego, gdy występują dwie krawędzie załamania odległe tylko o 7,5 m (profil I rys. b) dodatkowe tłumienie wynosi $A_t = -27$ dB przy 144 MHz. Przy szczycie rozległym, gdy fala ulega kilku załamaniom (profil II rys. c) tłumienie dodatkowe jest sumą tłumień poszczególnych odcinków na szczycie i wynosi $A =$



Rys. 4.10. a — Tłumienie dodatkowe wąskiej przeszkody, b — tłumienie dodatkowe ostrego klina

$= -40$ dB. Dla sygnału o częstotliwości 432 MHz dla tego profilu tłumienie dodatkowe wynosi $A = -48$ dB. Wypadkowe tłumienie jest oczywiście większe o tłumienie w wolnej przestrzeni określone wzorem (4-4), które dla fali 2 m wynosi $A_p = 118$ dB, zaś dla fali 70 cm $A_p = 128$ dB.

Wartość tłumienia dodatkowego trasy można także obliczyć korzystając z nomogramu na rys. 4.10b, pamiętając o tym, aby sumować tłumienie każdego załamania.



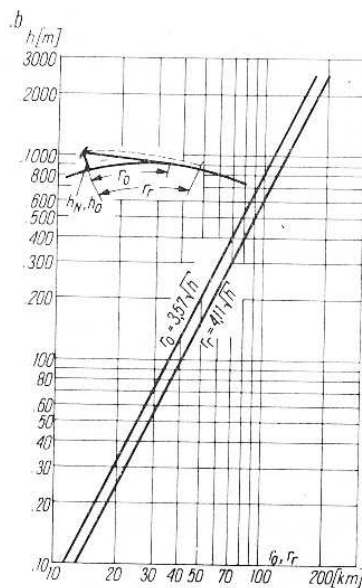
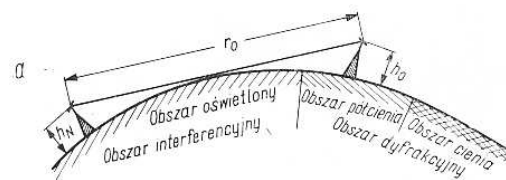
Rys. 4.11. Przykład różnych profili trasy i szczytów powodujących różne dodatkowe tłumienie fali [24]
 a-c — przekrój trasy dla której robiono pomiary, d — przykład przekroju trasy Cieplice—Wrocław, e — trasa Cieplice—Praha

W praktyce często rysuje się przekrój trasy z zastosowaniem różnych skal dla odległości i wysokości jak np. na rys. 4.11b i c. Przy większych odległościach uwzględnia się także krzywiznę Ziemi.

Z praktycznego punktu widzenia korzystniejsze są szczyty ostre co uwzględniono w tzw. pasywnych retranslatorach. Na tępy wierzchołku góry ustawia się metalową siatkę o długości kilkudziesięciu metrów i wysokości $1 \div 10$ m zależnie od profilu szczytu i długości fali. Uzyskuje się w tym przypadku zmianę profilu szczytu tępego na ostry (rys. 4.11b) i znaczny wzrost poziomu fali ugiętej. Dobierając odpowiednio stosunek długości siatki do jej szerokości oraz wysokość umieszczenia nad szczytem można uzyskać dalsze zwiększenie poziomu fali ugiętej. Szczegóły można znaleźć w literaturze [24] i [25].

W dotychczasowych rozważaniach nie był uwzględniany wpływ krzywizny Ziemi i dlatego wzór Wwiedeńskiego (4-7) może być stosowany tylko przy niezbyt dużych odległościach między antenami, praktycznie do odległości $r < 0,7r_0$.

Odległość r_0 jest wyznaczona granicą bezpośredniej widoczności między anteną nadajnika o wysokości h_N i odbiornika o wysokości h_0 a mianowicie



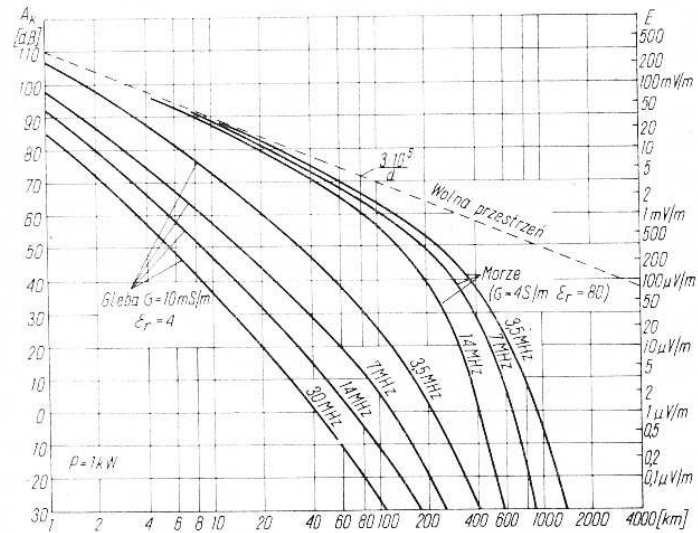
Rys. 4.12. a — Zasięg optyczny dwóch podniesionych anten, b — horyzont optyczny r_0 i promień r_r

$$r_o = 3,57 (\sqrt{h_N} + \sqrt{h_0}) \quad (4-9)$$

gdzie należy wstawiać h_N i h_0 w metrach otrzymując r_o w km (rys. 4.12).

Dokładniejsze wyniki otrzymuje się przyjmując we wzorze (4-7) wysokości anten h_1 i h_2 nad linię styczną do ziemi w punkcie odbicia fali docierającej do anteny odbiorczej. Metoda ta opisana jest w literaturze [1]. W obszarze do $0,7r_o$ zwanym obszarem interferencyjnym natężenie pola w miejscu odbioru można uważać za wynik interferencji fali bezpośredniej i odbitej od powierzchni Ziemi. Przy większych odległościach antena odbiorcza znajduje się w obszarze dyfrakcyjnym. Natężenie pola w tym obszarze zależy od wielu czynników, w tym od długości fali i konduktywności ziemi. Nad morzem pole wraz z rosnącą odległością maleje wolniej niż nad lądem.

Tłumienie dodatkowe A_k wywołane kulistością Ziemi jest większe dla fal krótszych. Na rys. 4.13 pokazano zależność tłumienia A_k od odległości r między stacjami oraz średnie wartości natężeń pola fali powierzchniowej wywołane skuteczną mocą promieniowania $P_r = 1$ kW.



Rys. 4.13. Natężenie fali powierzchniowej przy dużych odległościach dla krótkich pionowych anten umieszczonych na powierzchni ziemi przy skutecznej mocy promieniowanej $P_r = 1$ kW

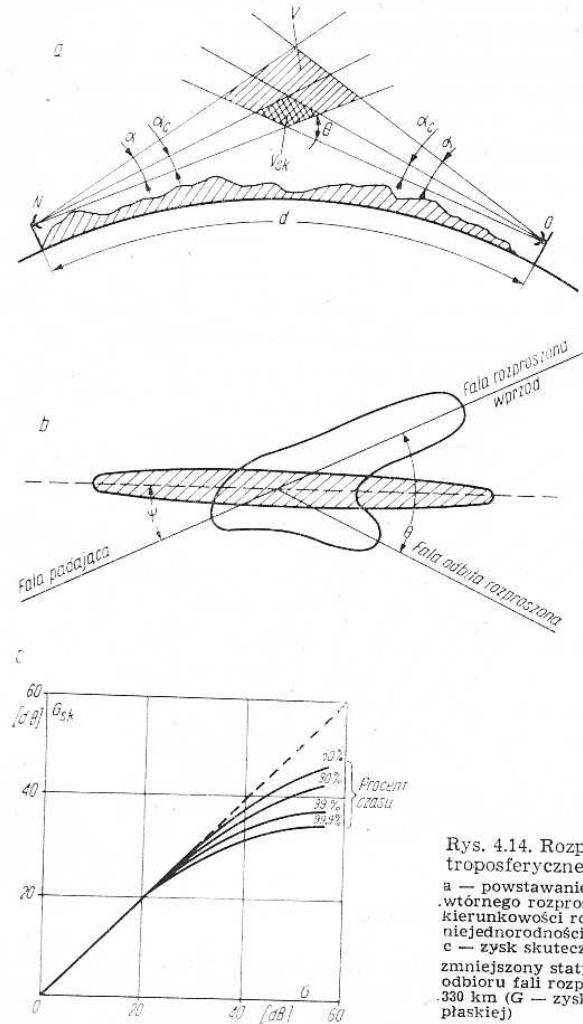
4.2.5.

Rozpraszanie się fal radiowych w troposferze

Liczne badania i obserwacje bezpośrednie wskazują na istnienie w troposferze chaotycznych turbulencyjnych ruchów powietrza. Ruchy te są powiązane z lokalnymi zmianami temperatury, wilgot-

ności i ciśnienia, a co za tym idzie towarzyszą im lokalne zmiany współczynnika załamania n . W rzeczywistości więc troposfera jest środowiskiem niejednorodnym.

Fala radiowa natrafiając na niejednorodności troposfery ulega częściowemu rozproszeniu. Dobrą analogię tego zjawiska stanowi „słup światła” reflektora lotniczego. Strumień światła reflektora skierowanego w niebo dzięki rozproszeniu w powietrzu jest widoczny z bardzo dużej odległości. Podobne zjawisko obserwujemy w nocy nad miastem. Światło miasta załamując się i odbijając od cząstek pyłu tworzy „łunę” nad miastem. Przy modulacji strumienia światła do punktów obserwacji



Rys. 4.14. Rozproszenie troposferyczne
 a — powstawanie promieniowania wtórnego rozpraszono, b — wykres kierunkowości rozproszenia na rozległej niejednorodności w troposferze, c — zysk skuteczny anteny (G_{5k}) zmniejszony statystycznym charakterem odbioru fali rozpraszonoj na trasie 330 km (G — zysk anteny dla fali płaskiej)

dotrze światło rozproszone także zmodulowane, umożliwiając odbiór informacji.

Warunkiem koniecznym wystąpienia rozproszenia radiowego jest wystąpienie obszarów, z odchylnym współczynnikiem załamania, o wymiarach większych od długości obserwowanej fali. Dlatego właśnie rozproszenie troposferyczne jest silniejsze w zakresie fal UKF niż fal KF. Na rys. 4.14 pokazano przypadek, kiedy z anteny nadawczej N skierowano stycznie do ziemi snop fali radiowej o kącie rozwarcia α . W wyniku rozproszenia snop ten będzie wysyłał na swej drodze falę rozproszoną. Jeżeli teraz na ten snop skierujemy antenę odbiorczą tak, aby jej główna wiązka, np. także o kącie rozwarcia α przecięła się ze snopem fali nadawczej, powstanie w troposferze obszar V wspólnie objęty wiązkami obu anten. Obszar ten nazywamy obszarem rozproszenia. W takiej sytuacji do anteny odbiorczej dotrze największa ilość energii rozproszonej.

Z rozważań teoretycznych i wyników pomiarów wynika, że natężenie pola fali rozproszonej jest tym większe, im mniejszy jest kąt Θ między kierunkami rozchodzenia się fali pierwotnej i odbieranej fali rozproszonej, co pokazano na rys. 4.14b. Kąt Θ jest nazywany kątem rozproszenia.

Natężenie fali rozproszonej E_o maleje w przybliżeniu proporcjonalnie do czwartej potęgi wartości kąta rozproszenia to jest $E_o = f(\Theta^{-4})$. W praktyce zjawisko to bywa bardziej złożone, gdyż w pewnych warunkach jako zdarzenie przypadkowe pojawiają się uprzywilejowane kierunki rozpraszania (rys. 4.14b). W przypadkach natomiast wystąpienia bardziej rozległych nieciągłości (tworzenie się duktu), uprzywilejowany kierunek może być wyraźniej wyróżniony, dając nieoczekiwanie duże natężenie pola fali rozproszonej w punkcie odbioru.

Przy szerokich wiązkach promieniowania anten α , antena odbiorcza odbiera największą procentowo ilość energii z kierunku, tworzącego z kierunkiem promieniowania najmniejszy kąt Θ .

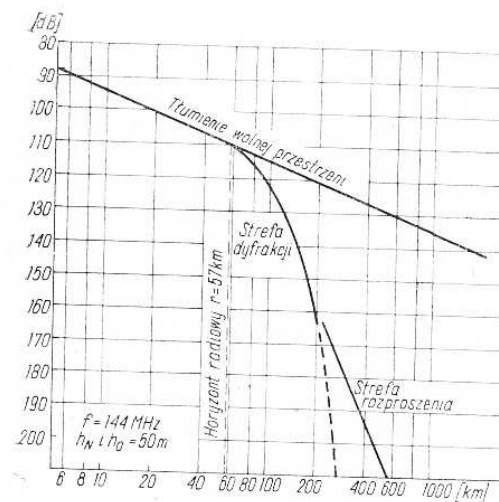
Ze wzrostem kąta Θ ilość energii odbieranej szybko maleje. Skuteczna objętość V_{sk} jest mniejsza od objętości V wspólnie obejmowanej obiema wiązkami promieniowania anten (rys. 4.14a).

Zwążając wiązkę promieniowania α do pewnej wartości krytycznej α_c uzyskuje się wzrost poziomu sygnału odbieranego. Dalsze zawężanie wiązki równoznaczne ze wzrostem zysku anteny G prowadzi do trudności skrzyżowania obu wiązek. Przy wiązkach bardzo wąskich nawet niewielkie lecz rozległe i ciągle zmiany współczynnika załamania na trasie wiązek powodują ich rozchodzenie się. Wpływa to na zmniejszenie skutecznego zysku anten (rys. 4.14c). Wartość krytyczna szerokości wiązki wynosi około $\alpha_c = 1,7^\circ$.

W praktyce amatorskiej tak wąskie wiązki są możliwe do uzyskania tylko w pasmie 1296 MHz i wyższych.

Znajomość tych zjawisk jest jednak potrzebna do właściwego postępowania również przy mniejszych częstotliwościach. Szczególnie odnosi się to do kąta jaki tworzą wiązki w rzucie na płaszczyznę poziomą. Optymalne warunki uzyskuje się gdy wiązki leżą w jednej płaszczyźnie pionowej przechodzącej przez obie anteny. Uchyb nastawienia kierunku powinien być nie większy niż $1/4$ szerokości wiązki α .

Próby przeprowadzone przez polskich amatorów SP5 SM SP2 RO, SP2 DX ze stacjami zagranicznymi potwierdziły 90% prawdopodobieństwa nawiązania łączności na odległość ok. 500 km przy skutecznej mocy promieniowanej $P_r = 2500$ W i czułości odbiornika rzędu 2 kTo. Sygnały miały poziom zazwyczaj kilku decybeli ponad poziom szumu. Poziom sygnału można oszacować na podstawie wykresu z rys. 4.15. Badania nie wykryły wpływu rodzaju polaryzacji na poziom odbieranego sygnału. Należy jednak pamiętać, że pora roku ma duży wpływ na intensywność rozproszenia troposferycznego. Latem np. tłumienie trasy jest około 10÷15 dB mniejsze niż zimą.



Rys. 4.15. Tłumienie trasy w troposferze w zależności od rodzaju propagacji dla anten na wysokości $h_N = h_0 = 50$ m i częstotliwości 145 MHz.

Odbierany sygnał jest w znacznym stopniu niekoherentny i w związku z tym fonia jest źle zrozumiała. Odbiór sygnałów telegraficznych przy wąskiej wstędze i wolnym tempie nadawania jest prawidłowy.

4.2.6.

Właściwości jonosfery

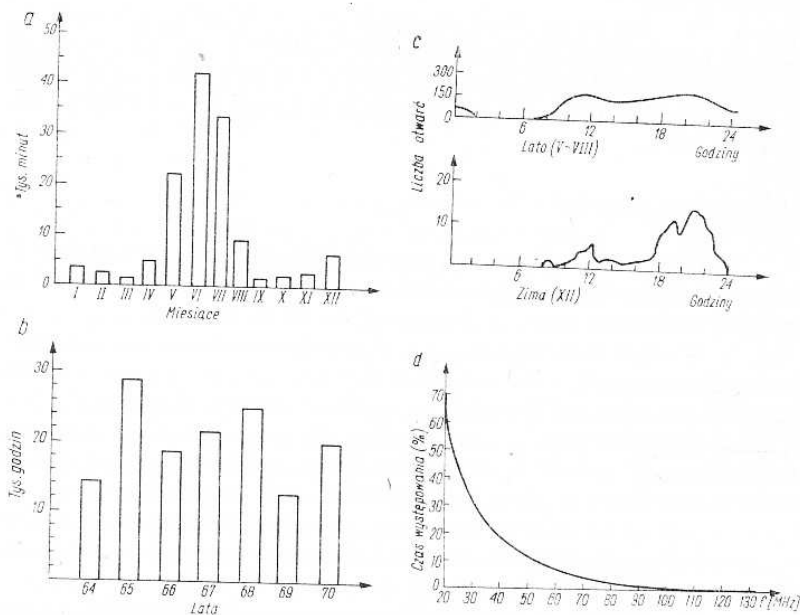
W uzupełnieniu do obszernego opisu zawartego w literaturze [1] i [31] podane zostaną interesujące radioamatora właściwości poszczególnych warstw jonosfery.

Warstwa D

Jest to najniższej położona warstwa, która rozciąga się na wysokości 60÷90 km, a maksimum gęstości osiąga na wysokości około 75 km. Gęstość elektronowa nie jest duża $2 \cdot 10^8 \div 7 \cdot 10^8 \text{ e/m}^3$. Warstwa D swoje powstanie zawdzięcza fotojonizacji tlenu azotu NO przez skrajne promieniowanie ultrafioletowe. Warstwa ta ma znaczną gęstość elektronową w południe. Po zachodzie słońca szybko zanika. W praktyce uważa się, że warstwa D nie sprzyja propagacji fal radiowych.

Warstwa E i E_s (sporadyczna)

Warstwa E znajduje się jeszcze w obszarze jednorodnej atmosfery, jest ona stabilna o maksimum gęstości elektronowej $4 \cdot 10^{10}$ do $12 \cdot 10^{10} \text{ e/m}^3$ co wywołuje odbicia krótkich fal radiowych. W warstwie tej pojawiają się niekiedy „obłoki” warstwy sporadycznej E_s. Jej powstanie nie jest bliżej wyjaśnione. Warstwa E_s występuje na obszarach 50 do 150 km i często przemieszcza się z prędkością kilkuset km/godzinę w kierunku zachodnim. Warstwa sporadyczna E_s ma dużą gęstość elektronową i chociaż czas jej życia jest krótki, ok. kilkudziesięciu



Rys. 4.16. a — Liczba tysięcy minut otwarcia łączności przez E_s w pasmie 50 MHz w poszczególnych latach wg WA 5 IVX, b — suma za lata 1964—1970 tysięcy godzin otwarcia w poszczególnych miesiącach, c — średnia liczba otwarć w poszczególnych godzinach latem i zimą w pasmie 50 MHz, d — procent czasu, w ciągu którego warstwa E_s pozwala na łączności na częstotliwościach do 130 MHz

minut, może odgrywać dużą rolę w amatorskich łącznościach w górnych zakresach krótkofalowych, a także na UKF.

Nie stwierdzono wyraźnej korelacji częstości pojawiania się warstwy E_s z aktywnością Słońca (rys. 4.16). Stwierdzono natomiast, że jest to zjawisko sezonowe. Na przestrzeni lat 1964—70 największą liczbę minut wystąpienia propagacji za pośrednictwem E_s zarejestrowano w czerwcu bo aż 44 tys. minut (rys. 4.16a). Znacznie mniejsze maksimum występuje w grudniu. Liczba „otwarć” latem dochodzi do 200 na miesiąc i występuje w godzinach 12÷24. Zimą liczba otwarć jest mniejsza (ok. 15 miesięcznie) i to głównie późnym wieczorem.

Istnieje zależność między warunkami w pasmie 28 MHz i prawdopodobieństwem propagacji w pasmie 2 m za pośrednictwem E_s. Powstająca warstwa E_s przy małej częstotliwości krytycznej f_{kryt} ok. 30 MHz pozwala na odbiór tylko dalekich stacji w pasmie 10 m. Przy wzroście f_{kryt} zaczynają się pojawiać stacje bliższe (mniejsze Θ). Równocześnie pojawiają się odległe stacje telewizyjne (~ 50 MHz) a następnie coraz to bliższe. W przypadku gdy f_{kryt} osiąga około 60÷70 MHz pojawiają się nawet bardzo dalekie stacje pracujące w zakresie 144 MHz (rys. 4.16d).

Obszar odbijania fal w warstwie nie jest duży i może szybko przemieszczać się wraz z ruchem chmury jonowej, skąd nazwa angielska „short skip”.

Ostatnio na przykład w dniach 20 i 23.VI.1974 utworzyła się rozległa i stacjonarna warstwa E_s, która umożliwiła łączności w czasie od 15.50 do 17.30 stacji bułgarskiej LZ2FA ND 40 g z Anglią G 3DAO na odległość 2300 km, a także z szeregiem francuskich, włoskich i hiszpańskich stacji.

Warstwa F

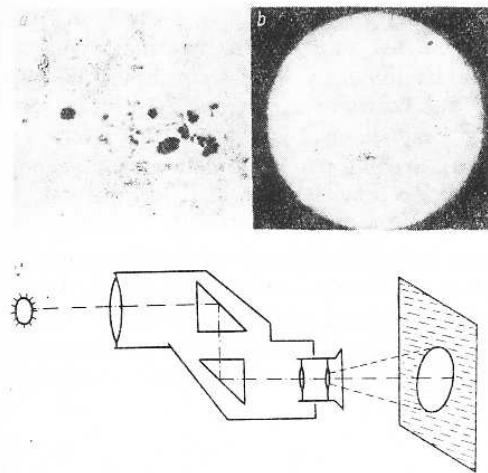
Duże znaczenie w propagacji fal radiowych ma warstwa F, która umożliwia nawet dalekie łączności w pasmach KF. Warstwa ta zaczyna się tuż nad warstwą E i rozciąga się aż do egzosfery.

W ciągu dnia wyróżnia się w niej dwa nasilenia gęstości elektronowej nazwane F₁ i F₂. Warstwa F₁ mniej zależy od pory roku, ale podobnie jak warstwa E zanika po zachodzie słońca. Warstwa F₂ (choć o dużej nieregularności elektronowej) jest bardzo trwała. W nocy nie zanika, jedynie zmienia wysokość zalegania a także maleje jej gęstość elektronowa. Maksymalna gęstość elektronowa F₁ jest rzędu $4 \cdot 10^{11} \text{ e/m}^3$ i dla propagacji fal radiowych ma ona mniejsze znaczenie. W propagacji zatem z wykorzystaniem warstwy F istotne znaczenie ma warstwa F₂, której gęstość elektronowa dochodzi do $2 \cdot 10^{12} \text{ e/m}^3$.

Warstwa G, która występuje na wysokości 700÷800 km ma mały wpływ na łączności radiowe.

Gęstość elektronowa we wszystkich warstwach, a więc i warunki propagacji, zależą przede wszystkim od stanu powierzchni Słońca

(rys. 4.17). Protuberancje towarzyszące plamom na słońcu są źródłem wyrzucającym strumień materii w przestrzeń kosmiczną. Docierający do powierzchni Ziemi strumień wyrzuconej materii, głównie jonów wodoru — protonów, elektronów i promieniowania gamma oddziałuje na jonosferę i tym samym na warunki propagacji wokół Ziemi.



Rys. 4.17. Plamy na Słońcu
a — poszczególne plamy $n = 30$
i grupa plam $n = 5$,
b — powiększona grupa plam,
c — metoda obserwacji plam
na Słońcu przy pomocy
lornetki polowej

Liczba plam słonecznych na powierzchni Słońca zmienia się okresowo. Wskaźnikiem aktywności słonecznej jest względna liczba plam słonecznych, zwana liczbą Wolfa, stale mierzona w Szwajcarii i innych obserwatoriach

$$W = kn + 10g \quad (4-10)$$

gdzie: k — współczynnik zależny od zdolności rozdzielczej teleskopu,
 n — liczba pojedynczych plam słonecznych,
 g — liczba grup plam słonecznych.

Poszczególne plamy mogą mieć rozmiary wielokrotnie przekraczające średnicę Ziemi. W sierpniu 1972 r. zaobserwowano np. plamę słoneczną o średnicy około 65 000 km.

Aktywność Słońca podlega cyklicznym zmianom o okresie ok. 11, 14 lat. Na początku cyklu pojawiają się plamy po obu stronach równika słonecznego w odległości $\pm 30^\circ$. Z biegiem rozwoju cyklu słonecznego plamy pojawiają się coraz bliżej równika. Przy maksimum liczby Wolfa znajdują się one około szerokości $\pm 16^\circ$, a przy zbliżaniu się do minimum aktywności osiągają szerokość $\pm 6^\circ$.

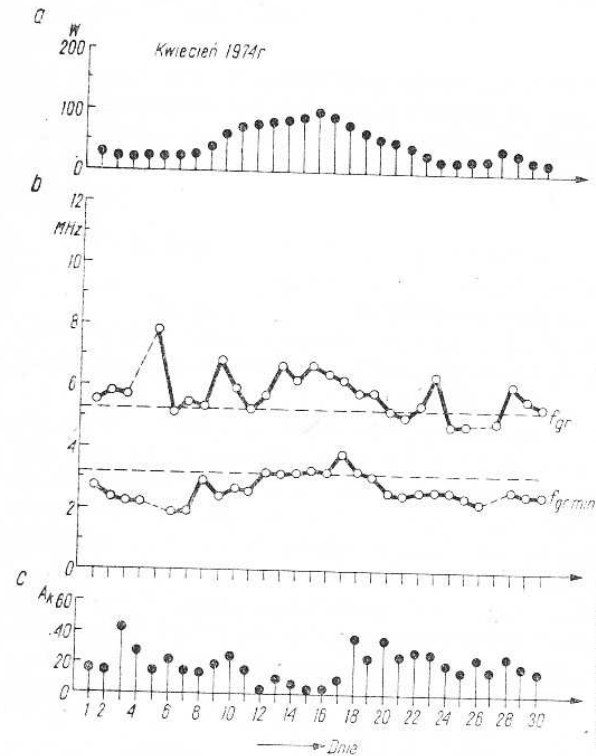
Radioamator może sam łatwo obserwować plamy słoneczne, ich położenie, liczbę i ruch. Obserwacje takie są celowe, gdyż pozwalają przewidywać ewentualne zorze polarne, burze jonosferyczne, magnetyczne i nietypowe warunki propagacji. Do obserwacji można stosować zwykłą lunetkę, rzucając obraz słońca na ekran ustawiony w odległości kilku centymetrów za okular, po odpowiednim ustawieniu ostrości.

Odsunięcie ekranu powoduje powiększenie obrazu słońca i lepsze spozstrzeżenie plam (rys. 4.17).

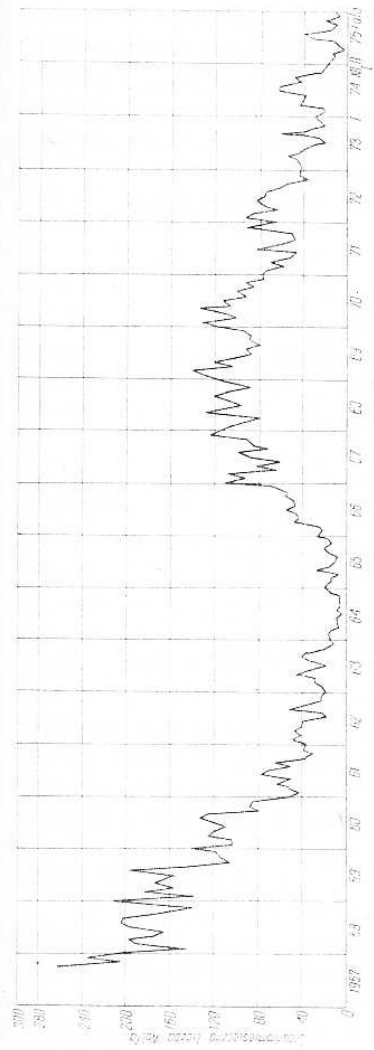
Obecność dużej plamy lub grupy plam przechodzącej przez środkowy południk może wywołać, po kilkudziesięciu godzinach, burzę magnetyczną, zorzę lub inne zjawiska jako efekt wzmożonej aktywności Słońca.

Zakłócenia w polu magnetycznym Ziemi w postaci chwilowych zmian położenia bieguna magnetycznego, oraz natężenia pola są przedmiotem stałych badań, między innymi w obserwatorium w Wingst (RFN). W czasopiśmie CQDL publikowane są wartości A_k , które reprezentują stan magnetosfery przy czym $1 [A_k] = 2 \cdot 10^{-5}$, Gs = $2 \cdot 10^{-9}$ T (Gs — gauss, T — tesla). Średnie natężenie pola magnetycznego wynosi $0,5 \cdot 10^{-4}$ Gs. Przyjęto, że przy $A_k < 25$ stan jest normalny, przy burzach magnetycznych $A_k > 40$.

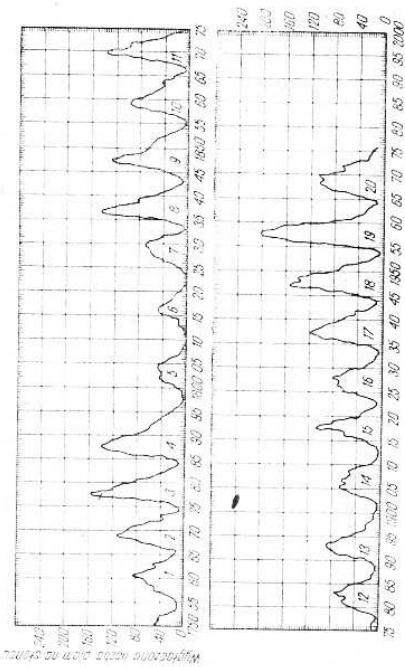
Codziennie wyznaczane liczby Wolfa mają wartości zmieniające się dość przypadkowo (rys. 4.18). Średnie miesięczne liczby Wolfa obserwowane w skali roku tworzą przebiegi z wyraźną tendencją zmian (rys. 4.19) ale dopiero wartości średnioroczne ujawniają jedenastoletnią cykliczność (rys. 4.20). W jedenastoletniej cykliczności można zauważyć,



Rys. 4.18. Obraz aktywności Słońca
a — liczba Wolfa w poszczególnych dniach kwietnia 1974 r.,
b — graniczna częstotliwość warstwy F_2 w tym samym okresie, c — natężenie zakłóceń pola magnetycznego



Rys. 4.19. Średniomiesięczna liczba Wofla w latach 1957—1974

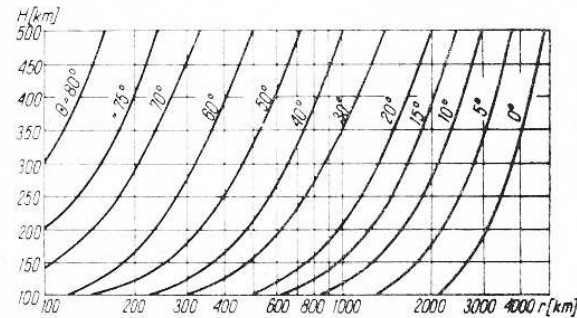


Rys. 4.20. Średnioroczna liczba Wofla na przestrzeni lat od rozpoczęcia obserwacji do chwili obecnej, tj. do 20-go cyklu

że nie wszystkie cykle osiągają tę samą wartość maksymalną. Układają się one w przebieg regularny o cykliczności około 169 lat. Obserwacje plam słonecznych są prowadzone od 1749 r. a od 1755 r. numerowane są kolejne cykle. Obecnie zaczyna się cykl 21.

Istnieje bezpośrednia zależność między liczbą plam a intensywnością promieniowania nadfioletowego wysyłanego przez Słońce. Im więcej plam tym większa intensywność promieniowania, tym silniejsza jonizacja warstw, tym lepsze warunki propagacji na większych częstotliwościach. Cykl 19 odznaczał się niezwykłą intensywnością plam słonecznych, osiągając w marcu 1958 r. $W = 201$. Przewiduje się, że nowy cykl, który rozpoczął się na przełomie 1976 i 1977 roku, maksimum osiągnie około 1980 roku, a przebieg będzie podobny do cyklu nr 20.

Dla konstruktora anteny istotna jest informacja, że dla określonych warunków jonosferycznych to jest wysokości warstwy odbijającej i odległości r istnieje optymalny kąt elewacji α , pod którym należy maksimum energii wypromieniować, lub z którego nadchodzi odbierana fala. Rysunek 4.21 podaje zależność kąta α od odległości r stacji i wysokości H warstwy jonosferycznej.



Rys. 4.21. Optymalny kąt elewacji wiązki głównej dla propagacji jonosferycznej w zależności od wysokości H jonosfery (F_2) i odległości korespondenta r

Ze względu na zakłócenia korzystne jest takie skonstruowanie anteny, aby maksimum energii było odbierane tylko z określonego kierunku. W przypadku anteny nadawczej cała moc powinna być wypromieniowana w kierunku korespondenta pod optymalnym kątem α . W wielu przypadkach jednak przy łącznościach transequatorialnych (przez równik) optymalny azymut może być odchyłony do 30° od kierunku na korespondenta co zależy od pory dnia.

Z wykresów na rys. 4.21 wynika także, że dla określonego kąta promieniowania, w określonych warunkach łączność jonosferyczna może odbywać się w pierwszym „skoku” na odległości stosunkowo duże. Mniejsze odległości znajdują się w cieniu, dalsze zaś mają szanse w wyniku różnorodnych rodzajów propagacji jonosferycznej.

4.2.7.

Odbicia od śladów meteorów

Ten rodzaj propagacji nazywamy Meteor Scatter (MS). Łączność wykorzystująca odbicia od śladów meteorowych znajduje coraz więcej entuzjastów, gdyż pozwala na uzyskanie łączności UKF z krajami normalnie nieosiągalnymi. Największe doświadczenie na stacjach polskich posiadają SP2RO, SP2 DX i SP5JC, którzy tą drogą w pasmie 144 MHz uzyskali łączność m. in. z Grecją (SV) 1840 km, Francją, Bułgarią.

Zasięg propagacji MS wynosi 500 do 2500 km przy mocach około kilkuset watów i antenach kierunkowych. W czasie łączności najczęściej uprzednio uzgodnionych, w odcinku pasma 144,00 ÷ 144,150 MHz na CW, lub bez umówienia się w odcinku pasma 144,09 ÷ 144,10 MHz na CW lub SSB sygnały są nadawane ze zwiększoną prędkością i odbierane z zapisem na taśmę magnetofonową.

Stacje amatorskie nadają z prędkością około 160 znaków na minutę.

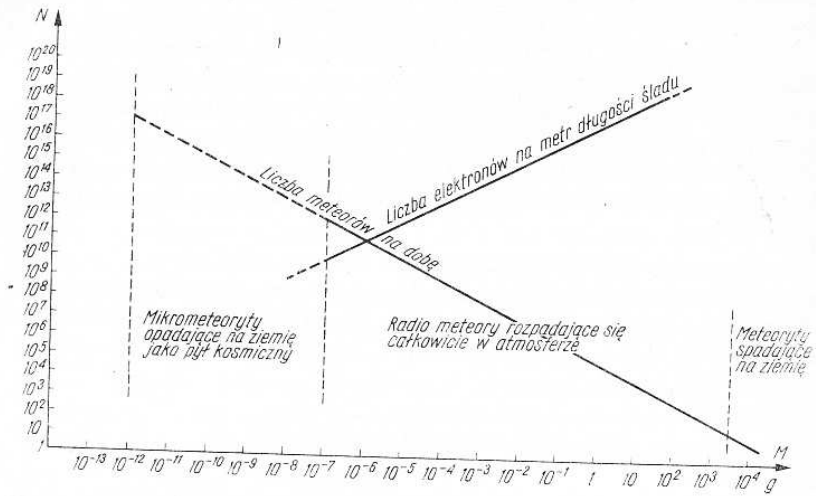
Stacje profesjonalne pracują telegrafią z prędkością 4800 słów na minutę z zapisem w pamięci analogicznej jak w maszynach cyfrowych, a także telefonią, nadając paczki zagęszczonej informacji. Zagęszczenie uzyskuje się odtwarzając z 5-krotnym przyśpieszeniem zapis z taśmy magnetofonowej. Praca systemu SSB wymaga mocy kilkuset watów.

4.2.7.1.

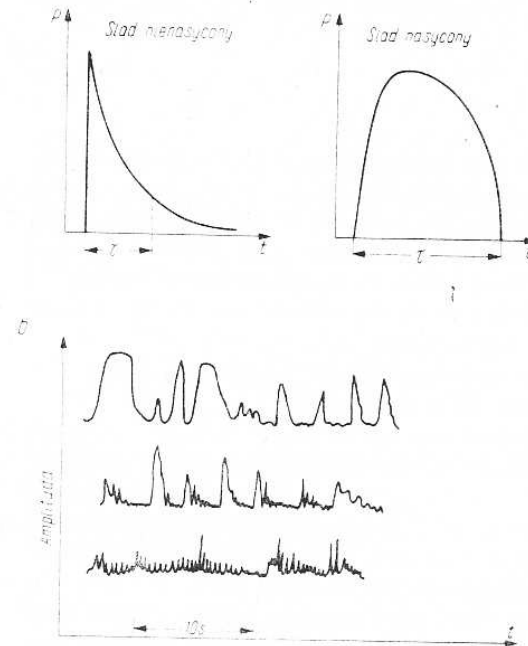
Powstawanie odbić

Ziemska atmosfera jest bombardowana wielką liczbą małych cząsteczek zwanych meteorami. Składają się one z minerałów, metali (w tym żelaza). Rozmiar cząsteczek waha się w dużym przedziale, od najdrobniejszych pyłków, do dużych brył (rys. 4.22). Meteory wpadają w atmosferę z prędkością 11 do 72 km/s i w wyniku tarcia o atmosferę na wysokości około 80 ÷ 110 km silnie się rozgrzewają. Meteor parując powoduje termojonizację i powstawanie śladu w postaci silnie zjonizowanego obszaru (smuga) o średnicy kilku centymetrów i długości do 25 km. Meteory większe od 10^3 g mogą dotrzeć do niskich warstw atmosfery, powodując powstanie widocznego okiem śladu, utrzymującego się kilka sekund. Największe z nich docierają w postaci meteoroidów do powierzchni Ziemi.

Najmniejsze meteory (10^{-8} g) nie ulegają wyparowaniu, ale są natychmiast „przyhamowane” przez cząstki gazów w górnych warstwach atmosfery i opadają powoli na powierzchnię Ziemi w postaci mikropylu. Najmniejsze z nich (10^{-13} g) są unoszone przez „wiatr słoneczny” w przestrzeni międzyplanetarnej. W łączności radiowej mają znaczenie meteory o masie większej od 10^{-7} g.



Rys. 4.22. Ilość meteorów spadających w ciągu doby i gęstość elektronowa śladu N w zależności od masy meteoru w gramach m



Rys. 4.23. a — Teoretyczna zależność poziomu fali odbitej od śladu meteorowego, τ — czas w którym sygnał przekracza ustalony poziom, b — przykłady rzeczywistej zmiany w czasie sygnału odbitego od śladu o różnej intensywności (widać wpływ interferencji)

Czas parowania meteorów wynosi około 10^{-4} s. Można więc przyjąć, że pełny ślad meteoru powstaje skokowo w jednej chwili.

Ślady meteorowe o liniowej gęstości elektronowej (ilość elektronów na 1 m śladu) mniejszej od 10^{14} e/m są zaliczane do nienasyconych, o gęstościach elektronowych większych od 10^{14} e/m nazywane są śladami nasyconymi. Fale radiowe przechodzą przez ślady nienasycone ulegając pewnemu rozproszeniu. Od śladów nasyconych są one odbijane jak od powierzchni półprzewodzącej. Smuga śladowa początkowo o średnicy kilku centymetrów w wyniku dyfuzji powiększa się do kilku metrów. Jednocześnie maleje gęstość elektronowa, a tym samym i zdolność odbijania fal radiowych.

Analogicznie do zjawisk w jonosferze istnieje częstotliwość krytyczna dla danego śladu. W miarę dyfuzji elektronów rośnie średnica smugi, f_{kryt} maleje i ślad dla danej częstotliwości staje się nienasycony. Dlatego czas odbijania fal długich jest dłuższy niż dla fal krótkich.

W śladzie nasyconym następuje odbicie fal radiowych tak, jak od powierzchni metalowej (to jest kąt padania równa się kątowi odbicia). Dla łączności jest korzystne, aby powierzchnia odbijająca znajdowała się w obszarze pierwszej strefy Fresnela, a ślad był skierowany w osi łączącej korespondentów. Wartość sygnału odbitego od śladu zmienia się w czasie (rys. 4.23a). Ślady meteorowe ulegają działaniu wiatrów jonosferycznych, które zmieniają ich położenie i kształt. W rezultacie pojawiają się wielokrotne odbicia mogące wzajemnie interferować, a sygnał ulega silnym wahaniom w czasie (rys. 4.23b).

4.2.7.2.

Statystyczny charakter odbić

W celu poznania charakteru propagacji meteorowej MS korzystne są następujące wiadomości.

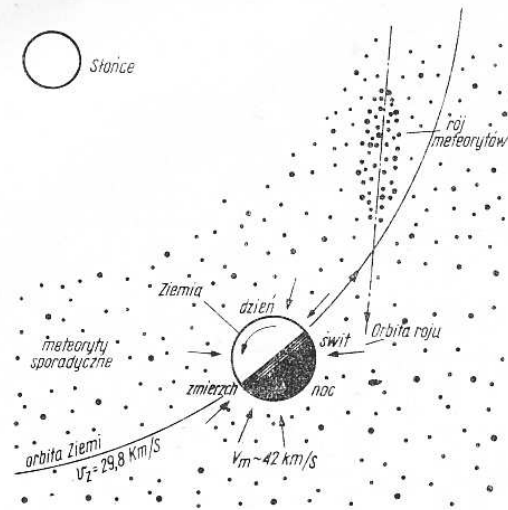
a. Najkorzystniejsze dla łączności amatorskiej są meteory duże, dające trwalsze ślady. Występują one w rojach meteorów. Należy znać okresy ich występowania i radianty to jest obszary nieboskłonu, które są ich pozornym źródłem. Najważniejsze roje zestawiono w tablicy 4.1.

b. Ziemia w ruchu wokół Słońca natrafia na meteory rozproszone w przestrzeni międzyplanetarnej (rys. 4.24). Meteory poruszają się po różnych orbitach eliptycznych wokół Słońca. Jedne z nich zderzają się z Ziemią, wpadając z kierunku przeciwnego ruchowi Ziemi to jest na części Ziemi, na której panuje świt z prędkością około 72 km/s, inne dopędzają Ziemię ($v = 29,8$ km/s) i wpadają z prędkością różnicową $11 \div 30$ km/s od strony, na której panuje zmierzch. W godzinach pośrednich meteory przybywają z różnych kierunków (rys. 4.25). Ze względu na pochylenie bieguna ziemskiego w stosunku do orbity, częstotliwość pojawienia się meteorów jest większa jesienią, niż wiosną. Dotyczy to meteorów sporadycznych. Histogram na rys. 4.25b podaje

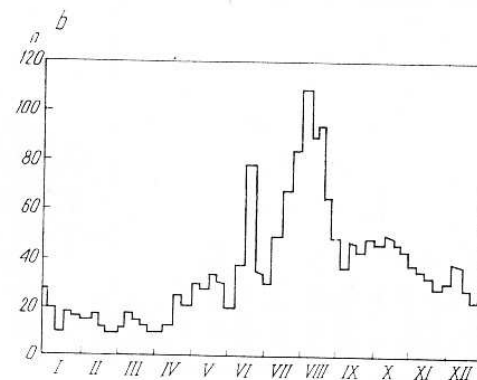
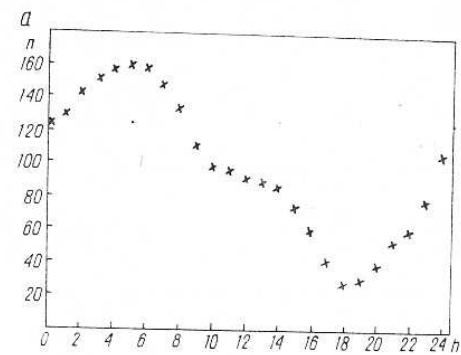
Tablica 4.1
ROJE METEOROWE (czasy w GMT)

Nazwa i data	Okres występowania	Pora wyst.	Liczba ech/h	Korzystne kierunki			N-S	Prędkość [km/s]
				SW-NE	E-W	SE-NW		
Quadrantidy 3/4 stycz.	9h	C	100	0930—1500	2300—0330 1130—1630	2300—0500	0000—0330 0930—1430	41
Lirydy 21 kwiec.	2d	19/13	15	2300—0130 0600—0900	0200—0400	0330—0730 2030—2300	0500—0930 2030—0130	48
Akwarydy 4 maj	5d	c/14	20	0230—0630	0400—0900	0630—1000	0200—0500 0800—1100	64
Arietydy 7 czerwca	8d	02/18	60	0500—0830 1230—1400	0730—1030	0900—1330	0330—0700 1100—1430	39
Persydy 8/9 czerw.	8d	03/19	40	0530—0930 1330—1500	0830—1130	0430—0530 1000—1430	0430—0800 1200—1530	29
Lirydy 16 czerw.	2d	19/13	10	2300—0130 0600—0900	0200—0400	0330—0730 2030—2300	0500—0930 2030—0130	
Akwarydy 29 lipiec	2d	20/08	15	2100—0130	2230—0330	0100—0430	0300—0530 2100—2330	41

Perscydy 12 sierp.	4d	C	60	0600—1300	0900—1400 1900—0000	1800—0200	0700—1130 2130—0200	60
Drakonidy 9 paźdz.	1h	C	10	1700—2300	0730—0930	0500—1230	0800—1300	66
Orionidy 21 paźdz.	2d	21/12	20	2300—0300	0100—0530	0300—0800	0500—0830	30
Tauridy 9 listopad	20d	17/08	10	1900—2300	2100—0200	2300—0400	0130—0430	72
Leonidy 17 listopad	3h	22/14	10	0100—0430	0400—0700	0530—1000	2330—0330	35
Geminidy 14 grudzień	3d	17/11	60	0400—0700	2330—0230	0200—0500 1830—2130	0300—0700 1830—2300	34
Ursydy	12h	C	15	0700—1900	2300—2300	1800—0600	mil	



Rys. 4.24. Rój meteoroidów i orbita Ziemi



Rys. 4.25. a — Średnia roczna ilość sygnałów w poszczególnych godzinach doby wywołana meteorami sporadycznymi, b — histogram rocznych zmian liczby meteoroidów rozproszonych (na osi pionowej średnia tygodniowa liczba meteoroidów na godzinę)

roczny przebieg wartości średnich tygodniowych liczby meteorów spadających na 1 godzinę, umożliwiających propagację do korespondenta odległego o 860 km w Kanadzie *).

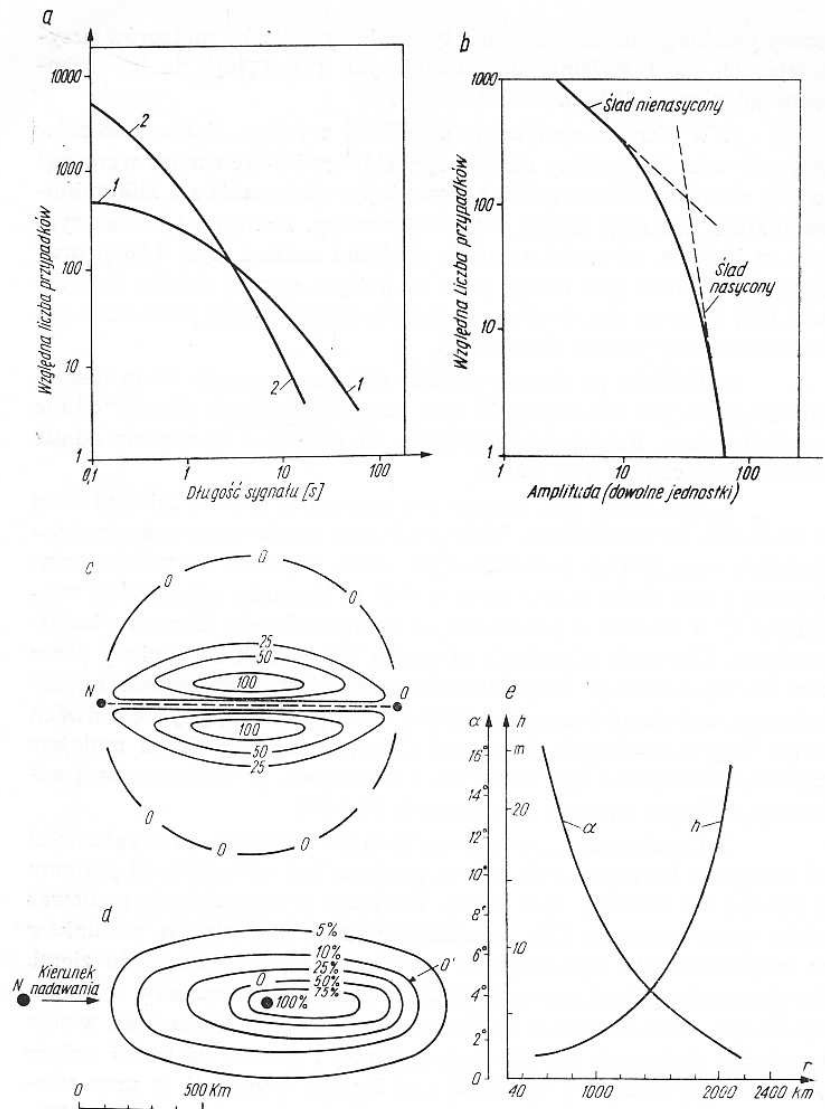
c. W okresie spotykania się Ziemi z rojem, liczba meteorów dających w ciągu godziny odbicie sygnałów radiowych może wzrosnąć do 400, a nawet 1000 na godzinę, powodując utrzymanie się kilkuminutowej silnej jonizacji całego obszaru jonosfery. Zazwyczaj jednak sygnały są krótkie, od części sekundy do kilku sekund (rys. 4.26a), przy czym można brać pod uwagę czas, w którym sygnał słabnie do wartości 0,37 (krzywa a) lub okres, w którym sygnał odbity przekracza pewien minimalny poziom (krzywa b).

d. Odbicie występuje częściej od nienasyconego śladu meteorowego, gdyż jest ich więcej. W tym przypadku jednak sygnały odbite są bardzo słabe. Rzadziej występujące, ale silniejsze są sygnały odbite od śladu nasyconego (rys. 4.26b).

e. Nie każdy ślad meteorowy powoduje odbicie fali radiowej w kierunku korespondenta. Istnieją obszary o większym prawdopodobieństwie łączności niż pozostałe (rys. 4.26c). Poprawę warunków uzyskuje się przez obrót anteny rano o $+7^\circ$ w kierunku północnym, wieczorem 7° w kierunku południowym w stosunku do kierunku korespondenta. Kierunek odchylenia powinien być jednak uzgodniony przez obu korespondentów. Innym rozwiązaniem jest zastosowanie anteny z dwoma maksimami przesuniętymi o 14° , np. składającej się z dwóch anten Yagi ustawionych jedna nad drugą. Zgadzać się na mniejsze prawdopodobieństwo łączności można zastosować pięcioelementową antenę typu Yagi o kącie promieniowania $34 \div 40^\circ$.

f. Ostatnio przeprowadzone badania wykazały, że w zależności od odległości korespondenta antena powinna być odchylna od poziomu o pewien kąt elewacji (rys. 4.26e). Znajduje to uzasadnienie ponieważ nisko promieniowana fala w czasie trwania normalnych warunków w troposferze nie wydostaje się z niej, gdyż jest uginana do ziemi. Przekroczenie jednak pewnego kąta, zależnego od warunków w troposferze, pozwala na dotarcie do śladu meteorowego. Jednocześnie, w celu uzyskania dodawania się fali bezpośredniej i odbitej od Ziemi należy dobierać optymalną jej wysokość nad Ziemią. Wysokość ta przy założeniu niepofalowanej czaszy kuli ziemskiej podana jest na rys. 4.26e.

g. Jeżeli oprócz stacji odbiorczej O w pewnej odległości od niej znajduje się stacja odbiorcza O', a stacja nadawcza N nadaje w kierunku O to w miarę oddalania się stacji O' od stacji O liczba informacji odebranej w O' z N będzie malała. Już w odległości 100 km w bok od stacji O ilość równocześnie ze stacją O odebranych informacji wyniesie tylko 50% (rys. 4.26d). Wynika stąd, że łączność MS w odbiciu od śladów meteorów jest silnie kierunkowa. Poza tym łączność ta nie



Rys. 4.26. a — Prawdopodobieństwo pojawienia się sygnału dłuższego od czasu na osi poziomej przy kryterium poziomu sygnału 1 — spadek do wartości 0,37, 2 — utrzymania się powyżej umownie przyjętego poziomu minimalnego b — prawdopodobieństwo pojawienia się sygnałów o amplitudzie większej od podanej na osi poziomej, c — procent prawdopodobieństwa łączności od meteorów przelatujących atmosferę w różnych miejscach w stosunku do linii łączącej obie anteny (dla miejsc najbardziej prawdopodobnych przyjęto umownie 100%), d — procent informacji docierającej do drugiego odbiorcy O' w zależności od jego położenia dla przypadku, gdy sygnały dochodzące do odbiorcy pierwszego O są najsilniejsze (i oznaczone umownie liczbą 100%), e — zależność kąta elewacji α i wysokości h nad ziemią anteny dla optymalnych warunków łączności MS na wybraną odległość r (km)

* B. G. Bondar Meteornaja Swjaz, Technika, 1968 r., Kijów.

jest zakłócona zmiennym stanem jonosfery i nie zależy od zaburzeń wywołanych Słońcem. Realizacja takiej łączności wymaga jednak mocy ok. 100 W i dobrych odbiorników ($3 \div 4 \text{ kT}_0$).

Łączność dwustronna na roju meteorowym wymaga średnio 2 godzin prób, w czasie których słyszy się wiele „pingów” — sygnały poniżej sekundy i nieliczne „bursty” o czasie trwania kilku sekund. Zdarzają się ślady dające odbicie kilkuminutowe. Z wykresów na rys. 4.23 i 4.26a wynika, że w celu uzyskania dłuższych sygnałów należy maksymalnie podnieść skuteczną moc promieniowania, a więc stosować anteny o dużym zysku, oraz ograniczyć szumy na wejściu odbiornika (co wymaga również anteny z dużym zyskiem).

4.2.8.

Propagacja w odbiciu od zorzy polarnej (Aurora)

Obszar atmosfery w pobliżu 100 km ma duże znaczenie dla łączności radiowej. Występują tu opisane już poprzednio odbicia od E_s oraz od śladów meteorowych MS. Prócz tego istnieje jeszcze inny rodzaj odbić, a mianowicie od zorzy polarnej. Na obszarze Europy Północnej umożliwia on uzyskanie łączności do 1600 km. Warunki propagacji są jednak na ogół niekorzystne, gdyż występuje silna modulacja sygnału odbitego szumem o częstotliwości akustycznej, zakłócając transmisję tak, że jest ona nieczytelna. Zakłócenia te wywołane są efektem Dopplera. Dla 144 MHz dewiacja częstotliwości wywołana tym efektem wynosi $300 \div 900 \text{ Hz}$, występuje nieregularnie i ma charakter pulsujący^{*)}. Mimo to w okresie pojawienia się warunków zorzowych można nawiązać z Polski wiele łączności, w tym z Anglią, Belgią, Holandią w pasmach 144 MHz, a prawdopodobnie także i w pasmie 432 MHz. Z teorii i praktyki wynika jednak, że obszar „dostępny” za pośrednictwem odbić zorzowych jest ograniczony.

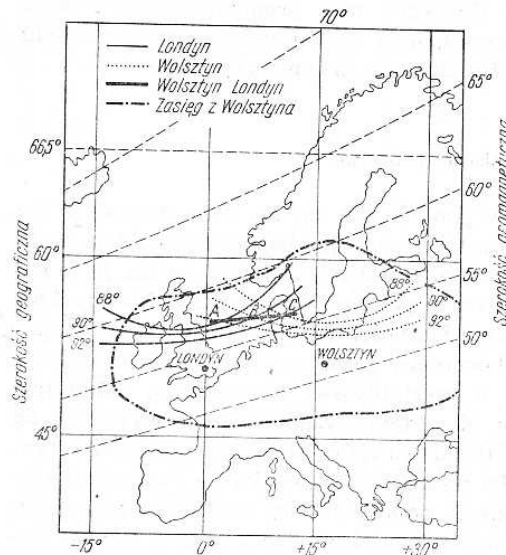
W czasopiśmie radioamatorskich wielokrotnie podawano szczegółowy opis i wyjaśnienie teoretyczne mechanizmu powstawania odbić i ich zasięgu. Podajemy najważniejsze informacje i wnioski.

a. Zorza polarna powstaje w wyniku silnej jonizacji atmosfery na wysokości $100 \div 200 \text{ km}$ przez korpusekły emitowane przez Słońce. Rozbłyśki na powierzchni Słońca wyrzucają szczególnie silny strumień korpusek. Po upływie $12 \div 24$ godzin Ziemia może znaleźć się w jego obszarze, co spowoduje różnego rodzaju zakłócenia w atmosferze ziemskiej.

b. Ziemia otoczona jest polem magnetycznym, którego bieguny są przesunięte w stosunku do biegunów geograficznych. Korpusekły docierają do Ziemi w postaci wiatru słonecznego. Ponieważ są one naładowane przechwytuje je pole magnetyczne Ziemi i skupia w duże pasma radiacji.

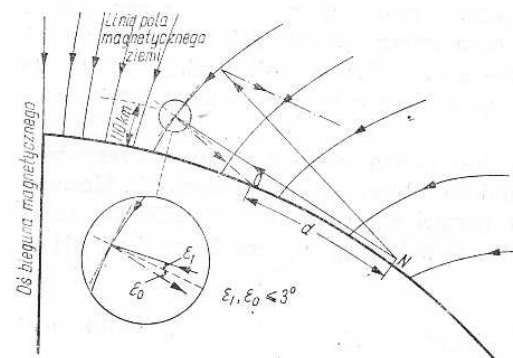
*) Czytelność na fonii wynosi R0 do R2, a po włączeniu BF0 jak na SSB podnosi się do R3. Sygnały SSB odbierane są R4, nawet R5.

c. Równoleżniki magnetyczne nie pokrywają się z geograficznymi (rys. 4.27). Ich położenie jest powoli zmiennie w czasie. Natężenie pola magnetycznego jest rzędu 40 A/m , lecz w czasie tzw. burz magnetycznych ulega silnym zmianom. Burze magnetyczne wywołane są głównie przez skoncentrowany strumień naładowanych korpusek (protonów), które niosąc ze sobą własne pole magnetyczne zakłócają pole magnetyczne Ziemi. Stopień zakłócenia pola magnetycznego określane



Rys. 4.27. Propagacja w odbiciu od zorzy polarnej, dla Wolsztyna (SP3GZ) linie przerywane — równoleżniki geomagnetyczne, linia punktowana pozycje zorzy odbijającej dla Wolsztyna; linia ciągła dla Londynu; punkt B wyznacza miejsce zorzy dla łączności SP — G

jest wartością A_k (średnia dobowa) podaną przykładowo na rys. 4.25a. W czasie burz magnetycznych, część naładowanych cząstek z pasów radiacyjnych dociera do niższych warstw atmosfery, powodując jej dodatkową jonizację. Przy silnej jonizacji mogą się tworzyć widoczne gołym okiem świecące obłoki, słupy itp.



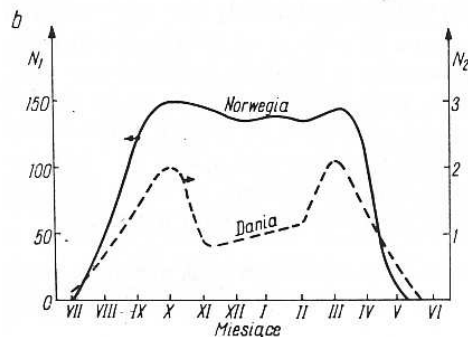
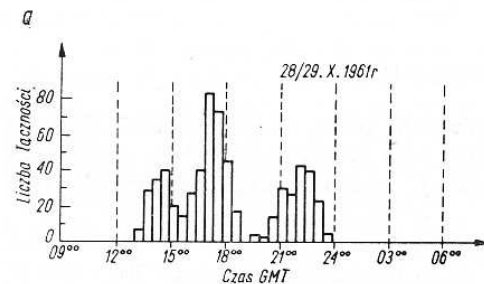
Rys. 4.28. Tylko niektóre promienie odbite od zorzy powracają na Ziemię

d. Warunkiem odbicia fali radiowej od zorzy polarnej jest, aby promień padający tworzył z linią pola magnetycznego kąt prawie prosty. Dla fal o długości 2 m odchylenie kąta prostego może dochodzić do $\pm 3^\circ$, a dla fal dłuższych nieco więcej. Jest to główny czynnik ograniczający łączność przy odbiciu zorzy (rys. 4.28).

e. Fala nadawana stycznie do Ziemi po odbiciu od zorzy na wysokości ok. 100 km pada na określone miejsce Ziemi. Ponieważ odbijająca „ściana” jest rozległa, nierównomierna, ma szereg załamań i ulega częstym zmianom nachylenia, otrzymuje się w wyniku pewien skuteczny obszar, dla którego istnieją warunki propagacji. Położenie tego obszaru zależy od miejsca wystąpienia zorzy polarnej. Uwzględniając ugięcie w troposferze oraz możliwość wystąpienia nieregularności w rozkładzie pola magnetycznego, otrzymuje się zasięg w odbiciu od zorzy polarnej np. dla Wolsztyna SP3GZ jak na rys. 4.27.

f. Warunkiem odbicia od zorzy jest wystąpienie jej w określonym obszarze nad Ziemią, dla którego fala nadana horyzontalnie odbija się pod kątem padania $90 \pm 3^\circ$ (rys. 4.28). Dla różnych miejscowości obszary te są różne (rys. 4.27). Warunkiem uzyskania propagacji (np. Polski Wolsztyn SP3GZ do Londynu) jest wystąpienie zorzy na odcinku ABC zaznaczonym na rys. 4.27 przy czym najkorzystniejsze warunki panują w p. B. Tam też należy kierować antenę.

g. Prawdopodobieństwo propagacji zorzowej zależy od stopnia zakłóceń magnetycznych A_k , pory dnia. Przedstawia to rys. 4.29. Wy-



Rys. 4.29. a — Histogram łączności zorzowych 28 i 29. X. 1961 r. w pasmie 145 MHz (występują dwa maksima), b — liczba zórz przydatnych do łączności radiowej obserwowana w Norwegii N_1 i Danii N_2

stępują tu dwa charakterystyczne maksima około godziny 16 i 21 czasu lokalnego. W porze popołudniowej są słyszalne w Polsce najpierw stacje UP, UA, OH a następnie SM, DL i G. Około godz. 19⁰⁰ warunki propagacji i Aurora zanikają a pojawiają się ponownie o 20⁰⁰ i trwają do 23⁰⁰. Zgłaszają się wtedy stacje w odwrotnej kolejności od G do UP. Przy dużej wartości A_k (ok. 60) miejsce odbicia przypada nad Polską, zorza jest widoczna gołym okiem, a odbicia radiowe docierają do Czechosłowacji i Szwajcarii.

h. Do łączności zorzowych można stosować antenę typu Yagi 3÷10-elementową, przy czym nadmierne skupienie wiązki nie jest korzystne, gdyż zmniejsza to prawdopodobieństwo utrzymania propagacji przez dłuższy czas. Przy szerszej wiązce więcej punktów zorzy może brać udział w odbiciu korespondenta. Wprawdzie grozi to interferencjami, ale prawdopodobieństwo łączności jest jednak większe. Zysk anteny 6÷14 dB przy mocach około 100 W jest zupełnie wystarczający do nawiązania łączności. Roczny rozkład pojawiania się radiozorzy, wynikający z nachylenia osi ziemskiej do orbity wokółsłonecznej przedstawia rysunek 4.29b (średnia z kilku lat). Poza tym w wyniku pojawiania się plam na Słońcu w czasie ich maksimum pod szerokością słoneczną około 16° (4.2.6), główny strumień cząstek emitowanych przez Słońce omija Ziemię. W okresie gdy aktywność Słońca maleje, plamy przesuwają się do równika słonecznego i strumienie korpuskuł trafiają na Ziemię, powodując zorzę polarną. Przesunięcie w czasie maksimum zorzy w stosunku do maksimum plam wynosi około 2 lata.

4.2.9.

Propagacja za pośrednictwem Księżyca (EME)

Łączność za pośrednictwem odbić od powierzchni Księżyca należy do najnowszych zdobyczy i na tym polu od 1961 r. przeprowadzono wiele ciekawych obserwacji. Liczba entuzjastów łączności tego rodzaju rośnie.

Łączność EME wymaga od aparatury nadawczo-odbiorczej najwyższego poziomu technicznego, to jest nadajnika o mocy 500÷1000 W na wyjściu, odbiornika o poziomie szumów około 2 dB na 144 MHz, 4 dB na 432 MHz przy szerokości wstęgi regulowanej 50÷100÷1000 Hz. W większości przypadków stosowane są wejścia na nowoczesnych tranzystorach BFR 91, oraz filtry kwarcowe w układach wzmacniaczy p.cz., a także i filtr wstęgowy na małej częstotliwości. Decydującym jednak elementem jest antena. Najczęściej stosowane są anteny paraboliczne o średnicy 4—100 metrów, ale także i zestawy anten Yagi 80÷320 elementów^{*)}. Antena powinna stale „widzieć” Księżyc, co wiąże się z odpowiednimi układami sterującymi i naprowadzającymi antenę.

*) Najmniejszą anteną na 144 MHz była 2×10-elementowa Yagi, za pomocą której K1KKP 22.12.1969 o 02⁰⁰ GMT przeprowadził łączność z W1GZJ/K. W tym też okresie W1XX użył ściany 96-elementowej, W1MX 16×2-elementowy Quad, K2CBA — 7,5 m parabolę, VE3NA 2×8 Yagi, VE7BQH — 80-elementową ścianę.

A oto najważniejsze informacje związane z wykorzystaniem Księżyca jako retranslatora.

1. Księżyc jest naturalnym satelitą o średnicy 3476 km, oddalonym od Ziemi średnio o 384 900 km. Księżyc widziany jest z Ziemi pod kątem 33'. Porusza się on wokół Ziemi z kierunku zachodniego na wschód z prędkością 12°—13° na dobę, powracając w to samo położenie względem Ziemi i Słońca po miesiącu synodycznym trwającym 29,53 średniej doby słonecznej. Orbita Księżyca nachylona jest do orbity Ziemi wokół Słońca (ekliptyki) pod kątem średnio 5°9'. W związku z nachyleniem osi Ziemi względem orbity wokółsłonecznej o 23°27', Księżyc jest z Polski widziany (szerokość geograficzna 50°) pod kątami elewacji od 11,5° do 68,5°. Dokładne położenie Księżyca podaje się w rocznikach astronomicznych.

2. Powierzchnia Księżyca ma współczynnik odbicia dla fal radiowych $\rho = 0,1$, co stanowi wartość stosunkowo małą. Właściwości radiowe Księżyca można porównać z właściwościami ciemnoszarej, miejscami w środku lekko błyszczącej kuli. Skutecznie odbijająca powierzchnia Księżyca stanowi pole o średnicy 340 km, a więc zaledwie 10% średnicy Księżyca. Praktycznie odbija tylko najbliższa Ziemi część globu księżycowego.

3. Księżyc w stosunku do Ziemi jest zawsze zwrócony tą samą stroną. Wskutek libracji w kierunku długości i szerokości księżycowej odpowiednio $\pm 7^{\circ}54'$ i $\pm 6^{\circ}50'$ punktem najbliższym Ziemi stają się jednak różne miejsca powierzchni Księżyca zamknięte w pewnej części obszaru Zatoki Centralnej — Sinus Medii.

4. W wyniku libracji warunki odbicia poszczególnych punktów kręgu odbijającego ulegają zmianie, zmienia się też obraz interferencyjnych fal odbitych. Jest to przyczyną szybkich zaników w sygnale odbitym (0,1÷2 s) o głębokości 4÷5 dB. Powodują one charakterystyczne wibracje (flattering) tonu otrzymanego po odbiciu fali z Księżyca. Fluktuacja ta utrzymuje się w około 50% czasu i maleje do zera w chwili zwrotnych ruchów libracji Księżyca.

5. Księżyc jest kulą i w związku z tym partie zewnętrzne kręgu odbijającego są położone dalej od Ziemi o 8 km, co odpowiada dłuższemu o 100 μ s czasowi przebiegu fali radiowej. Staje się to przyczyną przede wszystkim zniekształcenia czoła fali, która zostaje „rozmyta” w wyniku nakładania się fal odbitych od coraz to dalej położonych punktów tarczy Księżyca (rys. 4.30a). Zjawisko to ogranicza szerokość wstęgi modulacji nadajnika do 10 kHz (rys. 4.30b).

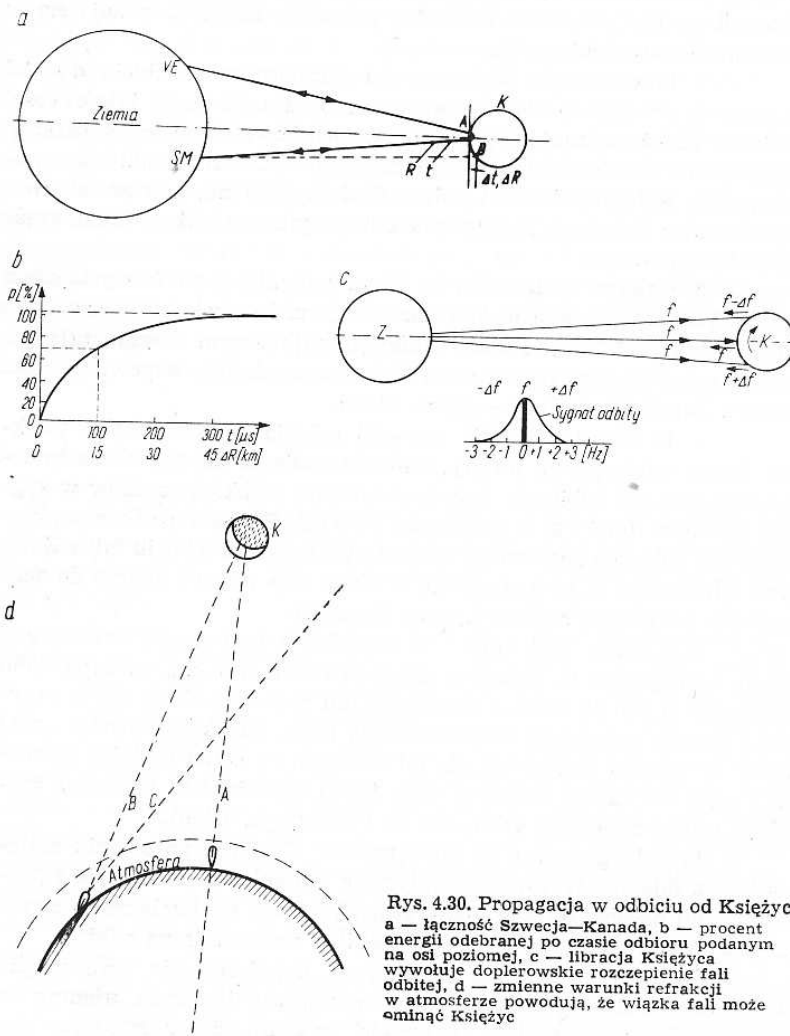
6. Fala padająca na powierzchnię Księżyca po odbiciu zmienia fazę a fala spolaryzowana eliptycznie lub kołowo zmienia się z prawoskrętnej na lewoskrętną i odwrotnie. Wymaga to przełączania zwrotu polaryzacji anteny przy przechodzeniu z nadawania na odbiór.

7. W wyniku libracji następuje dopplerowskie przesunięcie częstotliwości, dodatnie na jednej stronie tarczy Księżyca, ujemne na drugiej. Efektem tego jest „rozmycie” sygnału, który rozszerza się.

Odchylenie częstotliwości dochodzi do ± 2 Hz na 144 MHz, ± 6 Hz na 432 MHz, ± 18 Hz na 1296 MHz. Przy szerokości wstęgi odbiornika ok. 50 Hz ma to już istotne znaczenie (rys. 4.30c).

8. Czas przelotu sygnału z Ziemi do Księżyca i z powrotem wynosi około 2,56 s. Czas ten pozwala na ręczne nawet przełączenie anteny z nadawania na odbiór.

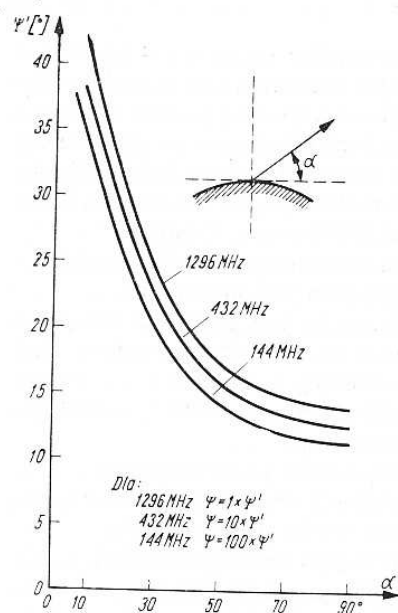
9. Sygnał na drodze EME dwukrotnie przechodzi przez atmosferę ziemską ulegając ugięciu w troposferze i jonosferze. W przypadku niskiego położenia Księżyca fala radiowa ulega nawet w normalnej atmosferze refrakcji: w troposferze do 1°, a w jonosferze zależnie od częstotliwości do 0,5°. W warunkach nienormalnych odchylenie może



Rys. 4.30. Propagacja w odbiciu od Księżyca
a — łączność Szwecja—Kanada, b — procent energii odebranej po czasie odbioru podanym na osi poziomej, c — libracja Księżyca wywołuje dopplerowskie rozczepienie fali odbitej, d — zmienne warunki refrakcji w atmosferze powodują, że wiązka fali może ominąć Księżyc

być większe, fala nie trafia na Księżyc, a w przypadkach skrajnych w ogóle nie opuszcza troposfery (inwersja) lub jonosfery (warstwa E_s, bardzo wysokie MUF). Im ostrzejszą wiązkę promieniowania ma antena nadawcza, tym łatwiej jest „zgubić” Księżyc przy „śledzeniu”, a także łatwiej wypadnie on ze strumienia odchylonego w atmosferze od linii prostej (rys. 4.30d).

10. Fale radiowe przechodzące przez ziemską atmosferę ulegają doplerowskiemu przesunięciu, dochodzącemu na 144 MHz do 14 Hz, a na 432 MHz już tylko 3 Hz. Przesunięcie to zależy od kierunku przechodzenia fali przez atmosferę i jej chwilowych właściwości, głównie troposfery. Fala odbita w drodze powrotnej ulega ponownemu przesunięciu ale przeciwnemu i może wrócić do poprzedniej częstotliwości, jeżeli na drodze swej trafi na podobne warunki, jakie spotykała opuszczając Ziemię.



Rys. 4.31. Faradewskie skręcenie płaszczyzny polaryzacji zależne od kąta elewacji i pasma

11. Fala radiowa przechodząca przez jonosferę ulega pod wpływem pola magnetycznego Ziemi rozszczepieniu i pojawia się polaryzacja eliptyczna ze zmieniającą się płaszczyzną polaryzacji (zjawisko Faradaya). Skręcenie płaszczyzny polaryzacji zależy od długości drogi w jonosferze, a tym samym kąta elewacji oraz kwadratu częstotliwości f^2 (rys. 4.31). Na przykład dla częstotliwości 144 MHz przy niskim położeniu Księżyca (elewacja $\alpha = 10^\circ$) skręt płaszczyzny przekracza 360° i wynosi 3360° to jest $9 \times 360^\circ + 120^\circ$. Na fali 432 MHz wyniesie 372° , a na 1296 MHz tylko $41,5^\circ$. Skręcenie to zależy jednak od warunków

jonosferycznych, które jak wiadomo ulegają szybkim i okresowym zmianom (dzień — noc). Przy stosowaniu obu anten o polaryzacji liniowej zmieniające się położenie wektora E spowoduje powstawanie zaników polaryzacyjnych. Dlatego właśnie stosuje się często anteny z polaryzacją kołową, gdyż są one prawie niewrażliwe na zjawisko Faradaya.

W warunkach stacjonarnych przekazanie sygnału z anteny o polaryzacji liniowej do anteny o polaryzacji kołowej związane jest ze stratą 3 dB. Zaniki polaryzacji mają przebieg powolny o okresach od 10 minut do 2 godzin.

12. Zależności energetyczne w łączności EME określa równanie radiolokacyjne opisane w punkcie 4.3.

4.3.

WARUNKI ŁĄCZNOŚCI SATELITARNEJ

W chwili obecnej krążą dwa satelity Oscar 6 i 7 (Orbitalne Satelity Niosące Amatorską Radiostację). Odbierają one sygnały z Ziemi i retransmitują je na inne częstotliwości. Poniżej podano w skrócie najważniejsze informacje związane z techniką łączności satelitarnej.

1. Czas obiegu wokół Ziemi Oscara 7 wynosi 114,94474 min. Każda kolejna orbita jest przesunięta o około $28,362^\circ$ na zachód. Satelita znajduje się średnio na wysokości 1500 km nad Ziemią.

2. W Polsce w czasie przelotu zenitalnego normalny czas łączności wynosi 24 minuty, przy innych orbitach jest on krótszy.

3. W celu przeprowadzenia łączności jest potrzebna skuteczna moc promieniowania ok. 200 W. Oznacza to, że wystarcza antena Yagi 7÷9-elementowa przy mocy doprowadzonej z nadajnika do anteny ok. 20÷40 W. SP9ADU w połowie 1975 r. przeprowadzał łączności nadajnikiem o mocy 1 W i anteną 9-elementową.

4. Szybkie przemieszczanie się Oscara po nieboskłonie w elewacji i azymucie wymaga, dla optymalizacji warunków łączności, stosowania anteny ze zdalnym obracaniem w obu płaszczyznach.

5. Obracanie się Oscara wraz z jego antenami oraz skręcania płaszczyzny polaryzacji w czasie przejścia przez atmosferę (patrz łączności EME, p. 4.2.9.), wywołują zaniki polaryzacyjne o głębokości do 30 dB. Przy stosowaniu anten z polaryzacją kołową otrzymuje się sygnał słabszy o 3 dB lecz pozbawiony zaników.

6. W sprzyjających warunkach w wyniku ugięcia fal w troposferze występuje przedłużenie łączności do 30 minut. Wymaga to większej mocy skutecznej.

7. Do Oscara 6 i 7 nadaje się sygnały w pasmie 144 MHz i słucha odpowiedzi w pasmie 28 MHz. Oscar 7 jest także czynny w systemie 432/144 MHz w dniach gdy system 144/28 jest wyłączony.

8. Ze względu na różne pasma do i od Oscara, warunki propagacji są często zdecydowanie różne. Przy Oscarze 6 występowały

przypadki odbioru sygnałów na 29,4 MHz nadawane przez satelitę w czasie przelotu nad południową półkulą Ziemi. Oczywiście była to propagacja jonosferyczna niedostępna w pracy w pasmie 2 m.

9. W łączności za pomocą Oscara można stosować proste anteny dwuelementowe skrzyżowane skierowane w zenit. Pozwala to na prowadzenie łączności przez znaczną część użytecznego czasu przelotu satelity bez obracania anteną. W celu uzyskania potrzebnej skutecznej mocy promieniowania, nadajnik powinien dysponować mocą około 150 W.

10. Przy nisko położonych orbitach najwygodniejszą jest antena Yagi o zysku 12÷14 dB skierowana w kierunku największego zbliżenia satelity, zazwyczaj NW lub NO.

4.4.

BILANS ENERGETYCZNY ŁĄCZA RADIOWEGO

Celem końcowym budowy urządzeń radiowych jest nawiązanie łączności jedno- lub dwustronnej. Łączność radiowa odbywa się za pośrednictwem urządzenia nadawczego, anteny nadawczej, przestrzeni w której rozchodzą się fale radiowe, anteny odbiorczej z linią zasilającą, przełącznika i urządzenia odbiorczego.

Urządzenie nadawcze charakteryzuje się mocą oddaną P_N , która jest limitowana przepisem lub zezwoleniem. Urządzenie odbiorcze ma możliwości ograniczone szerokością wstęgi sygnału, poziomem szumów własnych a także szumów przychodzących wraz z sygnałem z anteny.

Urządzenie antenowe, w zależności od zastosowanej konstrukcji, charakteryzuje się różnym skutecznym zyskiem mocy, przy czym zysk ten nie jest związany z dodatkowym zużyciem energii. Ze wzrostem zysku anteny maleje względny poziom szumów i zakłóceń układu.

Powodzenie w nawiązywaniu łączności radiowej (wobec istniejących ograniczeń na moce urządzeń nadawczych) niejednokrotnie zależy od właściwości urządzenia antenowego i umiejętności jego dostosowania do warunków propagacji. Sporządzenie bilansu mocy objaśnimy na przykładzie łączności radiowej EME jako najbardziej reprezentatywnej, tym bardziej, że wnioski są również słuszne w innych rodzajach łączności.

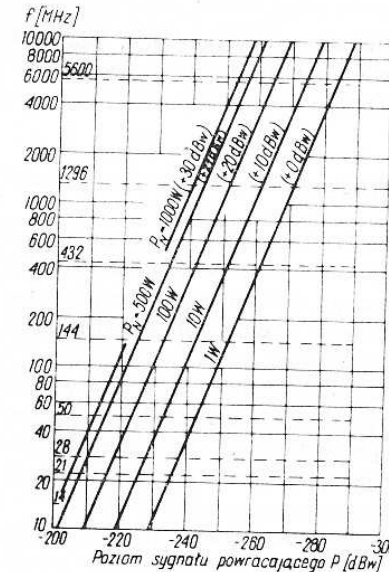
Na podstawie informacji zawartych w poprzednich rozdziałach a w szczególności 4.2. bilans mocy w łączności EME sporządza się następująco:

1. Obliczamy tłumienie przestrzeni na trasie Ziemia—Księżyc—Ziemia EME i szумы przestrzeni kosmicznej.
2. Obliczamy szумы wejściowe odbiornika i czułość układu odbiorczego.
3. Sporządzamy bilans mocy i obliczamy potrzebne zyski anten.

4.4.1.

Tłumienie i szумы trasy kosmicznej

W obliczeniach tych korzystamy z wykresów zakładając, że Księżyc odbija 7÷10% padającego promieniowania. Z rys. 4.32 odczytujemy, że dla częstotliwości 432 MHz i doprowadzonej do zacisków anteny izotropowej mocy $P_N = 500$ W powróci odbity sygnał P_p o poziomie -235 dBw tj. 235 dB poniżej 1 W.



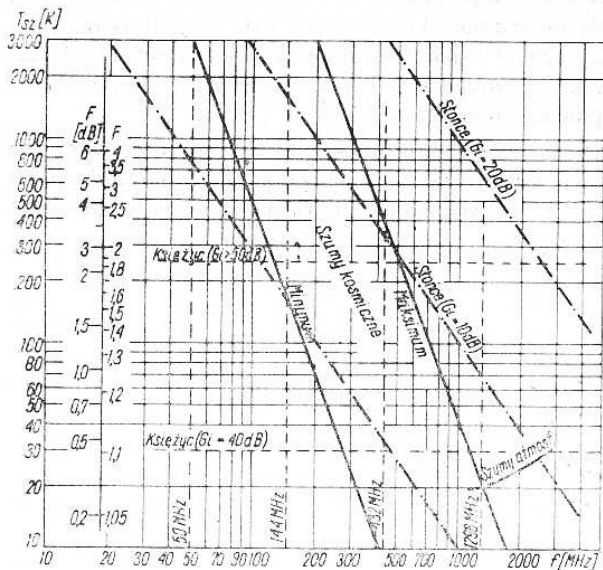
Rys. 4.32. Poziom sygnału powracającego po odbiciu od Księżyca (EME) przy izotropowym promieniowaniu mocy P_N przy założeniu odbijania przez Księżyc 7% mocy padającej

Dla częstotliwości mniejszych straty mocy są mniejsze i np. przy 144 MHz sygnał o tej samej mocy nadanej powróci na poziomie $P_p = -225$ dBw czyli będzie o 10 dB wyższy, niż przy 432 MHz.

Antena odbiera równocześnie sygnał użyteczny S i szумы termiczne przestrzeni oraz atmosfery. Szумы przestrzeni kosmicznej przy odbiorze anteną izotropową można określić bądź mocą P_{szK} przypadającą na jednostkę szerokości wstęgi odbiornika (1 Hz), lub taką temperaturą T_A rezystora o rezystancji R_A , przy której rezystor ten jest źródłem równoważnej mocy szumów P_{sz} . Pojęcie temperatury szumów jest bardzo wygodne w obliczeniach.

Wartość szumów kosmicznych zależy od miejsca, na które zwrócona jest antena kierunkowa, oraz częstotliwości, na której prowadzi się obserwacje. W galaktyce występują „miejsca gorące” będące źródłem dużych szumów kosmicznych, jak np. Słońce, Droga Mleczna, a w szczególności gwiazdozbiór Kasjopei, planety i Księżyc. Na szczęście większość sfery niebieskiej jest chłodna, a nawet zimna. Temperaturę szumów wyznaczamy z rys. 4.33. Górna linia przedstawia tem-

peraturę szumów miejsc gorących, obserwowanych anteną o zysku G_1 ponad 30 dB. Linia dolna określa temperaturę szumów miejsc zimnych. Mierzona temperatura szumów Księżyca i Słońca zależy także od zysku anteny. Antena o małym zysku „widzi” gorący obiekt na zimnym tle i rejestruje średnią temperaturę. Przy antenie o dużym zysku, ciało gorące stanowi duży udział w obserwowanym kącie przestrzennym. Temperatura szumów Księżyca przy zysku anteny $G_1 = 40$ dBi ($\alpha = 1,5^\circ$) wynosi 30 K, a przy zysku $G_1 = 50$ dBi ($\alpha = 0,5^\circ$) wynosi około 250 K ^{*)}.



Rys. 4.33. Szumy kosmiczne w zależności od częstotliwości. Wartość szumów określana być może temperaturą szumów T_{sz} [K], współczynnikiem szumów F lub F_{dB} . Temperatura szumów źródeł dyskretnych zależy od rozdzielczości anteny

Z wykresu widać, że temperatura szumów kosmicznych w pasmie 144 MHz wynosi około 170 K, a w pasmie 432 MHz około 10 K, zaś w pasmie 1296 MHz szumy kosmiczne są do pominięcia, lecz pojawiają się szumy atmosfery. Szumy atmosfery są tym większe, im dłuższą drogę promień przebiega w atmosferze oraz im większą część Ziemi „widzi” antena, gdyż Ziemia jest istotnym źródłem szumów ($T_o = 290$ K).

Zmiana poziomu szumów galaktyki w jej różnych miejscach może być wykorzystana do sprawdzenia czułości układu odbiorczego wraz z anteną. Jeżeli przy obracaniu anteną rejestruje się zmianę poziomu szumów, świadczy to, że układ osiąga czułość graniczną. Już przeciętnie czuły odbiornik jest w stanie wykryć szumy radiowe Słońca.

Wyższy poziom szumów kosmicznych w pasmie 144 MHz niż w pasmie 432 MHz jest jedną z przyczyn, dla której większość amatorów rozpoczyna łączności EME od pasma 70 cm.

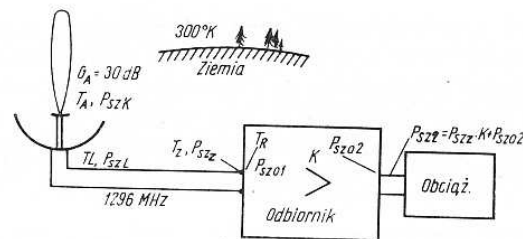
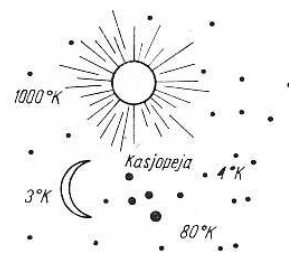
^{*)} dBi — zysk w stosunku do anteny izotropowej.

4.4.2.

Szumy układu: odbiornik, linia zasilająca i antena

Układ antenowy i odbiorczy można schematycznie przedstawić jak na rys. 4.34. Antena idealna odbiera jednocześnie sygnał i szum kosmiczny o mocy P_{szK} równoważny temperaturze T_A . Na rezystancji strat anteny następuje tylko nieznaczne osłabienie sygnału oraz szumów i dostają się one do linii zasilającej odbiornik. Linia zasilająca ze stratami wnosi tłumienie i znajduje się w temperaturze otoczenia T_r . Jest ona źródłem szumów o temperaturze T_L odpowiadającej mocy P_{szL} . Szumy te dodają się do szumów kosmicznych i do wejścia odbiornika przychodzi osłabiony sygnał S na tle szumów zewnętrznych P_{szZ} będących sumą szumów kosmicznych P_{szK} i szumów linii P_{szL} . Szumom zewnętrznym P_{szZ} odpowiada temperatura T_Z .

Odbiornik wzmacnia K -krotnie sygnał S i szumy zewnętrzne P_{szZ} i powiększa je o szumy własne odbiornika P_{szO2} odniesione do wyjścia (2). Do dalszych obliczeń potrzebne są podstawowe wiadomości z teorii szumów radiowych.



Rys. 4.34. Zastępczy układ odbiorczy z wyszczególnionymi źródłami szumów

1. Moc szumów wiąże się z temperaturą szumów zależnością:

$$P_{sz} = k T_{sz} B \text{ [W]} \quad (4-11)$$

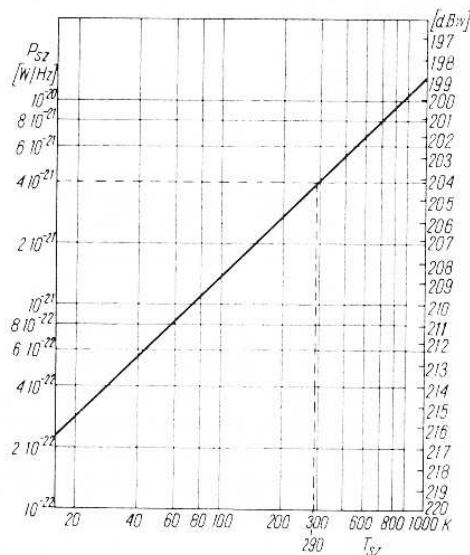
gdzie: k — stała Boltzmanna równa $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K,
 T_{sz} — równoważna temperatura szumów w K,
 B — szerokość pasma przenoszonego przez odbiornik przed detektorem w Hz.

W praktyce dla porównania różnych układów liczy się moc szumów na 1 Hz. Wykres podany na rys. 4.35 ułatwia przeliczenie temperatury na moc szumów i odwrotnie.

2. W technice odbiorczej w Europie przyjęto jako standardowe warunki odniesienia dla źródła szumów temperaturę 290 K tj. około 17°C. Z rys. 4.35 wynika, że standardowa moc szumów wynosi $4 \cdot 10^{-21}$ W/Hz co odpowiada — 204 dBw. Z tym poziomem szumów porównujemy szumy odbiornika, anten itd.

3. Szumy odbiornika powstają w procesie wzmacniania i ujawniają się na jego wyjściu jako moc szumów odbiornika P_{sz02} . Zależą one od konstrukcji odbiornika, a głównie od konstrukcji stopnia wejściowego.

Szumy odbiornika P_{sz02} mogą być przeliczane na równoważną moc szumów na wejściu



Rys. 4.35. Zależność mocy szumów P_{sz} w W/Hz i w dBw od temperatury szumów

$$P_{sz01} = \frac{P_{sz02}}{K} \quad (4-12)$$

gdzie: K — współczynnik wzmocnienia mocy odbiornika.

Odpowiada temu temperatura szumów T_R . Temperaturę szumów odbiornika w zależności od częstotliwości i konstrukcji obwodu wejściowego pokazują wykresy na rys. 4.36.

4. Szumy powstające niezależnie (niekoherentne) można sumować dodając ich moce lub, co jest wygodniejsze, dodając temperatury szumów. Temperatura szumów układu odbiorczego T_u jest sumą (rys. 4.34) określoną wzorem

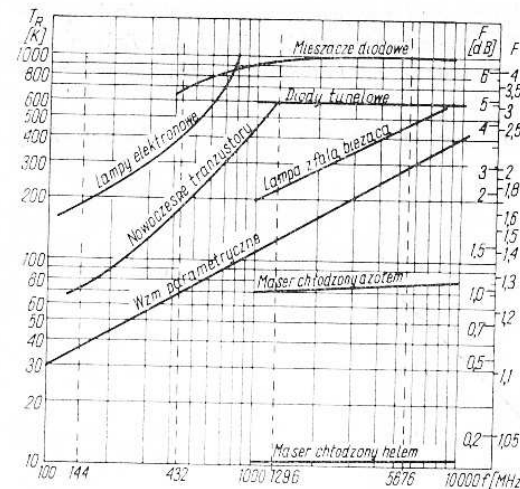
$$T_u = T_A + T_L + T_R = T_Z + T_R \quad (4-13)$$

gdzie: T_A — temperatura równoważna szumów anteny zwróconej w określonym kierunku w K,

T_L — temperatura równoważna szumów linii zasilającej w K,

T_R — temperatura równoważna szumów odbiornika w K,

$T_Z = T_A + T_L$ równoważna temperatura szumów zewnętrznych K.



Rys. 4.36. Temperatura szumów T_R na wejściu odbiornika w zależności od częstotliwości i rodzaju obwodu wejściowego

5. Idealna bezstratna linia zasilająca w temperaturze 0 K nie wnosi szumów dodatkowych do układu. Linia rzeczywista wnosi dodatkowe szumy własne oraz tłumi doprowadzony do niej sygnał wraz z szumem anteny. W rezultacie na końcu linii stosunek sygnału do szumów ulega pogorszeniu. Obydwa efekty sprowadza się do szumów dodatkowych linii P_{szL} lub do równoważnej temperatury szumów linii T_L (rys. 4.34) zależnej od stratności linii α , jej długości l , współczynnika fali stojącej s i temperatury otoczenia T_r ,

$$T_L = T_r \left[\text{ch} 2\alpha l + 0,5 \left(s + \frac{1}{s} \right) \text{sh} 2\alpha l - 1 \right] = K_l \cdot T_r \quad (4-14)$$

Wartość współczynnika K_l , nazywanego względną temperaturą szumów linii, określamy z wykresów podanych na rys. 4.37.

Przykład. Linia w temperaturze otoczenia $T_r = 290^\circ\text{C}$ łącząca odbiornik z anteną ma przy WFS = 1 tłumienie $A = \alpha l$

a) $A = 0,2$ dB, b) $A = 1$ dB, c) $A = 6$ dB

Dla tych wartości A z wykresu dla WFS = 1 odczytujemy temperatury równoważne szumów linii T_L a mianowicie

a) $T_L = 0,04 \cdot 290 = 11,5$ K, b) $T_L = 0,27 \cdot 290 = 78$ K,

c) $T_L = 3 \cdot 290 = 870$ K

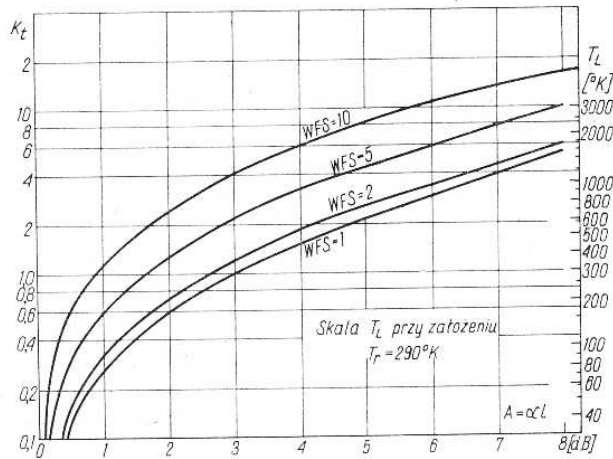
Z przykładu tego widać, że stosowanie odbiornika o małych szumach np. ze wzmacniaczem parametrycznym ($T_R = 40$ K przy 432 MHz) z linią zasilającą o dużych stratach (np. 6,5 m RG 8/u daje 1 dB) nie jest celowe. Z tego powodu należy dążyć do jak najmniejszych strat w linii zasilającej. Jeszcze wyraźniejszy jest wpływ tłumienia linii zestawiając szumy linii z szumami anteny.

Jeśli przyjąć, że antena skierowana jest na księżyc ($T_A = 10$ K) to temperatura szumów zewnętrznych $T_Z = T_A + T_L$ wyniesie:

$$a) 10 + 11,5 = 21,5 \text{ K}, \quad b) 10 + 78 = 88 \text{ K}, \quad c) 10 + 870 = 880 \text{ K}.$$

Wynika stąd, że stosunek sygnału do szumów wskutek strat w linii ulega na wejściu odbiornika pogorszeniu:

$$a) 2\text{-krotnie}, \quad b) \text{około } 9\text{-krotnie}, \quad c) 88 \text{ razy}.$$



Rys. 4.37. Względna temperatura szumów $K_T = T_L/T_r$ w zależności od tłumienia linii i WFS. Na prawej skali temperatura szumów linii T_L przy założeniu temperatury fizycznej linii $T_r = 290$ K

6. Jak już podano w p. 3 odbiornik wnosi przy wzmacnieniu szumy własne, które na wyjściu (obciążeniu) dodają się do wzmacnionych K -krotnie sygnałów i szumów wejścia P_{szZ} tworząc szumy na wyjściu odbiornika:

$$P_{sz2} = P_{szZ} \cdot K + P_{sz02} \quad (4-15)$$

W technice przyjęło się określenie właściwości odbiornika współczynnikiem szumów F , lub jego logarytmem F [dB]. Współczynnik szumów F jest to stosunek całkowitej mocy szumów wydzielonej na obciążeniu P_{sz2} do tej części, która pochodzi od szumów zewnętrznych P_{szZ} źródła o temperaturze T_r równej standardowej temperaturze $T_0 = 290$ K

$$F = \frac{P_{sz2}}{P_{szZ} \cdot K} = \frac{P_{szZ} \cdot K + P_{sz02}}{P_{szZ} \cdot K} = 1 + \frac{P_{sz02}}{P_{szZ} \cdot K} \quad (4-16)$$

$$F_{dB} = 10 \lg F$$

Odbiornik idealny nie wnosi szumów dodatkowych: $P_{sz02} = 0$ i wtedy $F = 1$. W odbiorniku idealnym szumy na wyjściu $P_{sz2} = P_{szZ} K$ odpowiadają wzmacnionej K -krotnie mocy szumów źródła zewnętrznego. W odbiorniku rzeczywistym szumy te są większe o szumy wnoszone

przez odbiornik P_{sz02} i wtedy $F > 1$. Szumy dodatkowe odbiornika P_{sz02} mierzone na wyjściu można odnieść do jego wejścia

$$F = 1 + \frac{P_{sz02}}{P_{szZ}} = 1 + \frac{T_R}{T_Z} \quad (4-17)$$

Szumy odbiornika przyjęto odnosić do warunków standardowych

$$T_Z = T_0 = 290 \text{ K}$$

Odpowiada to włączeniu na wejście odbiornika rezystora dopasowanego do impedancji wejściowej odbiornika o temperaturze

$$T_R = R_0(F-1) = 290(F-1) \text{ [K]} \quad (4-18)$$

Przy obliczeniach można posługiwać się skalą potrójną z rys. 4.33 gdzie obok $T_R = T_{sz}$ podano współczynnik szumów F w mierze bezwzględnej i mierze decybelowej F_{dB} .

7. Czulość odbiornika UKF nie jest określona napięciem na zaciskach wejściowych, ale mocą takiego sygnału P_{s1} doprowadzonego do wejścia odbiornika, przy którym na jego wyjściu pojawi się sygnał wyjściowy o mocy P_{s2} , której stosunek N_2 do mocy szumów P_{sz02} jest uważany za zadowalający

$$N_2 = P_{s2}/P_{sz02} \quad (4-19)$$

Szumy odbiornika P_{sz02} zależą od szerokości wstęgi B odbiornika przed detektorem. Jeżeli szerokość wstęgi B jest większa niż wstęga zajmowana przez odbierany sygnał P_{s1} to stosunek N_2 sygnału do szumów zależy od szerokości wstęgi odbiornika B .

Moc sygnału P_{s1} na wejściu odbiornika, który wywoła na jego wyjściu pożądaną poziom sygnału N_2 jest określona zależnością

$$P_{s1} = 4 N_2 (F-1) \cdot B \cdot 10^{-21} \quad (4-20)$$

Z równania tego wynika, że im węższą wstęgę B ma odbiornik, tym mniejszy sygnał wywoła żądany stosunek sygnału do szumów N_2 . Dlatego też, w celu uzyskania granicznych czulości EME stosuje się (przed detektorem odbiornika) zawężenie wstęgi od $B = 50$ do 1000 Hz. Wymaga to specjalnych filtrów kwarcowych, oraz bardzo dobrej stabilności częstotliwości nadajnika i odbiornika a także uwzględnienia efektu Dopplera.

Filtry akustyczne, stosowane po detektorze, są skuteczne pod warunkiem, że będzie spełniona nierówność

$$B_p/B_N < 2N_2 \quad (4-21)$$

gdzie: B_p — szerokość wstęgi odbiornika przed detektorem w Hz, B_N — szerokość wstęgi filtra niskiej częstotliwości Hz.

Przy $N_2 < 3$ stosowanie filtrów m.cz. nie jest opłacalne.

8. Stosunek N_2 sygnału do szumów jest wielkością wynikową. Ocena czy otrzymana wartość N_2 wystarcza jest kwestią umowy. Służby

profesjonalne wymagają, by N_2 mieściło się w granicach 20÷100 dB. W trudnych warunkach odbioru możemy zadowalać się stosunkiem sygnału do szumów równym kilka decybeli, a nawet sygnałem na poziomie szumów. Ostatnie badania potwierdziły zdumiewającą zdolność ucha ludzkiego do wykrywania wolno nadawanych sygnałów telegraficznych 5÷10 słów/min z pewnością odczytu do 90% przy $N_2 = -10$ dB (1:10). W niektórych przypadkach wprawny telegrafista odbierze jeszcze sygnały dwudziestokrotnie słabsze od szumów tj. $N_2 = -13$ dB. Przy odbiorze fonii wymaga się $N_2 = 4÷6$ dB a dla SSB $N_2 = 0$ dB (1:1).

9. W praktyce ważniejsza jest czułość układu niż czułość odbiornika P_{s1} , która uwzględnia także szumy anteny i linii zasilającej. Wychodząc z pojęcia temperatury szumów układu odbiorczego T_u (wzór 4-13) minimalny poziom sygnału P_{smin} można określić wzorem

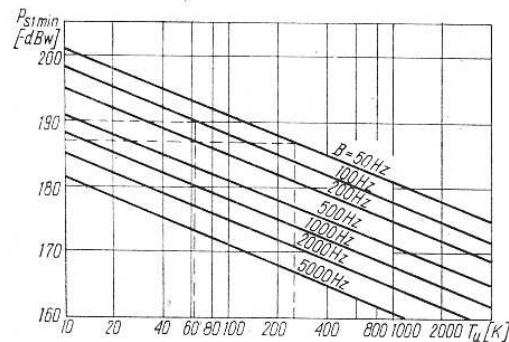
$$P_{smin} = N_2 k T_u B \quad (4-22a)$$

lub w decybelach (dBw)

$$P_{smin} = N_2 + T_u + B + k'_1 = N_2 + T_u + B - 228,6 \quad (4-22b)$$

gdzie k — stała Boltzmana.

Przy założeniu $N_2 = 1$ ($N_2 = 0$ dB) możemy posługiwać się wykresami z rys. 4.38, gdzie odczytuje się np., że przy temperaturze układu $T_u = 61,5$ K (przykład z p. 5) i szerokości wstęgi $B = 100$ Hz,



Rys. 4.38. Minimalna czułość odbiornika P_{s1min} zależy od temperatury szumów układu T_u i szerokości wstęgi B

czułość odbiornika wynosi -190 dB poniżej 1 W (10^{-19} W). Jeżeli teraz założymy, że $N_2 = 10$ dB to wartość tę dodajemy do wyniku otrzymanego: -190 dBw + 10 dB = -180 dBw.

Wygodnie jest także wprowadzić pojęcie roboczego współczynnika szumów układu F_u obejmującego szumy odbiornika, linii i anteny

$$F_u = F - 1 + \frac{T_A + T_L}{T_o} \quad (4-23)$$

i wtedy czułość układu można obliczyć ze wzoru

$$P_{smin} = N_2 F_u k T_o B = N_2 \cdot F_u \cdot B \cdot 4 \cdot 10^{-21}$$

w watach lub w dBw

$$P_{smin} = N_2 + F_u + B - 204$$

gdzie: P_{smin} — czułość układu w dB poniżej 1 W (dBw),

N_2 — stosunek sygnału do szumu na wyjściu odbiornika w dB,

F_u — roboczy współczynnik szumów układu w dB (4-23),

B — szerokość wstęgi ponad 1 Hz w dB.

Przykład. Dane: odbiornik $F = 1,6$ (+2 dB), szerokość wstęgi $B = 50$ Hz (+17 dB), antena $G = 30$ dBi skierowana na księżyc $T_A = 4$ K, linia o tłumieniu $A = 1,26$ (1 dB) w temperaturze otoczenia $T_o = 290$ K. Wymagany stosunek sygnału do szumów $N_2 = 1:10$ (-10 dB). Obliczyć czułość układu P_{smin} w dB.

Stosujemy wzór (4-24 b). Uprzednio ustalamy: 1. $T_1 = 78$ K (z przykładu b w p. 5), $2 \cdot F_u = F - 1 + \frac{T_A + T_L}{T_o} = 1,6 - 1 + \frac{4 + 78}{290} = 0,883$, czyli $-0,54$ dB, sumując otrzymuje się w dB

$$P_{smin} = N_2 + F_u + B - 204 = -10 - 0,54 + 17 - 204 = -197$$

Odpowiada to sygnałowi o mocy $P_{smin} = 1,7 \cdot 10^{-20}$ W.

4.4.3.

Bilans mocy układu, konieczne zyski anten

1. Anteny swoimi zyskami G_1 i G_2 muszą pokryć różnicę poziomu sygnału powracającego P_p i czułości odbiornika P_{smin} .

$$G_{1dB} + G_{2dB} \geq P_{smin dB} - P_{pdB} \quad (4-24)$$

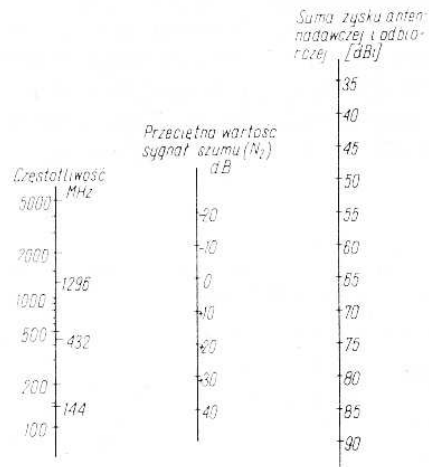
Wartość P_p wyznaczamy z wykresu na rys. 4.32a, P_{smin} obliczamy ze wzoru (4-21) i poprzednich. Znając sumę zysków $G_1 + G_2$ dokonujemy rozdziału zysku na antenę nadawczą G_1 i odbiorczą G_2 kierując się względami technicznymi i warunkami organizacyjnymi.

Przykład. Nadajnik o mocy wyjściowej $P_{out} = 630$ W (+28 dBw) zasila antenę linią o stratach $A = al = 1,0$ dB. Moc wypromieniowana przez antenę wyniesie $P_A = = 28$ dBw - 1 dB = 27 dBw (500 W). Z wykresu na rys. 4.32 ustalamy, że na częstotliwość 144 MHz sygnał odbity od księżycy powróci o mocy $P_p = -225$ dBw. Czułość układu odbiorczego obliczona w przykładzie z p. 4.4.2.9 wynosi $P_{s1min} = -197,5$ dBw. Suma zysków anten musi więc przekraczać wartość

$$G_{1dB} + G_{2dB} > P_{s1min dB} - P_{pdB} = -197,5 - (-225) = 27,5$$

Można w tym przypadku zastosować np. dwie anteny Yagi o zyskach $G_1 = G_2 = 15$ dB. W praktyce realizuje się łączność przy takich antenach, lecz prawdopodobieństwo jej na tle zaników i bardzo małego $N_2 = 1:10$ ($N_2 = -10$ dB) jest niewielkie.

Za pomocą prostego rachunku stwierdzimy (co jest zaletą tej metody), że dla względnie dobrego odbioru telegrafii to jest $N_2 = 1$ (0 dB) należy sumę zysków anten zwiększyć o +10 dB. Wymaga to już zastosowania układów po cztery anteny Yagi na każdej stronie o dodat-

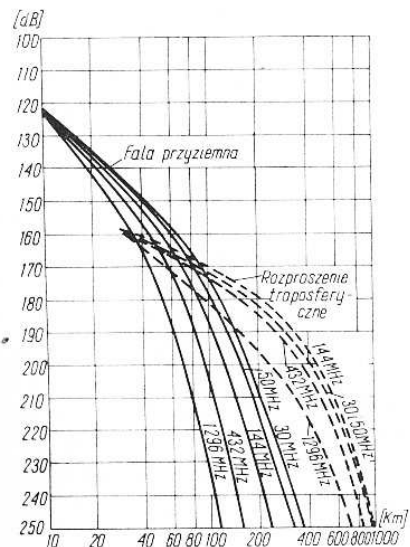


Rys. 4.39. Nomogram do orientacyjnego wyliczenia sumy zysków $G_N + G_0$ obu anten w łączności EME przy mocy doprowadzonej do anteny $P_N = 500$ W, szumach odbiornika $F = 0$ dB i szerokości wstęgi 100 Hz

kowym zysku układu po +2,5 dB. Chcąc ponadto zwiększyć prawdopodobieństwo łączności (przez zmniejszenie wpływów zaników polaryzacyjnych), stosujemy anteny krzyżowe i musimy dodać dalsze 3 dB. Dla innych wartości N_s i częstotliwości sumę zysku anten w łączności EME należy ustalić z rys. 4.39.

2. Podana metoda obliczania zysków anten może być zastosowana także w łącznościach troposferycznych. We wzorze 4-25 potrzebną wartość P_p określamy nie z rys. 4.32 lecz ze wzoru

$$P_{pdBw} = P_{NdBw} - P_{tdB} \quad (4-25)$$



Rys. 4.40. Mediana tłumienia fal przyziemnych i rozchodzących się dzięki rozproszeniu troposferycznemu przy horyzontalnym promieniowaniu anteny

gdzie: P_{NdBw} — moc nadajnika pomniejszona o straty w linii,
 P_{tdB} — tłumienie trasy wyznaczone z wykresu na rys. 4.40.
 Zagadnienie można odwrócić a mianowicie: znając zysk anten $G_1 = G_2$ możemy ustalić przewidywany zasięg w łączności troposferycznej przy danych możliwościach układu nadawczo-odbiorczego. Przy założeniu np. $P_N = 20$ dBw i $P_{s \min} = -170$ dBw, $F = 2$, $A = 3$ dB otrzymuje się zasięgi jak w tabelicy 4.2.

Tabela 4.2

ZASIĘG W ŁĄCZNOŚCI POZAHORYZONTALNEJ PRZY MOCY NADAJNIKA $P_N = 200$ W (23 dBw), STRATACH W LINIACH 3 dB, CZUŁOŚCI UKŁADU ODBIORCZEGO $P_{s1 \min} = -170$ dBw DLA ANTEN O TAKICH SAMYCH ZYSKACH G

Zysk anten $G_N = G_0$	Dopuszczalne tłumienie trasy	Zasięg	
		falą przyziemną	rozproszeniem troposferycznym
dB	dB	km	km
0	-190	83	260
6	-202	97	400
14	-218	120	550
24	-238	140	750

BUDOWA ANTEN KRÓTKOFALOWYCH

5.1.

UWAGI WSTĘPNE

Podane w rozdziałach 2, 3 i 4 podstawowe wiadomości teoretyczne dotyczące właściwości anten, linii zasilających i propagacji powinny być podstawą świadomego wyboru rodzaju anteny, a następnie prawidłowego jej zaprojektowania, zainstalowania i sprawdzenia. W celu ułatwienia powyższych prac zostaną opisane typowe rozwiązania anten wielokrotnie wypróbowanych przez amatorów. Do opisów podanych w tej książce jak i innych źródłach należy podchodzić krytycznie, gdyż właściwości opisanych anten zależą od wielu czynników, a przede wszystkim otoczenia, konduktywności gruntu, wysokości zawieszenia, wymiarów elementów konstrukcyjnych itd.

5.1.1.

Dobór anteny krótkofalowej

Wśród wielu odmian anten niektóre z nich niewiele różnią się między sobą. W antenach takich różnice polegają głównie na odmiennym rozwiązaniu geometrycznym lub mechanicznym, a także różnych sposobach zasilania.

Anteny można klasyfikować w różny sposób, np. dokonać podziału na anteny proste i wieloelementowe lub anteny szerokokątne i kierunkowe, albo też anteny jedno- i wielopasmowe. Poszczególne rodzaje anten wzajemnie przeplatają się i dlatego w dalszej części przy opisie jednej grupy anten często występują odmiany, które można zaliczyć także do innej grupy. Należy pamiętać, że antenę charakteryzują trzy istotne właściwości elektryczne:

— charakterystyka promieniowania,

— impedancja wejściowa,
— sprawność

oraz cechy mechaniczne: długość rzeczywista i wysokość.

Szereg anten stanowi kompromis między wygodną konstrukcją, a dobrymi właściwościami elektrycznymi. Najprostszą anteną jest symetryczny dipol półfalowy, opisany w rozdziale 2.3. Jest to najbardziej klasyczna antena o dokładnie opisanych właściwościach.

Dipol prawidłowo wykonany ma największą sprawność, wymaga jednak znacznej przestrzeni do zainstalowania. Wszelkie skracanie mechaniczne dipola z zachowaniem jego długości elektrycznej prowadzi do zmiany charakterystyki promieniowania, pojawiania się niekorzystnych listków, zmniejszenia sprawności i w efekcie do zmniejszenia skuteczności anteny (zysku energetycznego).

Wąskokierunkowe anteny składają się zazwyczaj z układu dipoli. Są to dipole o pełnych wymiarach i dlatego anteny te mają duże wymiary. Prawidłowo zaprojektowane takie anteny mają sprawność niewiele mniejszą od prostego dipola, charakteryzują się za to większym zyskiem. Oczywiście i tu godząc się ze zmniejszeniem sprawności, można zastosować elementy krótsze, lecz zwykle poniesionych strat nie można skompensować wzrostem czułości odbiornika (patrz bilans mocy p. 4.4).

Pasma amatorskie mają częstotliwość 3,5, 7, 14, 21, 28 MHz oraz 144, 432 i 1296 MHz tworzące stosunek częstotliwości 1 : 2 : 4 : 6 : 8 i 1 : 3 : 9. Pozwala to na wykonywanie anten harmonicznych zdolnych pracować na kilku pasmach jednocześnie. Są to jednak rozwiązania kompromisowe, często prowadzące do mniejszej sprawności anteny, gorszego rozkładu charakterystyki, a także trudności w spełnieniu warunków dopasowania. Przy wyborze rodzaju anteny należy zdecydować się więc czy poszukujemy anteny uniwersalnej, czy wyczynowej. Od anteny uniwersalnej wymaga się głównie zdolności pracy możliwie dookólnie w kilku pasmach, zgadzając się z jej bardziej złożoną budową i mniejszą sprawnością. Od anteny wyczynowej do łączności dalekich (DX) wymaga się ściśle określonej charakterystyki promieniowania i dużej sprawności. Przy wyborze anteny należy zbadać i ustalić warunki zainstalowania, miejsce i sposób podwieszenia, sposób poprowadzenia linii zasilającej, rodzaj uziemienia.

Zasadą jest by w odległości $\lambda/2$ (a co najmniej $\lambda/4$) wokół anteny nie było rozleglejszych obcych przedmiotów metalowych, innych anten i instalacji elektrycznych. Niedotrzymanie takiej zasady jest związane z ryzykiem wywołania zakłóceń radiowych (BCI) i telewizyjnych TVI, które zwykle niepomyślnie kończą się dla radioamatora.

Należy pamiętać o tym, że np. w pobliskich rynnach mogą indukować się fale stojące, a w miejscach złych styków może występować detekcja i mieszanie na półprzewodnikach utworzonych z tlenków metali. W wyniku mieszania własnej emisji z silnym sygnałem stacji lokalnej może powstać promieniowanie na zupełnie nieoczekiwanej

częstotliwości wywołujące silne zakłócenia, oczywiście modulowane, identycznie jak modulacja fali nośnej radioamatora. Przestrzeganie tych zasad jest jednak mało skuteczne, jeśli sam nadajnik będzie „nie-szczelny” promieniując energię stopni mieszających i powielających. Taki nadajnik wysyła szczególnie dużo promieniowania interferencyjnego przez zasilającą linię sieciową i uziemienie.

Decydując się ostatecznie na rodzaj anteny należy pamiętać o podstawowych przepisach BHP i p. poz. sygnalizowanych w rozdziale 7.

5.1.2.

Układy antenowe do łączności dalekich — DX

Zagadnienie najlepszej anteny do łączności DX-owych było i jest przedmiotem licznych badań i sporów. Z licznych publikacji na ten temat można wyciągnąć następujące wnioski.

1. Parametrami mającymi wpływ na zasięg DX-owy przy założeniu tych samych warunków odbioru tj. odbiornik na najwyższym poziomie światowym, dobry operator itd. są:

- moc dostarczana do anteny,
- rozmiary anteny (zysk),
- wysokość umieszczenia anteny.

2. Przy polaryzacji poziomej wpływ właściwości ziemi na parametry anteny jest niewielki (patrz 2.3.8.2), przy polaryzacji pionowej natomiast jest on duży. Przy antenach pionowych uziemionych

Tablica 5.1

WZGLĘDNA SPRAWNOŚĆ η ANTENY PIONOWEJ CWIERĆFALOWEJ W ZALEŻNOŚCI OD LICZBY PRZECIWWAG O DŁUGOŚCI $0,4\lambda$ ORAZ JEJ REZYSTANCJA WEJŚCIOWA

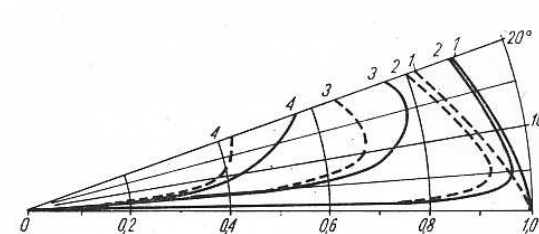
n	η %	R_A (Ω)
2	12	70
15	46	47
60	64	39
113	88	37
∞	100	37

(GP), szczególne znaczenie ma dobra konduktywność gruntu w pobliżu anteny. Można ją poprawić stosując zakopywanie przeciwwag długości $0,4\lambda$. Sprawność takiej anteny zależy od liczby przeciwwag (tablica 5.1).

3. Antena pionowa (GP) wytwarza falę, która wzdłuż stycznej do ziemi jest silnie tłumiona (rys. 5.1). Pierwsze maksimum występuje

pod kątem $5 \div 15^\circ$. Dla łączności DX-owych jest to kąt za duży (rys. 4.21).

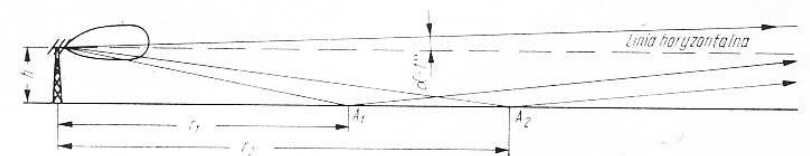
4. Asymetryczna budowa i dookólna charakterystyka anten GP sprzyja odbiorowi zakłóceń przemysłowych i atmosferycznych. Statystyczny poziom zakłóceń w równorzędnej antenie o polaryzacji poziomej jest niższy.



Rys. 5.1. Rozkład w płaszczyźnie pionowej charakterystyk promieniowania dipola pionowego $\lambda/4$ (linia ciągła) i $\lambda/2$ (linia przerywana) dla różnych rodzajów ekranu: 1 — idealny przewodnik, 2 — woda morską, 3 — grunt o dużej przewodności, 4 — grunt o małej przewodności

5. Niektóre odmiany anten typu GP są lekkie, łatwe w budowie, dają się szybko rozwinąć i dlatego są chętnie stosowane w wyprawach DX-owych. Na przykład W4BPD — GUS rozbijając obóz na dzikiej wyspie wprost na brzegu morza (dobra konduktywność) stosował z powodzeniem antenę pionową w postaci $12 \div 15$ m drutu zaczepionego na drzewie i cztery przeciwwagi — dwie na 20 m i dwie na 40 m. Całość z kołkiem kotwiczącym mieściła się po zwinięciu w niewielkiej torbie.

6. Anteny typu Yagi z polaryzacją poziomą promieniają zazwyczaj maksimum energii w płaszczyźnie poziomej. Znaczna część energii dociera także do ziemi i ulega od niej odbiciu. Fala odbita do-



Rys. 5.2. Między punktami A_1 i A_2 znajduje się strefa dająca korzystne odbicia od ziemi dla łączności DX-owej

daje się do fali bezpośredniej zwiększając natężenie pola, pod określonym kątem w stosunku do horyzontu. Im antena jest wyżej umieszczona (h), tym kąt ten α jest mniejszy, a więc bardziej przydatny do łączności DX-owych.

Opisuje to zależność (rys. 5.2)

$$\sin \alpha = \frac{\lambda}{4h} \quad (5-1)$$

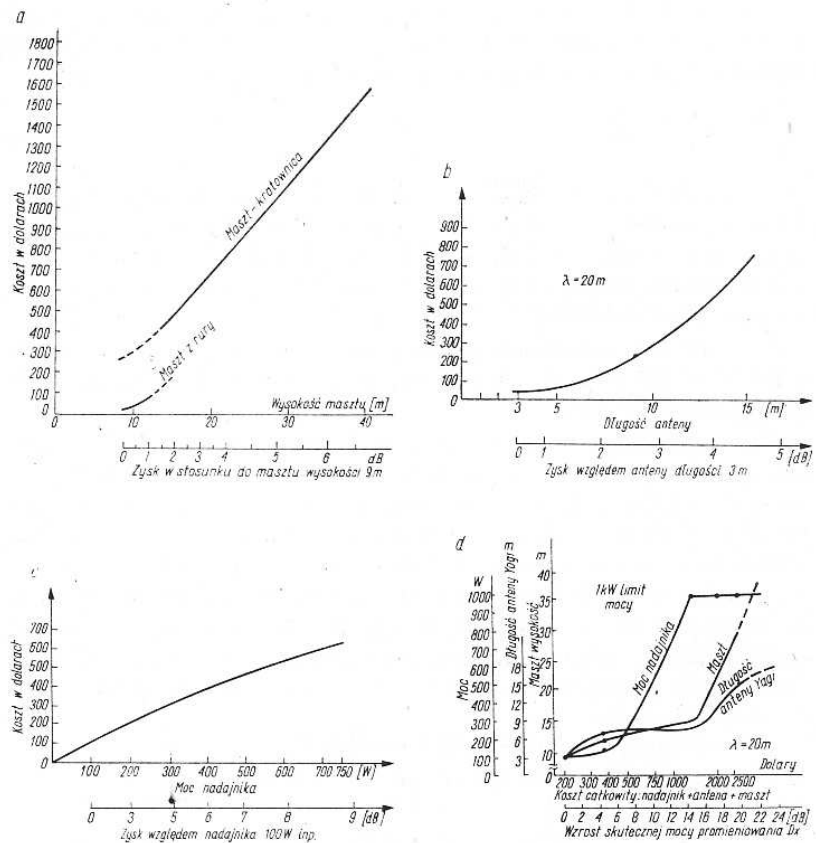
Użyteczne odbicie występuje w obszarze ograniczonym dwoma promieniami r_1 i r_2 określonymi wzorami

$$r_1 = \frac{h}{\operatorname{tg} \alpha} \left(3 - \frac{2\sqrt{2}}{\cos \alpha} \right) \quad \text{i} \quad r_2 = \frac{h}{\operatorname{tg} \alpha} \left(3 + \frac{2\sqrt{2}}{\cos \alpha} \right) \quad (5-2)$$

W obszarze tym ziemia powinna spełniać warunek płaskości opisany wzorem (4-8), przy czym oczywiście między tymi punktami a anteną obszar I strefy Fresnela powinien być wolny.

W pasmie 20 m i przy optymalnym kącie dla łączności DX $\alpha = 1^\circ$ wymaga to wysokości $h = 300$ m oraz płaskiej ziemi w obszarze $r_1 = 2,7$ km do $r_2 = 93$ km. Jest to realne jedynie nad morzem przy pracy z bardzo wysokiej skarpy (góry).

7. Do oceny strony nadawczej nie wystarcza pojęcie skutecznej mocy promieniowanej $P_r = PG$ (patrz 4.2.1). Spotyka się określenie skutecznego potencjału dla łączności DX-owych i oznacza się



Rys. 5.3. Koszty rozbudowy stacji dla podniesienia skutecznego potencjału łączności DX-owych [dB]. Ceny w USA z roku 1969
a — koszt podniesienia anteny i zysk skutecznego potencjału, b — koszt wydłużenia anteny i zysk, c — koszt zwiększenia mocy nadajnika i zysk, d — zestawienie porównawcze

symbolem SP. Jest on zależny od P_r , a także od wysokości anteny. Na pasmach KF można przyjąć, że każde podwojenie wysokości nad poziom wyjściowy 9 m daje przyrost SP o +3 dB. Np. przy $h = 36$ m dodatkowy zysk wynosi +6 dB. Ta zależność jest słuszna przy podnoszeniu anteny do wysokości $h = 1,5\lambda$. Optymalne wysokości są to $0,5\lambda$, λ i $1,5\lambda$. Przy wysokościach pośrednich dużo mocy traci się w bezużytecznych dodatkowych listkach pionowych (patrz 2.3.8.2).

8. Wzrost wysokości anteny wiąże się ze wzrostem kosztów masztu. Pokazano to wykreślnie na rys. 5.3a. Do wysokości $h \leq 15$ m stosuje się maszty w postaci rury, a przy większych wysokościach — kraty. Koszt wysokiego masztu może przekraczać koszt całej pozostałej aparatury. Opłacalność wysokich masztów maleje z ich wysokością. Podniesienie anteny z 9 m na 12 m (zysk +1 dB) kosztuje 50 dolarów, zaś z 18 m na 22 m (zysk +1 dB) już 200 dol.

9. Zysk energetyczny anteny zależy od jej apertury, ta zaś z kolei od rozmiarów anteny. W antenie Yagi prawidłowo wykonanej można przyjąć, że zysk G jest proporcjonalny do długości l

$$G_{dB} = 10 \lg \frac{l}{\lambda} \quad (5-3)$$

Koszt anteny rośnie jednak niemal proporcjonalnie do kwadratu jej długości (rys. 5.3b). Powiększenie długości anteny z 3 do 4 m daje wzrost zysku o +1 dB i wiąże się z kosztem około 25 dol., powiększenie zaś długości z 10 do 13 m dające także wzrost zysku o 1 dB kosztuje już 220 dolarów.

10. Zwiększenie mocy nadajnika o 1 dB kosztuje przy przejściu z 100 W na 127 W około 20 dolarów, zaś z 780 W na 1000 W już około 100 dolarów (rys. 5.3c).

11. Podane w p. 8÷10 przykłady zaczerpnięte z literatury amerykańskiej z 1969 r. są aktualne jako wartości względne. W warunkach polskich proporcje cen mogą układać się inaczej, w szczególności ze względu na osobiste wykonywanie wielu urządzeń, niemniej jednak mogą być one pomocną wskazówką przy projektowaniu urządzeń nadawczych. Wniosek końcowy z powyższej analizy zawarty jest na wykresach na rys. 5.3d. Przyjmując jako punkt odniesienia prosty nadajnik QRP z prostą, nisko zawieszoną anteną, zwiększenie SP przy optymalnym postępowaniu wymaga w urządzeniach na pasmo 20 m kolejno czynności:

- rozbudowania anteny do około 6 m długości,
- zwiększenia mocy nadajnika do górnego limitu,
- podniesienia anteny,
- ponownego wydłużenia anteny w granicach technicznie realnych.

W zakresie średnich wartości SP najbardziej ekonomiczny w warunkach polskich wydaje się być układ: nadajnik o mocy 200 W, antena o długości 7,5 m umieszczona na wysokości około 12 m.

5.2.
KONSTRUKCJA ANTEN HARMONICZNYCH

Anteny harmoniczne są to anteny liniowe (ang. Longwire — LW, niem. Langdrahtantenne), których długość jest dobrana tak, aby powstała w niej fala stojąca. W antenie takiej może więc powstawać n półfal, przy czym n jest rzędem harmonicznej. W najprostszym przypadku, gdy $n = 1$, będzie to dipol półfalowy. Długość rezonansowa anteny l zależy od rzędu harmonicznej i częstotliwości f , lecz w wyniku efektu końcowego nie jest pełną krotnością n . Długość rezonansową anteny harmonicznej na falach krótkich określa wzór:

$$l = \frac{150(n+K-1)}{f} \quad (5-4)$$

gdzie: l — długość anteny w metrach,

n — liczba półfal $n = 1, 2, 3 \dots$

K — współczynnik skrócenia zależny od λ/d (rys. 2.85),

f — częstotliwość rezonansowa w MHz.

Ponieważ pasma amatorskie tworzą ciąg harmoniczny 1 : 2 : 4 : 6 : 8, dlatego antena skonstruowana na pasma niższe jest na pasmach wyższych bliska rezonansu. Przyjmując $K = 0,95$ otrzymuje się ciąg częstotliwości jak w tabelicy 5.2.

Tabela 5.2

CIĄGI CZĘSTOTLIWOŚCI REZONANSOWYCH ANTENY HARMONICZNEJ W MHz

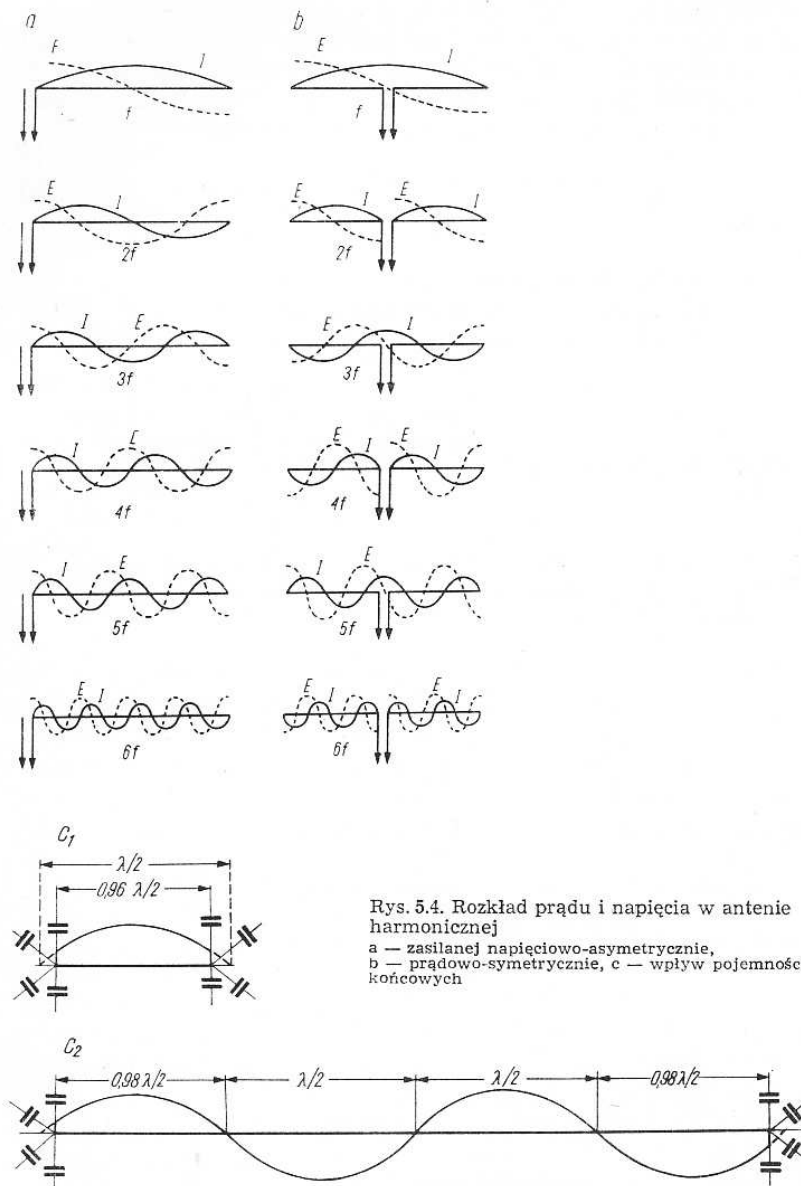
n	$f_n : f_1$	f_{r1}	f_{r2}	pasmo
1	1,000	3,42	3,60	3,50 ÷ 3,75
2	2,053	7,02	7,39	7,00 ÷ 7,15
4	4,158	14,22	14,97	14,00 ÷ 14,35
6	6,263	21,42	22,55	21,00 ÷ 21,45
8	8,368	28,62	30,13	28,00 ÷ 29,70

Z tabelicy tej wynika, że efekt końcowy ma największy wpływ w antenie półfalowej. Skutkiem tego na pasmach długich (80 m, 40 m) antena jest za długa, a na krótszych (21 i 28 MHz) jest już za krótka, co przedstawiono na rys. 5.4c. Pomimo to często stosuje się jedną antenę na kilku pasmach, a za kompromis płaci się wysokimi WFS w linii zasilającej. Zmniejszenie WFS przez doprowadzenie anteny do rezonansu na środkach pasm amatorskich można uzyskać kilkoma sposobami. Wśród nich wyróżniają się:

- zastosowanie odsprzęgaczy rezonansowych (izolatorów),
- zastosowanie cewek wydłużających,
- podział anteny na oddzielne podzespoły o różnej długości.

Antena harmoniczna może być zasilana w strzałce prądu, najczęściej symetrycznie (to jest w połowie długości) lub strzałce napięcia — najczęściej na końcu dipola, a także w miejscach pośrednich.

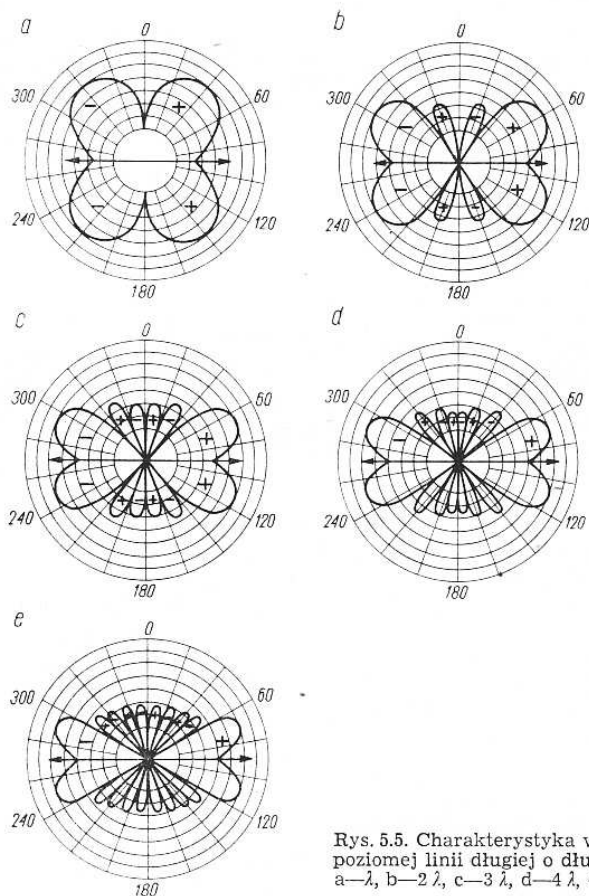
Pierwszy przypadek nazywa się *zasilaniem prądowym anteny*, a drugi *napięciowym*. Sposób zasilania symetryczny lub asymetryczny



wpływa na rozkład prądu wzdłuż anteny (rys. 5.4). Zmiana rozkładu prądu powoduje zmianę charakterystyki promieniowania (rys. 2.73).

W antenach harmonicznych przy rosnących wartościach n główny listek zbliża się do kierunku przewodu antenowego i to tym bardziej, im antena jest dłuższa (nigdy jednak się z nim nie pokrywa). Równocześnie maleje długość listków bocznych, a rośnie listków głównych. Listków głównych jest cztery, liczba listków bocznych natomiast zależy od długości anteny mierzonej krotnością λ . Liczba wszystkich listków w ćwiartce charakterystyki jest równa krotności λ . Przedstawia to rys. 5.5 sporządzony dla $l = 4\lambda$ (w ćwiartce występują 4 maksima listków).

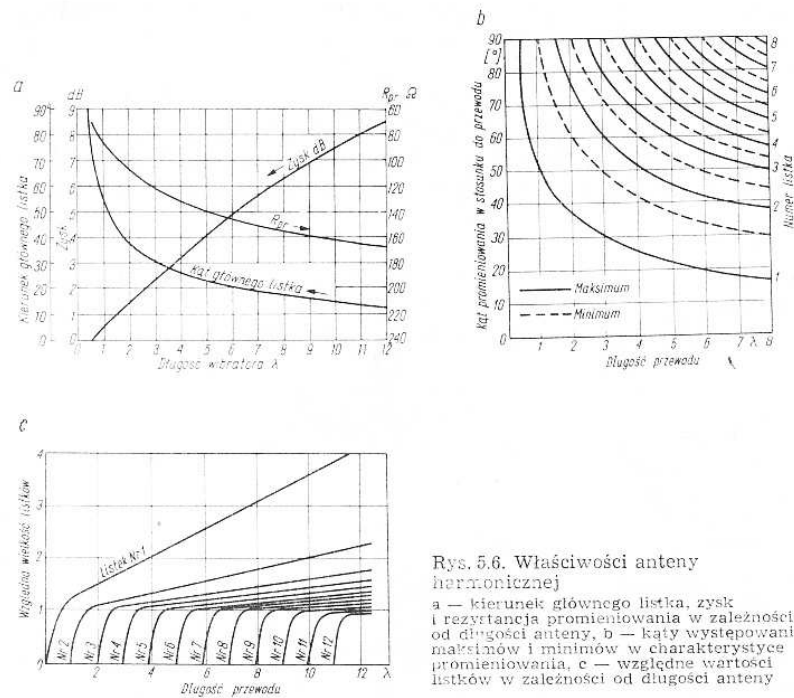
Na rys. 5.5 charakterystykę narysowano w płaszczyźnie E (poziomej). W płaszczyźnie pionowej charakterystyka w wolnej przestrzeni jest podobna. Sąsiednie listki mają fazy przeciwne. Przedstawiono to za pomocą znaków $+$ i $-$. Obecność ziemi powoduje powsta-



Rys. 5.5. Charakterystyka w płaszczyźnie poziomej linii długiej o długościach a- λ , b- 2λ , c- 3λ , d- 4λ , e- 5λ .

nie odbić. W pewnych miejscach występuje dodawanie się obu fal w fazie zgodnej, w innych w fazach przeciwnych.

Podstawowe właściwości anteny harmonicznej są przedstawione w postaci wykresów na rys. 5.6. Właściwości te ustalono dla anteny w wolnej przestrzeni. W praktyce wykresami tymi można posługiwać się wówczas, gdy antena znajduje się na wysokości $h \geq 2\lambda$. Wpływ ziemi na promieniowanie poziomego dipola $\lambda/2$ w płaszczyźnie pionowej

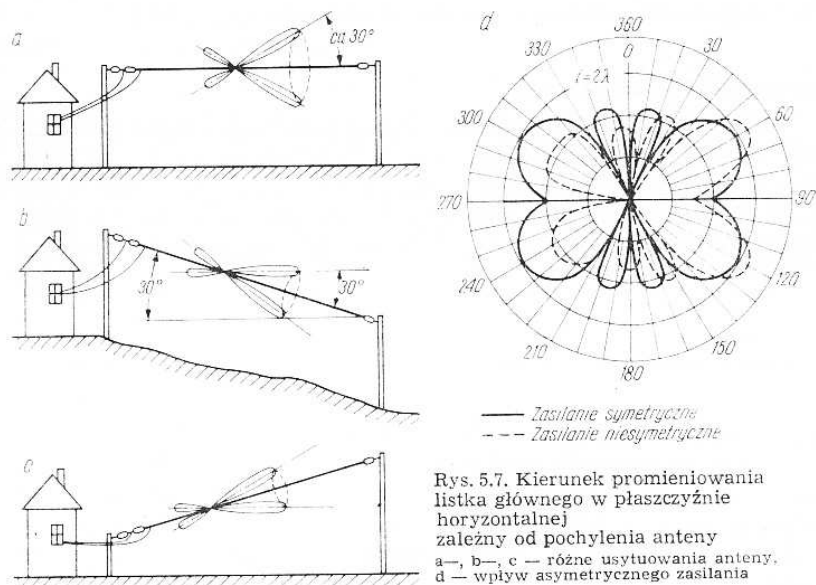


Rys. 5.6. Właściwości anteny harmonicznej
a — kierunek głównego listka, zysk i rezystancja promieniowania w zależności od długości anteny, b — kąty występowania maksimum i minimum w charakterystyce promieniowania, c — względne wartości listków w zależności od długości anteny

wej pokazano na rys. 2.78. Na tej podstawie można wyrobić sobie pogląd o wpływie ziemi na anteny harmoniczne. Kierunek listka głównego (nr 1) i dalszych ustala się na podstawie rys. 5.6b, ich długości zaś na podstawie rys. 5.6c. Podane na tym rysunku względne wymiary listków określono przy założeniu tej samej wartości prądu w każdej strzałce prądu na antenie. W rzeczywistości, na skutek strat na rezystancji promieniowania R_{pr} i rezystancji strat R_{st} , amplituda prądu maleje wzdłuż anteny, w wyniku czego minima i maksima są nieco mniej ostre. Przy wzroście długości anteny rezystancja promieniowania R_{pr} odniesiona do strzałki prądu rośnie od około 60Ω do 180Ω . Wartości podane na rys. 5.5a dotyczą przypadku anteny w wolnej przestrzeni. W antenie rzeczywistej wartość R_{pr} oscyluje wokół wartości wyznaczonej podobnie do pokazanej na rys. 2.87 i rys. 2.91.

Przy asymetrycznym zasilaniu anteny, jak np. na rys. 5.7a—c. w wyniku oddziaływania ziemi charakterystyka staje się także asymetryczna. Listki w kierunku anteny powiększają się, a listki w kierunku przeciwnym maleją.

Na podstawie charakterystyk podanych na rys. 5.6 można ustalić także kierunki, strony świata i kraje do których będzie promieniowana największa ilość energii. Pochylenie anteny, jak na rys. 5.7 b i c



Rys. 5.7. Kierunek promieniowania listka głównego w płaszczyźnie horyzontalnej zależny od pochylecia anteny
a—, b—, c — różne usytuowania anteny,
d — wpływ asymetrycznego zasilania

stwarza sytuację, w której w kierunku horyzontalnym promieniają nie oba boki czaszy utworzonej przez listek główny, lecz górna (rys. b) lub dolna (rys. c), a więc ściśle w kierunku zawieszenia anteny.

Prosta antena harmoniczna promieniuje z zasady w obu starych. Tworząc z anten harmonicznych przełączane układy można uzyskać większe promieniowanie w kierunku wybranym, kosztem pozostałych. Tworząc z anten harmonicznych przełączane układy można uzyskać zmianę kierunkowości takiego układu (antenę takie zostały opisane w dalszej części rozdziału). Do anten harmonicznych budową i właściwościami bardzo zbliżone są anteny z falą bieżącą. Wyróżniają się one jednokierunkowością charakterystyk (rozdział 5.3).

5.2.1.

Anteny półfalowe

Anteny półfalowe są przeznaczone do pracy w jednym pasmie. Są one zazwyczaj starannie dopasowane do linii zasilającej, oraz mają

długość dobraną do rezonansu w pożądanym odcinku pasma amatorskiego. Zasady konstrukcyjne oraz podstawowe przykłady podawano już w rozdziale 3.2. Są to:

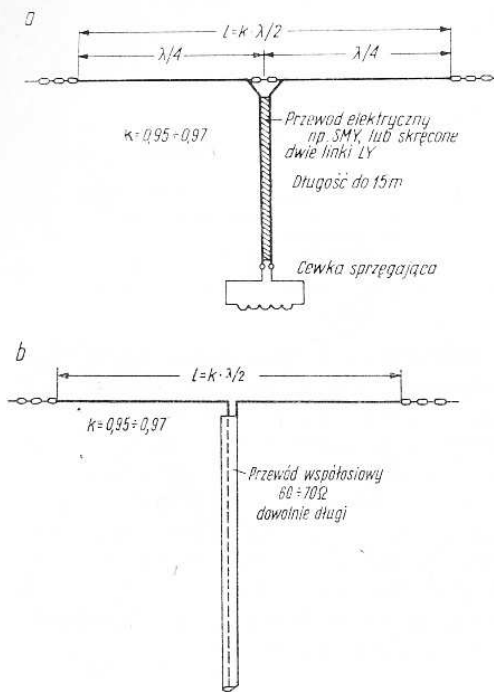
- dipol półfalowy zasilany symetryczną linią (rys. 3.4),
- dipol pętlowy i potrójny (rys. 3.5),
- dipol ćwierćfalowy zasilany przez transformator (rys. 3.6),
- dipol zasilany asymetrycznie — Gamma (rys. 3.8),
- dipol zasilany przez transformator Omega (rys. 3.10).

W uzupełnieniu, omówimy obecnie niektóre odmiany tych anten.

5.2.1.1.

Antena półfalowa zasilana linką

Na rys. 5.8 przedstawiono antenę półfalową. Długość l obliczamy ze wzoru (5-4), zakładając $n = 1$. Przykładowo dla $f = 14$ MHz, $l = 10,0$ m dipol jest rozciąty. Zasilanie wykonano przewodem z izolacji PCW stosowanym w domowych instalacjach elektrycznych, który ma większą stratność niż inne materiały jak np. polietylen, ale jest



Rys. 5.8. Proste dipole półfalowe
a — zasilany symetrycznie przewodem SMY, b — zasilany asymetrycznie przewodem współosiowym

lekki, łatwo dostępny i łatwy do dopasowania. W rozdziale 2.2 opisano w jakich warunkach uzyskuje się w linii dwużyłowej impedancję falową $Z_0 = 60 \div 100 \Omega$. Impedancja wejściowa dipola zależy od wysokości umieszczenia go nad ziemią (rys. 2.91). Ewentualne niedopaso-

wanie można zmniejszyć przez nieznaczne rozsuniecie końców linii zasilającej w miejscu przyłączenia do anteny, tworząc układ podobny do transformatora delta. Uzyskuje się to stosując dłuższy izolator środkowy. Stopień dopasowania należy kontrolować miernikiem WFS. Linia taka wymaga symetrycznego zasilania. W tym celu stosuje się albo sprzężenie indukcyjne ze stopniem wyjściowym nadajnika, albo jeden z symetryzatorów opisany w p. 3.4.

5.2.1.2.

Dipol zasilany linią współosiową

Jest to jedno z najprostszych i dość dobrych rozwiązań (rys. 5.8b). Powstająca asymetria na falach krótkich w zasadzie nie jest groźna, jeśli w pobliżu nie ma innych wrażliwych urządzeń odbiorczych (bliźsze szczegóły są w p. 3.1.2). Długość linii zasilającej nie powinna stanowić krotności $\lambda/4$, aby linia nie wchodziła w rezonans, gdyż wtedy zwiększa się niepożądane promieniowanie linii zasilającej. Poprawienie właściwości anteny można łatwo uzyskać stosując układ Gamma (rys. 3.9), względnie dowolny układ symetryzujący, opisany w p. 3.2.

5.2.1.3.

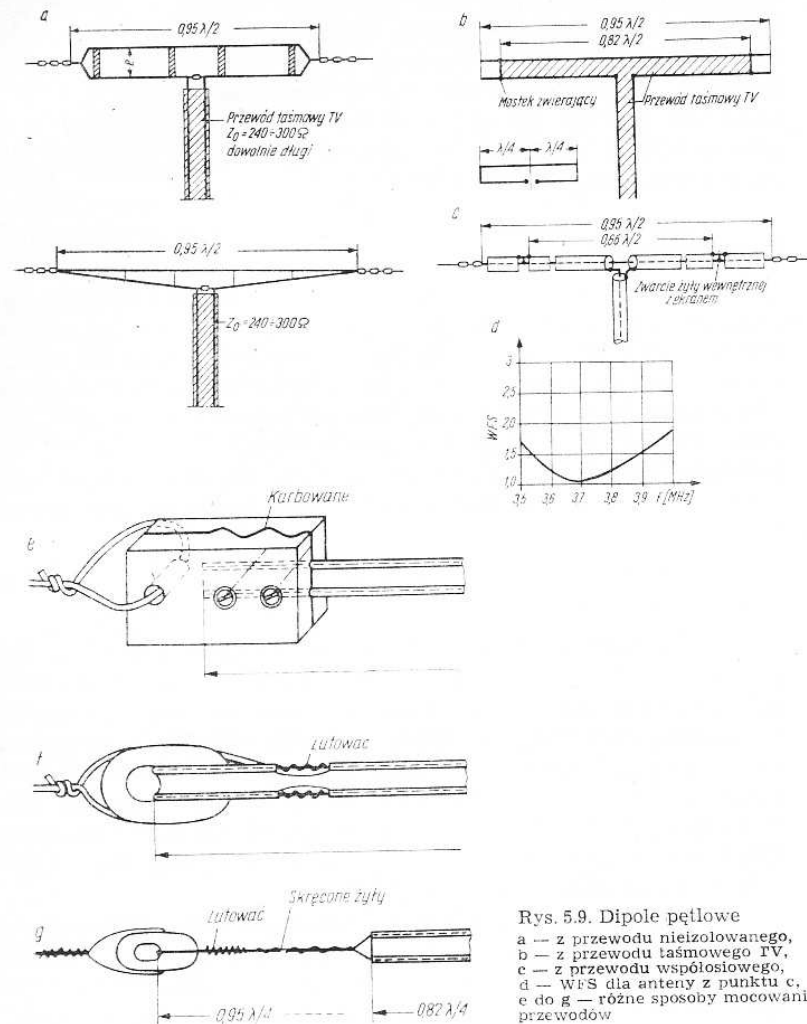
Dipol pętlowy — zwinięty

Na zakresie KF (podobnie jak na UKF) można stosować dipol pętlowy (rys. 5.9), który ma większą szerokość wstęgi od szerokości wstęgi prostego dipola. Stosuje się go przede wszystkim ze względu na dogodną impedancję wejściową ($R_A = 240 \div 300 \Omega$), która pozwala na zasilanie ich wprost przewodem taśmowym TV. Pozostałe parametry są takie jak dipola prostego. Dipol pętlowy może pracować tylko w jednym pasmie. Współczynnik skrócenia wynosi $K = 0,95$. Odległość e równoległych przewodów dipolowych przyjmuje się: od $20 \div 30$ cm na 3,5 MHz, do $5 \div 10$ cm na 28 MHz.

Jeśli linki anteny są dobrze naciągnięte można także stosować konstrukcję uproszczoną podaną na dolnym rysunku. Dipol podwójny może być także wykonany całkowicie z przewodu taśmowego (rys. 5.9b) lub współosiowego (rys. 5.9c). Sprawa długości dipoli nieco się komplikuje ze względu na obecność materiału izolacyjnego.

Traktując dipol pętlowy jako dipol złożony z dwóch równoległych przewodów można pominąć wpływ przenikalności elektrycznej materiału izolacyjnego na współczynnik skrócenia i $K_1 = 0,95$. Równocześnie dipol pętlowy można rozpatrywać jako dwa szeregowo połączone odcinki ćwierćfalowe. W tym przypadku materiał dielektryku w linii dwuprzewodowej ćwierćfalowej wpływa na współczynnik skrócenia. Dla przewodu taśmowego TV wyniesie on $K_2 = 0,82$, a współosiowego przeważnie $K_2 = 0,66$.

Powstaje pytanie jaka powinna być długość wibratora? Jeśli $l = 0,95 \lambda/2$ to dipol będzie w rezonansie, ale odcinki ćwierćfalowe



będą za długie i wprowadzą dodatkową składową pojemnościową na wejściu. Jeśli natomiast przyjąć $l = 0,82 \lambda/2$ lub $0,66 \lambda/2$ i odpowiednio skrócić długość wibratora, to nie będzie on już w rezonansie i nadal pojawi się składowa bierna pojemnościowa. Chcąc pogodzić oba warunki należy jednocześnie mieć dipol długości $l = 0,95 \lambda/2$ i zwarty na końcach odcinka $0,82 \lambda/2$ względnie $0,66 \lambda/2$ (tak jak to pokazano na tych rysunkach).

Anteny z przewodów taśmowych są proste w wykonaniu i można je łatwo instalować, a po złożeniu — przenosić. Pewną trudność może stanowić utrzymanie wymaganej długości dipola przy r

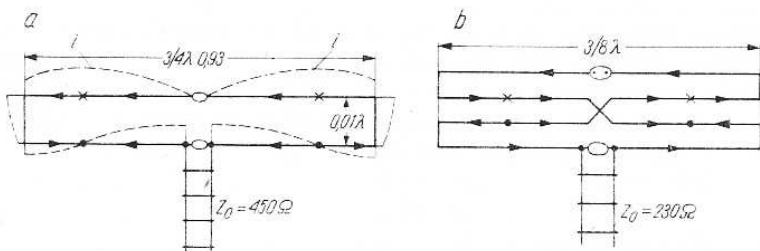
cowaniu końców przewodu taśmowego do izolatorów. Stosuje się w tym przypadku trzy rozwiązania pokazane na rys. 5.9 e—g.

Pierwszy sposób polega na mocowaniu przez ściśnięcie końca przewodu w uchwycie z materiału izolacyjnego, np. tekstolitu epoksydowego dodatkowo karbowanego w celu zwiększenia skuteczności zacisku. Wykonanie to jest bardzo złożone, ale bardzo pewne mechanicznie i elektrycznie. Docisk musi być tak duży, by nastąpiło pozaginanie żyły miedzianej, a nie tylko samej izolacji, to jest tak, aby drut nie wyciągał się z izolacji.

Drugi sposób polega na wykorzystaniu popularnych izolatorów antenowych. Przewód jest przewlekany przez oczko izolatora, obejmując jego środek. Przełożony koniec odizolowuje się na odcinku 2 cm i w odpowiednim miejscu owija wokół lokalnie odizolowanej żyły przewodu dochodzącego do izolatora. Po owinięciu zalutowujemy i powlekamy płynną masą izolacyjną z odpadkowych kawałków polietylenu. Długość dipola liczymy od środka izolatora.

W trzecim rozwiązaniu, najprostszym, najpierw ucinamy odcinek przewodu o długości dokładnie $\lambda/2$, zaznaczamy środek, odmierzamy odcinki $2 \times 0,82 \lambda/4$ i od tego miejsca zdejmujemy izolację. Całe żyły skręcamy razem i w miejscu wyjścia z izolacji lutujemy. Wolne końce splecionych drutów (linek) przekładamy przez izolatory i w konwencjonalny sposób mocujemy dbając o zachowanie odległości $0,95 \lambda/4$ między środkiem anteny a przejściem przez izolator. Wadą tego układu jest narażenie miedzi na korozję oraz zmniejszona wytrzymałość ze względu na częściowe usunięcie izolacji. Wytrzymałość przewodu taśmowego BSL 300 — 0,9/7,4 na zrywanie wynosi około 40 kg.

Antenę wykorzystującą tę samą zasadę działania można wykonać także przewodem współosiowym (rys. 5.9e), przedłużając odpowiednio końce (tak jak to opisano w przypadku przewodu taśmowego). Wewnętrzna zwarta część dipola stanowią dwa odcinki $\lambda/4$, które np. przy wzroście częstotliwości wnoszą składową bierną pojemnościową. Równocześnie, nieco za długi w tym przypadku dipol $l > \lambda/2$ wnosi składową indukcyjną. Różny charakter tych impedancji przy odchyleniu częstotliwości od rezonansowej prowadzi do ich częściowej kom-



Rys. 5.10. a — Dipol składany wydłużony $3/4 \lambda$ (przy $f = 14,1$ MHz, $l \cong 15$ m),
b — dipol składany skrócony $3/8 \lambda$ (przy $f = 14,1$ MHz, $l \cong 7,5$ m)

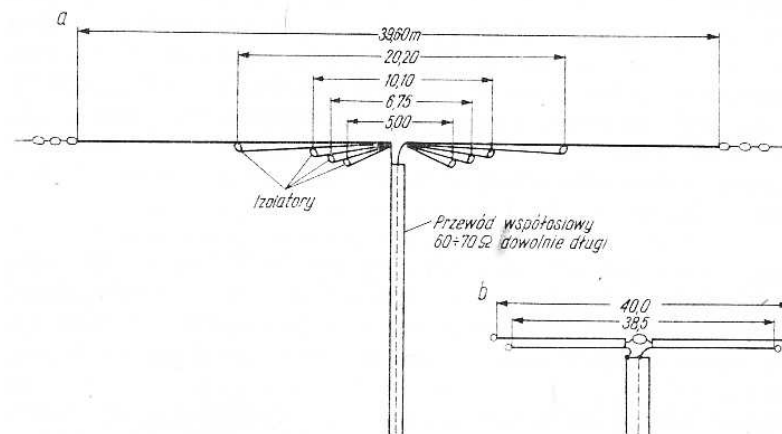
pensacji, a tym samym zmniejsza się wpływ częstotliwości na impedancję wejściową. Anteny tego typu są bardziej szerokopasmowe (rys. 5.6) niż prosty dipol.

Do tej samej grupy można także zaliczyć anteny z dipolem złożonym wielokrotnym tak, jak to pokazano na rys. 2.97, a także anteny rezonansowe o długościach większych i mniejszych od $\lambda/2$, pokazane na rys. 5.10. Charakterystyki tych anten są bardzo zbliżone. Jedynym uzasadnieniem stosowania takich anten mogą być lokalne warunki instalowania, gdyż nie mają innych zalet. Sprawność szczególnie anteny o długości $3/8 \lambda$ jest mniejsza od dipola pętlowego $\lambda/2$.

5.2.1.4.

Antena pięciopasmowa zasilana przewodem współosiowym

Jest to właściwie wersja przejściowa od anten jednopasmowych do wielopasmowych. Jak widać z rys. 5.11, jest to właściwie pięć anten wspólnie podwieszonych, których końce są wzajemnie izolowane, ale zasilanych jednocześnie za pomocą jednej linii współosiowej. Każdy dipol pracuje tylko na jednym pasmie i ma wtedy małą impedancję



Rys. 5.11. Anteny wielodipolowe
a — antena pięciopasmowa, b — szerokopasmowa antena na 3,5–3,8 MHz

wejściową około 65 Ω . Jest ona zbocznikowana impedancją wejściową pozostałych dipoli o innej długości. Dipole te nie będąc w rezonansie dla danej częstotliwości (względnie wzbudzając się na harmonicznym) mało obciążają dipol właściwy. Na przykład przy pracy na 28 MHz pozostałe dipole mają długość oraz impedancję:

- 28 MHz — $\lambda/2$ $\cong 65 \Omega$
- 21 MHz — $2 \times 1,3 \lambda/2$ $\cong 240 \Omega$
- 14 MHz — $2 \times \lambda/2$ $\cong 2000 \Omega$
- 7 MHz — $2 \times \lambda$ $\cong 2000 \Omega$
- 3,5 MHz — $2 \times 2\lambda$ $\cong 2000 \Omega$

Z drugiej strony między dipolami występuje silne sprzężenie indukcyjne, które umożliwia przenikanie energii z jednego dipola na pozostałe i wypromieniowanie jej, co w efekcie powoduje pewne zniekształcenie charakterystyki promieniowania.

Poszczególne dipole są izolowane za pomocą izolatorów, względnie stilonowych naprężaczy umocowanych do masztu. Najdłuższy dipol ma największe obciążenie i powinien być wykonany z linki o większym przekroju. Układ dipoli powinien być starannie połączony tak, aby wiatr nie spowodował owinięcia krótszych dipoli wokół dłuższych. Taką samą technikę można stosować w celu zwiększenia pasmowości anteny jednopasmowej (rys. 5.11), a szczególnie na pasmie 80 m, które jest stosunkowo najszersze.

5.2.2.

Proste anteny wielopasmowe

Godząc się na rozwiązania kompromisowe można zbudować wiele odmian anten przydatnych do pracy na dwóch lub więcej pasmach amatorskich. Przyczyny kompromisu zostały wyjaśnione na początku rozdziału 5.2, a stopień kompromisu można ocenić na podstawie tablicy 5.2. Wśród prostych anten wielopasmowych można wyróżnić następujące grupy:

- anteny zasilane w punkcie o dopasowanej rezystancji,
- anteny zasilane w strzałce prądu lub napięcia.

5.2.2.1.

Antena typu L, antena Fuchsa

Antena typu L jest najprostszą anteną. Składa się ona tylko z linki (wibrator), dwóch izolatorów i dwóch punktów zawieszenia, np. drzewo i komin. Całkowita długość anteny l liczy się od zacisków antenowych nadajnika, aż do izolatora na drugim końcu anteny.

Antena ta nie ma doprowadzenia, gdyż jest ona wprost przyłączona do nadajnika. Jeśli antena jest półfalowa i pracuje w pasmie 80 m, to w pasmie 40 m będzie już całofalową oraz w pasmie 20 m — 2λ , a na 15 m — 3λ , 10 m — 4λ . Jest to ocena przybliżona.

Z dokładniejszych przeliczeń, przy wykorzystaniu wzoru (5-4), wynikają następujące długości potrzebne do spełnienia warunku rezonansu

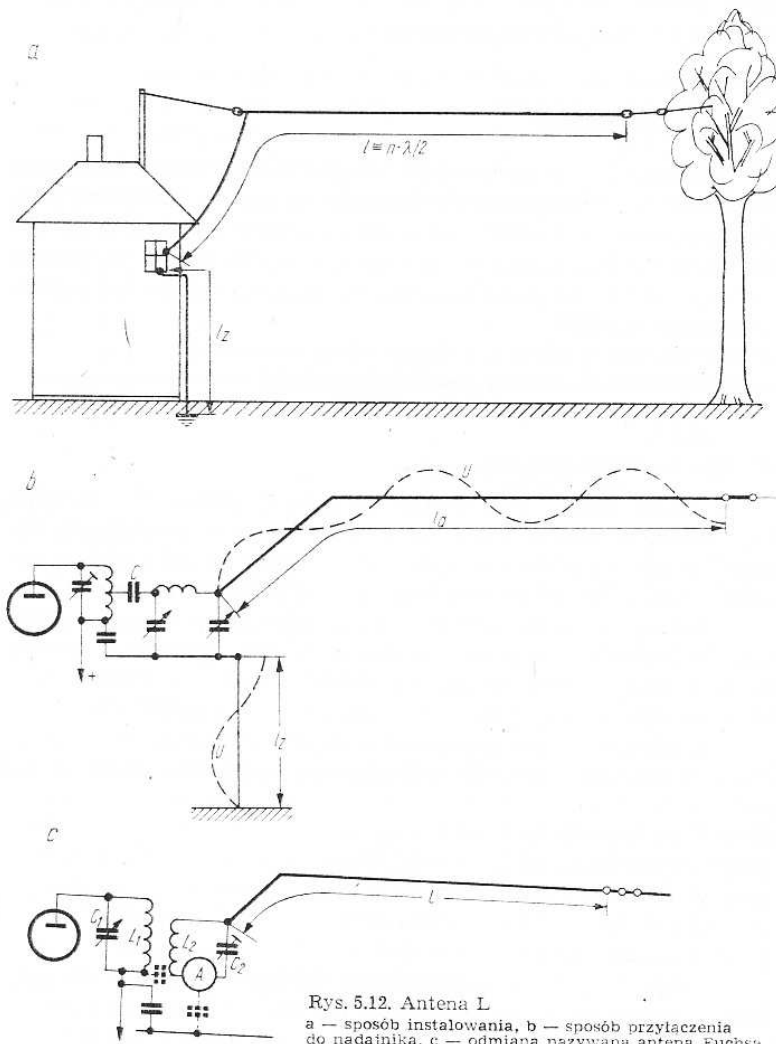
- przy 3 500 kHz dla $0,5\lambda$ $l = 40,71$ m
- przy 7 000 kHz dla $1,0\lambda$ $l = 41,78$ m
- przy 14 000 kHz dla $2,0\lambda$ $l = 42,32$ m
- przy 21 000 kHz dla $3,0\lambda$ $l = 42,50$ m
- przy 28 000 kHz dla $4,0\lambda$ $l = 42,60$ m

Jeżeli antenę $\lambda/2$ zwymiarować dokładnie dla częstotliwości 3,5 MHz to okaże się, że na pozostałych pasmach będzie ona za krótka. Nie przeszkadza to w jej pracy jako anteny odbiorczej, lecz jako an-

tena nadawcza nie będzie ona w rezonansie i mogą wówczas wystąpić trudności w dopasowaniu. Z tych powodów dla anteny tego typu przyjmuje się kompromisowe długości 41,48 m, 83 m lub 157 m.

W najprostszym przypadku antena może być przyłączona wprost do obwodu rezonansowego przez kondensator o pojemności C równej liczbowo długości fali λ , np. na pasmie 20 m, $C = 20$ pF.

Wadą tego rozwiązania jest swobodne przedostawanie się wszystkich harmonicznych i podharmonicznych z nadajnika do anteny. Poprawę sytuacji uzyskuje się przez szeregowe włączenie filtra (rys.



Rys. 5.12. Antena L
a — sposób instalowania, b — sposób przyłączenia do nadajnika, c — odmiana nazywana anteną Fuchsa

5.12b), który nie tylko osłabia wyższe harmoniczne, ale także umożliwia kompensację reaktancji wejściowej anteny nie znajdującej się w rezonansie (bez potrzeby rozstrajania obwodu anodowego nadajnika).

Prąd nadajnika płynie do anteny przez układ filtru typu π . Jednocześnie (zgodnie z prawem Kirchhoffa) płynie także prąd do ziemi przewodem uziemiającym o długości L_2 . Na przewodzie tym odkłada się także fala stojąca i w miejscu przyłączenia nadajnika może wystąpić strzałka napięcia wielkiej częstotliwości (rys. 5.12b). Mogą wówczas wystąpić paradoksalne warunki, kiedy neonówka dotknięta do obudowy nadajnika świeci silniej niż na wejściu anteny. Oczywiście powstające napięcie jest przyczyną przepływu znacznych prądów pojemnościowych w.c.z., które mogą być przyczyną „przeżrzenia” transformatora sieciowego nadajnika, lub dostać się do urządzeń odbiorczych wywołując TVI i BCI. Poza tym uziemienie wówczas promieniuje w obszarze silnego pochłaniania, a więc jest źródłem często dużych strat energii. Jeszcze gorsze warunki powstają, gdy nadajnik nie ma prawidłowego uziemienia. W tym przypadku rolę przeciwwagi — uziemienia przejmuje instalacja elektryczna z wszelkimi możliwymi, jak najgorszymi następstwami.

Najstarsi „Oldmani” z rozrzewnieniem wspominają „cudowną” antenę austriackiego amatora Fuchsa, będącą odmianą anteny L. Układ filtru typu π nie był jeszcze znany. Antena L dołączona wprost do obwodu nadajnika samowzbudzonego powodowała silne jego przestrojenie. Fuchs zastosował sprzężenie indukcyjne obwodem rezonansowym o dużym stosunku L/C jak na rys. 5.12c. „Zimny” koniec obwodu był silnie sprzężony pojemnościowo z zimnym końcem obwodu PA. Przyczynę tego wyjaśnia dostatecznie sam rys. 5.12c. Przedłu-

Tablica 5.3

OBWÓD SPRZĘGAJĄCY ANTENY FUCHSA WG RYS. 5.12c

Pasmo	C_2 [pF]	L_2 [μH]	N	D [cm]	h [cm]
3,5	20	100	43	8	8
7	10	50	35	6	6
14	5	25	27	5	5
21	4	15	24	4	4
28	3	12	21	4	4

żeniem anteny do ziemi jest „masa” nadajnika ze swoją pojemnością do ziemi, a sprzężenie z nadajnikiem zapewnia pojemność między cewkami. Dziś anteny takie nie są stosowane. Zainteresowani mogą dobrać obwody, kierując się danymi w tablicy 5.3. Wystąpienie rezonansu wykrywa się za pomocą amperomierza włączanego w obwód L_2C_2 lub prościej, stosując żaróweczkę sprzężoną pętlą indukcyjną z obwodem

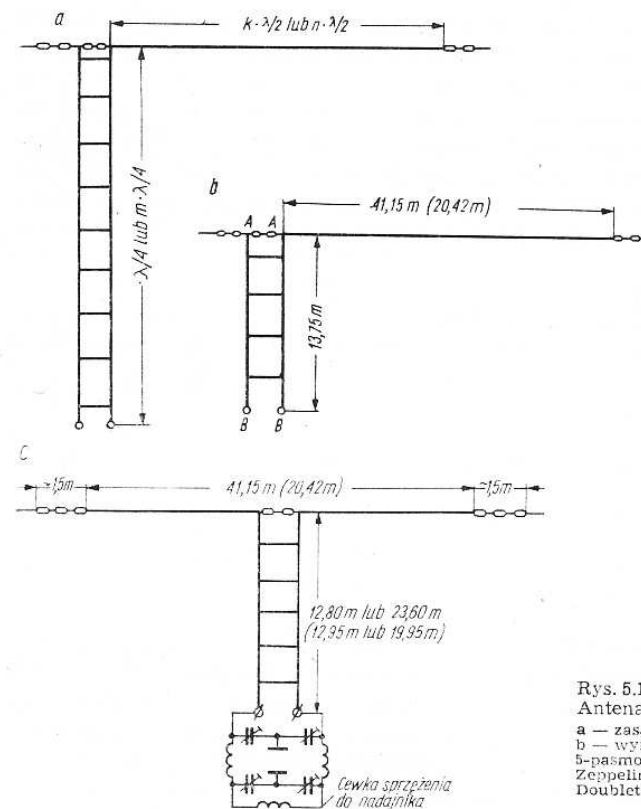
L_2C_2 . W obwodzie L_2C_2 płyną duże prądy i indukują się duże napięcia. Wymaga to stosowania drutów o średnicach 2÷3 mm i dobrych elementów izolacyjnych.

5.2.2.2.

Antena Zeppelin

Szkodliwe promieniowanie przewodu doprowadzającego energię do anteny można zmniejszyć stosując kompensację pola tego przewodu. Realizuje się to dzięki poprowadzeniu obok drugiego przewodu z prądem w fazie przeciwnej. Tak właśnie powstaje antena nazywana anteną Zeppelin, pokazana na rys. 5.13. Przy długościach wibratora od 41,15 m do 41,48 m antena Zeppelin zachowuje się poprawnie na kilku pasmach. Wybór granicznej długości zależy od tego, jakie warunki bardziej odpowiadają użytkownikowi (patrz tablica 5.4).

Antena w punkcie A (rys. 5.13) ma dużą impedancję wejściową około 2000÷6000 Ω , zależną od smukłości i pojemności końcowych. Antenę taką można więc zasilać linią symetryczną o impedancji falowej rzędu 600 Ω (linią długą $\lambda/4$ lub $3/4 \lambda$). Odcinek ćwierćfalowy speł-



Rys. 5.13.
Antena Zeppelin
a — zasada konstrukcyjna,
b — wymiary anteny
5-pasmowej, c — podwójny
Zeppelin nazywany
Doublet

nia rolę transformatora obniżającego impedancję w punkcie B—B. W punkcie tym może być dołączony przewód współosiowy o $Z_0 = 50 \div \div 75 \Omega$. W przestrzeni stanowiącej przedłużenie anteny od strony zasilania wytwarza się silne pole elektromagnetyczne stanowiące odbicie lustrzane pola promieniującego dipola. Obszar ten powinien być całkowicie wolny, w przeciwnym przypadku występują zniekształcenia charakterystyki oraz zakłócenia BCI i TVI. Antena ta, jak poprzednio opisane w p. 5.2.2.1, łatwo również promieniuje źle odfiltrowane produkty układu przemiany nadajnika SSB, znajdujące się poza pasmami amatorskimi. Można je ograniczać stosując układy symetryzująco-dopasowujące opisane w p. 3.4 i włączane między nadajnikiem a wejściem linii zasilającej B—B. Układy te pozwalają na łatwe dopasowanie rezystancji i kompensację reaktancji w punktach zasilania linii B—B.

Przy harmonicznym długościach linii zasilającej może zdarzyć się, że wraz z wibratorem utworzy ona antenę typu L. Wówczas w linii zasilającej popłynie prąd synfazowo, tworząc sprzyjające warunki niepożądanego promieniowania harmonicznym. Zapobiega się temu ograniczając długość linii zasilającej od 12,8 m do 13,75 m. Przy tych długościach można w punkcie zasilania B—B uzyskać właściwe wejście (prądowe lub napięciowe) zależnie od pasma. Zamiast linii dwuprzewodowej 600 Ω można stosować także przewód taśmowy TV o $Z_0 = 240 \div 300 \Omega$ i długości 11,9 m. Przy wykorzystywaniu anteny na jednym pasmie można stosować stroiki pokazane na rys. 2.52 umożliwiające dopasowanie w bardzo dużym zakresie impedancji.

5.2.2.3.

Podwójny Zeppelin (Doublet)

Łącząc ze sobą dwie anteny Zeppelin otrzymuje się antenę pokazaną na rys. 5.13c, zdolną poprawnie pracować na pięciu pasmach amatorskich. I w tym przypadku można stosować zasilanie linią rezonansową lub linią o długości kompromisowej. W tablicy 5.4 podano korzystne długości linii zasilającej i rodzaj zasilania dla różnych pasm.

Tablica 5.4
SPOSÓB ZASILANIA I WYPRÓBOWANE DŁUGOŚCI ANTENY DOUBLET

Lp.	Długość całkowita wibratora [m]	Długość linii zasilającej [m]	Rodzaj zasilania na pasmach [MHz]				
			3,5	7	14	21	28
1	83,00	41,55	U	U	U	U	U
2	83,00	20,78	I	U	U	U	U
3	41,15	12,80	U	U	U	U	U
4	41,15	23,60	U	U	U	U	U
5	20,42	12,95	I	U	U	U	U
6	20,42	19,95	U	I	U	I	U

U — napięciowe, I — prądowe

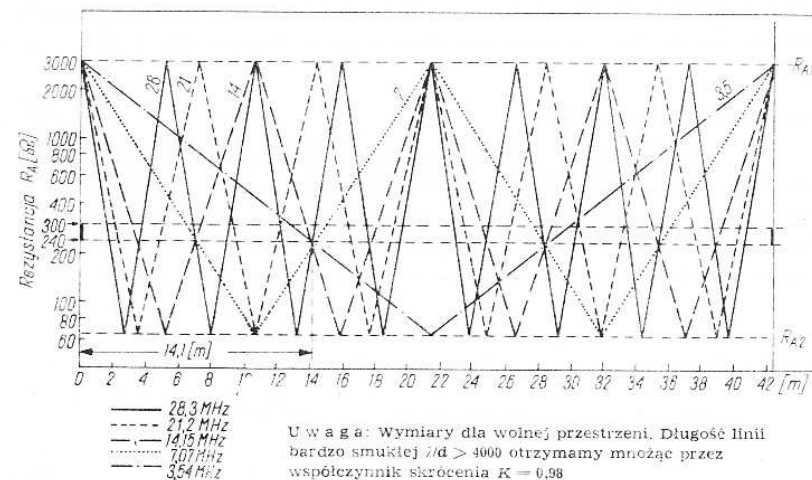
Zasilanie napięciowe (U) wymaga obwodów równoległych, zasilanie prądowe (I) obwodów szeregowych. Stosuje się kompletne skrzynki antenowe (p. 3.4) umożliwiające dopasowanie na każdym pasmie. Przejście z zasilania na końcu na zasilanie w środku anteny wiąże się ze zmianą rozkładu prądu w antenie i charakterystyki promieniowania (rys. 5.4 i 2.73).

5.2.3.

Anteny pasmowe z przeniesionym punktem zasilania

W rozdziale 5.2.2 wyjaśniono przyczyny występowania różnej na różnych pasmach impedancji $Z_{A1} = R_{A1} + jX_{A1}$ w miejscu zasilania anteny. Impedancja wejściowa ma wartość $Z_{A1} = R_{A1}$ tylko wtedy, gdy antena jest w rezonansie. Można to uzyskać w zasadzie tylko w jednym pasmie.

Jeśli antenę taką będziemy zasilali linią $Z_0 = R_{A1}$ to na pozostałych pasmach na skutek tego, że $Z_{A1} > R_{A1}$ może wystąpić duże niedopasowanie. W sytuacji więc, gdy i tak należało stosować przestrzajalne układy dopasowujące, zmiana miejsca zasilania anteny nie wprowadza dodatkowych trudności a daje pewne korzyści. Istotą tego rozwiązania wyjaśnia rys. 5.14, na którym pokazano rozkład impedancji



Rys. 5.14. Zależność rezystancji wejściowej anteny R_A od odległości punktu zasilania od końca wibratora dla pięciu pasm amatorskich (istnieją kilka odległości o zbliżonej rezystancji jednocześnie dla kilku pasm)

wzdłuż linii dla częstotliwości harmonicznym 3,5, 7, 14, 21, 28 MHz. Wykres ten w skali półlogarytmicznej powstał przy założeniu (słusznym w większości przypadków dla anten KF), że rezystancja wejściowa zmienia się w granicach od $R_{A1} = 3000 \Omega$ do $R_{A2} = 65 \Omega$. Oprócz

tego w celu ułatwienia nie uwzględniono współczynnika K , a odcinki krzywoliniowe zastąpiono liniami prostymi. Mimo to dzięki zastosowanej skali logarytmicznej podane zależności są dla celów wstępnych obliczeń wystarczająco dokładne. Dokładniejsze wartości rezystancji wejściowej R_A można ustalić na podstawie informacji zawartych w rozdziale 2.3.8.4 lub posługując się wzorem

$$R_A = R_{A1} - R_{A2} \left[1 - \cos \frac{360^\circ \cdot b}{\lambda} \right] + R_o \quad (5-5)$$

gdzie: R_{A1} i R_{A2} — rezystancja wejściowa odpowiednio w węzle prądu i napięcia,
 R_o — rezystancja falowa dipola (2-171),
 b — odległość punktu zasilania w metrach od strzałki prądu w antenie,
 λ — długość fali w m.

Z przebiegu zmian rezystancji wejściowej anteny R_A dla różnych pasm przy rosnącej odległości od początku wibratora wynika, iż wiele z tych przebiegów przecina się w okolicy rezystancji $200 \div 300 \Omega$. W odległości 14,1 m występuje to jednocześnie dla pasm 3,5 — 7 — 14 — 28 MHz przy czym $R_A = 240 \Omega$. W pasmie 21 MHz występuje wtedy wartość maksymalna. W połowie tej odległości (to jest dla 7 m) zbieżność rezystancji $R_A = 240 \Omega$ występuje w pasmach 7 — 14 — 28. Punktów zbieżnych jest więcej, szczególnie jeśli uwzględnić także rezystancje wejściowe $600 \div 700 \Omega$.

Jeśli w punktach zbieżności dołączyć linię zasilającą o dopasowanej impedancji np. $Z_o = R_A = 240 \div 300 \Omega$, linia ta będzie dopasowana jednocześnie na kilku częstotliwościach. W rzeczywistości dopasowanie nie będzie w pełni osiągnięte, gdyż przyjmując $K = 1$ nie uwzględniono tu współczynnika skrócenia. Rozwiązanie to jest więc w pewnym stopniu kompromisowe.

Dzięki wykorzystaniu zasady zasilania anteny w punkcie o rezystancji $R_A = 240 \div 300 \Omega$ zaprojektowano wiele dobrych anten, które zostały opisane dalej.

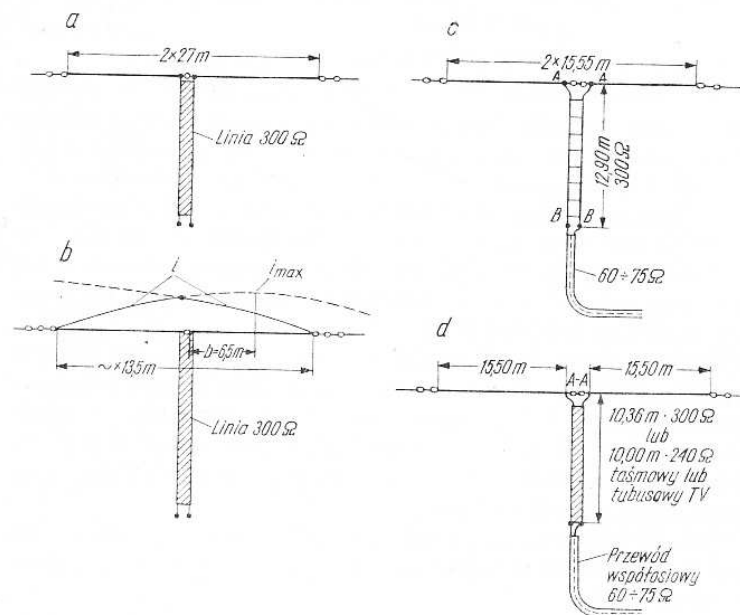
5.2.3.1.

Długi i krótki Doublet

Zmieniając długość ramion symetrycznego wibratora anteny doublet (rys. 5.13c), uzyskuje się dwa, mające zastosowanie w praktyce przypadki tj., gdy $l = 2 \times 27$ m i $l = 13,5$ m. Długości te otrzymano z uwzględnieniem współczynnika skrócenia. Tak zwany długi doublet (rys. 5.15a) nie wchodzi w rezonans na poszczególnych pasmach. Jego rezystancja wejściowa w pasmach 10 — 20 — 40 — 80 m jest równa około $R_A = 240 \div 300 \Omega$ zależnie od pasma i wysokości anteny nad ziemią, co umożliwia zasilanie tych anten popularnym przewodem taśmowym TV. Antena ta ma nieco większy zysk kierunkowy, niż normalny doublet. Ponieważ na końcach wibratora musi powstać węzeł prądu,

brak lub nadmiar wymaganej dla odłożenia pełnej liczby połówek fali długości wibratora powoduje powstanie fali stojącej w linii. W efekcie na końcu linii pojawia się składowa bierna, którą należy skompensować układem dopasowania anteny lub obwodem wyjściowym nadajnika (patrz rozdział 3.4.2).

W przypadkach ograniczonego miejsca można stosować także antenę — krótki doublet (rys. 5.15b), która jest dobrze dopasowana w pasmach 80 — 40 — 20 — 10 m. W antenie tej strzałka prądu występuje w odległości $b = 6,5$ m od miejsca zasilania i odklada się na linii zasilającej. Właściwości tej anteny są takie jak długiego doubletu, jedynie zysk jest nieco mniejszy, a listki charakterystyki szersze. Zasila się ją także przewodem taśmowym lub lepiej tubularnym TV o impedancji



Rys. 5.15. Odmiany nierezonansowe anteny doublet

a — długi doublet,
 b — krótki doublet (obie anteny przeznaczone są dla pasm 80—40—20—10 m),
 c i d — anteny GSRV,
 e — WFS anteny z punktu d przy 8-metrowej linii współosiowej (60 Ω)

$Z_0 = 240 \div 300 \Omega$ i kompensuje występującą reaktancję w miejscu zasilania. Rodzaj i wartość tej reaktancji zależy od długości elektrycznej linii zasilającej, przy czym przy pewnych długościach reaktancja ta może być bliska zeru.

5.2.3.2.

Antena G5RV

Antena G5RV przy długości ramion wibratora 31 m pokazana na rys. 5.15 c i d stanowi wersję pośrednią między doubletem 54 m i krótkim doubletem 27 m. Jej rezystancja wejściowa jest różna w różnych pasmach. W celu ujednoczenia impedancji wejściowej do linii w p. B—B stosuje się transformator liniowy o długości 12,90 m przy zasilaniu linią dwuprzewodową powietrzną $Z_0 = 300 \Omega$ lub o długości 10,36 m przy linii taśmowej 300Ω , a 10,0 przy linii taśmowej 240Ω . W punkcie zasilania rezystancja jest ok. 70Ω co pozwala na dołączenie przewodu współosiowego. Wyjście nadajnika powinno mieć obwód π lub $\pi+L$ dla kompensacji pozostałości niedopasowania.

Rozpatrzmy działanie tej anteny na poszczególnych pasmach.

Pasma 10 m. Każda z obu połówek wibratora ma długość $3\lambda/2$. Charakterystyka promieniowania odpowiada więc długości 3λ . Ze względu na pracę synfazową obu połówek względny zysk energetyczny G odniesiony do dipola $\lambda/2$ wynosi około 1,8. Linia zasilająca 300Ω ma dla tej częstotliwości długość $5/4\lambda$. Ponieważ na zaciskach A—A wibratora występuje maksymalna rezystancja, na końcu B—B linii zasilającej wystąpi strzałka prądu i linia jest dobrze dopasowana do małej impedancji przewodu współosiowego $60 \div 75 \Omega$. Na tym pasmie układ pracuje poprawnie.

Pasma 15 m. Obie połówki wibratora są nieco dłuższe od λ (rys. 5.14). Linia zasilająca 300Ω jest dłuższa od $3/4\lambda$. I tu, mimo że wymiary nie pozwalają na pracę w rezonansie, dopasowanie nieco się poprawia na skutek wzajemnej częściowej kompensacji składowych biernych anteny i linii. Obie połówki wibratora są wzbudzone synfazowo i dlatego zysk G wynosi także 1,8 dB w stosunku do anteny całonowej. Charakterystyka promieniowania odpowiada antenie 2λ .

Pasma 20 m. W tym pasmie antena nie stanowi optymalnego rozwiązania. Jej długość wynosi $1,5\lambda$. Główny listek charakterystyki promieniowania jest węższy niż dla dipola i antena promieniuje w tym kierunku z zyskiem rzędu $2 \div 2,2$ dB. Ponieważ na zaciskach A—A przypada maksimum prądu, rezystancja wejściowa jest mała, rzędu 70Ω . Linia zasilająca o długości 12,9 m, a więc $0,6\lambda$ transformuje tę rezystancję na większą tworząc wraz ze składową bierną na zaciskach B—B impedancję około 200Ω . W rezultacie powstaje więc niedopasowanie do przewodu współosiowego, który ma $Z_0 = 60 \div 75 \Omega$. Sytuacja poprawia się, jeśli antenę będziemy zasilali linią symetryczną $Z_0 = 240 \Omega$ o długości 10,00 m co odpowiada $0,58\lambda$. Impedancja na zaciskach B—B w tym przypadku będzie ok. 120Ω .

Pasma 40 m. Warunki pracy w tym pasmie są niesprzyjające. Długość wibratora wynosi $3/4\lambda$. Rezystancja wejściowa w połowie wibratora jest rzędu 600Ω . Linia zasilająca 300Ω ma długość $0,3\lambda$ i w związku z tym transformuje rezystancję na mniejszą kompensując częściowo składowe biernie. W punkcie B—B impedancja wejściowa wynosi około 150Ω , a przy linii $Z_0 = 240 \Omega$ około 100Ω . Charakterystyka promieniowania jest zbliżona do charakterystyki dipola $\lambda/2$. Antenę tę charakteryzuje mały zysk kierunkowy.

Pasma 80 m. W tym pasmie wibrator ma długość $0,38 \div 0,47\lambda$, a więc także nie jest w rezonansie. Z rys. 5.14 wynika, że rezystancja wejściowa w połowie wibratora jest ok. 150Ω . Linia zasilająca ma długość $0,15 \div 0,16\lambda$ i transformuje impedancję tak, że na zaciskach B—B występuje impedancja rzędu 100Ω . Antena ma mały zysk kierunkowy.

Na wszystkich pasmach odkłada się na linii zasilającej fala stojąca. Impedancja na końcu linii, od strony nadajnika (odbiornika) zależy także od długości linii zasilającej zazwyczaj współosiowej $60 \div 75 \Omega$. Niektórzy autorzy zalecają stosowanie linii współosiowej o długości 4,8 m. Oczywiście dopasowanie w każdym przypadku można uzyskać tylko przy stosowaniu filtra typu π na wyjściu nadajnika.

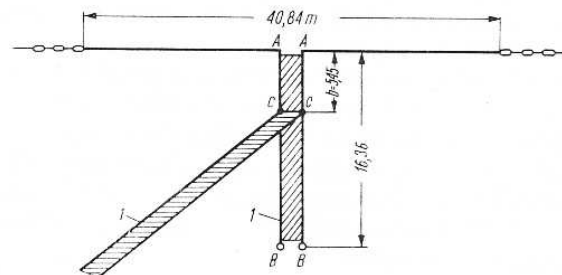
Rysunek 5.15e pokazuje wartość WFS w antenie G5RV zmodyfikowanej jak na rys. 5.15d to jest z linią zasilającą 10,00 m, 240Ω i przewodem współosiowym 60Ω o długości 8 m.

Poprawienie pracy na 15 m można uzyskać przez dalsze skrócenie linii zasilającej 240Ω do długości 9,0 m. Wtedy jednak warunki na pozostałych pasmach są gorsze, a szczególnie na 10 m i na 40 m.

5.2.3.3.

Dipol pięciopasmowy ze stroikiem

Poszukiwanie korzystniejszego rozwiązania, uwzględniającego w szczególności pracę w pasmie 21 MHz doprowadziło do powstania anteny ze stroikiem (rys. 5.16). Stroik jest linią o długości $\lambda/4$ (w pasmie 80 m). W przypadku linii powietrznej o $Z_0 = 300 \Omega$ długość jego wynosi 20 m. Przy stosowaniu przewodu taśmowego długość ta jest odpowiednio 16,83 m ($K = 0,82$) lub 16,36 m ($K = 0,80$). W stroiku tym w odległości b od zacisków A—A rezystancja wejściowa R_{cc} zależy od



Rys. 5.16. Dipol pięciopasmowy ze stroikiem
1 — przewód taśmowy 300Ω o dowolnej długości

długości odcinka b i częstotliwości. Kierując się rys. 5.14 ustalamy, że przy $b = 6,9$ m rezystancja R_{CC} wynosi około 240Ω . Uwzględniając współczynnik skrócenia $K = 0,95$ (linia powietrzna) otrzymuje się $b = 6,70$ m, a dla linii taśmowej ($K = 0,8$) $b = 5,45$ m.

W pasmie 3,5 MHz w miejscu przyłączenia stroika do anteny występuje mała impedancja wejściowa R_{AA} , a na pozostałych — duża (zasilanie napięciowe). Stroik w pasmie 3,5 MHz zachowuje się jak linia ćwierćfalowa, w pasmie 7 MHz jak półfalowa, w pasmie 14 MHz jako całowalowa, oraz w pasmie 21 MHz jak półtorafalowa i dwufalowa na 28 MHz. Wynika stąd, że stroik transformuje impedancję obniżając ją. Mimo to układ stanowi kompromisowe rozwiązanie, z niekorzystnym współczynnikiem fali stojącej, to jest

3,5 —	3,8 MHz	WFS = 1,8 — 4,0
7,0 —	7,1 MHz	WFS = 1,5
14,0 —	14,2 MHz	WFS = 2,0
21,0 —	21,4 MHz	WFS = 2,5
28,0 — 29,0 — 29,7 MHz		WFS = 3 — 1,2 — 2,5

Występujący stroik rezonansowy w postaci linii równoległej znacznie zawęża pasmowość anteny (p. 2.3.8.5).

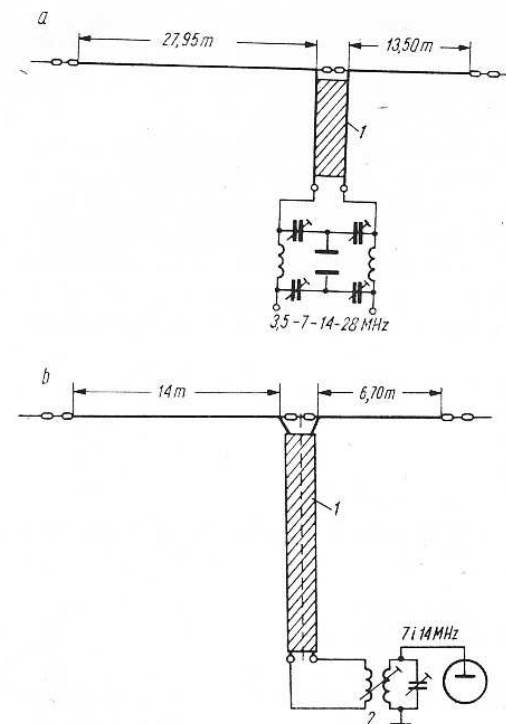
5.2.3.4.

Dipole asymetryczne

Dążenie do poprawienia wielopasmowości anteny przy jednoczesnym upraszczaniu konstrukcji doprowadziło do wyeliminowania dodatkowych układów transformujących (anteny doublet, G5RV, antena ze stroikiem) i wykorzystanie właściwości transformujących samej anteny, traktowanej jak linia długa. Powstały w ten sposób bardzo popularne układy anten asymetrycznych. Pierwsza z nich pokazana na rys. 5.17a o łącznej długości 41,5 m ma w pasmach 3,5 — 7 — 14 — 28 MHz rezystancję wejściową ok. 240Ω , a w pasmie 21 MHz ok. 3000Ω . Antena ta nadaje się więc do pracy w zasadzie tylko w czterech pasmach.

Dla pasm 21 MHz można by stosować transformator ćwierćfalowy z linii, np. 450 Ω transformującej na 70 Ω , lecz popsuje to warunki pracy w pozostałych pasmach. Dlatego właśnie antena ta w pasmie 21 MHz nie jest wykorzystana. W pozostałych pasmach antena pracuje dość szerokostopowo, jednak do pełnego dopasowania zaleca się stosować symetryczne wyjście z nadajnika z możliwością kompensacji nieznacznej składowej biernej.

Krótsza odmiana anteny pokazana na rys. 5.17b pracuje poprawnie na pasmach 7 — 14 — 28 MHz. Jest ona dość popularna, gdyż wymaga niewiele miejsca — 21 m i może być zasilana przewodem taśmowym. Sprzężenie nadajnika można realizować w sposób pokazany na rysunku lub lepiej przez dowolny symetryzator aperiodyczny opisany w p. 3.3.2.



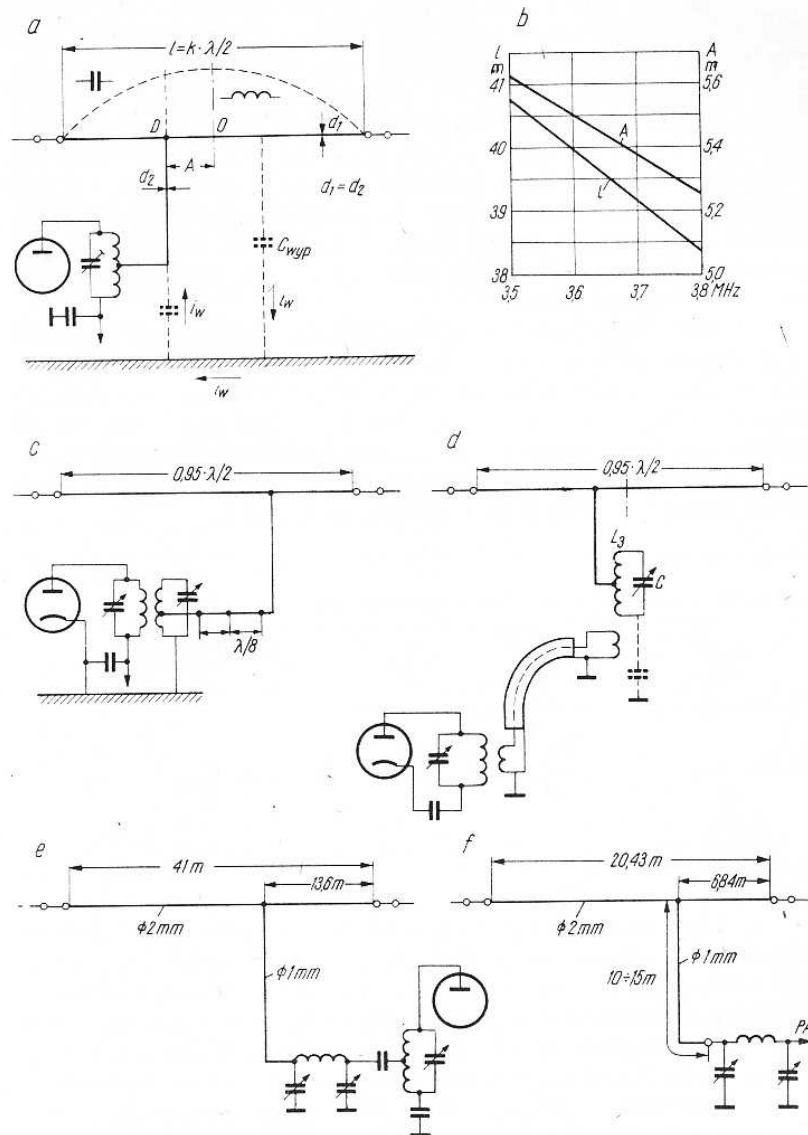
Rys. 5.17. Dipole asymetryczne
 a — długość ok. 42 m na pasma 3,5—7—14—28 MHz,
 b — długości ok. 21 m w pasmie 7—14—28 MHz
 1 — przewód taśmowy 240+300 Ω dowolnej długości,
 2 — około 3 zwojów

5.2.3.5.

Antena Windom (W8GZ)

Twórca tej anteny W8GZ Loren Windom rozumując analogicznie, jak w p. 5.2.3 i posługując się rozkładem impedancji wzdłuż anteny znalazł taki punkt D , pokazany na rys. 5.18a, w którym rezystancja wejściowa anteny R_A równa się impedancji falowej pojedynczego przewodu zasilającego.

Pojedynczy przewód antenowy ma impedancję falową Z_0 zależną od średnicy d_1 (rys. 5.18a) i wysokości h nad ziemią (patrz p. 2.2.2.1). Mieści się ona w granicach $400 \div 700 \Omega$, a dla najczęściej spotykanych przypadków wynosi około 500 Ω . Impedancja falowa zasilającego przewodu o średnicy d_2 zależy również od jego wysokości nad ziemią (powiększa swoją wartość wraz ze wzrostem wysokości nad ziemią). Ponieważ stopień zmiany zależy od konduktywności ziemi, przesunięcie odległości A (rys. 5.18a) ustala się orientacyjnie w granicach $0,07 \lambda$, czyli $0,18 \lambda$ od końca anteny. W konkretnych warunkach położenie A koryguje się tak, aby w linii zasilającej wystąpiła tylko fala bieżąca. Przy pracy w pasmie podstawowym 3,5 MHz długość anteny l i odległość A można ustalić z wykresu na rys. 5.18b.



Rys. 5.18. Antena Windom
 a — zasada działania, b — długość anteny l i położenie odczepu A , c, d — sposoby zasilania,
 e, f — antena w wersji VS i AA na 5 pasm i skrócona na 4 pasma

Rozkład prądu wzdłuż anteny w pasmie podstawowym jest symetryczny, przy czym w odcinku krótszym ma charakter pojemnościowy, a dłuższym indukcyjny.

Między anteną i ziemią płyną prądy pojemnościowe, których różnica może zamykać się przez linię zasilającą wywołując BCI oraz TVI. W celu zmniejszenia tego ryzyka linia zasilająca powinna na długości co najmniej $\lambda/4$ przebiegać prostopadle do anteny i ziemi. Do sprawdzenia rezonansu w zainstalowanej antenie posługujemy się GDO. Przy sprawdzaniu zaś dopasowania mierzy się prąd w przewodzie zasilającym w trzech punktach odległych od siebie o około $\lambda/8$ (rys. 5.18c). Wartość prądu mierzonego w tych punktach powinna być jednakowa. Zamiast amperomierzy można stosować żaróweczki. Strojenie anteny sprowadza się wtedy do takich zmian l i A , przy których wszystkie trzy żarówki świecą jednakowo.

Przy bezpośrednim pojemnościowym sprzężeniu linii zasilającej z obwodem anodowym nadajnika, wszystkie harmoniczne i produkty mieszania łatwo przenoszą się do anteny i zostają wypromieniowane. Zapobiega się temu stosując obwód pośredni (rys. 5.18c). Obwód ten powinien być sprzężony z nadajnikiem od strony „zimnego” końca cewki a następnie uziemiony. Parametry obwodów podano w tabeli 5.5. Odczep na cewce dobiera się eksperymentalnie.

Tabela 5.5
 PARAMETRY OBWODU SPRZĘGAJĄCEGO ANTENĘ WINDOM

Pasma MHz	Pojemność pF	Indukc. μH	Dane cewki	
			Liczba zwojów	Średnica mm
3,5	200	15	20	60
7	100	10	16	50
14	50	4,5	9	50
21	50	1,5	6	50
28	50	1,0	5	50

Linia zasilająca zwykle jest prowadzona przez otwór okienny i przebiega w pobliżu muru, sieci elektrycznej, mieszkaniowej instalacji oświetleniowej. Prąd płynący w linii będzie więc indukował w pobliskich instalacjach dość znaczną siłę elektromotoryczną, tym bardziej, że poszczególne odcinki linii będą miały różne impedancje np. w mieszkaniu. Zapobiegamy temu wyprowadzając układ dopasowania poza pomieszczenie i sprzęgając z nadajnikiem za pomocą odcinka przewodu współosiowego tzw. linku (rys. 5.18d).

Opisana antena przy długości $l = 41,48 \text{ m}$ i wysokości zawieszenia 20 m wykonana drutem $d_1 = 3 \text{ mm}$, zasilana drutem $d_2 = 1,5 \text{ mm}$ w odległości $A = 13,80 \text{ m}$ ma rezonans około 3450 kHz , co umożliwia pracę na harmonicznych. W pasmie $3,5 \text{ MHz}$ antena promieniuje jak

dipol półfalowy, w pasmie 7 MHz jako całofalowy z czterema listkami odchylonymi o 55° od anteny, w pasmie 14 MHz jako dipol 2λ z listkami pod kątem 37° , w pasmie 21 MHz jako dipol 3λ z kątem 30° , a w pasmie 28 MHz jako 4λ z kątem 25° w stosunku do przewodu anteny.

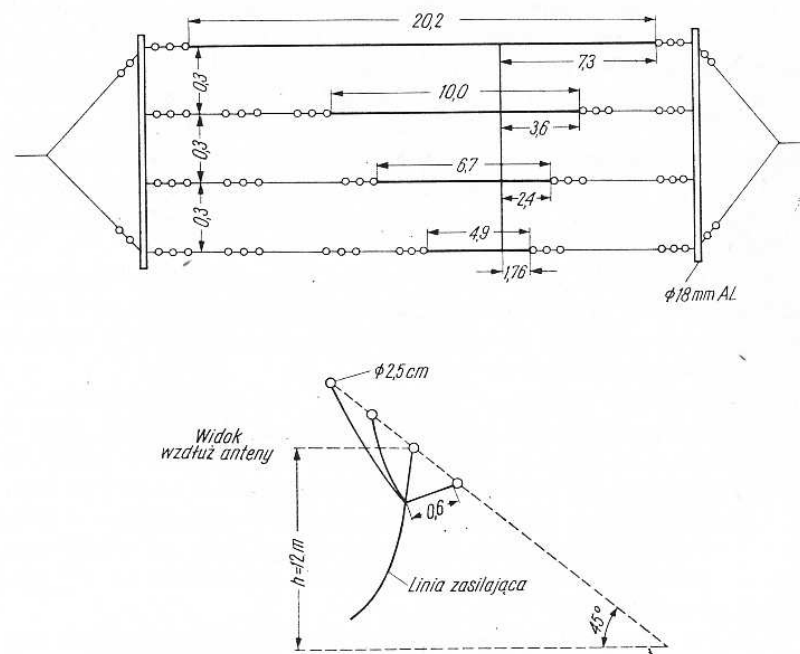
Antena Windom jest rozpowszechniona i często opisywana. Na rys. 5.18e i 5.18f podano wymiary dwóch wersji tej anteny wypróbowane przez VS1AA, to jest jednej pełnowymiarowej, a drugiej skróconej, przydatnej do pracy w pasmach 7—14—21—28 MHz. Antena ta (rys. 5.18f) może być wykorzystywana w pasmie 80 m przy takich rodzajach pracy, jak antena L (p. 5.2.2.1). Sprawność anten Windom jest tym większa, im antena wisi wyżej, oraz im ziemia ma większą konduktywność.

Przy licznych zaletach natury konstrukcyjnej, podstawową wadą anteny jest promieniowanie linii zasilającej z polaryzacją pionową i łatwość wywołania TVI i BCI. Obserwowano także wpływ zmian konduktywności gruntu (deszcz) na zachowanie się anteny.

5.2.3.6.

Zestaw anten Windom

Lepsze właściwości rezonansowe anteny Windom uzyskał radziecki radioamator UW4UJA tworząc konstrukcję pokazaną na rys. 5.19. Są to właściwie cztery anteny Windom zasilane wspólnym prze-



Rys. 5.19. Antena Windom wg UW4JA

wodem. Korzystniejsze charakterystyki promieniowania uzyskano pochylając „koronę” anteny pod kątem 45° do poziomu. Średnia wysokość anteny wynosi 12 m. Układ ten pracuje w pasmach 7—14—21—28 MHz jak antena Windom, zaś w pasmie 3,5 MHz jak antena L.

5.2.3.7.

Antena Longwire (LW)

W literaturze często podkreśla się, że długość anteny powinna spełniać kryterium rezonansu, tzn. w punkcie zasilania antena powinna stanowić tylko rezystancję. Oznaczało to narzucenie antenom ściśle określonych wymiarów. Praktyka wykazała, że jest to kryterium, które w pewnych przypadkach można złagodzić lub pominąć. Dotyczy to anten utworzonych przez długi przewód, a zasilanych jak na rys. 5.20. Anteny te noszą popularną nazwę Longwire (LW). Stanowią one pewną odmianę anteny typu L i anteny Fuchsa (5.2.2.1). Różnice polegają na:

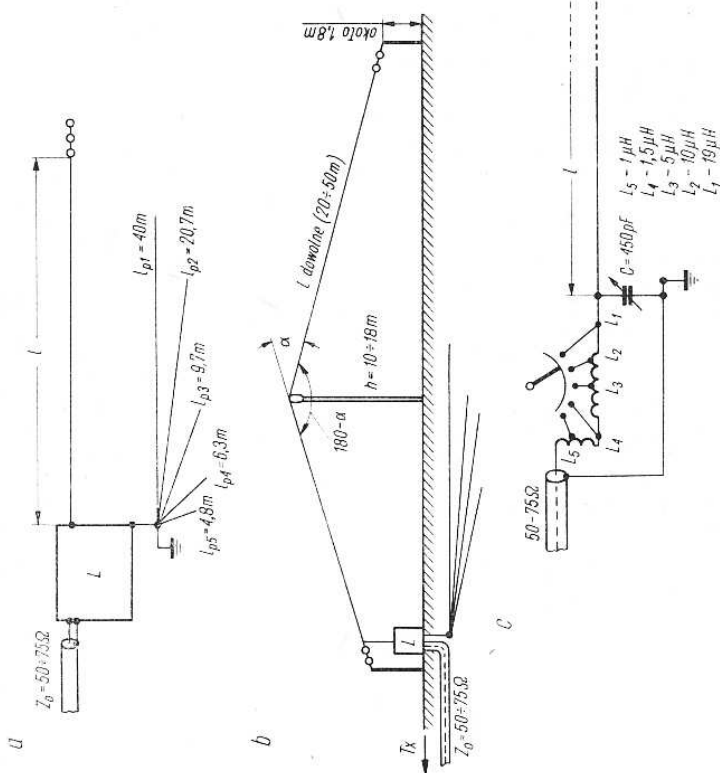
- przyjęciu dowolnej długości l części promieniującej,
- zasilaniu z nadajnika linią współosiową $50\ \Omega$ lub $75\ \Omega$ przez czwórnik LC stanowiący filtr dolnoprzepustowy (a czasami dodatkowo przez transformator 4:1),
- zastosowaniu uziemionej przeciwwagi.

Antena LW może pracować na dowolnej częstotliwości pasma krótkofalowego. Przy pewnych jej długościach antena znajduje się w rezonansie tzn. w miejscu zasilania $Z_A = R_A$ oraz $X_A = 0$ lub $X_A = \pm\infty$. We wszystkich innych przypadkach należy liczyć się z występowaniem składowej biernej. Dopasowanie do linii współosiowej o impedancji $Z_0 = 50\div 75\ \Omega$ wymaga w takim przypadku kompensacji reaktancji X_A i transformacji rezystancji R_A na Z_0 . Charakterystyka promieniowania jest prawie taka sama, jak u anten harmonicznych o najbardziej zbliżonej długości lub może być częściowo asymetryczna (patrz rys. 5.7d). Przy pracy w kilku pasmach stosuje się przełączalne cewki i kondensatory.

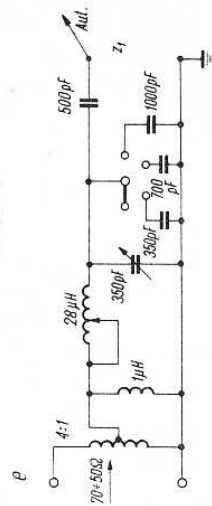
Rezystancja wejściowa R_A anten LW zmienia się w granicach od $1000\div 2000\ \Omega$ przy rezonansie równoległym ($l = n\lambda/2$) do $37\ \Omega$ przy rezonansie szeregowym [$l = (2n-1)\lambda/4$], natomiast reaktancja zmienia się w granicach od $+1000$ do $-1000\ \Omega$.

Wartości reaktancji i rezystancji dla anteny umieszczonej w wolnej przestrzeni można ustalić z wykresu na rys. 2.90. Wpływ ziemi zmienia te wartości. W szczególności rezystancja R_A zależy od długości anteny i jej wysokości nad ziemią. Pokazano to na rys. 2.91. W antenach krótkich (bliskich $\lambda/4$) oraz dłuższych lecz zasilanych prądowo, rezystancja wejściowa R_A bardzo silnie zależy od właściwości gruntu. Dlatego właśnie w celu poprawienia właściwości anteny stosuje się przeciwwagi.

W antenach LW poziomych wpływ ten jest mniejszy niż w antenach pionowych i mniej zależy od liczby przeciwwag (tablica 5.1).



Rys. 5.20. Współczesna antena LW z dopasowaniem
 a — antena długości l z przeciwwagami, b — przykład usytuowania anteny,
 c — prosty układ czwornika dopasowania L , d — nomogram Smitha dla
 dopasowania $Z_A = 100 - j100$ do linii $Z_0 = 50 \Omega$, e — uniwersalny układ dopasowania
 w zakresie $R_A = 5 - 600 \Omega$ i $X_A = -j200$ do $+j500$



Długość przeciwwag powinna natomiast odpowiadać długościom fal na jakich antena pracuje. Przeciwwaga powinna mieć co najmniej dwa promienie, jeden umieszczony pod anteną, drugi na jej przedłużeniu po drugiej stronie zasilania. Jako drugą przeciwwagę można wykorzystać samą linię zasilającą, jeśli jest prowadzona w ziemi lub na ziemi. Przeciwwaga może być wykonana z dowolnego drutu lub linki o przekroju narzuconym względami wytrzymałości mechanicznej. Przeciwwagę można prowadzić nad ziemią, na ziemi lub pod jej powierzchnią np. na głębokości 20 cm. Przy rozległej sieci wodociągowej w miejscu instalowania anteny w większości przypadków przeciwwaga może być zastąpiona dołączeniem się do tej sieci. Wpływ ziemi i przeciwwag na rezystancję wejściową anteny o długości $n\lambda/2$ jest znacznie mniejszy i do obliczeń można przyjmować $R_A = 2000 \Omega$.

Dopasowanie linii zasilającej o impedancji $Z_0 = 50 \div 75 \Omega$ uzyskuje się stosując prosty czwornik L jak na rys. 5.20. Umożliwia on jednak dopasowanie anteny pod warunkiem, że $R_A \geq Z_0$. W szczególnych przypadkach, gdy $R_A < Z_0$, np. dla $R_A = 40 \Omega$, stosujemy transformację 4 : 1, realizowaną w sposób opisany w rozdziale 3.3. Obecnie najczęściej stosuje się transformatory z rdzeniem ferrytowym.

Jeżeli znamy impedancję wejściową anteny Z_A i odpowiadającą jej długość l , można w prosty sposób ustalić wartość indukcyjności i pojemności szeregowej L i pojemności bocznikującej C układu dopasowującego do impedancji falowej linii Z_0 . Posługujemy się w tym celu wykresem Smitha.

Sposób postępowania najlepiej wyjaśni przykład posługiwania się wykresem Smitha podany na rys. 5.20d. Dla impedancji $Z_A = Z_1 = 100 - j100 \Omega$ i przy założeniu $Z_0 = 50 \Omega$, wartość zredukowana $z_1 = \frac{Z_A}{Z_0} = \frac{100}{50} - j\frac{100}{50} = (2 - j2) \Omega$. Odpowiada to punktowi Z_1 na rys. 5.20d. Do anteny o wejściu pojemnościowym dołączamy pojemność C_p taką, aby znaleźć się w p. Z_2 na okręgu $s = 1$, na którym dla wszystkich wartości impedancji, rezystancja zredukowana odpowiada 1,0. Dodawanie równoległych pojemności wymaga dodawania ich admitancji. Impedancję Z_1 transformujemy na admitancję Y_1 , której odpowiada okrąg $s = 0,25$. Zmieniając C_p poruszamy się po okręgu stałej konduktancji $s = 0,25$ do punktu Y_2 takiego, by odpowiadająca impedancja Z_2 znalazła się na okręgu $s = 1$. Dla ułatwienia rysuje się drugi okrąg (linia przerywana) o tej samej średnicy i styczny w punkcie $s = 0, a = 0, b = 0$. Otrzymuje się zredukowaną impedancję $z_2 = 1 - j1,75$. Do kompensacji należy zastosować cewkę o zredukowanej reaktancji równej $+1,75$. Stąd otrzymuje się $X_L = 1,75 \cdot Z_0 = 1,75 \cdot 50 = 87,5 \Omega$. Potrzebną pojemność kondensatora wyznacza się określając różnicę: $y_C = y_2 - y_1 = (0,25 - j0,44) - (0,25 - j,025) = -j0,19$. Stąd

$$Y = \frac{y_C}{Z_0} = \frac{0,19}{50} = 0,0038S$$

oraz

$$X_C = \frac{1}{Y} = \frac{Z_0}{y_C} = \frac{50}{0,19} = 263 \Omega$$

W paśmie 3,5 MHz odpowiada to $C_p = 170 \text{ pF}$, lub indukcyjności $L_s = 4 \mu\text{H}$.

W przypadku gdy przestrajana pojemność C_p wypada zbyt wielka ($C_p > 500$ pF) można dodać równolegle stałą pojemność lub zastosować układ jak na rys. 5.20e. Układ ten pozwala na dopasowanie anten w zakresie rezystancji $5 \div 600 \Omega$ i reaktancji od -200Ω do $+500 \Omega$ w pasmie 1,8 MHz, a na pozostałych w jeszcze szerszych granicach. Stosowane w tym układzie kondensatory mikowe powinny być przystosowane do pracy przy 3 kV.

5.2.4.

Złożone anteny wielopasmowe

Opisane w poprzednim rozdziale trudności uzyskania w tej samej antenie rezonansu na częstotliwościach harmonicznych, a ponadto znaczna długość anteny półfalowej, pracującej w pasmie 80 m skłaniały konstruktorów do szukania innych jeszcze rozwiązań. Jedne z nich wprowadzają skupioną indukcyjność w odpowiednio dobranym miejscu wibratora, co zmienia rozkład prądu w antenie i pozwala na jej fizyczne skrócenie. Druga wprowadza odsprzęgacze, dzielące antenę na sekcje posiadające pożądaną częstotliwość rezonansową.

5.2.4.1.

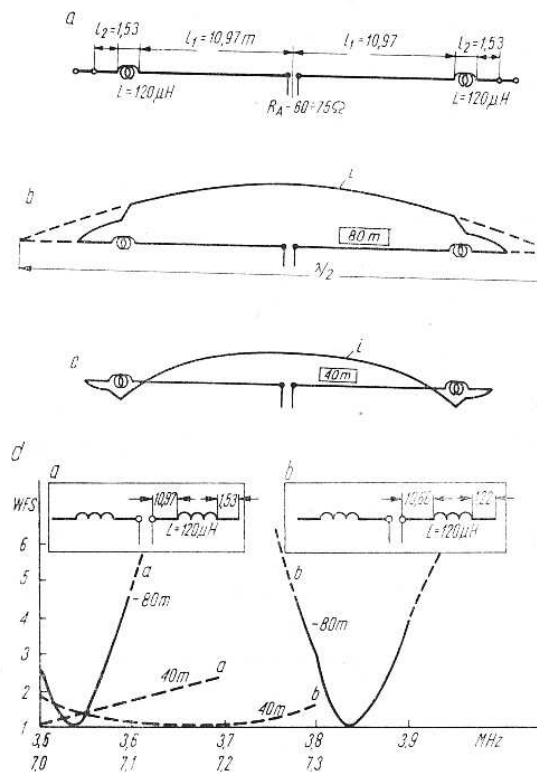
Skrócony dipol pracujący w pasmie 3,5 i 7 MHz

Wprowadzając w odpowiednim miejscu anteny cewkę o dobrej indukcyjności można uzyskać antenę rezonansową skróconą. Im większy prąd płynie przez cewkę, tym większy jest jej wpływ. Wpływ cewki umieszczonej na końcu anteny jest zerowy, a w strzałce prądu największy. Aby utrzymać antenę w rezonansie należy równocześnie dobrać trzy wielkości: długość dipola, indukcyjność cewki i jej położenie w antenie. Możliwych jest wiele rozwiązań.

Odpowiednio umieszczając cewkę można antenę doprowadzić do rezonansu na częstotliwości podstawowej i dwukrotnie większej. Warunek powyższy spełnia antena z rys. 5.21. W pasmie 80 m jest to typowy skrócony mechanicznie, lecz wydłużony elektrycznie dipol $\lambda/2$ z impedancją wejściową $Z_A = 60 \Omega$ bez uwzględnienia oddziaływania ziemi. W pasmie 40 m antena jest w rezonansie na długości $3/2\lambda$, ma więc impedancję wejściową nieco większą. Impedancja ta nie jest tak wielka jak wynikałoby z wykresu na rys. 2.87, gdyż obie końcowe połówki fali są tak silnie skrócone, że promieniają bardzo mało. Ostatecznie więc antena w pasmie 40 m zachowuje się prawie jak dipol $\lambda/2$ (rys. 5.21c). Antena ta ma jednak istotną wadę. W pasmie 80 m w wyniku jej skracania rośnie dobroć, a tym samym zawęża się szerokość wstęgi do około 80 kHz. Antena powinna być więc projektowana albo na początek, środek lub koniec pasma 80 m. W celu powiększenia częstotliwości należy nieco skrócić odcinek l_2 np. do długości 1,25 m oraz ewentualnie l_1 do 10,66 m.

W pasmie 40 m antena zachowuje normalną szerokość wstęgi (rys. 5.21d). Cewkę $L = 120 \mu\text{H}$ otrzymuje się nawijając 200 zwojów na rurce z PCW $\Phi 25$, drutem $\Phi 1$ mm w emalii. Po nawinięciu całość pokrywa się dobrym lakierem izolacyjnym.

Odpowiednio zmniejszając rozmiary cewki i zmieniając ich położenie można uzyskać antenę o dwu rezonansach np. 80/20 m i 80/15 m, 40/20 m, 40/15 m, a stosując 4 cewki (po dwie w każdym



Rys. 5.21. Skrócony dipol na pasmo 3,5 i 7 MHz
a — wymiary główne,
b — rozkład prądu na 3,5 MHz, c — rozkład prądu na 7 MHz, d — WFS

ramieniu) można uzyskać rezonanse np. 80/40/20 m. W tym jednak przypadku zestrojenie układu staje się trudne. Zagadnienie to zostało teoretycznie rozpracowane już w roku 1924, lecz publikacje na ten temat są bardzo skąpe.

5.2.4.2.

Wielopasmowa antena DL7AB

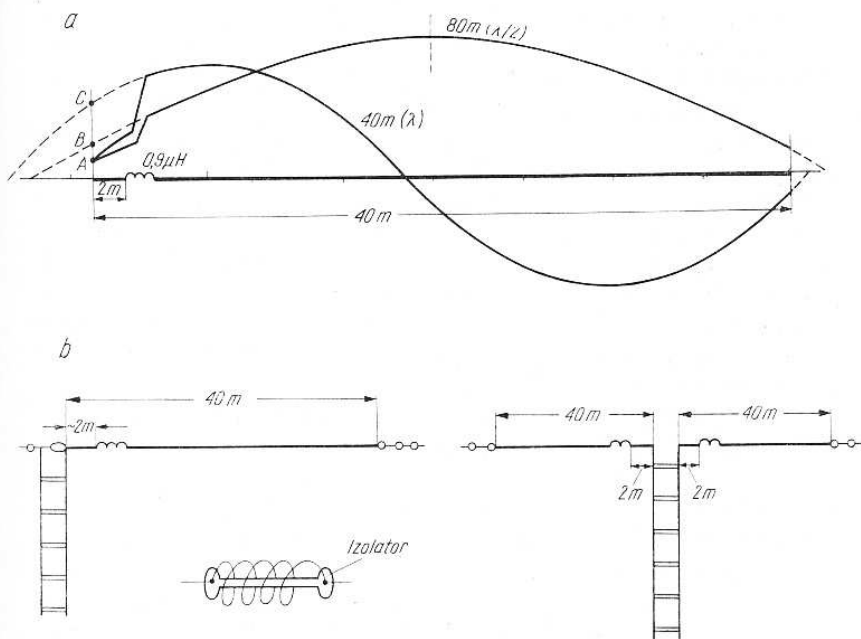
W opisie anteny typu L (patrz 5.2.2.1) podano wymiary anten spełniających warunki rezonansu. Z zestawienia wynika, że im wyższa harmoniczna, tym dłuższa powinna być antena spełniająca te warunki.

Stanowiło to przeszkodę w konstrukcji takiej prostej anteny, która mogłaby być w rezonansie w wielu zakresach.

DL7AB zaproponował zastosowanie cewki przedłużającej elektrycznie antenę. Umieszczając tę cewkę w pobliżu zasilania anteny powoduje się przedłużenie elektryczne anteny, większe na większych częstotliwościach (10 m) niż na fali podstawowej (80 m). Jest tak ponieważ na większych częstotliwościach cewka znajduje się bliżej strzałki prądu niż w pasmie 80 m, a oddziaływanie cewki związane jest z prądem przez nią płynącym (rys. 5.22). Równocześnie reaktancja cewki L jest większa przy większych częstotliwościach i jej wpływ na długość elektryczną anteny przez to jest większy.

W pasmie 3,5 MHz, w wyniku skrócenia dipola o około 1,5 m impedancja wejściowa odpowiadałaby takiej jak w punkcie B. Przy wprowadzeniu cewki $L = 0,9 \mu\text{H}$ w odległości 2 m od zasilania uzyskuje się impedancję wejściową odpowiadającą punktowi A.

W pasmie 7 MHz dipol jest za krótki o około 1,7 m. Impedancja wejściowa bez cewki odpowiadałaby punktowi C. Wprowadzenie cewki wycina część sinusoidy i jej koniec zbiega się w punkcie A z przebiegiem dla pasma 3,5 MHz. Stwarza to takie same warunki zasilania anteny w obu pasmach. W podobny sposób zachowuje się antena na wyższych pasmach, dla których dipol jest tym bardziej za krótki:



Rys. 5.22. Pięciopasmowa antena DL7AB zasilana napięciowo
 a — rozkład prądu w pasmie 3,5 i 7 MHz, b — wymiary anteny, c — wersja symetryczna (cewki o $L = 0,9 \pm 1 \mu\text{H}$, 5 zw. na średnicy 50 mm)

14 MHz — 2,3 m, 21 MHz — 2,5 m, 28 MHz — 2,6 m. Warto zauważyć że w pasmie 28 MHz odcinek 2,6 m odpowiada około $\lambda/4$.

Gotową antenę przedstawia rys. 5.22b. Jest ona zasilana napięciowo we wszystkich pasmach. Linia zasilająca może być wykorzystana jako transformator tylko w jednym pasmie, ze względu na trudności doprowadzenia układu, we wszystkich pasmach jednocześnie do jednakowej małej impedancji wejściowej. Antena ta jest mało popularna. Antenę tę można również wykonać jako w pełni symetryczną (rys. 5.22e). Będzie miała ona jednak inną charakterystykę promieniowania (patrz rys. 2.73 i rys. 5.4).

5.2.4.3.

Antena wielopasmowa z odsprzęgaczami

W punkcie 5.2.1.4 opisano antenę wielopasmową rozdzielaną izolatorami (rys. 5.11). Izolatory tworzą przerwę elektryczną dla każdej częstotliwości. Z teorii linii długich wiadomo, że linia bezstratna o długości $\lambda/4$ zwarta na końcu stanowi dla odpowiedniej częstotliwości f_1 obwód o nieskończonej wartości impedancji wejściowej $Z = \infty$. Dla tej właśnie częstotliwości linia taka jest po prostu izolatorem, przy czym dla innych częstotliwości stanowi ona określoną impedancję. Podobnie zachowują się równoległe obwody rezonansowe L_c pokazane na rys. 5.23. Układy takie wykorzystuje się np. w antenach UKF do uziemienia ich końców, a także w antenach KF jednopasmowych, gdy wysokość masztu jest równa $\lambda/4$. Prowadzi się wtedy wokół masztu na izolatorach 2 do 3 przewodów o wysokości takiej jak maszt (rys. 5.23b).

Na częstotliwościach innych, dla których odsprzęgacz nie jest równy długości $l = (2n-1)\lambda/4$, zachowuje się on jak odcinek linii określonej długości i w punkcie C (rys. 5.23a) płynie prąd do ziemi. Jeśli natomiast w tym miejscu odsprzęgacz nie będzie uziemiony, ale zostanie przedłużony kawałkiem linii, otrzyma się dipol o innej częstotliwości rezonansowej f_2 , przy czym $f_2 < f_1$ (rys. 5.23c). W ten sposób powstaje półfalowa antena o dwóch rezonansach własnych f_1 i f_2 . W antenie tej tylko na f_2 występują niewielkie skrócenia, w związku z czym (przy pominięciu oddziaływania ziemi) rezystancja wejściowa dla obu częstotliwości wynosi $R_{AA} = 60 \div 75 \Omega$.

Z prostej analizy wynika, że $f_2 \leq 0,5 f_1$ co umożliwia tworzenie następujących ciągów pasm: 28—14—7—3,5 MHz lub 21—7—3,5 MHz. Z analizy wynika również, że stosując do budowy anteny przewód taśmowy lub współosiowy należy uwzględnić wpływ różnych współczynników skrócenia w sposób taki, jak to zrobiono w p. 5.2.1.3.

Dla pierwszej częstotliwości rezonansowej f_1 długość l_1 (rys. 5.23c) ustalamy z zależności: $l_1 = 0,25 K_1 \cdot \lambda_1$, gdzie $K_1 = 0,90 \div 0,94$ co uwzględnia większy udział efektu końcowego linii. Długość odsprzęgacza $l_2 = 0,25 K_2 \cdot \lambda_1$, gdzie: $K_2 = 0,66$ dla kabla współosiowego i $0,80 \div 0,82$ dla przewodu taśmowego.

Dla częstotliwości rezonansowej f_2 długość $l_1 = 0,25 K_1 \cdot \lambda_2$ jest sumą $l_1 = l_1 + l_2 + l_3$ przy czym l_3 jest dobierane eksperymentalnie. Dipol więc doprowadzamy do rezonansu przy częstotliwości f_2 dobierając długość odcinka l_3 .

Wykonując odsprzęgacze z przewodów izolowanych przy $K_1 = 0,92$ otrzymuje się następujące warunki: jeśli $K_2 = 0,82$ to $\lambda_2 \geq 1,89\lambda_1$, a przy $K_2 = 0,66$ $\lambda_2 \geq 1,72\lambda_1$.

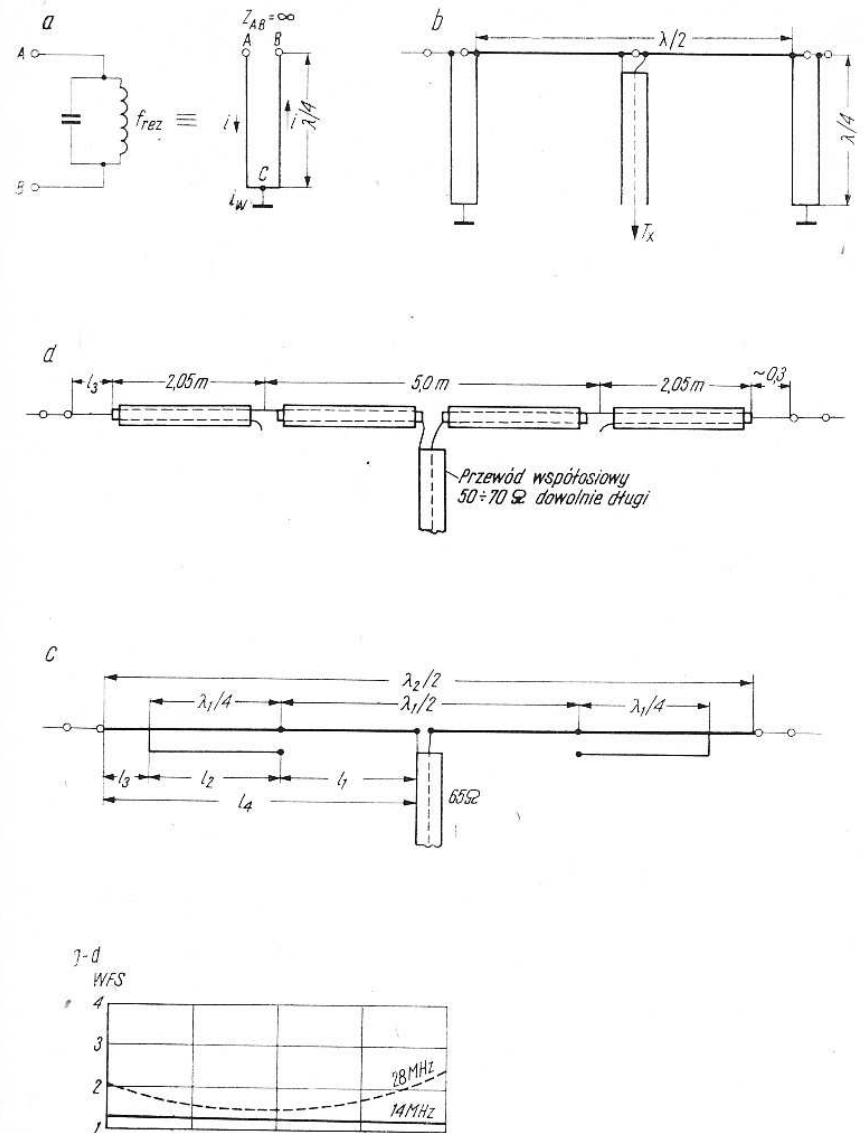
Przykładem anteny z odsprzęgaczami liniowymi jest antena z rys. 5.23d przeznaczona do pracy w pasmach 14 i 28 MHz. W pasmie 10 m dipol wykonany przewodem taśmowym TV ma długość 5 m i jest dalej „odcięty” odsprzęgaczami $\lambda/4$ o długości 2,05 m wykonanymi z tego samego przewodu. Za odsprzęgaczami znajduje się odcinek l_3 o długości 0,3 m. Podana metoda nie uwzględnia wpływu otoczenia i dlatego w praktyce długość odcinka l_3 należy dobrać strojąc antenę przy kontroli GDO.

W pewnych przypadkach, może się zdarzyć, że dipol $0,5\lambda_1$ z odsprzęgaczem jest za długi w stosunku do $0,5\lambda_2$. Na przykład jeżeli $\lambda_1 = 42,8$ m, $\lambda_2 = 81,0$ m, wtedy $l_1 = 0,90 \cdot \lambda_2/4 = 18,2$ m. Ponieważ $l = 0,92 \cdot \lambda_1/4 = 9,65$ m i $l_2 = 0,82 \cdot \lambda_1/4 = 8,76$ m, to już $l_1 + l_2 = 9,65 + 8,76$ m = 18,41 m ma wartość większą od l_1 o 0,20 m. W tym przypadku skracamy l_1 o 20 cm i dołączamy wolno wiszący kawałek drutu o długości 20 cm pełniący rolę stroika. Otrzymuje się w ten sposób antenę jak na rys. 5.23e.

Stroiki takie można także stosować na końcu anteny jeśli antena okaże się za krótka. Często celowo wykonuje się antenę krótszą o 1÷2%, niż to wynika z obliczeń, aby ją w razie potrzeby przedłużyć takimi właśnie wolno wiszącymi stroikami.

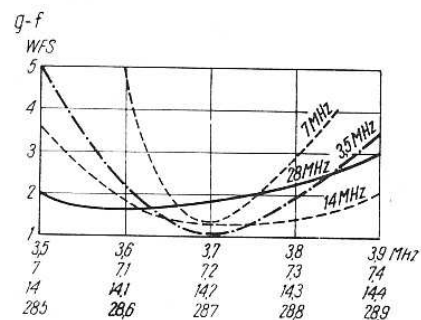
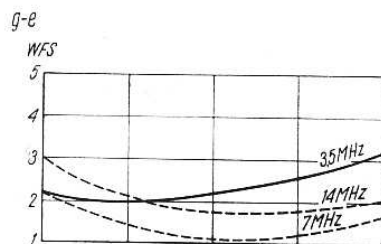
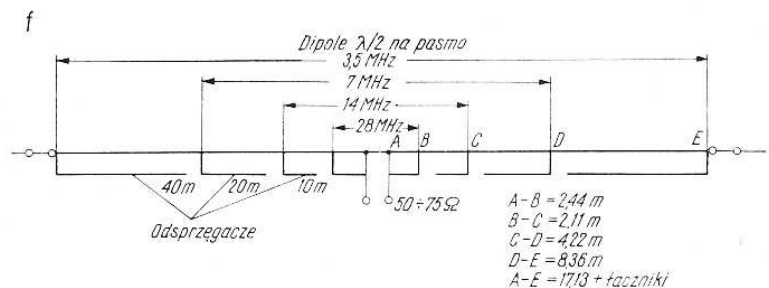
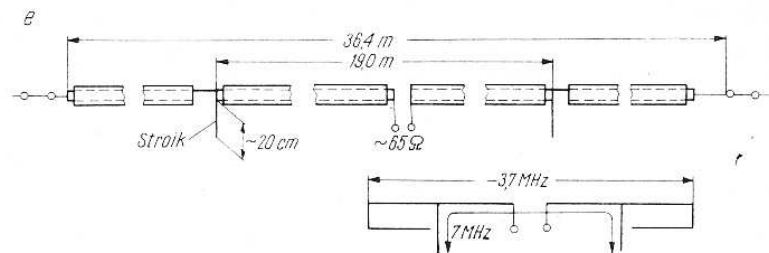
Wykorzystując tę zasadę przy zastosowaniu dwużyłowej linii taśmowej TV można zbudować antenę na 4 pasma 3,5—7—14—28 MHz (rys. 5.23f). Przewód taśmowy mocujemy na końcach w sposób pokazany na rys. 5.9. Przewód ten jest wytrzymały na zrywanie do 40 kg. Żyły w miejscu łączenia należy lutować. Miejsca przecięcia żyły — punkty A, B, C i D dobrze jest wzmocnić uchwytami zaciskanymi (rys. 5.9a). Można także całą antenę wzmocnić na zerwanie przeplatając wzdłuż niej linkę stilonową 1÷2 mm, robiąc w izolacji co 0,5 m niewielkie otwory. Linkę po naciągnięciu anteny przywiązujemy do izolatorów końcowych. Wytrzymałość takich linek na zerwanie jest bardzo duża (50÷200 kg).

Pokazana na rys. 5.23f antena ma nie zwymiarowane odcinki proste (łączniki) występujące między poszczególnymi odsprzęgaczami. Służą one do doprowadzania anteny do rezonansu w poszczególnych pasmach. Ze względu na silne stosunkowo sprzężenia dalszych odcinków anteny z poprzedzającymi, długość tych łączników należy dobrać eksperymentalnie. Zamiast łączników można zastosować także wolno zwisające stroiki.



Rys. 5.23. Anteny z odsprzęgaczami

a — równoważność linii $\lambda/4$ i obwodu równoległego, b — antena półfalowa z uzmiętanymi końcami $\lambda/4$, c — antena półfalowa o dwóch częstotliwościach rezonansowych, d — antena na 14 i 28 MHz, e — antena na 3,5 i 7 MHz, f — antena na 5 pasm, g — charakterystyka dopasowania anten (WFS) z pozycji d, e i f



Antena na pasmo 7 MHz może pracować także w pasmie 21 MHz, gdyż odsprzegacze z pasma 7 MHz na pasmie 21 MHz mają długość prawie $3/4\lambda$, co pozwala im pełnić taką samą rolę. Impedancja wejściowa w tym pasmie jest jednak większa, gdyż antena jest w tym przypadku za długa. Antena taka, ze względu na dużą dobroć odsprzegaczy ma wąską wstęgę. Pokazano to na rys. 5.23g. Wykres A odnosi się do anteny pracującej w pasmie 14 i 28 MHz (rys. 5.23d), wykres B dotyczy anteny w pasmie 3,5 i 7 MHz (rys. 5.23e), zaś wykres C jest sporządzony dla anteny pracującej w pasmie 3,5—7—14—28 MHz (rys. 5.23f). Opisany wyżej typ anteny jest nadal przedmiotem badań.

5.2.4.4.

Antena wielopasmowa W3DZZ

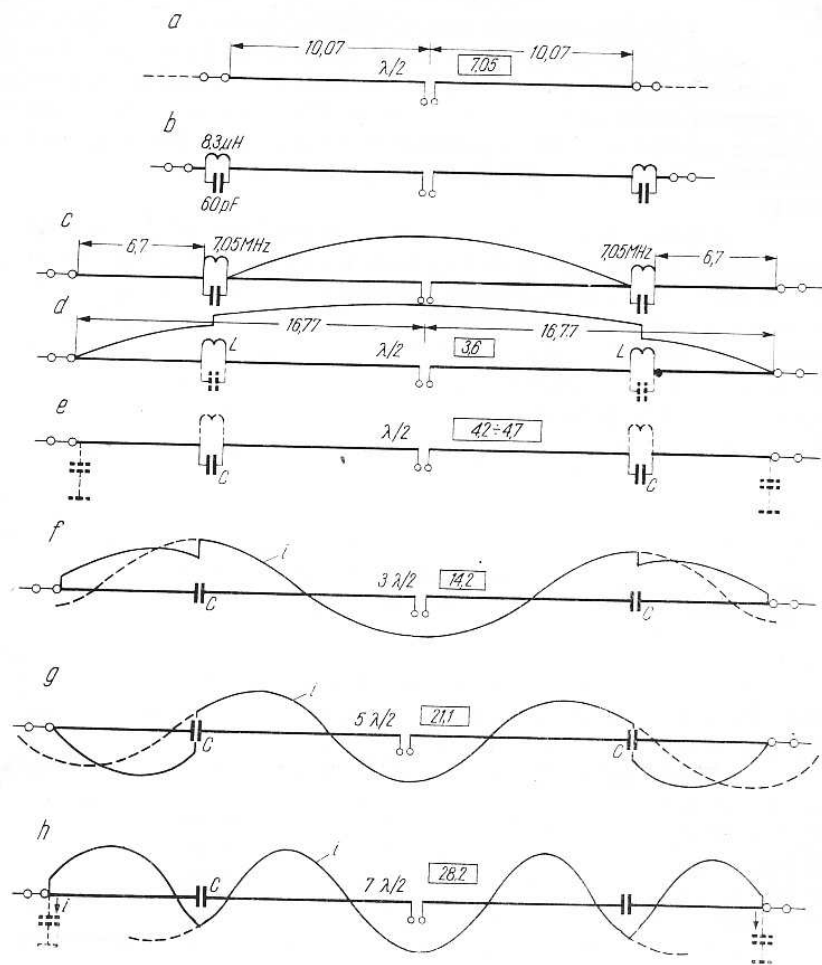
Zamiast odsprzegaczy liniowych, opisanych w poprzednim rozdziale, można stosować odsprzegacze w postaci obwodu LC. Przy takim rozwiązaniu, odsprzegacz nie stanowi odcinka promieniującego anteny, lecz mimo to na częstotliwościach innych, niż jego częstotliwość rezonansowa, wnosi do anteny skupioną reakcję indukcyjną lub pojemnościową.

Buchman, W3DZZ publikując w QST III, 1955 swoją antenę ze specjalnym układem odsprzegaczy nie spodziewał się, że antena ta stanie się tak popularną. Sekret dużej popularności tej anteny leży w tym, że nie jest ona długa (33 m) i „chodzi” dobrze w pięciu pasmach. Obecnie antena ta jest produkowana przez szereg firm specjalizujących się w budowie anten i znajduje wielu nabywców. W Anglii antena ta występuje pod nazwą wielopasmowego dipola G8KW.

Zasadę działania anteny wyjaśnia rys. 5.24.

A oto kilka informacji:

1. Podstawowym elementem jest dipol półfalowy w rezonansie na 7,05 MHz.
2. Dołączone na końcu dipola obwody-odsprzegacze, dostrojone do częstotliwości 7,05 MHz, nie wywołują zmian w tym pasmie.
3. Dołączając poza obwodami rezonansowymi odcinki o długości 6,7 m otrzymuje się dipol półfalowy o kilku częstotliwościach rezonansowych.
4. Drugi rezonans anteny uzyskuje się w pasmie 80 m. Dipol ten jest fizycznie krótszy od $\lambda/2$ (33,14 m) lecz dzięki obecności cewek zostaje elektrycznie wydłużony i osiąga rezonans na częstotliwości 3,6 MHz ($\lambda/2 = 41,7 \text{ m}$).
5. Trzeci rezonans dipola powstaje w układzie: odcinek wewnętrzny, kondensatory skracające, odcinki zewnętrzne i ich pojemność do ziemi. Rezonans otrzymuje się w przedziale $4,2 \div 4,7 \text{ MHz}$ przy czym zależy on od pojemności końcowej dipola (izolatory) i pojemności do ziemi, której wartość zależy od otoczenia, wysokości anteny nad ziemią i średnicy przewodu.



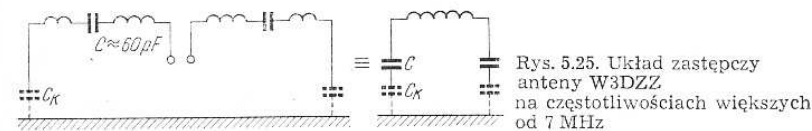
Rys. 5.24. Antena W3DZZ. Budowa i rozkład prądu w poszczególnych pasmach

6. Czwarty rezonans powstaje w otoczeniu 14,2 MHz. Dipol w tym przypadku jest za długi w stosunku do $3 \cdot \lambda/2$ co prowadzi do rozkładu prądu jak na rysunku (linie kreskowane). Obecność kondensatora natomiast skracza długość linii, w wyniku czego na końcu linii występuje węzeł prądu. Właściwie na końcu linii w wyniku pojemności końcowych (punkt e) płynie pewien prąd, który linię z kolei nieco wydłuża; jeśli pojemność ta jest zbyt wielka rezonans wypadnie poniżej 14 MHz. W punkcie zasilania występuje strzałka prądu, a więc i impedancja wejściowa jest mała, rzędu 100 Ω .

7. Piąty rezonans występuje przy częstotliwości około 21,1 MHz. Podobnie jak poprzednio kondensator C skracza linię, końcowe pojemności ją wydłużają i na dipolu przy częstotliwości 21,1 MHz

mieści się $5 \cdot \lambda/2$. Występuje tu znaczny wpływ pojemności końcowych; przy małych końcowych pojemnościach częstotliwość trzeciego rezonansu własnego (punkt e) wynosi około 4,7 MHz i dla piątej harmonicznej wypada około 23,5 MHz, zamiast 21 MHz. Większe pojemności końcowe wydłużają antenę i uzyskuje ona wtedy rezonans w pobliżu 21,0 MHz. W punkcie zasilania wystąpi impedancja wejściowa ok. 120 Ω .

8. Szósty rezonans występuje w pasmie 10 m dzięki skracającemu działaniu kondensatorów i wydłużającemu końców anteny. Układ z rys. e ma rezonans na siódmej harmonicznej i odkłada się na nim siedem półfal. Pojemność końcowa ma duży wpływ na rozkład impedancji i może wprowadzić w punkcie zasilania duży udział reaktancji. W rezonansie impedancja wejściowa wynosi około 130 Ω . Układ zastępczy anteny w pasmach 20, 15 i 10 m można w przybliżeniu przedstawić podobnie jak na rys. 5.25. Na rys. C oznacza pojemność skutecz-



Rys. 5.25. Układ zastępczy anteny W3DZZ na częstotliwościach większych od 7 MHz

ną, wnoszoną przez obwód rezonansowy 7,05 MHz na większych częstotliwościach. Pojemności końcowe C_k są zastępczymi pojemnościami końców linii na izolatorach jak i do otoczenia.

Obwód pokazany na rysunkach ma rezonans w granicach 4,2 do 4,7 MHz, a jego harmoniczne przedstawiają się następująco:

Podstawowa	4,2 MHz	4,3 MHz	4,7 MHz
3 harmoniczna	12,6 MHz	12,9 MHz	14,1 MHz
5 harmoniczna	21,0 MHz	21,5 MHz	23,5 MHz
7 harmoniczna	29,4 MHz	30,0 MHz	33,0 MHz

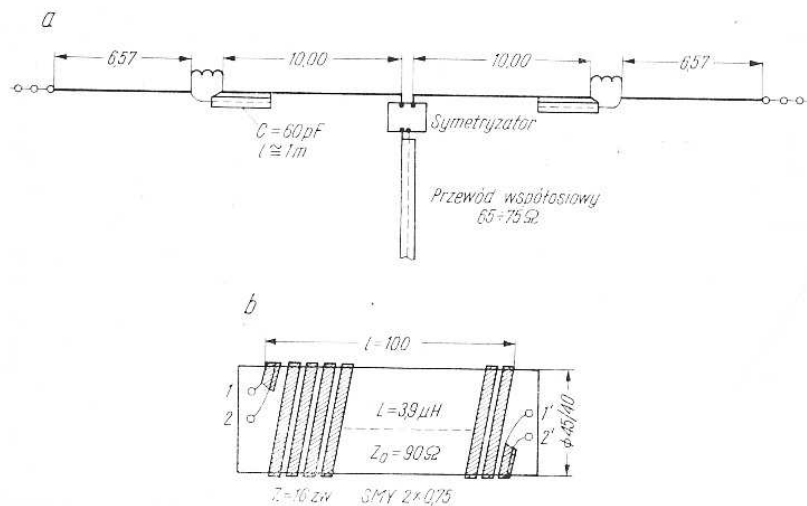
Z tych danych wynika, że antena ta nie uzyskuje rezonansów jednocześnie na wszystkich pasmach. W opisanej antenie obwód rezonansowy składa się z cewki 8,3 μH i kondensatora 60 pF. Cewka powinna być starannie nawinięta (oczywiście bez rdzenia ferrytowego), a ze względu na wagę — także bez rdzenia porcelanowego. Dlatego właśnie stosuje się cewki powietrzne zwykle o wymiarach:

- średnica cewki 50 mm, długość 80 mm, 19 zwojów lub
- średnica cewki 30 mm, długość 60 mm, 25 zwojów cewki drutem 2 mm na karkasie preszpanowym z tym, że całość kilkakrotnie impregnowana lakierem np. z rozpuszczonego polistyrenu w acetonie.

Kondensator powinien mieć pojemność 60 pF i wytrzymałość co najmniej 3 kV (przy wielkiej częstotliwości). Nadają się tu kondensatory typu KSO. Na kondensatorze tym przy pracy w pasmie 40 m powstaje duże napięcie, które może go uszkodzić. Układ rezonansowy

musi być w rezonansie przy częstotliwości 7,05 MHz, łącznie z założonym izolatorem nośnym, ale bez doprowadzeń anteny. Doprowadzenie do rezonansu uzyskuje się przez dobór liczby zwojów cewki, a dokładniejsze dostrojenie przez odchylenia zwojów końcowych. Cały układ musi pracować poprawnie w szerokim zakresie temperatur i nie ulegać przestrojeniu. Dopuszczalne przestrojenie w wyniku zmiany temperatury nie powinno przekraczać ± 20 kHz. Obwód po zestrojeniu zamyka się w pudełku izolacyjnym (lub lepiej w rurze winidurowej lub z plastycznego PCW jaki jest w wielu opakowaniach kosmetyków). Można też cewkę nawinąć na rurze winidurowej np. do instalacji wodnych i elektrycznych $\phi 30 \pm 50$ mm. Końce rury należy zaopatrzyć w uchwyty do przyłączenia drutów anteny, a kondensator można włożyć do środka rury. Dobrze jest rurę zaślepić i załać woskiem zmieszany z niewielką ilością kalafonii w celu uszczelnienia wnętrza.

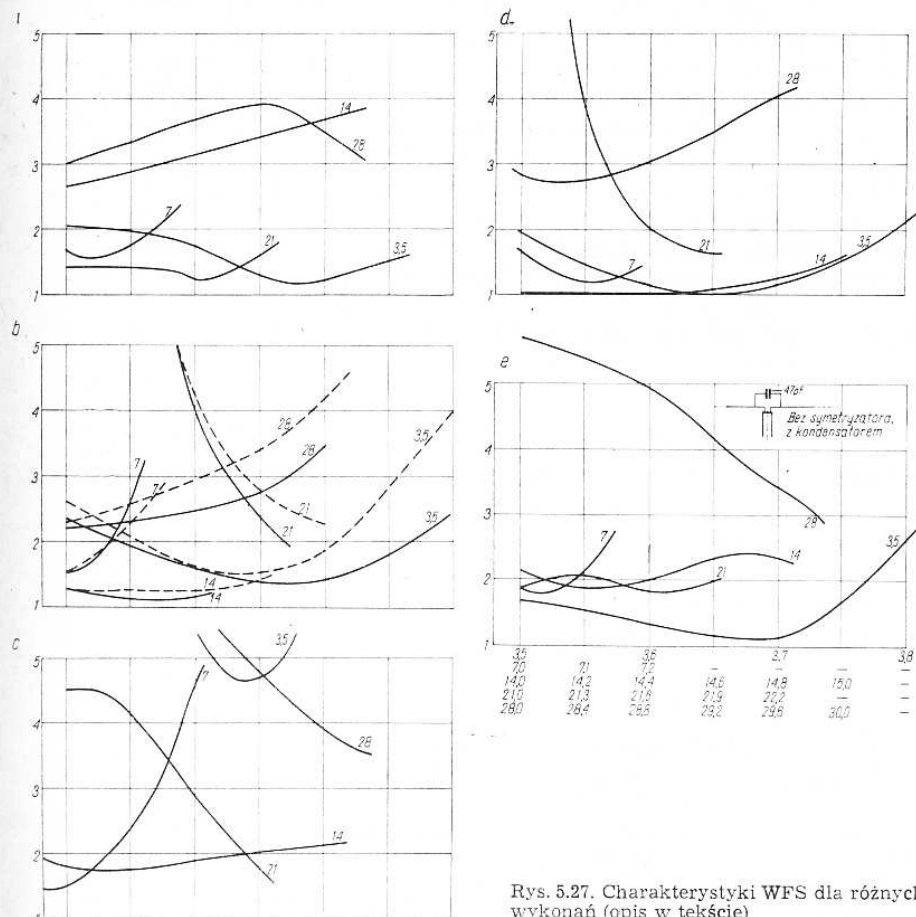
Przy braku odpowiednich kondensatorów można je z powodzeniem zastąpić kawałkiem przewodu współosiowego. Dysponując mostkiem pojemności dokonujemy uprzednio pomiaru pojemności odcinka 180 cm, następnie przeliczamy długość odpowiadającą 60 pF i odcinamy odcinki tej długości pozostawiając naddatek po 2 cm od każdej strony. Jeden koniec lutujemy do cewki, a drugi pozostaje wolny. Po zlutowaniu odmierzamy obliczoną długość i nadmiar odcinamy. Przewód ten należy następnie przymocować ściśle wzdłuż wewnętrznej części przewodu anteny. Obecnie dysponując płytkami do obwodów drukowanych, dwustronnie pokrytymi miedzią, kondensatory takie wykonuje się dobierając płytkę o odpowiedniej powierzchni. Wytrzymałość napięciowa płytek pozwala na doprowadzenie do anteny mocy 1 kW.



Rys. 5.26. Antena W3DZZ
a — antena badana, b — symetryzator z SMY 2x0,75

Oddzielne zagadnienie stanowi zasilanie i dopasowanie zasilania anteny. W przypadku pełnego rezonansu rezystancja wejściowa zawiera się w granicach od 40 Ω do 130 Ω , przy czym zależy także od wysokości zawieszenia. Przy zasilaniu przewodem symetrycznym 70 Ω przy 21 MHz i przy 28 MHz uzyskuje się WFS > 2. Dlatego też celowe jest zastosowanie układu symetryzującego i jednocześnie transformującego z 150 Ω na 70 Ω . Antena W3DZZ (niezależnie od pojemności do ziemi) jest wrażliwa na pojemność wejściową symetryzatora (patrz p. 3.3.2). Zachowanie się anteny przy różnych częstotliwościach zależy od wielu czynników. Poprawiając pracę na jednym pasmie, pogarsza się zwykle warunki pracy na innym pasmie.

Badania niektórych wersji przeprowadzone przez autora dały następujące wyniki, które mogą być wskazówką przy samodzielnym



Rys. 5.27. Charakterystyki WFS dla różnych wykonaw (opis w tekście)

strojeniu anteny. Na rys. 5.27a—e podano charakterystyki WFS w zależności od częstotliwości w wersjach dla anteny jak na rys. 5.26a:

- bez symetryzatora,
- z symetryzatorem (rys. 3.23a) to jest 2×3 zwoje ϕ 210 mm $L = 11 \mu\text{H}$. Linia przerywana odpowiada sytuacji, kiedy jedno z ramion skrócono z 10,00 m na 9,92 m, a więc tylko o 8 cm,
- z symetryzatorem (rys. 3.23b) $2 \times 3,5$ zwoja ϕ 130 mm $L = 5 \mu\text{H}$,
- z symetryzatorem (rys. 5.26b) o wymiarach: ϕ 45 mm, $l = 100$ mm, $z = 16$ zw., $L = 3,9 \mu\text{H}$, $Z_0 = 90 \Omega$, przewód symetryczny SMY $2 \times 0,75$, $e = 2,5$ mm, $C_{1-2} = 180$ pF,
- bez symetryzatora, z kondensatorem $C_A = 47$ pF na zaciskach anteny.

Porównując podane na rys. 5.27 krzywe, można zauważyć, że bez symetryzatora (a) antena pracuje zadowalająco w pasmach 3,5 i 21 MHz — w pasmach 14 i 28 nie jest w rezonansie. W układach na rys. a i e dodanie kondensatora 47 pF pogarsza nieco warunki w pasmach 21 MHz (WFS wzrasta do 2), lecz poprawia zdecydowanie warunki w pasmie 14 MHz (WFS maleje do 2). Pogorszeniu nieznacznemu ulega praca w pasmie 7 MHz, a zdecydowanie pogarsza się na pasmie 28 MHz, co wyjaśniają dalsze wykresy.

Symetryzator wprowadza dodatkową pojemność i indukcyjność bocznikującą.

W układzie na rys. b, c, d (w pasmie 21 MHz) dodanie symetryzatora sprawia, że nie powstaje wyrównawczy prąd asymetrii. Brak symetrii stwarzał różne warunki dla obu ramion i w rezultacie antena miała szereg rezonansów niepożądanych, a prąd wyrównawczy płynący po powierzchni ekranu wytwarzał duże pole elektromagnetyczne w otoczeniu nadajnika. Antena z symetryzatorem ma wyraźnie zaznaczony rezonans własny, przy czym w tym przypadku częstotliwość rezonansowa wypada daleko poza pasmem (22,2 MHz). Antenę należałoby elektrycznie wydłużyć choćby zwiększając pojemności końcowe (niżej zawiesić).

W pasmie 14 MHz symetryzator czyni antenę szerokostopową poprawiając jednocześnie WFS do wartości małych, a w przypadku (d) do wartości $s = 1,05$, co świadczy o bardzo dobrym dopasowaniu.

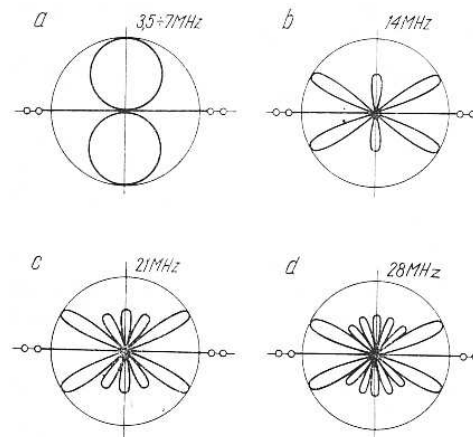
W pasmie 7 MHz symetryzatory z przewodu współosiowego (b i c) swoją pojemnością montażową wydłużają antenę, obniżając (c) częstotliwość rezonansową poniżej pasma. Symetryzator transformujący (d) nieco skracają antenę (porównaj z a), lecz warunki są nadal właściwe (WFS < 2).

W pasmie 3,5 MHz symetryzator (b i d) nie wpływa istotnie na antenę, natomiast w wersji (c) wpływa nieoczekiwanie bardzo niekorzystnie (WFS $> 4,5$). Może to być wywołane rezonansem indukcyjności i pojemności symetryzatora.

W pasmie 28 MHz symetryzatory (b i d) poprawiają nieco sytuację (WFS < 3), lecz antena mimo to nie jest dopasowana.

Na rys. 5.27b podano dodatkowo wpływ skrócenia jednego ramienia (linia przerywana) o 8 cm. Małe skrócenie ma jednak duży wpływ na WFS.

Z powyższego wynika, że po wykonaniu tej anteny jest celowe pomierzenie WFS i dostrojenie kompromisowe na wszystkich pasmach.



Rys. 5.28. Charakterystyki promieniowania W3DZZ

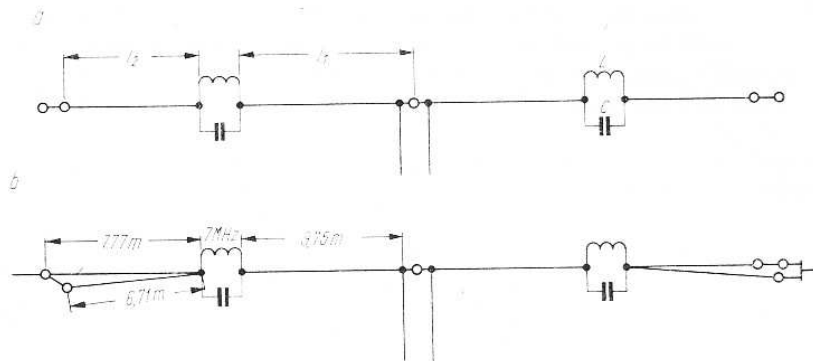
Dostrojenie można przeprowadzić zmianą symetryzatora, dodaniem pojemności, zmianą wysokości zawieszenia, długości poszczególnych odcinków. Przy tym wszystkim nie należy zmieniać częstotliwości rezonansowej odsprzęgaczy (7,05 MHz). Charakterystyka kierunkowa anteny zależy od częstotliwości. Ponieważ rozkład prądu w antenie jest nietypowy, na rys. 5.28 pokazano charakterystyki promieniowania tej anteny.

5.2.4.5.

Odmiany anteny W3DZZ

Antena W3DZZ jest wciąż ulepszana. Pojawiają się nowe rozwiązania, a także szereg publikacji i propozycji, które w nawiązaniu do rys. 5.29a są zestawione w tablicy 5.6. Ostatnia wersja K2GU jest wersją skróconą tylko do 17 m, lecz nie nadaje się do pracy w pasmie 3,5 MHz jako dipol. Może natomiast w tym pasmie pracować jako antena LW, jeśli dokonano się zwarcia linii zasilającej na wejściu.

Kojarząc technikę anten z odsprzęgaczami z antenami wielodipolowymi można ułatwić sobie zadanie zestrojenia anteny na wszystkie pasma. Pokazano to na rys. 5.29b wg propozycji G6LX. Kierunek ten jak i ewentualne skrócenie odcinka l_1 i uzupełnienie go krótkim stroikiem nie zostały jeszcze w pełni zbadane.



Rys. 5.29. Odmiany anteny W3DZZ
a - rysunek do tablicy 5.6, b - wersja wg G6LX

Tablica 5.6

ODMIANY ANTENY W3DZZ RYS. 5.29a

l_1 m	l_2 m	l H	C pF	f_r [MHz]	Autor
9,76	6,71	8,2	60	3,74-7, 20-14, 15-21, 40-30-0	W3DZZ
9,76	6,71	8,0	65	3,70-7, 20-14, 10-21, 50-30-0	W9JYH
9,76	6,71	5,8	85	3,85-7, 28-14, 00-21, 40-29,8	W9JYH
9,76	6,71	4,6	102	3,92-7, 24-13, 80-21, 35-29,9	W9JYH
9,76	6,40	5,0	95	3,90-7, 25-14, 10-21, 50-29,9	W9JYH
10,07	6,71	8,5	60	3,70-7, 05-14, 10-21, 20-28,4	DM2ABK
9,00	6,55	—	50	—	G8KW
5,08	3,2	4,7	27	7,20-14, 10-21, 20-28,2	K2GU

5.2.4.6.

Antena z wieloma odsprężaczami

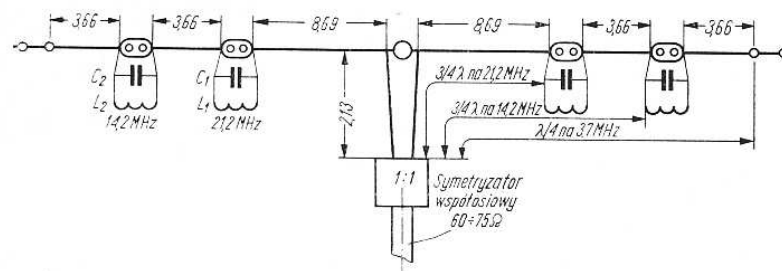
Wcześniej niż antenę W3DZZ, stosowano opisywaną także w literaturze profesjonalnej antenę z czterema odsprężaczami. Antena zaprojektowana przez W7QB jest przeznaczona do pracy w pasmach 3,5, 14 i 21 MHz. Na rys. 5.30 podano jej budowę i wymiary.

Podstawą anteny jest dipol półfalowy na 3,7 MHz, skrócony obwodami L_1C_1 i L_2C_2 .

Na pasmie 14 MHz odsprężacz L_2C_2 odcina zewnętrzne części ramion dipola. Na antenie (licząc od symetryzatora) odkłada się $2 \times \times 3/4\lambda$. Odsprężacze o składowych $L_2 = 5 \mu\text{H}$ i $C_2 = 25 \text{ pF}$ mają częstotliwość rezonansową $f_r = 14,2 \text{ MHz}$. Antena w pasmie 14 MHz

ma zysk kierunkowy $G = 1,8 \text{ dB}$ w porównaniu z dipolem $\lambda/2$. W pasmie 21 MHz odsprężacz L_1C_1 ($2 \mu\text{H}$ i 25 pF) odcina dalszą część anteny, a pozostała część wzbudza się odkładając także $2 \times 3/4\lambda$.

Antenę zasilają przewodem współosiowym przez symetry-



Rys. 5.30. Antena W7QB

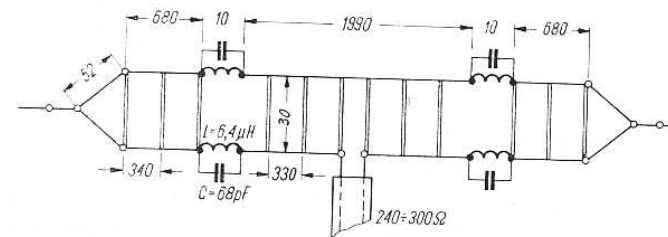
zator nie transformujący (1:1). Wadą anteny jest poprawna praca tylko w trzech pasmach, zaletą zaś jest większy zysk niż anteny półfalowej oraz mniejsze rozmiary (32 m).

5.2.4.7.

Antena według HA5DM

Krótkofalowiec HA5DM zaprojektował antenę pętlową z odsprężaczami w oparciu o rozwiązanie zastosowane w antenie W3DZZ. Antena ta pokazana na rys. 5.31 może być zasilana symetrycznym przewodem taśmowym TV o $Z_0 = 240 \div 300 \Omega$.

Do obwodów odsprężających zastosowano cewkę o indukcyjności $L = 6,4 \mu\text{H}$ i $C = 68 \text{ pF}/3 \text{ kV}$ z rezonansem na 7,05 MHz. Są one wykonane drutem $\phi 3 \text{ mm}$ posrebrzonym. W wyniku sprzężenia indukcyjnego między cewkami, oraz dzięki zastosowaniu dipola pętlowe-



Rys. 5.31. Antena wg HA5DM (wymiarów w cm, współczynniki izolacyjne)

go uzyskano większą szerokopasmowość anteny w stosunku do W3DZZ. Współczynnik fali stojącej WFS na poszczególnych pasmach osiąga wartości odpowiednio 3,5 MHz - $s = 1,2$; 7 MHz - $s = 1,3$; 14 MHz - $s = 1,5$; 21 MHz - $s = 1,8$; 28 MHz - $s = 2,0$. Wartość WFS zależy jednak od warunków otoczenia.

5.2.5.

Anteny o zmniejszonej rozpiętości

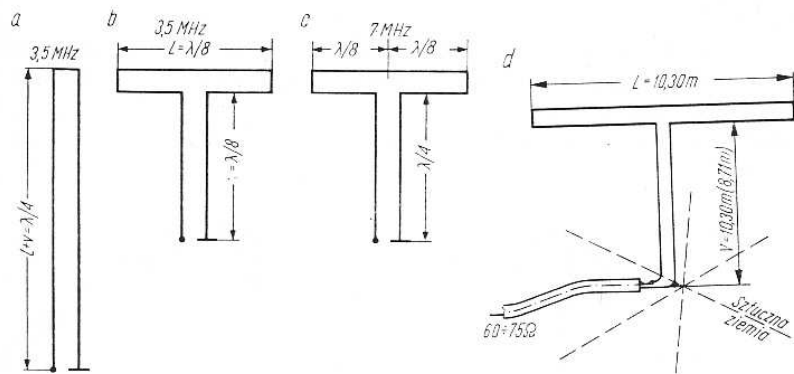
Dążeniem każdego amatora instalującego antenę jest uzyskanie jak największej skuteczności jej działania. Na przeszkodzie często stoi brak odpowiedniego miejsca na rozwieszenie pełnej anteny, a szczególnie w pasmie 80 m, na którym nowicjusze rozpoczynają swoją pracę.

W wyższych pasmach z reguły udaje się (na dostępnym dachu) powiesić tylko jedną z poprzednio opisanych pełnych anten. Dla tego też omówimy głównie anteny skrócone pracujące w pasmie 80 i 40 m. Uniwersalna recepta na zainstalowanie anteny na pasmo 80 m w określonych warunkach nie istnieje. Podane opisy powinny jednak ułatwić decyzję i samodzielne doprojektowanie możliwie przydatnego układu. Anteny te można zaliczyć do anten pętlowych, których właściwości są dalej opisane.

5.2.5.1.

Dwupasmowa antena T

Pokazana na rys. 5.32 antena typu T ma zwięzłą, przestrzennie nie rozbudowaną budowę. Jest ona przeznaczona do pracy w pasmie 80 i 40 m. W pasmie 80 m antena pracuje jako pionowo spolaryzowany vibrator wykonany z linii dwuprzewodowej, ze skuteczną długością $\lambda/4$. Wyjaśnia to rys. 5.32. Modyfikując pionowy dipol $\lambda/4$ przez „spłaszczenie” jego górnej połówki, otrzymuje się układ T o tej samej częstotliwości rezonansowej. Powstaje w ten sposób antena, w której



Rys. 5.32. Dwupasmowa antena T
a+c — zasada działania, d — wymiary

główna część energii jest promieniowana w pasmie 3,5 MHz z odcinka pionowego anteny, gdyż płyną w nim większe prądy. Część pozioma spełnia rolę pojemności końcowej. Impedancja wejściowa anteny wynosi około 100 Ω . Promieniowanie, sprawność i charakterystyka ante-

ny bardzo zależą od właściwości elektrycznych ziemi (co już opisano w rozdziale 5.1.2). Należy tylko podkreślić, że antena ta wymaga „skutecznej ziemi” w postaci gwiazdy prętów uziemionych i w jednym punkcie połączonych.

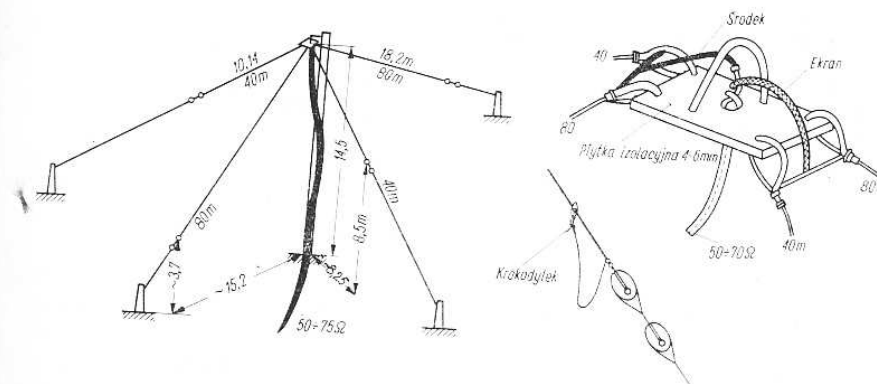
W pasmie 7 MHz część pionowa ma długość $\lambda/4$ i działa jak transformator ćwierćfalowy, który wejście części poziomej o dużej impedancji transformuje na małą impedancję, umożliwiając zasilanie anteny przewodem współosiowym. Część pozioma anteny ma długość 10,65 m co odpowiada teoretycznej długości $\lambda/4$ w pasmie 7 MHz. Dla uzyskania rezonansu antena powinna być skrócona przy czym współczynnik K zawiera się w granicach $0,96 \div 0,98$. Część pozioma o impedancji falowej Z_{A0} w miejscu zasilania tworzy dwa odcinki $\lambda/8$. Odcinek $\lambda/8$ linii zwartej tworzy na wejściu impedancję $X_L = Z_{A0}$. Ponieważ są łączone dwa odcinki w szereg, impedancja rośnie do $Z_{L1} = 2 Z_{A0}$. Jeśli Z_{A0} ma wartość dość dużą (300 \div 600 Ω), a linia zasilająca mniejszą ($Z_{L0} = 200 \Omega$) to uzyska się dopasowanie mimo, iż część pozioma nie będzie w rezonansie. Przy linii zasilającej wykonanej przewodem taśmowym należy stosować współczynnik skrócenia $K = 0,82$, przy czym długość linii powinna wynosić 8,71 m.

W pasmie 80 m antena pracuje jako dipol pionowy. Ważne jest więc aby linia zasilająca, w tym przypadku promieniująca, była prostopadła do ziemi i by w jej pobliżu nie było przedmiotów tłumiących (wolna strefa bliska i pośrednia). Antena jest bezpośrednio uziemiona i nie wymaga dodatkowej instalacji odgromowej.

5.2.5.2.

Antena odwrócone V

W wielu przypadkach warunki miejscowe nie pozwalają na postawienie drugiego masztu potrzebnego do podwieszenia anteny. W tym przypadku wykorzystując jeden maszt, np. na dachu własnego domu, można stosować antenę odwrócone V pokazaną na rys. 5.33. Jest



Rys. 5.33. Antena odwrócone V na 3,5 i 7 MHz (Inverted V)

to z reguły pełny dipol półfalowy z ramionami nachylonymi do dołu tak, aby tworzyły kąt wierzchołkowy Δ (60 — 90 — 120°). Najkorzystniejszą charakterystykę w odległym punkcie otrzymuje się przy kącie 90°.

W antenie W7QB (punkt 5.2.4.6) jako zaletę wymieniono dodatkowy zysk kierunkowy w kierunku prostopadłym kosztem promieniowania w pozostałych kierunkach. W antenie odwrócone V nazywanej *inverted V* podkreśla się jako zaletę właściwość odwrotną to jest charakterystykę bardziej dookólną niż przy dipolu $\lambda/2$. Rysunek 5.34e pokazuje wzajemne położenie układu współrzędnych i anteny. Antena leży w płaszczyźnie X—Y i jest rozchylona kątem wierzchołkowym Δ .

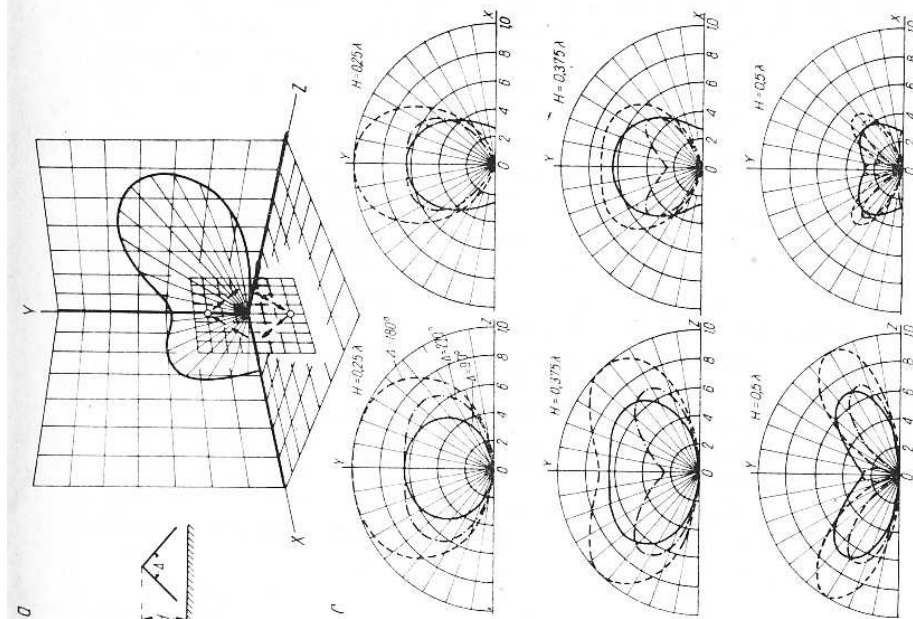
Różnica charakterystyki anteny V i dipola prostego polega przede wszystkim na tym, że w antenie V występuje także promieniowanie w płaszczyźnie X—Y. Dipol prosty w tej płaszczyźnie nie promieniuje. Antenę V można uważać za przypadek ogólniejszy i wtedy prosty dipol będzie jej przypadkiem szczególnym dla kąta rozwarcia anteny $\Delta = 180^\circ$.

Na rys. 5.34c pokazano zmianę charakterystyki promieniowania w przekroju pionowym w płaszczyźnie Y—Z (równikowej) i Y—X (biegunowej) w zależności od wysokości anteny. Na rysunku tym linia ciągła odpowiada antenie V odwrócone z kątem rozwarcia $\Delta = 90^\circ$. Linia przerywana odpowiada antenie o kącie rozwarcia $\Delta = 180^\circ$, a więc prostemu dipolowi. Linia kreska-kropka natomiast odpowiada antenie V nie odwrócone z kątem rozwarcia $\Delta = 270^\circ$ czyli z ramionami „do góry”.

Z rysunków w płaszczyźnie Y—Z widać stałą przewagę dipola prostego nad pozostałymi. Zalety natomiast anteny odwrócone V są widoczne dopiero w płaszczyźnie Y—X, gdyż nawet przy małych kątach potrzebnych do łączności DX-owych antena jeszcze dobrze promieniuje. Jest to widoczne wyraźnie na rys. 5.34b, na którym dwie górne charakterystyki odpowiadają dipolowi prostemu $\Delta = 180^\circ$, a dwie dolne odwróconemu V przy $\Delta = 90^\circ$.

Charakterystyki te są wykonane w płaszczyznach symetrycznych do ziemi, utworzonych przez tworzące stożków nachylone do ziemi pod kątem 9°, 15°, 30° i 50°. W ten sposób można pokazać charakterystykę w rzucie poziomym, dookólną w płaszczyźnie nie poziomej, lecz przechodzącej m.in. przez maksimum promieniowania listków charakterystyki. W praktyce charakterystyki są zniekształcone obecnością ziemi nie przewodzącej idealnie i pobliskich obiektów (drzewa, słupy, rynny).

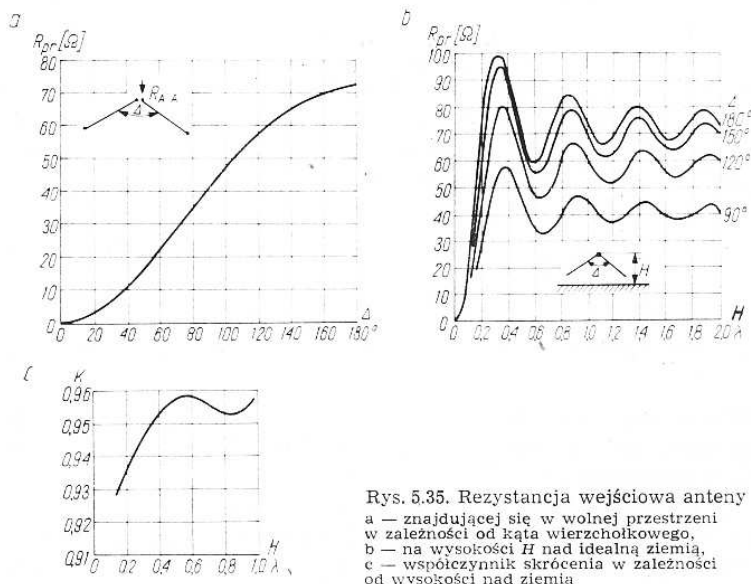
Antena jest łatwa do zainstalowania w warunkach polowych — wystarczy wysokie dostępne drzewo i cztery „śledzie namiotowe”. W przypadku trudności wejścia na drzewo, wystarczy przerzucić kamień z żyłką stilonową przez wysoki (15 m) konar, a gdy opadnie przeciągnąć linkę podnosząc środek anteny.



Rys. 5.34. Charakterystyki promieniowania anteny odwrócone V
a — układ współrzędnych, b — rzut w płaszczyźnie poziomej, c — rzut w płaszczyznach pionowych

Charakterystyka częstotliwościowa jest płaska; w pasmie 40 m $WFS < 1,1$ a w pasmie 80 m $WFS < 1,4$. Niektórzy autorzy podkreślają, że antena ta dobrze promieniuje w kierunku przyziemnym, potrzebnym dla łączności dalekich — DX. W celu zwiększenia szeroko-pasmowości, niektórzy autorzy wykonują ramiona w postaci wiązki trzech lub czterech równoległych drutów utrzymanych w odległości 10÷30 cm za pomocą kilku wstawek dystansowych.

Badania wykazały, że w określonych warunkach WFS można poprawić przez niedużą (kilka stopni) zmianę kąta rozwarcia anteny (co jest oczywiście łatwe do przeprowadzenia wobec prostego dostępu do końców anteny). Przy próbach można ramiona przedłużać kawałkiem drutu (stroik) dołączonego do końca ramienia dipola i odpowiednio odginanego. Koniec takiego stroika w czasie prób można mocować za pomocą np. „krokodylka”.



Rys. 5.35. Rezystancja wejściowa anteny
a — znajdującej się w wolnej przestrzeni w zależności od kąta wierzchołkowego,
b — na wysokości H nad idealną ziemią,
c — współczynnik skrócenia w zależności od wysokości nad ziemią

Antena ta została teoretycznie opracowana przez K4DSX a wyniki porównano z pomiarami. Wykres na rys. 5.35b przedstawia dla anteny znajdującej się w wolnej przestrzeni wartość rezystancji promieniowania R_{AA} , odniesioną do punktu zasilania w zależności od kąta rozwarcia Δ . Jeśli antena znajduje się nad ziemią idealnie przewodzącą ma wpływ wysokość zawieszenia h (rys. 5.35b). Ponieważ ziemia rzeczywista przewodzi gorzej i „lustro” odbicia przyjmuje się niżej powierzchni gruntu (2÷3 m) dobre dopasowanie do przewodu 50 Ω uzyskuje się przy kącie rozwarcia $\Delta = 90^\circ \div 100^\circ$. Obecność ziemi wpły-

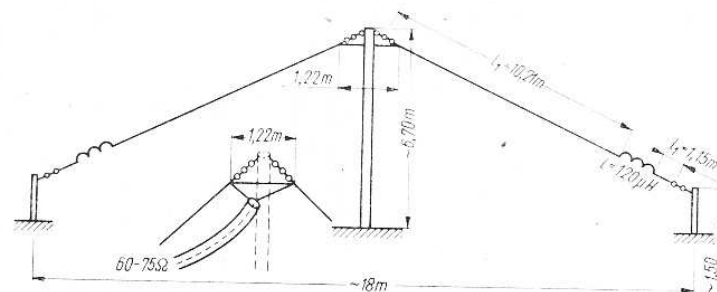
wa także na współczynnik skrócenia przewodu K , który przy niskich antenach jest mniejszy (rys. 5.35c). Wartość współczynnika K zmienia się nieco przy zmianie pogody i wilgotności ziemi.

5.2.5.3.

Antena skrócona odwrócone V

Z braku miejsca na zainstalowanie pełnej anteny „odwrócone V” można wprowadzić cewki wydłużające. Umożliwia to budowę anteny dla trzech pasm 3,5 — 7 — 14 MHz. Konstrukcję podano na rys. 5.36. W tym przypadku maszt może mieć wysokość około 7 m, a końce anteny mocuje się tylko w dwóch punktach na wysokości 1,50 m nad ziemią, np. do drewnianych kotew.

Antena różni się od opisanej w p. 5.2.4.1 (rys. 5.21) tym, że w miejscu zasilania nie jest rozcięta, a zasilanie realizuje się za pomocą transformatora DELTA (patrz rozdział 3.2.3). Antena jest zasilana



Rys. 5.36. Antena skrócona odwrócone V pracująca w pasmie 3,5 i 7 MHz

przewodem współosiowym ($Z_0 = 50 \div 75 \Omega$). Na wyjściu nadajnika powinno instalować się filtr, co umożliwi dokładniej dopasować impedancję w całym pasmie.

Właściwości elektryczne ziemi silnie wpływają na parametry anteny, a szczególnie na jej pojemność końcową. Dlatego antena po wykonaniu powinna być dostrojona do rezonansu. W czasie dostrajania obserwujemy za pomocą GDO częstotliwość rezonansu, sprzęgając się z przewodem zasilającym za pomocą jednozwojowej pętli, założonej na koniec przewodu i kontrolując częstotliwość skalowanym odbiornikiem. Przy braku GDO pomiar można przeprowadzić, mierząc współczynnik fali stojącej dla kilku częstotliwości pasma i nanosząc wyniki na wykres. Metoda ta, choć kłopotliwsza, daje lepszą ocenę właściwości anteny. Zmianę częstotliwości rezonansowej na 3,5 MHz o 100 kHz przeprowadzamy dokonując zmiany długości odcinka anteny od strony ziemi o 5 cm. W przypadku dużego WFS można także próbować poprawić dopasowanie na transformatorze DELTA przez zmianę punktu przyłączenia. Antena w pasmie 80 m jest wąskostęgową. An-

tenę tę można także zasilać wprost bez pośrednictwa transformatora DELTA, oczywiście z gorszymi wynikami.

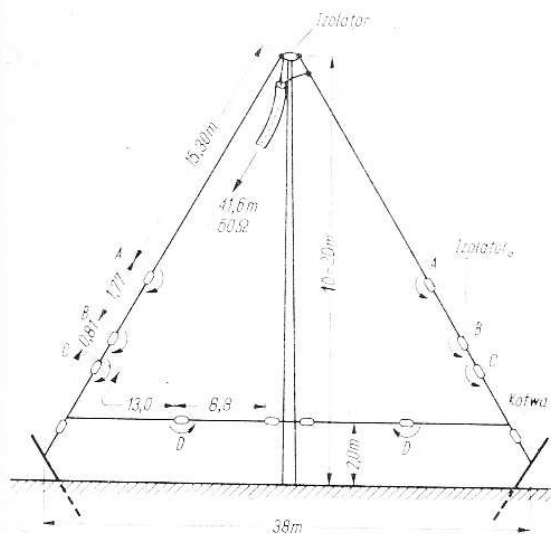
Maszt tej anteny z powrotem można wykorzystać dla powieszenia dipola „odwrócone V” na 20 m lub 15 m, a nawet układu skróconych dipoli.

Obie anteny „odwrócone V” z powrotem mogą być stosowane jako anteny na „Polny Dzień”, gdyż są proste w obsłudze i dają się łatwo instalować. Na izolatory można stosować np. twarde bukowe drewno impregnowane w parafinie. Maszt można zbudować, wykorzystując maszty i wsporniki namiotowe. Przy wprawie antenę taką ustawiają dwie osoby w ciągu 20 minut.

5.2.5.4.

Siedmiopasmowa antena odwrócone V

Wykorzystując anteny z zasilaniem rezonansowym można zbudować układ antenowy, dostosowany do pracy w siedmiu pasmach. Antena taka wymaga ręcznego przełączenia pasm przez rozpinanie zwieraczy zakładanych na izolatorach. Zwieracze mogą z jednej strony być zakończone zaciskami krokodylkowymi. Antenę zasilają przewodem współosiowym 60 Ω długości (krytycznej) 41,6 m. Wymiary anteny podano na rys. 5.37. Mimo pochlebnych opinii antena ta nie znajduje



Rys. 5.37. Antena odwrócone V pracująca w pasmach 1,8 — 3,5 — 7 — 14 — 21 — 28 — 50 MHz

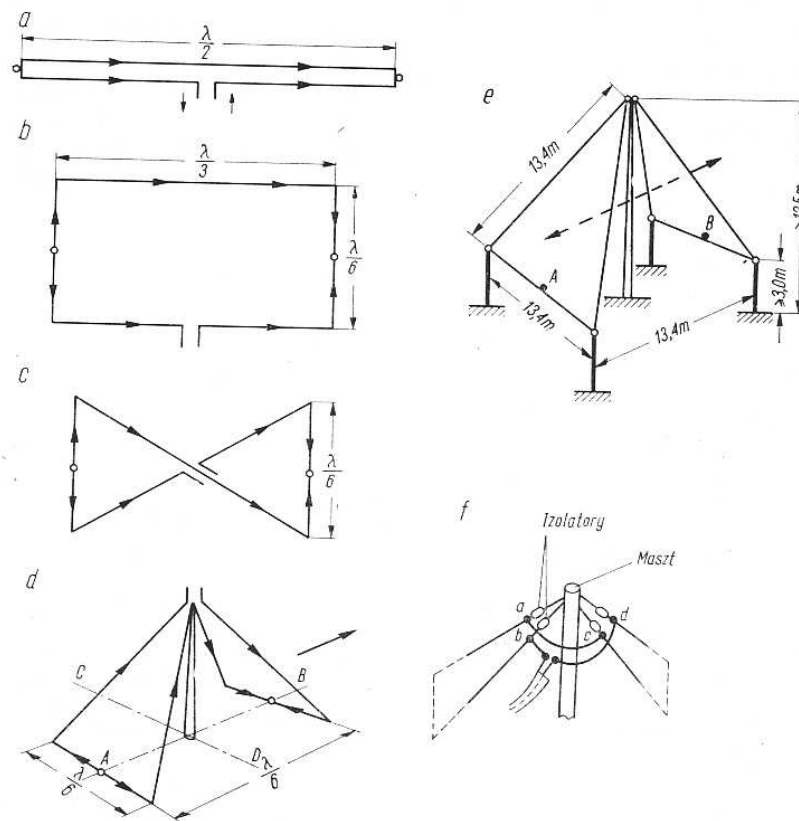
szerszego zastosowania. Jej zaletą jest możliwość pracy w siedmiu pasmach, oraz przestrojenia na inne końce pasma przez prostą zmianę długości zwieracza. Antena jest w rezonansie w pasmie gdy:

	zwarte	otwarte
1,8 MHz	A, B, C, D,	—
3,5 MHz	A, B,	C, D,
7 MHz	A, B, C,	D,
14 MHz	—	A, B, C, D,
21 MHz	A,	B, C, D,
28 MHz	A, B,	C, D,
50 MHz	A, B, C,	D.

5.2.5.5.

Piramida drutowa

W okresie minimum plam słonecznych pogarszają się warunki propagacji DX-owej w pasmach 21 i 28 MHz, a poprawiają się w pasmie 3,5 MHz. Poszukując lepszych rozwiązań opracowano w 1960 r.



Rys. 5.38. Antena „Piramida drutowa” a do d — etapy przekształcania dipola $\lambda/2$ w antenę „piramida”, e — budowa anteny, f — szczegóły połączeń wierzchołkowych (połączenia a—c linią współosiową)

antnę tzw. „The Guywire Pyramid” pokazaną na rys. 5.38. Uzyskane wyniki wykazały, że nie jest ona gorsza od dipola półfalowego o długości $l = 40$ m, zawieszonego nad ziemią na wysokości $h = 29$ m.

Z rys. 5.35b widać, że dipol półfalowy dla pasma 80 m zawieszony na wysokości np. 8 m nad ziemią, ma rezystancję promieniowania rzędu $R_{pr} = 20 \Omega$ co powoduje, że antena jest mało sprawna. Poza tym antena ta silnie sprzęga się z pobliskimi, poziomo biegnącymi instalacjami, znajdującymi się w strefie bliskiej anteny (patrz rozdz. 2.1.5.1) i wywołuje w nich prądy będące źródłem TVI, BCI i strat. Dipol półfalowy w szczególności, ale także i opisane poprzednio anteny, wymagają stosunkowo dużo miejsca, a po odpowiednim skróceniu stają się wąskopasmowe i mimo to mają rozpiętość rzędu 18 m.

Na rys. 5.38 a+d pokazano schematycznie sposób przekształcania dipola w piramidę. Wymiary konkretnej anteny piramidalnej podano na rys. 5.38e. Gabaryty anteny w poziomie $13,4 \times 13,4$ są w porównaniu z dotychczas opisanymi najmniejsze.

Antena promieniuje w sposób złożony. Części pochyle promieniają dwie składowe — pionową i poziomą. W azymucie niskim (blisko horyzontu) antena promieniuje maksymalnie w kierunku AB i charakterystyka zbliża się do podanej na rys. 5.34a. W azymucie wysokim antena promieniuje niemal dookólnie. Dla łączności DX-owych potrzebny jest niski kąt promieniowania. Uzyskuje się to przez podniesienie anteny do wysokości $h = \lambda/4$.

W praktyce dolne partie anteny podnosi się na wysokość 3 m, bez stosowania zbyt wysokich masztów. Wysokość ta podyktowana jest przepisami bezpieczeństwa, gdyż dolna część jest pod znacznym napięciem w.c.z. Impedancja wejściowa anteny zależy od wysokości zawieszenia (rys. 5.35b) i wynosi 60Ω do 100Ω . Antnę można więc zasilac przewodem współosiowym $60 \div 75 \Omega$. Stosowanie symetryzatora nie jest tak niezbędne, jak w innych antenach.

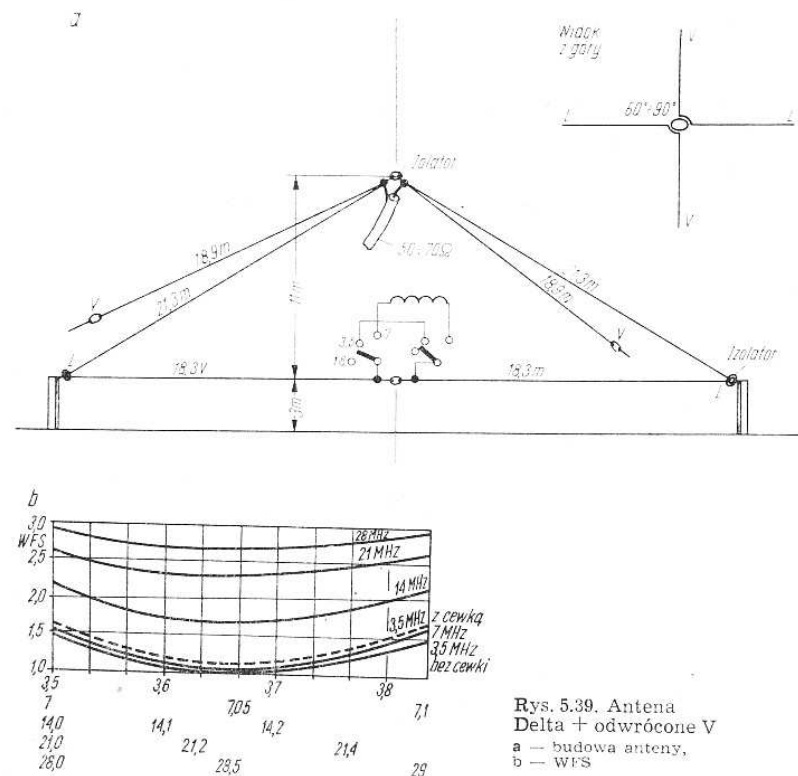
Opisana antena jest stosunkowo szerokopasmowa, o rezonansie w pobliżu 3,7 MHz. Pozwala to na dostrojenie anteny do mniejszych częstotliwości dodając w punktach A i B kawałki przewodów. Orientacyjnie można przyjąć, że odcinek 2×45 cm obniża częstotliwość o 50 kHz. Chcąc przestrajac antnę w szerszym zakresie można, jak w poprzedniej antenie (rys. 5.37) punkty A i B połączyć linią i szeregiem izolatorów w odległości 45 cm lub 90 cm i (w celu obniżenia częstotliwości) krokodylkami dołączac poszczególne sekcje.

Linia zasilająca powinna mieć długość $\lambda/2$, chociaż odstępstwo od tej zasady nie stwarza trudności skompensowania składowej biernej za pomocą π filtra na wyjściu nadajnika. Szczyt masztu anteny może być wykorzystany do instalowania innych anten na wyższe pasma i UKF.

5.2.5.6.

Antena Delta + odwrócone V

Poszukiwania lepszych rozwiązań anten pracujących w pasmach 1,8 — 3,5 — 7 MHz doprowadziły do anteny podwójnej o właściwościach, zdaniem ich autorów, lepszych, niż anteny inverted V^{*)}. Antena ta, opracowana przez W2EGH, ma maszt o wysokości 14 m, taki jak w instalacji sieci napowietrznej lub telefonicznej (rys. 5.39a). Dolna rozpiętość anteny jest duża i wynosi 37 m. Dolne końce poprzez izolatory są mocowane do słupków o wysokości 3 m. Słupki mogą być wzmocnione odciegami. Jedną część anteny tworzy pętla typu delta. W pasmie 1,8 MHz jest ona otwarta i zachowuje się jak dipol półfalowy z zagiętymi ramionami. Ze względu na niewielką nad ziemią wysokość wierzchołka anteny rezystancja wejściowa R_{in} jest równa ok. 50Ω . W pasmie 3,5 MHz końce pętli są zwarte. Pętla ma więc długość 1λ i rezystancję wejściową ok. 150Ω . Równolegle dołączona druga część anteny w postaci V, umieszczona w płaszczyźnie prostopadłej, ma rezystancję wejściową ok. 75Ω . Wypadkowa rezystancja w pas-



Rys. 5.39. Antena Delta + odwrócone V
a — budowa anteny,
b — WFS

*) Erfahrungsbericht mit einer 160—80—40 Meter Inverted Dipol-Delta LOOP — Josef Henkes DI8FP, CQ-DL 12/74.

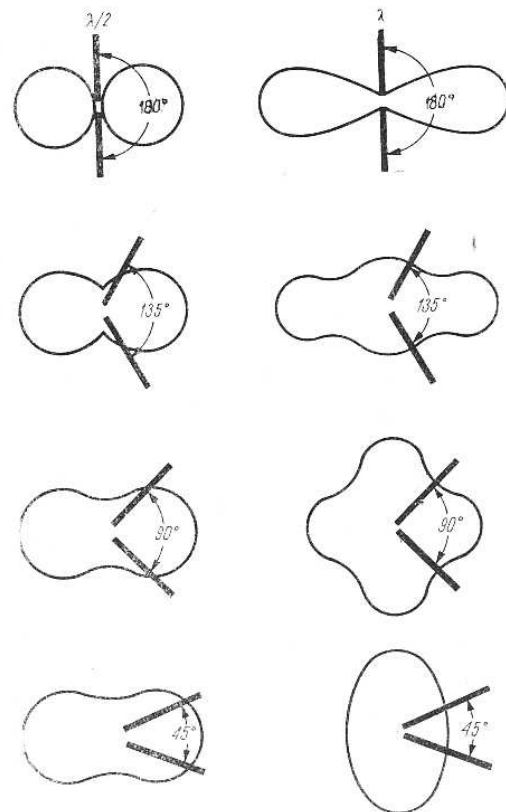
mie 3,5 MHz jest $R_{AA} = 50 \Omega$. Na pasmie 7 MHz pętla delta ma długość blisko 2λ co odpowiada rezystancji ok. 150Ω , zaś część „V” ma długość 1λ i rezystancję wejściową ok. 100Ω . Wypadkowa rezystancji wynosi $R_{AA} = 60 \Omega$. Częstotliwość rezonansowa pętli 2λ wynosi około 7,4 MHz. W celu jej obniżenia włącza się dodatkowo cewkę o indukcyjności ok. $18 \mu\text{H}$ z odczepami do dokładnego dostrojenia anteny na 7050 kHz. Cewka o $\Phi 50$ ma 35 zwojów nawiniętych drutem $\Phi 1,5$.

Przy pracy w pasmie 3,5 MHz można cewki nie wyłączać, gdyż WFS niewiele się zmienia (rys. 5.39b). Antena ta jest przydatna także na pasmach wyższych lecz przy znacznym już WFS. Charakterystyka promieniowania jest wypadkową charakterystyk obu anten i jest zbliżona do dookólnej.

5.2.6.

Anteny z formowaną charakterystyką

W przypadku gdy amatorowi zależy na łącznościach w wybranym kierunku wówczas są stosowane obrotowe anteny kierunkowe lub anteny stałe z kształtowaną charakterystyką. Anteny obrotowe są



Rys. 5.40. Wpływ kąta rozwarcia a na charakterystykę promieniowania anteny pół- i całofalowej

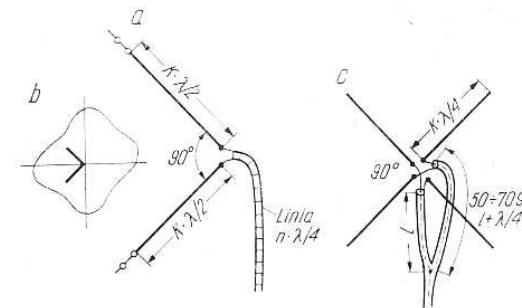
opisane w dalszych rozdziałach. Pozwalają one wprowadzić na wybranie dowolnego azymutu, lecz ich konstrukcja jest skomplikowana i kosztowna.

Zajmiemy się teraz antenami stałymi, które mają kształtowaną charakterystykę. Kształtowanie jest realizowane przez sumowanie (składanie) charakterystyk poszczególnych składników elementarnych tej anteny. Elementarnymi składnikami anteny mogą być dipole ćwierć-, pół- i całofalowe pełnowymiarowe i skrócone cewkami. Istota formowania charakterystyki polega na odpowiednim załamaniu ramion dipola, co pokazano na rys. 5.40 w przypadku dipola półfalowego i całofalowego. W opisie ograniczymy się do odmian anten reprezentatywnych dla tej grupy.

5.2.6.1.

Antena pozioma V (kwadrantowa)

Ramiona tej anteny tworzą odcinki półfalowe, rozmieszczone pod kątem 90° (rys. 5.41). W miejscu zasilania występuje węzeł prądu i strzałka napięcia. Rezystancja wejściowa jest duża (ok. $1000 \div 3000 \Omega$) w związku z czym antenę taką należy zasilać linią rezonansową o długości równej nieparzystej liczbie ćwiartek fali. Umożliwia to dokonanie transformacji z dużej rezystancji na małą. Sposób dobrania linii transformującej opisywano w poprzednich rozdziałach. W antenie tej



Rys. 5.41. Antena pozioma V
a – schemat anteny.
b – charakterystyka promieniowania, c – wersja zmodyfikowana nazywana X lub krzyżowa

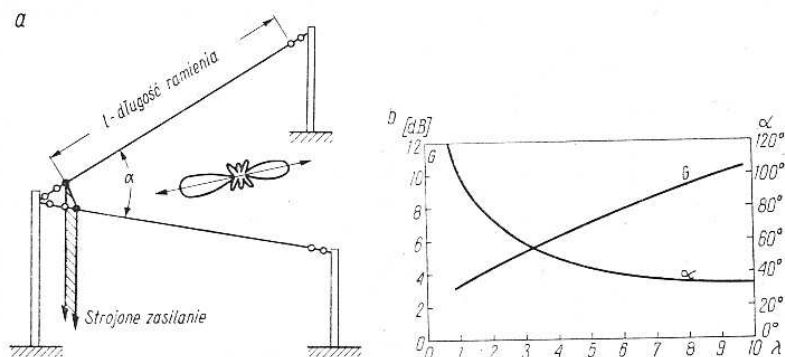
nie występuje zanik emisji w kierunku prostopadłym do kierunku głównego, tak jak to ma miejsce w prostych dipolach. Czyni to antenę bardziej uniwersalną, a jej charakterystyka jest zbliżona do dookólnej. Antena ta może być wykorzystywana także na kilku pasmach z zastrzeżeniami podanymi w 5.2.4.

Ramiona anteny mogą być ze sobą skrzyżowane i w punktach środkowych odpowiednio dołączane (rys. 5.41c) tj. jedna para zasilana jest z przesunięciem fazowym 90° . Otrzymuje się wtedy popularną na UKF antenę krzyżową (X), której właściwości w płaszczyźnie poziomej są takie same jak poziomej V. Jej zaletą jest możliwość zasilania przewodem współosiowym.

5.2.6.2.

Antena LV (długie V)

Przez nadanie kształtu V dwu poziomym długim drutom porawia się kierunkowość anteny, a tym samym jej zysk. Z anteny czterokierunkowej, jaką była antena prosta LW, uzyskuje się antenę dwukierunkową, o zysku o 3 dB większym, niż ma o tej samej długości antena LW (rys. 5.42a). Przy rosnącej długości ramion l rośnie zysk anteny w kierunku głównym, a listki stają się węższe. Przy optymalnym zwymiarowaniu promieniowanie występuje głównie wzdłuż dwusiecznej kąta, utworzonego przez ramiona anteny. Optymalny kąt rozwarcia α zależy od długości ramion. Przy rosnącej ich długości kąt



Rys. 5.42. Antena typu LV

a — schemat anteny, b — charakterystyka zysku i optymalny kąt rozwarcia dla różnych długości ramion

maleje. Wykresy na rys. 5.42b przedstawiają zyski oraz optymalny kąt rozwarcia anteny w funkcji długości ramion. Ponieważ antena ta ma równocześnie nisko nachyloną charakterystykę promieniowania głównego w płaszczyźnie pionowej, dlatego jest ona bardzo przydatna szczególnie w łącznościach DX-owych.

Antena LV w zasadzie jest zasilana napięciowo. Umożliwia to pracę na częstotliwościach harmonicznych.

Przy malejącym kącie α maleje impedancja wejściowa. Przy wzroście długości ramion rośnie rezystancja promieniowania. Przy bardzo długiej antenie impedancja wejściowa wynosi około 600 Ω i antena może być wtedy zasilana powietrzną linią symetryczną 600 Ω .

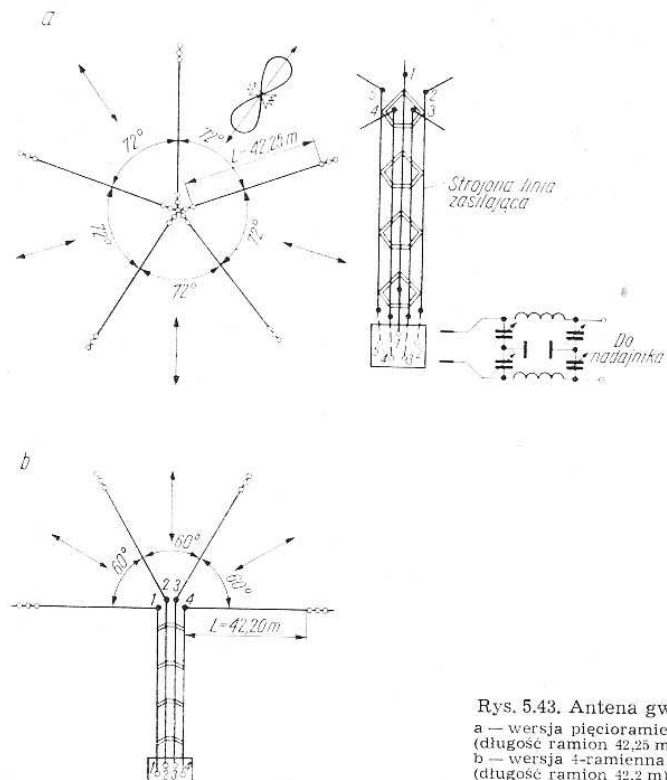
Zagadnienie dopasowania linii rezonansowej do anteny zasilającej napięciowo było obszernie omawiane w rozdziałach 5.2.4 i 5.2.5. Długość ramion l nie jest krytyczna. Przy zastosowaniu uniwersalnego układu zasilającego antena może być wykorzystana w bardzo szerokim zakresie częstotliwości. Przy dużych wartościach l/λ listki główne są wąskie o kierunku zbliżonym do kierunku ramienia (p. rys. 5.28). W celu uzyskania maksymalnego zysku listki obu ramion powinny się po-

krywać. Wymaga to ustawienia ramion pod dokładnie określonym kątem α . Jeśli antena ma pracować w kilku pasmach, to do obliczeń przyjmuje się pasmo najwyższe (przeważnie 21 MHz). W niższych pasmach wystąpią wtedy warunki nie optymalne, mniejszy zysk i więcej listków bocznych.

5.2.6.3.

Gwiazda anten V

Dysponując odpowiednią powierzchnią można zbudować dobrą antenę KF, pracującą na pięciu pasmach z możliwością zmiany głównego kierunku promieniowania w zakresie 0–360°, za pomocą przełączników elektrycznych. Od masztu o wysokości minimum 10 m odprowadza się promieniowo 5 przewodów długości 42,25 m każdy. Poszczegół-



Rys. 5.43. Antena gwiazdowa V
a — wersja pięcioramienna (długość ramion 42,25 m),
b — wersja 4-ramienna asymetryczna (długość ramion 42,2 m)

ne przewody tworzą (rys. 5.43) parami układy V o kącie wierzchołkowym $\alpha = 72^\circ$. Drugie końce przewodów mocuje się do pięciu jednakowej wysokości masztów, nieco jednak niższych niż maszt główny. Nachylone ramiona anteny V kierują promieniowanie główne wzdłuż dwusiecznej kąta α nisko nad ziemią, co korzystnie wpływa na łącz-

ności DX-owe. Wprawdzie w kierunku przeciwnym każde V promieniuje tak samo silnie, lecz pod większym kątem do ziemi. Może to być korzystne do uzyskania łączności na bliższe odległości, jeśli nastąpi odbicie od jonosfery.

Na maszcie środkowym poszczególne ramiona anteny są dołączone do pięciu przewodów zasilających. Przewody te tworzą wiązkę symetryczną pięciokątną o boku 10÷12 cm. Przewody zasilające zakończone są u podstawy masztu gniazdami, do których dołącza się główną linię zasilającą. Wybraną do pracy parę V-anteny zasilamy odpowiednimi dwoma, obok siebie leżącymi przewodami. Przełączając linię główną, można zasilac odpowiednio parę ramion anteny V, a tym samym dokonywać zmiany kierunku promieniowania głównego. Ponieważ każda V promieniuje w dwóch kierunkach, można wybrać jeden z dziesięciu kierunków promieniowania (co 36°).

W antenie tej nie jest konieczne korzystanie z układu V przy kącie rozwarcia 72° (sąsiednie dwa ramiona). W szczególności na pasmach długofalowych 3,5 i 7 MHz, gdzie kąt rozwarcia przy tej długości anteny powinien być większy (rys. 5.42b), można stosować pierwsze i trzecie ramię ustawione pod kątem 144°.

Antena ta ma przewagę nad antenami strumieniowymi (beam), gdyż nie wymaga złożonej konstrukcji obrotowej masztu, długich, mocnych i lekkich rurek, cewek wydłużających itp. Wadą jest potrzeba pięciu punktów zawieszenia na obwodzie koła o średnicy 90 m i masztu środkowego o wysokości ponad 10 m.

W sprzyjających warunkach można stosować inne układy gwiazdowe anteny, a mianowicie:

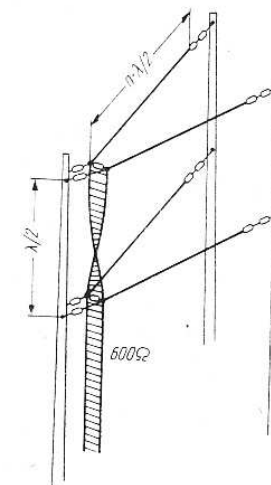
- 7 przewodów po 4 λ długości z kątem 51,5°,
- 8 przewodów po 5 λ długości z kątem 45°,
- 9 przewodów po 6 λ długości z kątem 40°.

Można też stosować układy oszczędnościowe, w których pomija się jedno ramię, a pozostałe ustawia pod kątem 60°, co przy długości 42,2 m odpowiada 3 λ na 15 m (rys. 5.43b). W antenie tej dysponuje się ośmioma kierunkami promieniowania. Strojenie anten gwiazdowych powinno odbywać się w pasmie 21 MHz, co zapewnia poprawną pracę na pasmach sąsiednich. Linia zasilająca obie wersje anteny ma długość dowolną, ale powinna być dołączona do układu dopasowującego i kompensującego reaktancję.

5.2.6.4.

Piętrowa antena V

Chcąc uzyskać większy zysk anteny typu V można jej ramiona wydłużyć, zmieniając równocześnie kąt rozwarcia. W tym jednak przypadku rośnie ostrość wiązki głównej. Ponieważ antena nie jest obrotowa, powiększa się zysk w ściśle określonym kierunku, co jest opłacone zmniejszeniem się natężenia promieniowania w kierunkach pozostałych.



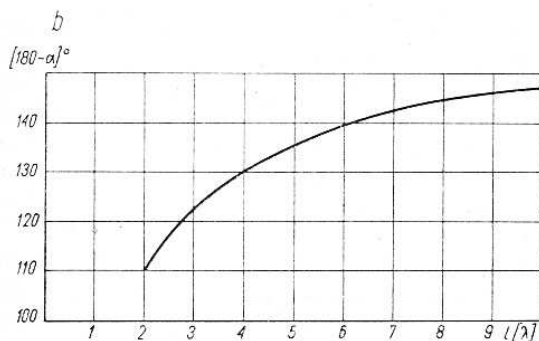
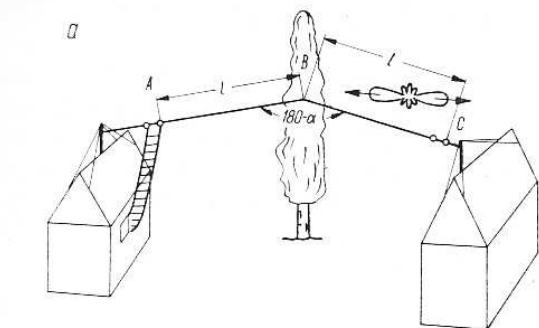
Rys. 5.44. Piętrowe anteny V

Przy odległości równej $\lambda/2$ obie anteny łączy się powietrzna linia $\lambda/2$, która transformuje w stosunku 1:1 ale wprowadza przesunięcie fazy o 180°. Dlatego też linię zasilającą należy skrzyżować. Jako linii łączącej nie można stosować linii taśmowej $l = \lambda/2$, gdyż byłaby ona elektrycznie za długa. Przy stosowaniu linii łączącej taśmowej jej długość powinna wynosić $l = K \cdot \lambda$. W tym przypadku zachowuje się zgodność faz bez skrzyżowania taśmy.

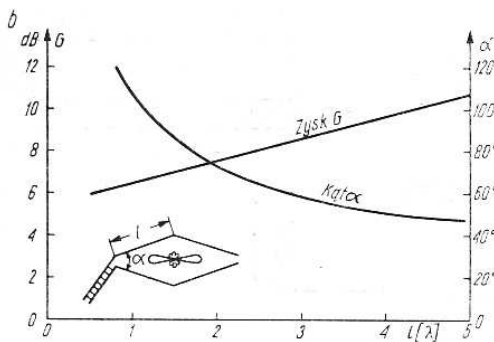
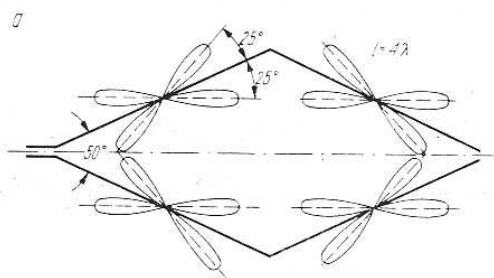
5.2.6.5.

Załamany LW

W opisie anteny LW (rys. 5.20) nie wspomniano o roli kąta załamania α . Jego wartość ma jednak wpływ na wypadkową charakterystykę anteny. Załamanie to może mieć miejsce w płaszczyźnie pionowej, co odpowiada opisanej już antenie odwrócone V, lub w płaszczyźnie poziomej. Przy załamaniu w płaszczyźnie poziomej optymalny kąt rozwarcia zależy od długości l/λ ramion (rys. 5.45). Przy kącie optymalnym zysk w kierunku A—C jest większy o około 3 dB niż przy prostej antenie LW.



Rys. 5.45. Załamany LW
a — układ,
b — optymalny kąt
załamania



Rys. 5.46.
Antena otwarty romb
a — składanie charakterystyk,
b — optymalny kąt rozwarcia
i zysk anteny

5.2.6.6.

Otwarty romb

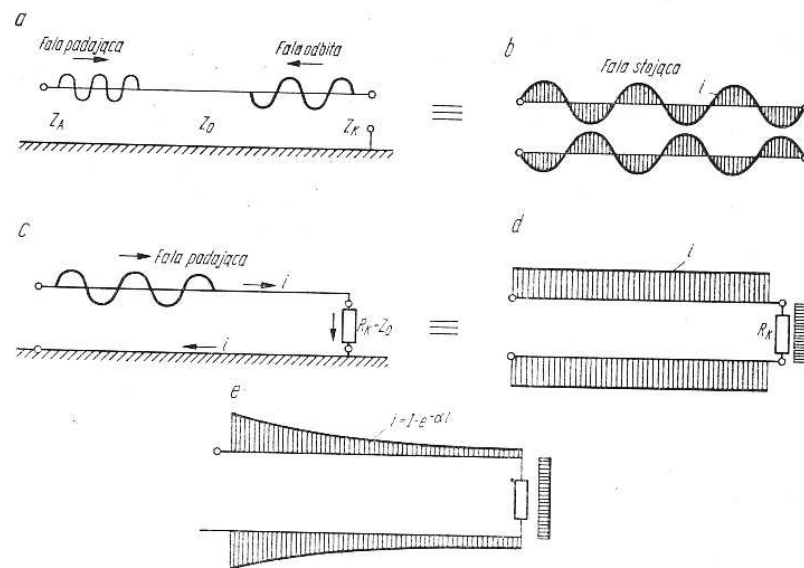
Kojarząc rozwiązania opisane w punktach 5.2.6.2 i 5.2.6.5 uzyskuje się antenę w postaci otwartego rombu jak na rys. 5.46. Jest to antena o znacznej kierunkowości (dwukierunkowa). Zysk zależy od długości boku i kąta rozwarcia. Wartości liczbowe można odczytać z wykresu na rys. 5.46b. Bliższe dane można znaleźć w następnym rozdziale o antenach rombowych. Zasilanie anteny jest analogiczne jak w antenach V.

5.3.

ANTENY APERIODYCZNE

Dotychczas opisane anteny należą do grupy anten harmonicznych. Występuje w nich fala stojąca z rozkładem prądu i napięć w przybliżeniu sinusoidalnym. Impedancja wejściowa tych anten jest zależna od budowy i położenia anteny i silnie zależna od częstotliwości. Z reguły więc anteny te są wąskopasmowe (patrz rozdział 5.2). Dalszą wadą anten harmonicznych to występowanie znacznych napięć na końcu linii wywołujących wzrost strat z możliwością uszkodzenia izolacji. Wad tych nie posiada antena aperiodyczna.

Zasadę działania anteny aperiodycznej wyjaśnia rys. 5.47. W antenie harmonicznej periodycznej, pokazanej na rys. 5.47a, fala padająca, rozchodząc się wzdłuż przewodu, dociera do jego końca otwartego ($Z_k = \infty$) i powraca jako odbita. W antenie powstaje wtedy fala stojąca o zmiennym sinusoidalnie rozkładzie napięcia wzdłuż an-



Rys. 5.47. Powstawanie fali bieżącej w antenie obciążonej rezystorem $R_k = Z_0$

teny. W antenie aperiodycznej natomiast fala, po dotarciu do obciążającego rezystora bezindukcyjnego o rezystancji równej impedancji falowej anteny ($R_K = Z_o$), lub linii zasilającej nie ulega odbiciu a jest pochłonięta przez ten rezystor. W ten sposób w antenie powstaje fala bieżąca o stałej wartości, niezależnej od długości anteny (rys. 5.47d). W rzeczywistości, w wyniku promieniowania energii (R_{pr}) i strat na rezystancji przewodu R_s , amplituda fali bieżącej maleje (rys. 5.47e).

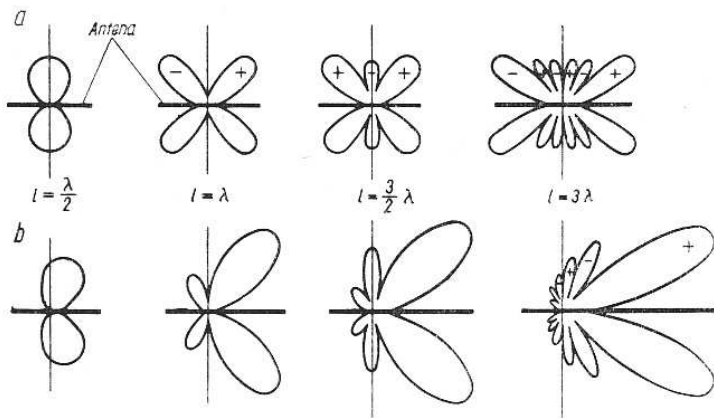
Rezystor obciążający pochłania część energii doprowadzonej do anteny (30÷50%) co pozornie powinno być szkodliwe. Należy jednak pamiętać, że jest to energia fali odbitej, która jest przyczyną pojawienia się listka nieużytecznego, a nawet niepożądanego.

Wadą anten z falą bieżącą, czyli aperiodycznych jest właśnie konieczność stosowania tego rezystora bezindukcyjnego o rezystancji $R_K = Z_o$, o małej pojemności własnej ale o dużej mocy obciążenia, sięgającej 30÷50% mocy w.c.z. doprowadzonej do anteny. Dla nadajnika $P_{imp} = 100$ W wymaga się rezystora na moc około 30 W, a przy $P_{imp} = 750$ W rezystora około 250 W. Rezystory takie są wykonywane w postaci prętów węglowo-grafitowych odpowiedniej średnicy, a przy dużych mocach wyposaża się je w radiatory. Można też zamiast rezystora tłumiącego stosować linię symetryczną o impedancji Z_o , wykonaną z przewodów o dużej rezystywności, np. ze stopu feccalowego (Fe-Cr-Al). Linię taką zwiera się na końcu, a jej długość dobiera się tak, aby w miejscu zwarcia prąd stanowił 0,2÷0,3 wartości prądu na jej początku. Zwarcie takiej linii można wykonać także rezystorem $R_K = Z_o$ lecz o mocy już znacznie mniejszej.

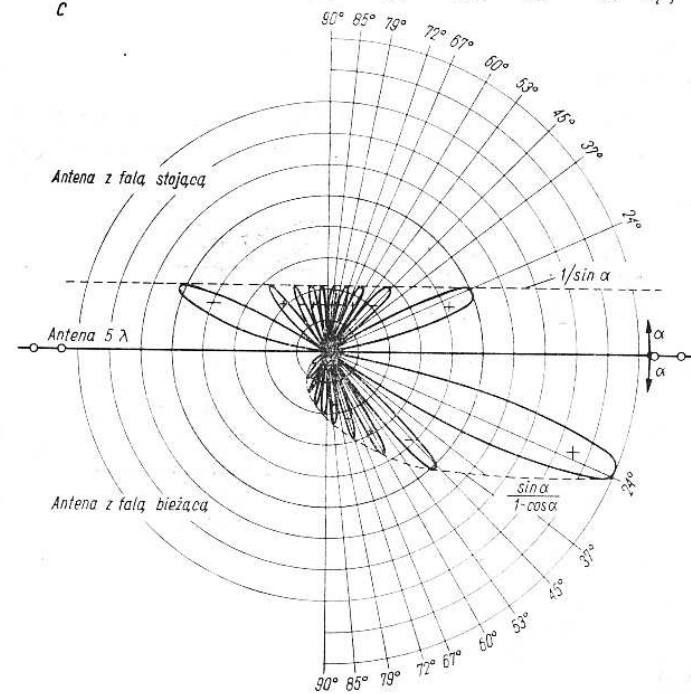
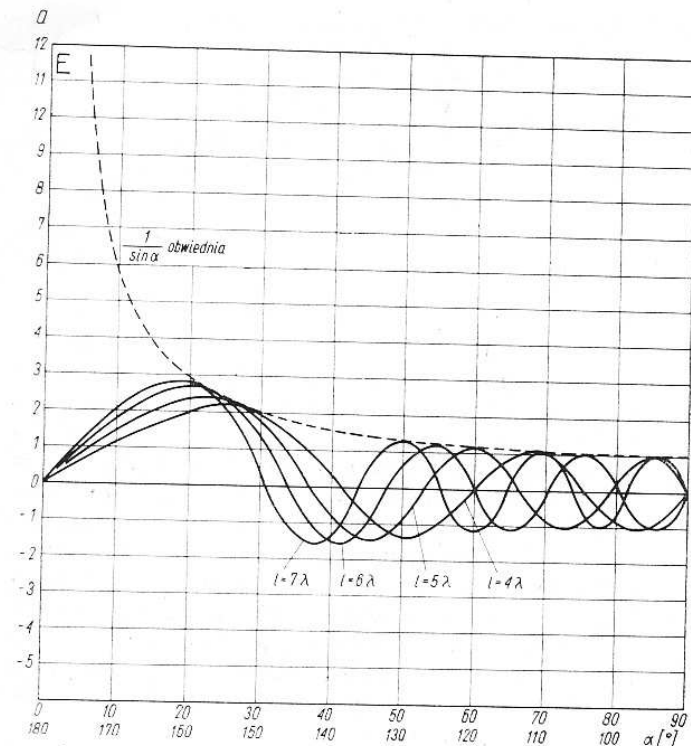
5.3.1.

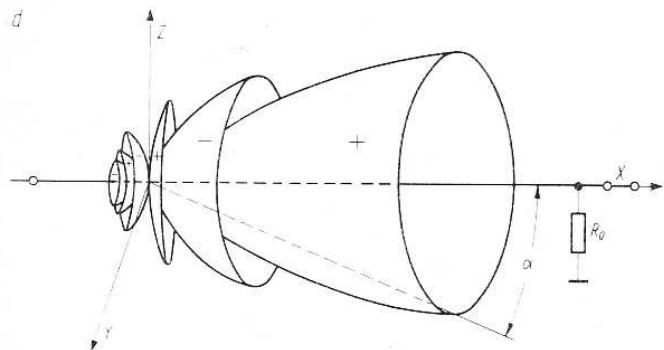
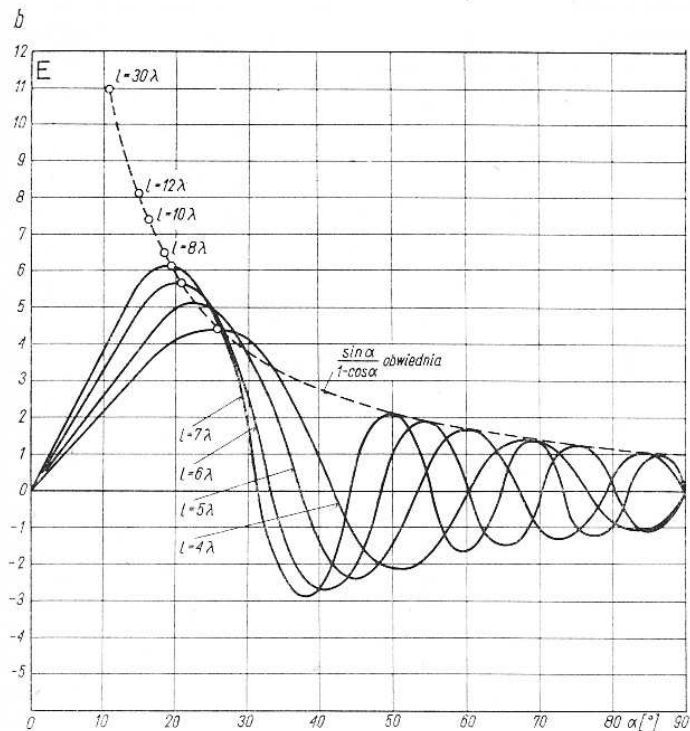
Obciążona antena LW

Nosi ona nazwę anteny Beverage'a. Powstaje ona przez obciążenie anteny LW rezystorem R_K . Na rys. 5.48 pokazano charaktery-



Rys. 5.48. Charakterystyki promieniowania
a — anteny harmonicznej, b — aperiodycznej





Rys. 5.49. Charakterystyki promieniowania anten długich w układzie współrzędnych prostokątnych
 a — z falą stojącą, b — z falą bieżącą (kąt α jest liczony w stosunku do osi przewodu), oraz biegunowych; c, d — przestrzenny obraz charakterystyki anteny aperiodycznej

styki kierunkowe anteny (a) długiej, otwartej na końcu i (b) — długiej, obciążonej na końcu rezystorem R_K . W tym drugim przypadku brak jest fali odbitej, a więc antena promieniuje niemal wyłącznie w kierunku rezystora. Wobec braku interferencji fali padającej i odbitej, antena z falą bieżącą wytwarza większą amplitudę listków głównych, niż w przypadku anteny z falą stojącą. Stosunek obu amplitud jest rzędu 2:1 co pokazano na rys. 5.49 a i b. Na rysunku tym podano amplitudę natężenia pola w zależności od kąta odniesionego do osi przewodu w układzie współrzędnych prostokątnych dla jednej ćwiartki, przy różnych długościach anteny, przy czym rys. a odpowiada antenie rezonansowej z falą stojącą, a rys. b antenie z falą bieżącą.

Z porównania rysunków jest widoczny wzrost zysku anteny z falą bieżącą. Na rys. 5.49c pokazano w układzie współrzędnych biegunowych połowę charakterystyk anteny LW o długości $l = 5\lambda$ na podstawie przebiegów z rys. a i b. Górna połówka odpowiada antenie rezonansowej, dolna antenie aperiodycznej obciążonej rezystorem R_K [9]. Rysunek 5.49 ilustruje przestrzenny układ listków natężenia pola. Na rysunkach tych są używane znaki + i - które oznaczają odwrócenie faz w tych listkach. Ułatwia to znacznie składanie pól dwóch przewodów ustawionych pod pewnym kątem (antena V, rombowa).

Prąd od rezystora spływa do ziemi i powraca do uziemionego nadajnika (względnie linii zasilającej). Straty w ziemi, zależne od jej właściwości elektrycznych, dodają się do strat w przewodzie anteny i rezystora obciążenia. Mogą one być tak duże, że w stopniu niedopuszczalnym zmniejszają sprawność całej anteny.

W celu poprawienia konduktywności układa się w ziemi, pod powierzchnią przewod-przeciwagę, od rezystora obciążenia R_K do początku zasilania anteny. Impedancja falowa anteny zależy od średnicy zastosowanego przewodu oraz wysokości jej zawieszenia i jest w granicach 300 ÷ 700 Ω . Rezystor obciążający powinien mieć również tę wartość.

Ten typ anteny jest w kręgach amatorskich rzadko zastosowany, gdyż przy tej samej długości antena rombowa jest korzystniejsza i mniej zależna od właściwości ziemi.

5.3.2.

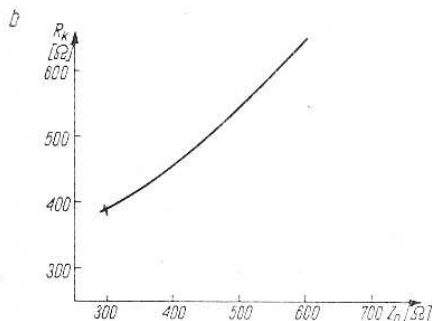
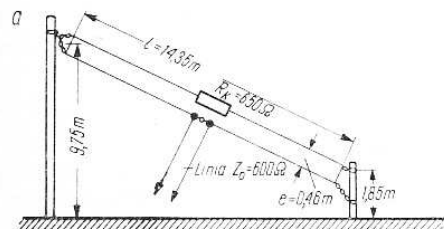
Antena T2FD

Antenę T2FD stanowi dipol (z rezystorem obciążającym) nachylony 30° do ziemi. Jest ona stosowana przez służby zawodowe i amatorów (rys. 5.50). Antena ta zaprojektowana i rozpropagowana przez W3HH jest w literaturze oznaczona TFD (z ang. Terminated folded dipol — obciążony dipol pętlowy).

Antena T2FD ma długość $l/3$ dla najniższego pasma, zajmuje więc stosunkowo mało miejsca. Do jej zainstalowania jest potrzebny tylko jeden maszt o wysokości 10 m i słupek o wysokości 1,85 m. Za-

miast masztu można wykorzystać dach odpowiednio wysokiego budynku, na którego brzegu stawia się odpowiedni słupek. Jeśli budynek jest wyższy od 10 m, mocuje się odpowiednią linkę (stilon) opuszczając antenę.

Antena ta jest wybitnie szerokopasmowa, stosunek częstotliwości skrajnych wynosi 1 : 5. Jeśli jest przystosowana do pasma 40 m, jej długość (nie krytyczna) wyniesie 14,4 m. Będzie ona dobrze pracowała także w pasmach wyższych — 20 m, 15 m i 10 m.



Rys. 5.50.
Antena szerokopasmowa T2FD
a — szkic konstrukcyjny, b — zależność wartości rezystancji obciążenia od impedancji linii Z_0

Antena zaprojektowana do pracy w pasmie 80 m ma długość około 28 m i pracuje dobrze także w pasmach 40 m, 20 m, a nawet 15 m. Nie występuje tu rezonans na harmonicznym. Wykorzystywana jest jej duża szerokostęgowość, ponieważ właściwości swe antena zachowuje także dla pasm pośrednich między np. 40 i 20 m czyli także na 30 m. Decyduje to o dużej operatywności przy zmianach pasm w służbach zawodowych, gdyż układ anteny nie wymaga jakichkolwiek przełączeń lub dostrojzeń.

Przy kącie nachylenia 30° , antena ma charakterystykę dokólną. Wprawdzie nie jest ona kołowa, lecz też nie zawiera głębokich minimów, a więc jest szczególnie dobrą anteną odbiorczą i korzystną przy nadawaniu ogólnokrajowych komunikatów. Antena pod względem zysku kierunkowego odpowiada dipolowi półfalowemu. Niektóre pomiary wykazują uzyskiwanie sygnału z zyskiem większym o 2 dB, ale wymagałoby to sprawdzenia.

Podana na rys. 5.50 antena została wypróbowana przez W3HH także w pasmie 80 m z wynikami tylko nieznacznie gorszymi niż w pozostałych wyższych pasmach. Wynika z tego możliwość wykonania tej anteny na wszystkie pasma o nieco kompromisowej długości np. 20 ÷ 22 m. Literatura zaleca utrzymanie rozstępu

$$e = \frac{300 \text{ cm}}{f [\text{MHz}]}$$

Usztywnienie konstrukcji uzyskuje się wprowadzając rozpórki, które ze względu na niskie napięcie w antenach, mogą być wykonane nawet z twardego drewna impregnowanego, np. na gorąco parafiną. Kąt nachylenia 30° jest optymalny, ale nachylenie w zakresie $20^\circ \div 40^\circ$ jest jeszcze dopuszczalne.

Antena jest zasilana przewodem symetrycznym $Z_0 = 300 \div 600 \Omega$. Można też stosować przewód taśmowy TV. Przy dużych odległościach korzystniej jest stosować linię zasilającą z izolacją powietrzną, a więc o małym tłumieniu. Również w antenie T2FD znaczną trudność stanowi rezystancja obciążenia. Przewidywana moc rezystora powinna być nie mniejsza niż 35% mocy doprowadzonej do anteny. Tak więc przy mocy $P = 100 \text{ W}$ należy zastosować bezindukcyjny rezystor 35 W. W przypadku anteny odbiorczej wystarczy zastosować zwyczajny rezystor borowęglowy odpowiednio chroniony przed wpływami atmosferycznymi. Wartość jego rezystancji powinna być równa wartości impedancji linii zasilającej.

W praktyce jednak przeprowadzone pomiary wykazały, że korzystniejsze jest stosowanie wartości nieco większej (rys. 5.50b).

Linia zasilająca może być sprzężona wprost z obwodem filtra wyjściowego nadajnika. Ze względu na brak selektywności anteny, która równie dobrze promieniuje sygnał żądany, jego harmoniczne, oraz sygnały stopni poprzedzających w nadajniku (subharmoniczne) istnieje konieczność stosowania filtra środkowoprzepustowego w celu uniknięcia TVI i BCI.

5.3.3.

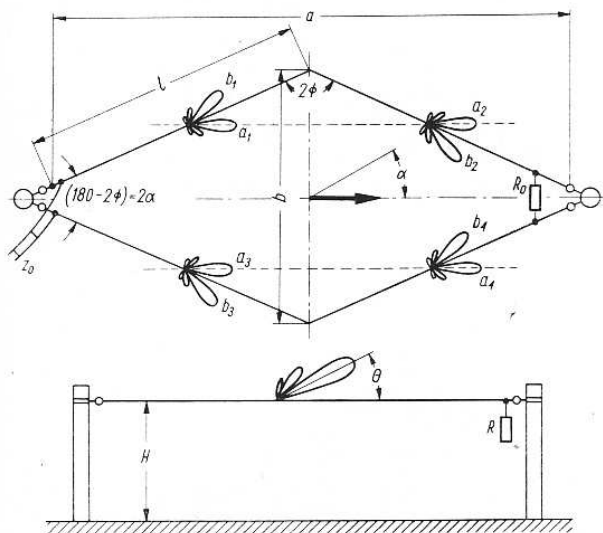
Anteny rombowe

W rozdziale 5.2.6.6 opisano antenę rombową otwartą. Częściej jest stosowana antena rombowa obciążona (zamknięta). Pracuje ona podobnie jak obciążona antena długa. W tym przypadku dokonuje się podobnie jak na rys. 5.46 dla rombu otwartego, składania charakterystyk boków rombu, z tym, że promieniają one, wobec braku fali odbitej, tylko ku obciążeniu (brak listków wstecznych).

Na rys. 5.51 podano wymiar i sposób składania charakterystyk anteny rombowej. Wymiary anteny podano oczywiście w długościach fali. Listki a_1 do a_4 dodają się zgodnie w kierunku i fazie, listki b_1 i b_4 częściowo się kompensują, tym bardziej, że nakładają się na nie słabe

listki boczne o fazach często przeciwnych. Wypadkowa charakterystyka ma obraz bardzo złożony. Na rys. 5.52 pokazano orientacyjny rozkład przestrzenny takiej charakterystyki.

W literaturze [2] charakterystyki te sporządza się w rzutach na płaszczyznę poziomą XY , pionową XZ lecz przechodzącą przez maksimum ($\varphi = 0$) i na płaszczyznę nachyloną pod kątem θ do osi X (ale przechodzącą przez oś Y). Charakterystyki te są sporządzane we współrzędnych biegunowych lub prostokątnych. Kształt ich zależy od dłu-



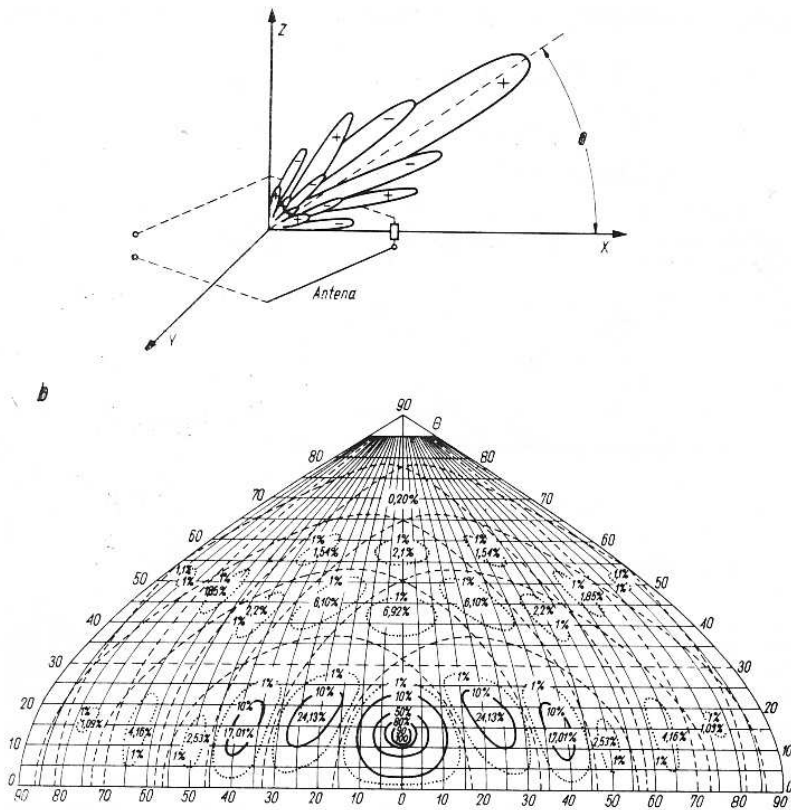
Rys. 5.51. Antena rombowa (podstawowe wymiary)

gości boków rombu (w długości fali), kąta rozwarcia i wysokości zawieszenia. Ta sama antena przy zmianie częstotliwości lub zmianie długości boków, co na jedno wychodzi, ma listek główny nieznacznie zmieniony, natomiast zmieniają się przede wszystkim listki boczne. Listki te powstają w wyniku dodawania się charakterystyk promieniowania czterech boków anteny. Każda z tych charakterystyk odpowiada charakterystyce anteny długiej obciążonej (p. 5.3.1), przy czym fazy poszczególnych listków są na przemian zmienne (rys. 5.49c). Wypadkowa charakterystyka tworzy więc układ jak na rys. 5.52, w którym główny strumień zawiera 30÷50% energii, pozostała tracona jest w listkach bocznych [30]. Na charakterystykę anteny rombowej ma również wpływ wysokość zawieszenia nad ziemią.

Antena rombowa promieniuje falę o składnikach z polaryzacją poziomą i pionową, przy czym ich udział w różnych listkach jest różny. W płaszczyźnie pionowej, przechodzącej przez listek główny fala ma polaryzację poziomą [30]. Podobnie przy określeniu charakterystyki poziomej z reguły uwzględnia się tylko składową poziomą. Charakterystyka promieniowania anteny rombowej zależy jednocześnie od

długości ramienia l , kąta załamania Φ , wysokości zawieszenia h oraz odbicia od ziemi. Obraz jej jest bardzo złożony (rys. 5.52b i 2.58).

W publikacjach naukowych [2] podaje się kilka rozwiązań anteny rombowej z przeliczeniami podstawowych charakterystyk. Z danych tych amator może jednak skorzystać tylko w celu zorientowania się w problemach, gdyż są one skomplikowane. W warunkach amator-

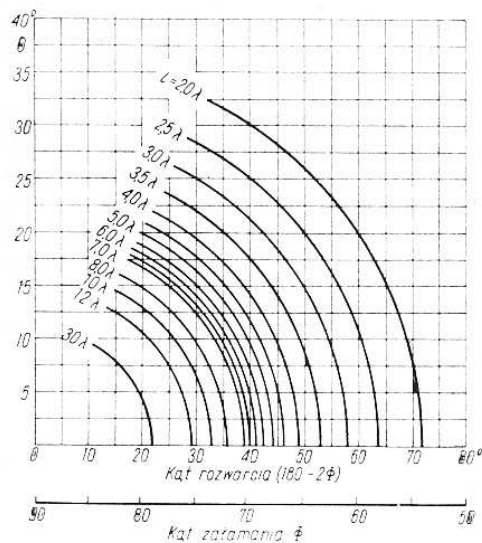


Rys. 5.52. Charakterystyka anteny rombowej: $l = 5 \lambda$, $H = \lambda$, $\Phi = 50^\circ$
a — obraz przestrzenny, b — obraz w rzucie kartograficznym (patrz także rys. 2.58)

skich można się posłużyć wykresami na rys. 5.53, uwzględniającymi położenie listka głównego w stosunku do płaszczyzny rombu θ w zależności od kąta rozwarcia $(180 - 2\Phi)$ i długości boku l .

W przypadku gdy oba ramiona tworzą kąt $180 - 2\Phi = 2\alpha$ charakterystyki sumują się zgodnie w płaszczyźnie anteny, tj. $\theta = 0$, a przy kącie rozwarcia mniejszym, listki przetną się wyżej $\theta > 0$, pod kątem, który można odczytać z wykresu na rys. 5.53.

Antenę rombową można projektować, dążąc do uzyskania największego zysku w nie narzucanym z góry kierunku (θ) lub tak, by



Rys. 5.53. Kąt elewacji Θ listka głównego w zależności od długości anteny rombowej i jej załamania Φ

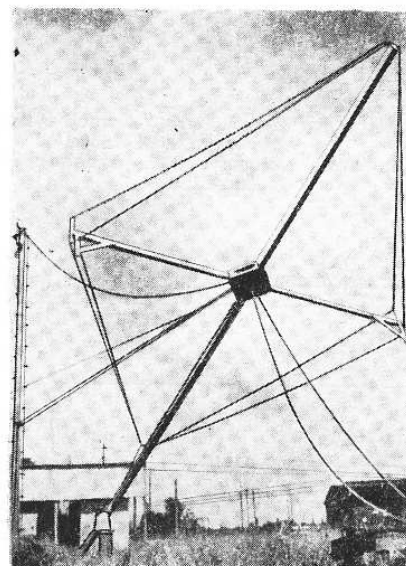
Tablica 5.7

PARAMETRY ANTEN ROMBOWYCH NA PASMA AMATORSKIE

Wzgl. dług. bloku l/λ	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0
Kąt rozwarcia $180 - 2\Phi$	111	91	76	6	63	58	45	51	48
Kąt załamania 2Φ	69	89	104	112	117	122	126	129	132
Zysk anteny w stosunku do dipola [dB]	5,2	6,8	8,0	9,2	10,0	10,7	11,2	11,7	12,2
Pasma 40 m									
l	41,5	63,0	84,0	105,0	127,0	148,0	169,0		
a	47,0	88,5	132,4	174,5	217,0	259,0	302,0		
b	68,5	90,0	103,5	117,5	133,0	144,0	154,0		
Pasma 20 m									
l	20,8	31,5	42,0	52,5	63,0	74,0	84,5	95,0	106,0
a	24,0	44,5	66,5	87,5	108,0	130,0	151,0	172,0	194,0
b	34,5	45,0	52,0	59,0	66,0	72,0	77,0	82,0	86,5
Pasma 15 m									
l	13,0	21,0	28,0	35,0	42,0	49,5	56,5	63,5	70,5
a	15,7	29,5	44,5	50,0	72,0	87,0	101,0	115,0	129,0
b	22,8	30,0	34,5	39,5	44,0	48,0	51,5	55,0	57,5
Pasma 10 m									
l	10,2	15,6	21,0	26,2	31,5	37,0	42,0	47,5	52,5
a	11,6	22,0	33,1	43,5	54,0	65,0	75,0	86,0	96,0
b	17,0	22,3	26,0	20,5	33,0	36,0	38,5	41,0	43,0

pod żądanym kątem elewacji Θ uzyskać jak największy strumień promieniowanej energii. Szczegółowy tok obliczeń znaleźć można w bogatej literaturze [1], [2], [9], [21] i [30].

Anteny projektowane na maksymalny zysk uzyskują bardzo duże rozmiary, np. antena pracująca w pasmie 40 m z zyskiem około 18 dB w kącie elewacji wiązki głównej $\Theta = 15^\circ$ ma wysokość zawieszenia $h = \lambda_0 = 40$ m, kąt rozwarcia $\Phi = 75^\circ$, długość boków $l = 7,4 \lambda_0$, co określa wymiary: długość $a = 600$ m i szerokość $b = 160$ m. Skracając antenę i dobierając odpowiednio h , Φ i l uzyskuje się anteny



Rys. 5.54. Antena rombowa w zastosowaniu do radioastronomii krótkofalowej

o nieco mniejszym zysku lecz o znacznie zmniejszonych rozmiarach. Parametry wypróbowanych anten rombowych na pasma amatorskie zestawiono w tablicy 5.7, zaś na rys. 5.54 pokazano przykład anteny nastawialnej, stosowanej do obserwacji radioastronomicznych.

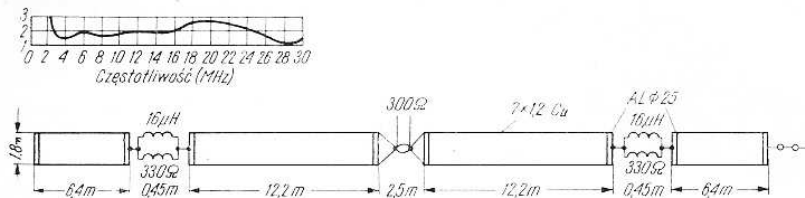
Zwiększenie zysku, przy mniejszych rozmiarach można uzyskać także drogą tworzenia układów anten rombowych. Stosuje się układy kilku anten obok siebie lub położonych odpowiednio jedna nad drugą. Blższe dane są podane w literaturze [2].

5.3.4.

Antena dipolowa z falą bieżącą

Niedawno (1973 r.) dr R. Guertler i G. Collyer w Australii *) opublikowali antenę dipolową z falą bieżącą, która dobrze pracuje w za-

*) Radio Communication RSGB — Londyn 6/74.



Rys. 5.55. Antena dipolowa z falą bieżącą na zakres 2 do 30 MHz

kresie 2,5÷30 MHz przy WFS < 2,6. Antena ta (rys. 5.55) ma rozpiętość 40,6 m i jest zasilana przewodem symetrycznym 300 Ω, lub współosiowym przez transformator aperiodyczny. Antenę tworzą dwa przewody z linki 7×1,2 mm rozpięte w odległości 1,8 m (za pomocą aluminiowych rurek Φ 25 mm). Wartość rezystorów 330 Ω i cewki 16 μH nie są krytyczne. Na temat mocy rezystorów brak danych. Ponieważ są one bocznikowane cewką 16 μH, powinny mieć moc niezbyt dużą.

5.4.

UKŁADY DIPOLI

Dotychczas opisane anteny miały tylko jeden wibrator zasilany bezpośrednio z linii w jednym miejscu. Zmiana sposobu zasilania wcale, lub niewiele wpływa na charakterystykę promieniowania. Zmiana długości wibratora (anteny harmoniczne) pozwala na kształtowanie charakterystyki, ale charakterystyka ta miała liczne listki promieniujące dwukierunkowo.

Anteny rombów należą do takich układów, w których już można świadomie kształtować charakterystykę lecz bez pokrycia kąta pełnego, przy czym wadą są zbyt duże wymiary samej anteny. Zagadnienie formowania charakterystyki można znacznie łatwiej rozwiązać, stosując odpowiednie układy dipoli zasilanych oddzielnie, bezpośrednio lub przez sprzężenie indukcyjne.

5.4.1.

Wiadomości podstawowe

Wobec występujących w literaturze i praktyce amatorskiej różnic w nazewnictwie, oraz ze względu na brak ustalonych polskich odpowiedników wielu określeń podamy na początku niezbędne definicje i określenia. Część z nich pokrywa się z projektem PN-T/01006 z 1970 r., pozostałe stanowią propozycje autorów zgodne zresztą z praktyką polskich i zagranicznych radioamatorów.

5.4.1.1.

Definicje i określenia

Elementem w antenie złożonej przyjęto nazywać dipol o długości bliskiej lub równej $\lambda/2$, rzadziej λ biorący czynny udział

w kształtowaniu rozkładu pola elektromagnetycznego. Rozróżniamy elementy anteny czynne i bierne.

Wibrator jest to element czynny. W antenie nadawczej wibrator jest zasilany energią elektryczną, doprowadzaną linią przesyłową z nadajnika. W antenie odbiorczej wibrator dostarcza energię elektryczną za pomocą linii do odbiornika.

Element bierny jest to element nie przyłączony do linii przesyłowej, w którym jednak płyną prądy i występują napięcia indukowane przez otaczające pole elektromagnetyczne z pobliskiego wibratora lub odległej anteny. Prąd indukowany wytwarza pole własne, które nakłada się na pole pobudzające. Element bierny powinien mieć takie właściwości, aby pole wypadkowe miało żądany przebieg, konieczny do wytworzenia w wibratorze anteny sygnału o możliwie największej mocy.

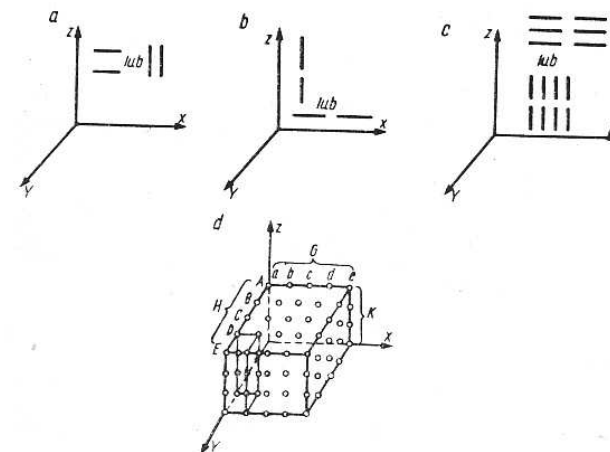
Układem antenowym nazywamy antenę, zbudowaną z szeregu elementów ułożonych w określony sposób. W literaturze spotyka się równorzędne określenia: antena wieloelementowa, antena sztykowa (ang. antenna array, ros. antennaja rieszotka, czes. antenna soustava, niem. Antennenetz).

Układ czynny — układ kilku wibratorów zasilanych prądem w odpowiednio dobranych fazach (ang. driven array, czes. buzena soustava). Przykładem jest, np. Antena ZL-Specjal.

Układ bierny — układ kilku elementów biernych, formujących czoło fali elektromagnetycznej.

Układ fazujący — odcinek linii zasilającej wibrator, którego zadaniem jest wytworzenie odpowiedniego przesunięcia fazowego prądów płynących w wibratorach.

Układ równoległy jest to układ elementów równo odległych, leżących w jednej płaszczyźnie na wspólnej osi poprzecznej jak na rys. 5.56a (ang. parallel array).

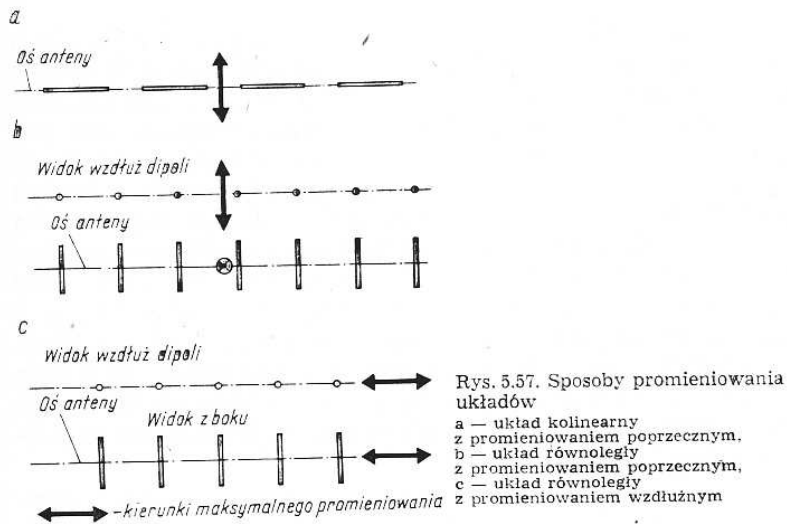


Rys. 5.56. Podstawowe układy antenowe:
a — równoległy,
b — kolinearny,
c — płaski,
d — przestrzenny

Układ kolinearny (współosiowy) jest to układ elementów, leżących w jednej linii na wspólnej osi wzdluznej jak na rys. 5.56a (ang. collinear array-system, niem. Dipolzeile).

Układ płaski powstaje z połączenia układu równoległego i kolinearnego (rys. 5.56c). Układ taki może być rozbudowany w obu kierunkach. Gdy jest zbudowany z dipoli całofalowych jest nazywany anteną ścianową. Większa liczba stojących układów płaskich może tworzyć układ przestrzenny (rys. 5.56d).

Układ poprzeczny (rys. 5.57a,b) — układ poprzeczno kierunkowy — układ elementów kolinearny, równoległy lub płaski wzbudzony w taki sposób współfazowo, że kierunek promieniowania jest prostopadły do płaszczyzny, utworzonej przez te elementy (poprzeczny do anteny), (ang. broad side array, niem. Gruppenantennen, ros. mnogowibratornaja antenna, czes. bocna soustava).



Układ wzdluzny — układ wzdluznokierunkowy — układ, w którym główny kierunek promieniowania jest zgodny z dłuższą osią anteny, jak na rys. 5.57c (antena końcowa, antena kierunkowa, ang. end-fire array-system, niem. Langsstrahler, czes. koncova soustava, ros. wołnowoj kanał).

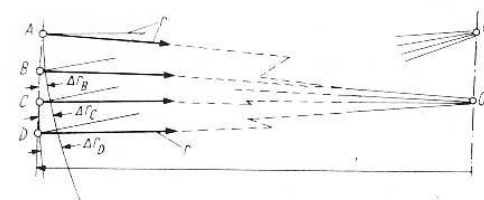
Układ piętrowy — układ dwóch anten samodzielnych ustawianych jedna nad drugą i zasilanych wspólną linią.

5.4.1.2.

Charakterystyka promieniowania

Charakterystykę promieniowania układu dipoli już opisano w p. 2.3.8.3. W rozdziale tym wyjaśnimy właściwości takiego układu metodą bardziej poglądową.

Pole układu antenowego, utworzone ze składowych pól poszczególnych elementów anteny, zależy od położenia punktu obserwacji w stosunku do układu, budowy układu, oraz wartości prądów i faz w poszczególnych elementach. Wyjaśnia to rys. 5.58. Przyjmijmy, że A, B, C, D oznaczają anteny proste, np. dipole półfalowe na tyle od siebie odległe, że występujące między nimi sprzężenia są do pominięcia.

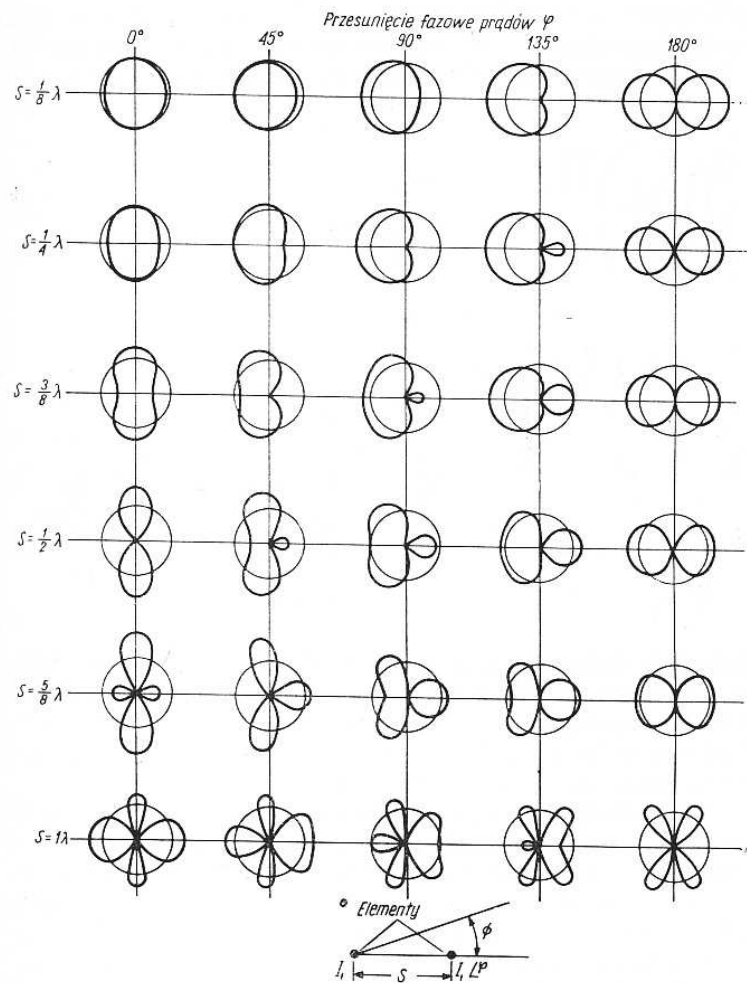


Rys. 5.58. Cztery anteny w odległości r od punktu 0

Każda z tych anten z prądem wytwarza w odległym o r punkcie 0 pole o natężeniu E . Cztery takie anteny zasilane prądem w zgodnej fazie wytworzą w 0 natężenie pola równe $4E$. Ponieważ moc odbierana w punkcie 0 jest proporcjonalna do kwadratu natężenia pola (E^2) względna moc odbierana w punkcie 0 będzie 16-krotnie większa niż przy jednym dipolu. Ponieważ równocześnie założono, że w każdym dipolu płynie ten sam prąd dostarczając mocy P , moc doprowadzona do 0 od czterech dipoli wyniesie $4P$. Zysk mocy określony stosunkiem przyrostu mocy w punkcie odbioru (16) do przyrostu mocy dostarczanej do układu dipoli (4) w rozpatrywanym przypadku wyniesie $16 : 4 = 4$ (6 dB). W innym punkcie, np. O' (rys. 5.58) odległości od poszczególnych dipoli wynoszą $r + \Delta r$, a więc fale od poszczególnych dipoli będą docierały w różnej fazie. Wypadkowe pole będzie sumą wektorową pól wywołanych poszczególnymi falami i zmienia się w zależności od położenia punktu 0 w przedziale od 0 do $4E$.

W ogólnym przypadku charakterystyka promieniowania układu dwóch równoległych dipoli zależy od wzajemnej ich odległości S , amplitudy I i przesunięcia fazowego φ prądów płynących w tych dipolach. Sposób wywołania przepływu prądu nie ma znaczenia. Oba dipole mogą być zasilane odpowiednią linią zasilającą lub linia może zasilać tylko jeden z nich, nazywany dipolem czynnym. W drugim dipolu nazywanym biernym, znajdującym się w strefie bliskiej dipola pierwszego, indukuje się siła elektromotoryczna powodująca przepływ prądu (patrz także 2.1.5.1). Amplituda tego prądu jest mniejsza niż w dipolu czynnym, a faza zależy od jego skrócenia, względnie wydłużenia w stosunku do $\lambda/2$. Jeśli przyjąć tę samą wartość prądu w obu dipolach o tej samej długości, to wpływ zmiany rozstawienia S dipoli, oraz przesunięcia fazowego prądów można zaobserwować na rys. 5.59. Okręgi przedstawiają natężenie pola przy doprowadzaniu tej samej mocy tylko do jednego dipola. Przy odległości S rosnącej od $1/8\lambda$ do

$3/8\lambda$ i kącie fazowym $\varphi = 0$ (wzbudzenie synfazowe) początkowo dokólna charakterystyka zmienia się na dwukierunkową poprzeczną, tworząc tzw. antenę poprzecznokierunkową. Przy zachowaniu odległości $S = 1/8\lambda$, a zmianie przesunięcia kąta φ do 180° uzyskuje się



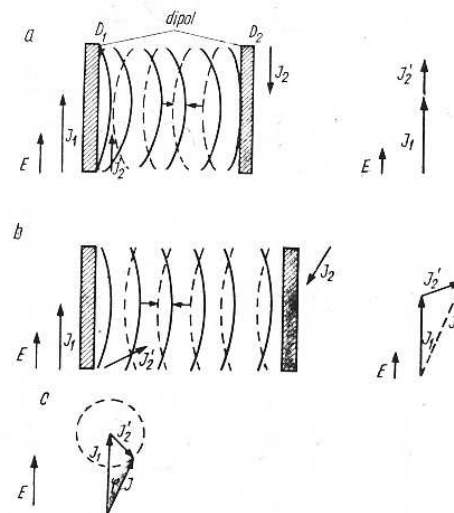
Rys. 5.59. Charakterystyki w płaszczyźnie poziomej dwóch pionowych dipoli jednakowej długości i z jednakowymi prądami przesuniętymi w fazie o kąt φ dla różnych odległości S obu dipoli

początkowo charakterystykę jednokierunkową szerokokątną ($\varphi = 120^\circ$) a następnie dwukierunkową wzdłużną ($\varphi = 180^\circ$). Antenę taką nazywamy wzdłużnokierunkową. W pozostałych przypadkach otrzymuje się charakterystyki bardziej złożone.

5.4.1.3.

Wzajemne oddziaływanie elementów

Założmy, że w strefie bliskiej dipola D_1 znajduje się dipol D_2 (rys. 5.60). Dipol D_1 jest zasilany energią w.c.z. i płynie w nim prąd pierwotny I_1 . Wytworzone przez ten prąd pole elektromagnetyczne indukuje w dipolu D_2 siłę elektromotoryczną V , która wywołuje w nim prąd I_2 . Płynący prąd I_2 wytwarza własne pole, które docierając do dipola D_1 wywołuje w nim prąd wtórny I'_2 . Indukowane prądy I_2 i I'_2



Rys. 5.60. Oddziaływanie dipoli D_1 i D_2 na siebie
 a — wektory prądu pierwotnego I_1 i I'_2 dodają się ze zgodną fazą,
 b — odsunięcie dipola D_2 powoduje zmianę fazy i spadek amplitudy I_2 ,
 c — koniec wypadkowego wektora I , przy zmianie odległości między dipolami, kreśli w pierwszym przybliżeniu koło

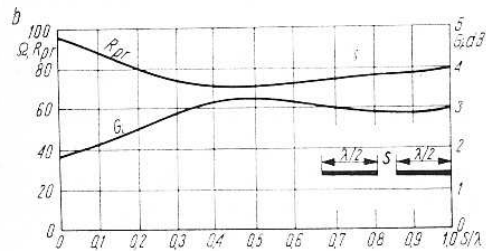
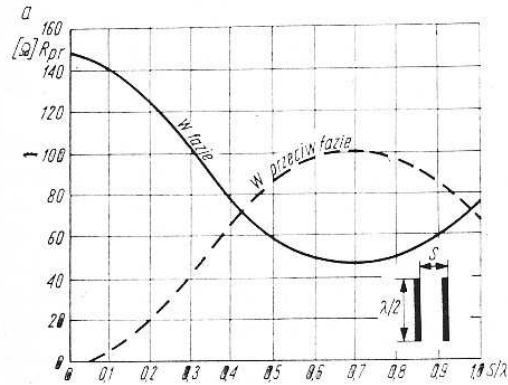
są kilkakrotnie słabsze od prądów je wywołujących I_1 i I_2 i są przesunięte w stosunku do nich w fazie w zależności od odległości S dipoli i długości falowej dipola D_2 . Indukowany w dipolu D_1 prąd wtórny I'_2 może być w stosunku do prądu I_1 w fazie zgodnej, przeciwnej lub z dowolnym opóźnieniem.

Wypadkowy prąd, będący sumą geometryczną, może być większy, równy lub mniejszy od prądu pierwotnego. Wzrost prądu jest równoznaczny z obniżeniem impedancji a malenie prądu ze wzrostem impedancji wejściowej dipola D_1 . Jeśli I_1 i I'_2 nie są w fazie pojawia się dodatkowe przesunięcie fazowe, zmieniające reaktancję wejściową dipola. Jest to równoznaczne ze zmianą częstotliwości rezonansowej dipola D_1 pod wpływem obecności dipola D_2 . W opisach teoretycznych tych zjawisk stosuje się pojęcie impedancji wzajemnej dipoli [1], [2]. Jest to parametr określający stopień sprzężenia obu dipoli, a więc także wartości względne prądu I_2 i I'_2 i ich fazy. Amplituda wypadkowego pola dwóch dipoli jest tym większa im płyną w nich większe prądy.

Obliczenie impedancji wzajemnej jest zadaniem trudnym i realizowanym dla wybranych przypadków. Dla dwóch takich przypad-

ków podano wykresy na rys. 5.61. Wykresy te nie podają wartości impedancji wzajemnej lecz jej skuteczne oddziaływanie, tj. zmiany rezystancji promieniowania dipoli półfalowych w zależności od ich wzajemnej odległości S .

Z wykresu na rys. 5.61a wynika, że rezystancja wejściowa dipola półfalowego, zasilanego w połowie długości, w obecności drugiego równoległego dipola odległego o S/λ o tej samej długości i tak samo zasilanego bardzo zależy od względnej odległości obu dipoli S/λ i fazy płynących prądów. Przy synfazowym zasilaniu i ścisłym zbliżeniu obu



Rys. 5.61: Wpływ odległości S dipoli półfalowych na rezystancję promieniowania
a — układ dipoli równoległych, b — układ kolinearny

dipoli rezystancja wejściowa osiąga wartość 150 Ω . Przy oddaleniu $S/\lambda = 0,45$ uzyskuje się wartość około 75 Ω , a więc jak dla pojedynczego dipola w wolnej przestrzeni. Przy dalszym rozsuwaniu rezystancja wejściowa maleje do 45 Ω by przy $S/\lambda = 1$ powrócić ponownie do 75 Ω . Przy zasilaniu przeciwfazowym i zbliżaniu dipoli występuje stan zwarcia ($R_A = 0$). W miarę oddalania rezystancja rośnie do około 100 Ω przy $S/\lambda = 0,6 \div 0,75$, a następnie maleje ponownie do 70 Ω przy $S/\lambda = 1$. Małym wartościom rezystancji odpowiadają większe wartości prądu wypadkowego i tym samym większemu zyskowi układu anteny. W układzie synfazowym występuje to przy $S/\lambda = 0,6 \div 0,8$, a w przeciwfazowym przy $S = 1/8\lambda$.

W układzie kolinearnym (rys. 5.61b) przy zasilaniu synfazowym rezystancja promieniowania niewiele zmienia się przy zmianie odstepu S między antenami, a zysk układu G jest prawie stały i wynosi około 3 dB. Przy zasilaniu przeciwfazowym układ zamienia się w dipol całofazowy opisany w rozdziale 2.3. Zysk takiego układu wynosi także około 3 dB lecz charakterystyka ma odmienny obraz.

5.4.1.4.

Układy antenowe czynne

W ogólnym przypadku układ antenowy ma postać przestrzenną (rys. 5.56d). Tworzą go indywidualnie zasilane wibratory rozłożone regularnie w płaszczyznach A, B, C, D Liczbę wibratorów określa iloczyn $H \times G \times K$. W antenach UKF iloczyn ten może osiągać wartość ok. 100, a w antenach KF, ze względu na rozmiary układu, iloczyn ten nie przekracza 8.

Układ przestrzenny jest korzystny przy kształtowaniu charakterystyki. Uzyskuje się to doбором odpowiednich amplitud i faz prądów w poszczególnych wibratorach. Zmianę amplitudy prądu w określonym wibratorze uzyskuje się zmianą napięcia doprowadzonego do linii zasilającej ten wibrator. Zmiany fazy dokonuje się przez zmianę fazy napięcia, zmianę długości linii lub zmianę długości wibratora. Pierwszy i drugi sposób, technicznie skomplikowany i drogi, umożliwia płynną zmianę fazy. Poszczególne wibratory prócz pola własnego znajdują się w polu bliskim sąsiednich wibratorów. Jest to przyczyną wystąpienia dodatkowego przesunięcia kąta fazowego φ (rys. 5.60c), które należy kompensować. Jest ono, w wyniku różnych impedancji wzajemnych, różne dla różnych wibratorów.

Każdy tego rodzaju układ antenowy należy zatem indywidualnie projektować, przy czym obliczenia są zwykle skomplikowane i wymagające stosowania maszyn cyfrowych. Układy przestrzenne umożliwiają otrzymywanie charakterystyk różnych postaci, jak np. ostrej wiązki szpilkowej, wiązki płetwowej, wiązki lejkowej (powierzchnia stożka), układu kilku wiązek itd. Płynna zmiana prądu i fazy pozwala na płynne przemieszczanie wiązki w azymucie i elewacji. Jest to wykorzystywane w urządzeniach radionawigacyjnych i radarach.

Ograniczając układ przestrzenny do jednej płaszczyzny otrzymuje się tzw. antenę ścianową. Jej charakterystyka promieniowania zależy także od prądów i faz w poszczególnych wibratorach. Przy długości wibratorów $S = \lambda/2$ i synfazowym zasilaniu otrzymuje się charakterystykę podobną do pokazanej na rys. 5.59. Im więcej elementów występuje w antenie, tym wiązka główna może być węższa. Z rys. 5.59 dla innych przypadków można zauważyć, że podobne charakterystyki uzyskuje się przy różnych odległościach S .

O zysku anteny, a więc jej kierunkowości nie decyduje liczba wibratorów lecz powierzchnia anteny, zwana aperturą fizyczną. Apertura anteny jest dokładniej omówiona w rozdziale 2.3.5. Apertura

anteny może być tworzona różną liczbą dipoli. Istotny jest dobór optymalnego ich rozkładu i zależności fazowych tak, aby apertura fizyczna była jak najlepiej wykorzystana.

Zmniejszanie liczby wibratorów w efekcie kończy się układem równoległym lub kolinearnym, o czym mówiono już na wstępie poprzedniego rozdziału (5.4.1). Także i w tych prostych już układach obowiązuje zasada doboru właściwej fazy. Ponieważ i w tym przypadku nie jest to łatwe do przeliczenia, przy braku łatwo dostępnych metod kontroli prawidłowości fazowania, często amatorzy i w tych prostych stosunkowo antenach uzyskują wyniki gorsze niż są oczekiwane. Chcąc pokazać i wyjaśnić niektóre problemy i sposoby fazowania, omówimy najbardziej znane układy antenowe złożone z elementów czynnych.

5.4.2.

Układy kolinearne

Układy kolinearne są zawsze wzbudzone w zgodnej fazie. Największy zysk zgodnie z wykresem na rys. 5.61b uzyskuje się przy odległości dipoli $S = 0,3 \div 0,5\lambda$. W praktyce przy tych odległościach trudno jest wykonać układy zasilająco-fazujące. Dlatego przyjmuje się zazwyczaj odległość S wynikającą z długości izolatora łączącego dipole. Poszczególne wibratory są połączone ze sobą odcinkami symetrycznej linii $\lambda/4$ zwartej, zapewniającej przesunięcie 180° . Zysk zależy od liczby kolinearnych wibratorów półfalowych (tablica 5.8).

Tablica 5.8

ZYSK ANTENY KOLINEARNEJ

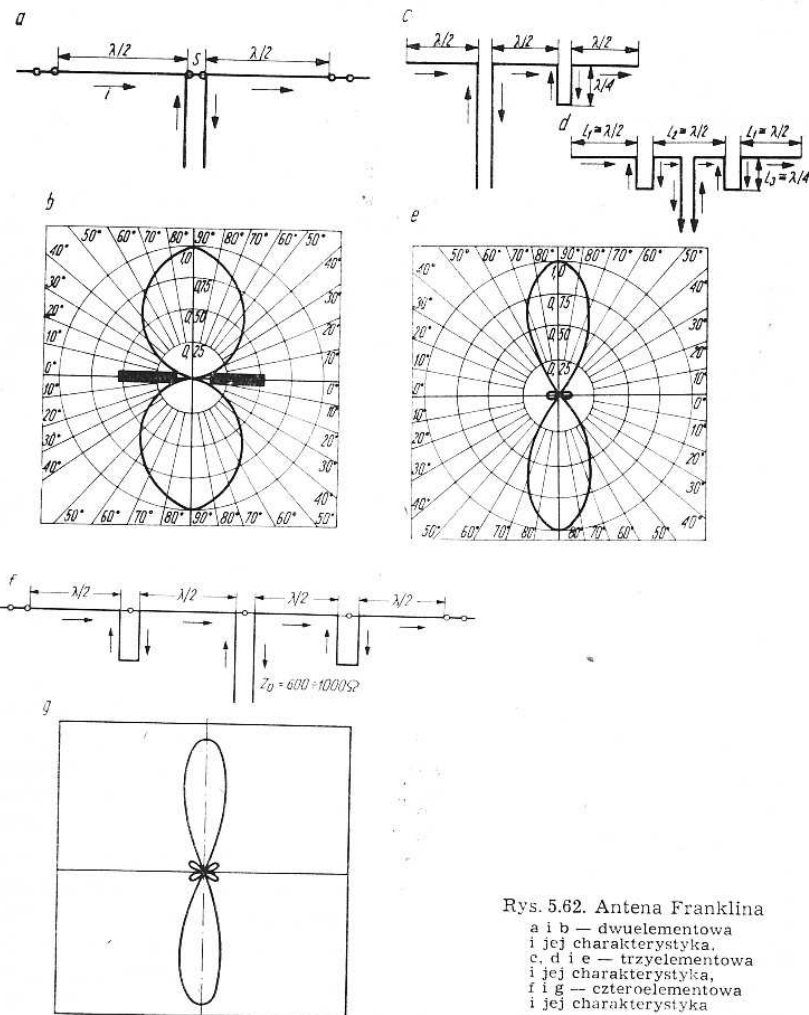
Liczba dipoli	1	2	3	4	5	6	7	8
Zysk do dipola dB	0	1,8	3,2	4,5	5,4	6,2	6,9	7,5

Główna wiązka promieniowania tworzy rodzaj dysku, leżącego w płaszczyźnie prostopadłej do osi wzdłużnej anteny (płaszczyzna równikowa). Im antena ma więcej elementów n tym wiązka główna jest węższa. Przy $n > 2$ pojawiają się niewielkie listki boczne. W płaszczyźnie równikowej charakterystyka jest kołowa (niezależnie od liczby elementów). Przy pionowym ustawieniu takiej anteny, promieniuje ona dookólnie. Przy pominięciu wpływu ziemi, oś wiązki głównej ma kąt elewacji $\theta = 0$. Przy uwzględnianiu wpływu ziemi przyjmuje się wysokość środka układu antenowego jako wysokość anteny i stosuje się wykresy jak dla anteny półfalowej (rys. 2.79). Podobnie przy poziomym położeniu anteny kolinearnej przekrój pionowy jej charakterystyki,

z uwzględnieniem wpływu ziemi jest taki, jak dipola półfalowego (rys. 2.76).

Najprostszym układem kolinearnym jest antena Franklina złożona z dwóch wibratorów $\lambda/2$, zasilana na końcach (rys. 5.62). Impedancja wejściowa zależy od smukłości $\frac{d}{\lambda}$, gdzie d jest średnicą przewodu anteny, oraz od wysokości zawieszenia nad ziemią. Wynosi ona $1000 \div 3000 \Omega$. Antena powinna być więc zasilana linią rezonansową transformującą na impedancję mniejszą, np. 300Ω .

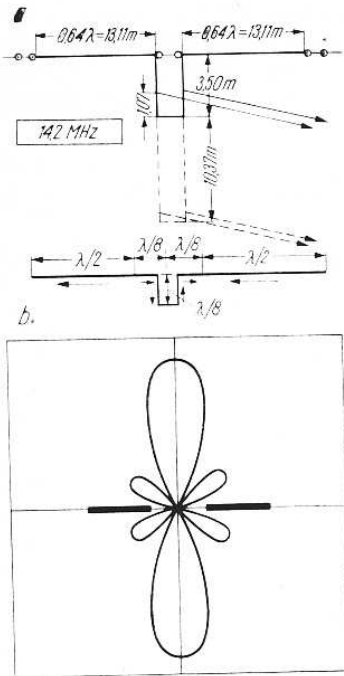
Dodając do końca dipola dalsze odcinki półfalowe, zasilane przez odcinki zwarte $\lambda/4$ (rys. 5.62c, d), otrzymuje się większy zysk



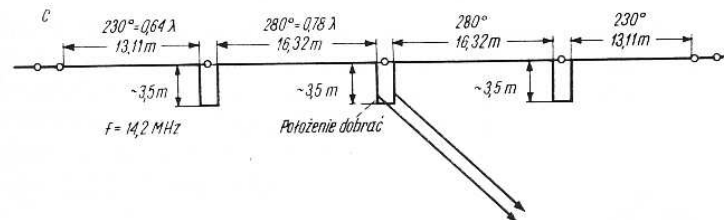
Rys. 5.62. Antena Franklina
a i b — dwuelementowa i jej charakterystyka.
c, d i e — trzelementowa i jej charakterystyka.
f i g — czterelementowa i jej charakterystyka

(tablica 5.8). Gdyby na linii kolinearnej pominąć stroiki zmieniające fazę np. łącząc bezpośrednio ze sobą końce wibratorów, otrzyma się antenę typu LW.

Przy trójelementowej antenie kolinearnej istnieją dwa sposoby jej zasilania: napięciowy (rys. c) i prądowy (rys. d). Główna wiązka anteny 3-elementowej jest już znacznie węższa niż półfalowej (rys. 5.62e). Jeszcze węższą charakterystykę ma antena 4-elementowa. Dalsze wydużanie anteny daje już mniejszy przyrost zysku. W antenach zasilanych napięciowo (rys. 5.62c, f) przy wzroście liczby wibratorów rezystancja wejściowa maleje od 3000 Ω do około 1000 Ω , co pozwala na zasilanie linią symetryczną 600 Ω . Przy zasilaniu prądem (rys. 5.62d) rezystancje promieniowania dodają się, dając przy trzech dipolach war-



Rys. 5.63. Rozciągnięty Zeppelin
a — budowa w wersji 2-elementowej dla pasma 14,2 MHz, b — charakterystyka promieniowania, c — wersja 4-elementowa dla pasma 14,2 MHz



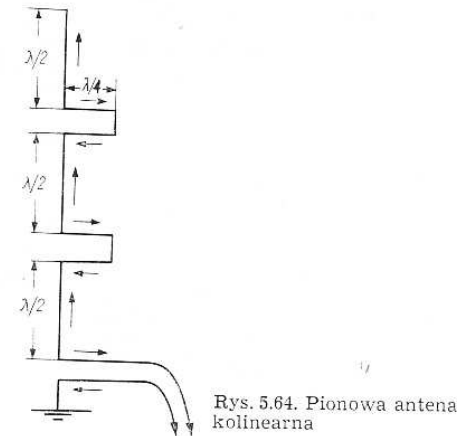
tość rezystancji wejściowej ok. 300 Ω . Pozwala to więc na zasilanie przewodem symetrycznym.

Długość wibratorów wynosi $l = 0,485\lambda$, stroików wykonanych linią symetryczną powietrzną $l_s = 0,242\lambda$, zaś wykonanych przewodem symetrycznym (taśmowym) $l_s = 0,205\lambda$. Stroikiem może być także odcinek linii współosiowy i wtedy $l_s = 0,165\lambda$.

Zgodnie z wyżej podanymi uwagami, rozsuniecie wibratorów na odległość 0,25 λ powiększa dodatkowo zysk. Otrzymujemy to przez odgięcie połowy stroika w obie strony i odsunięcie wibratorów. Prądy w obu odcinkach $\lambda/8$ są przeciwne do prądów w dipolach półfalowych a ich wartość jest mała. Antena taka o długości $5/4\lambda$, nazywana także „rozciągnięty Zeppelin”, ma zysk ok. 3 dB w stosunku do dipola $\lambda/2$, a więc odpowiada antenie kolinearnej 3-dipolowej.

Na podobnej zasadzie można zbudować antenę czteroelementową (rys. 5.63c) o zysku 7 dB. W antenie tej dwa środkowe wibratory przedłużone są do długości fazowej 280°, wibratory skrajne tylko jednostronnie do długości fazowej 230° (0,64 λ). Daje to odstęp S większy od 0,25 λ .

W celu dopasowania linii zasilającej należy znaleźć odpowiedni punkt na zwartej części stroika. Antenę tę można zasilac także i na zwartej części stroika bocznego.



Rys. 5.64. Pionowa antena kolinearna

Ustawiając pionowo antenę kolinearną uzyskuje się antenę dookólną o znacznym zysku (rys. 5.64). Wykonując stroiki ćwierćfalowe przewodem współosiowym można go ściśle połączyć z odpowiednią częścią wibratora, uzyskując antenę o zwartej budowie. Przy wibratorach z rurki, stroiki współosiowe można po prostu włożyć do tej rurki.

Na zakończenie warto wrócić do opisu anteny W3DZZ, która w wyższych pasmach także zbliża się do układu kolinearnego.

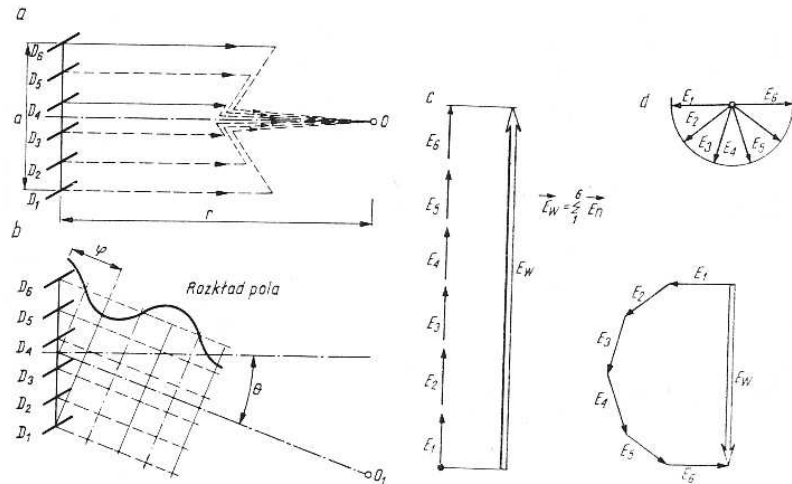
5.4.3.

Układ równoległy poprzecznokierunkowy

W układzie równoległym, w celu uzyskania promieniowania w kierunku poprzecznym, poszczególne elementy muszą być zasilane w zgodnej fazie.

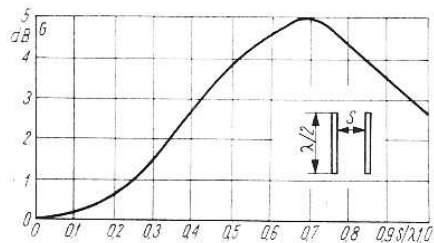
W odległym o r punkcie O , leżącym na prostej, przechodzącej przez oś symetrii anteny natężenia pól od wszystkich elementów anteny byłyby w fazie, gdyby wszystkie wibratory leżały na obwodzie koła o promieniu r (rys. 5.65a). Ponieważ zwykle elementy anteny leżą na wspólnej płaszczyźnie, dodawanie się pól z dostatecznie zgodną fazą występuje wówczas, gdy wymiary liniowe anteny są bardzo małe wobec odległości r .

Na kierunkach odbiegających od osi głównej natężenie pola jest mniejsze, gdyż zmieniają się fazy pól składowych. Pokazano to na rys. 5.65b dobranym tak, że do punktu O_1 sygnały od dipoli docierają w umownej chwili, odpowiednio od dipola D_1 w fazie 270° , od dipola



Rys. 5.65. Promieniowanie anteny ściennej

a — w punkcie O fale dochodzą w fazie zgodnej ($a \ll r$), b — w punkcie O_1 fale docierają z różnymi fazami, c i d — metoda graficznego dodawania pól (wektorów)



Rys. 5.66. Zysk anteny 2-dipolowej półfalowej w zależności od rozstawienia S

D_2 — 234° , D_3 — 198° , D_4 — 162° , D_5 — 126° , D_6 — 90° . Zauważmy, że dipol D_6 wywołuje w punkcie O_1 pole przeciwne do pola wywołanego dipolem D_1 . Podobnie częściowo znoszą się pola D_5 i D_2 .

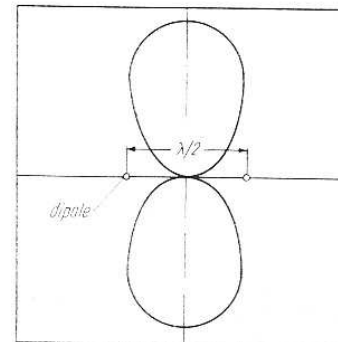
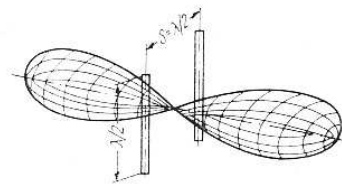
Wśród licznych metod wyznaczania pola wypadkowego można amatorom polecić metodę graficzną. W punkcie O wektor wypadkowy \vec{E}_w jest sumą wektorów $\vec{E}_1 \div \vec{E}_6$ (rys. 5.65c). W punkcie O_1 otrzymuje się pole wypadkowe dodając wektory $\vec{E}_1 \div \vec{E}_6$ narysowane z uwzględnieniem ich faz jakie w danej chwili mają w punkcie O_1 (rys. 5.65d). Wartość kąta φ przesunięcia fazy poszczególnych składowych można obliczyć posługując się prostymi zależnościami trygonometrycznymi dla kąta θ i odległości dipola od osi anteny lub odległości od dipola odniesienia, np. D_1 . Metoda ta może uwzględnić wpływ różnych wartości prądu w poszczególnych dipolach, nadając długość wektorom $\vec{E}_1 \div \vec{E}_6$ proporcjonalną do wartości prądów w odpowiadających im dipolach $D_1 \div D_6$.

Zysk maksymalny układu równoległego poprzecznokierunkowego zależy od odległości między elementami i ich liczby, a więc od

Tablica 5.9

ZYSK ANTENY RÓWNOLEGŁEJ POPRZECZNIKIERUNKOWEJ

Liczba elementów		2	3	4	5	6
Zysk w dB	odległość $S = 0,5$	4	5	6	7	8
	$S = 0,7$	5	7	8,5	10	11



Rys. 5.67. Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie równikowej dwóch dipoli z rozstawieniem $S = \lambda/2$

apertury anteny. Wpływ odległości S na zysk anteny pokazano wykresnie na rys. 5.66. Największy zysk dla dwóch dipoli występuje przy $S = 0,7$. Tablica 5.9 podaje zyski dla innej liczby elementów.

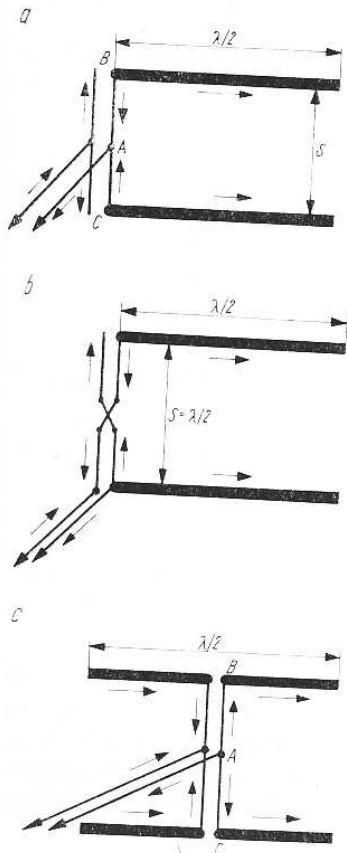
Charakterystyka kierunkowa anteny 2-elementowej z rozstawieniem $S = \lambda/2$ zawiera tylko dwie wiązki główne (rys. 5.67). Przy S rosnącym ponad $\lambda/2$ pojawiają się listki boczne o poziomie także rosnącym.

5.4.3.1.

Układy dwuelementowe

Ze względu na rozmiary, najpopularniejsze na krótkich falach są układy 2-elementowe, mogące dać zysk do +4,7 dB. Zasilanie układu może być realizowane różnie. Trzy rozwiązania pokazano na rys. 5.68.

W pierwszym z nich (a) linia zasilająca jest dołączona do połowy linii fazującej co wywołuje wzbudzenie wibratorów w zgodnej fazie. Długość linii fazującej nie ma znaczenia, należy tylko przestrze-

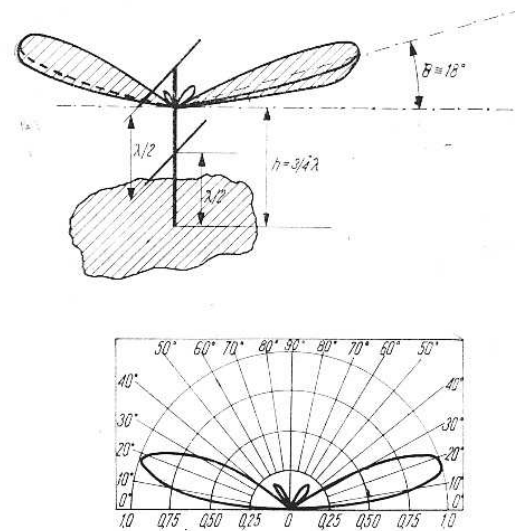


Rys. 5.68. Różne sposoby zasilania dipoli
a — napięciowy symetryczny, b — napięciowy asymetryczny, c — prądowy

gać, aby oba odcinki były identyczne. Umożliwia to dobranie optymalnego rozstawu dipoli. Zasilany dipol końcowo ma dużą rezystancję wejściową około $1000 \div 3000 \Omega$. Jeśli długość linii fazującej o impedancji $Z_0 = 600 \Omega$ wynosi $2 \times \lambda/4$, występuje transformacja impedancji i w punkcie przyłączenia $R_{A,A} = 100 \Omega$.

Układ (b) jest mniej praktyczny. Jego impedancja wejściowa jest duża — około połowy impedancji wejściowej jednego dipola, co stanowi około 1000Ω . Umożliwia to zasilanie linią dwużyłową o powiększonej impedancji, dzięki zwiększeniu odległości między przewodami lub przez zmniejszenie średnicy żył. Odcinek fazujący jest skrzyżowany, przy czym powinien on być wykonany linią powietrzną, co ułatwia utrzymanie odstepu $S = 0,5\lambda$. W obu przypadkach linia zasilająca obciążona jest asymetrycznie. Jest to źródłem promieniowania z tej linii nakładającego się na pole wytworzone przez właściwą antenę.

Najkorzystniejszy jest układ (c), choć jest konstrukcyjnie złożony. Wymaga on rozcinania dipoli i rozdzielania ich izolatorami w miejscu, w którym dodatkowy ich ciężar łącznie z linią fazującą i zasilającą zwiększa zwis anteny. Podobnie jak w układzie (a) rozstawienie może być dowolne. Ważne natomiast jest zachowanie równości odcinków, tj. $AB = AC$. Należy pamiętać o transformujących właści-



Rys. 5.69. Charakterystyka promieniowania dwóch dipoli nad realną ziemią

wościach odcinków linii fazującej. Rezystancja wejściowa dipoli jest około 60Ω . Jeśli linia fazująca ma długość $2 \times \lambda/4$ i impedancję fazową 190Ω to transformuje ona rezystancję do wartości 600Ω w punkcie A. Ponieważ w miejscu tym są dołączone równoległe dwie linie fazujące, rezystancja wejściowa R_A wyniesie 300Ω . Pozwala to na zasilanie popularnym przewodem symetrycznym (taśmowym) TV.

Układy z rys. 5.68 mogą być ustawione poziomo lub pionowo. Przy pionowym ustawieniu dipoli otrzymuje się charakterystykę w płaszczyźnie poziomej (rys. 5.67). Przy układzie poziomym wpływ ziemi wywołuje podniesienie listka głównego o kąt θ , zależny od wysokości h środka anteny. Przy $h = 3/4\lambda$ i $S = \lambda/2$ charakterystyka w płaszczyźnie pionowej ma kształt przedstawiony na rys. 5.69.

5.4.3.2.

Układy wieloelementowe

Układy trój- i czteroelementowe spotyka się najczęściej w ustawieniu pionowym. Poziome ustawienie wymaga trudnych czasem do zrealizowania wysokości anteny.

Istnieje i tu kilka sposobów zasilania przedstawionych na rys. 5.70. W układzie z rys. (a) dipole są zasilane w strzałce napięcia (napięciowo). Jeśli linia fazująca ma $2 \times \lambda/2$, a więc nie transformuje rezystancji, to w punkcie zasilania B rezystancja wejściowa jest trzykrotnie mniejsza od rezystancji wejściowej każdego dipola, czyli może osiągać wartość 600Ω . Umożliwia to zasilanie linią 600Ω . Linię zasilającą można doprowadzić do punktu A , B lub C . Najrównomierniejszy jednak rozkład prądów uzyskuje się przy symetrycznym zasilaniu tj. w punkcie B .

Przy rozstawieniu dipoli większym od półfali, odcinki fazujące mają długość λ (rys. b).

Przy rozstawieniu dipoli większym od półfali, odcinki fazujące mają długość λ (rys. b).

Układ czteroelementowy może być dwojako zasilany. W wersji (c) rezystancje dipoli R_B i R_C są równoległe, transformowane ćwierćfalowym odcinkiem do punktu A , gdzie dodają się równoległe rezystancje przetransformowane dipoli R_D i R_E . W punkcie A można uzyskać rezystancję wejściową $R_{AA} = 200 \div 300 \Omega$ co pozwala zasilać linią symetryczną (taśmową).

W wersji (d) małe rezystancje wejściowe dipoli, także łączone równoległe, są transformowane do punktu A na większe rezystancje. Od impedancji falowej obu odcinków ćwierćfalowych BA i DA zależy stopień transformacji i R_{AA} może wynosić $200 \div 600 \Omega$. W antenach czteroelementowych można także dobierać $d > \lambda/2$ i zastosować linie fazujące całofalowe. Wersja z rys. 5.70d może być także wykorzystana w antenach 3- i 5-elementowych.

5.4.3.3.

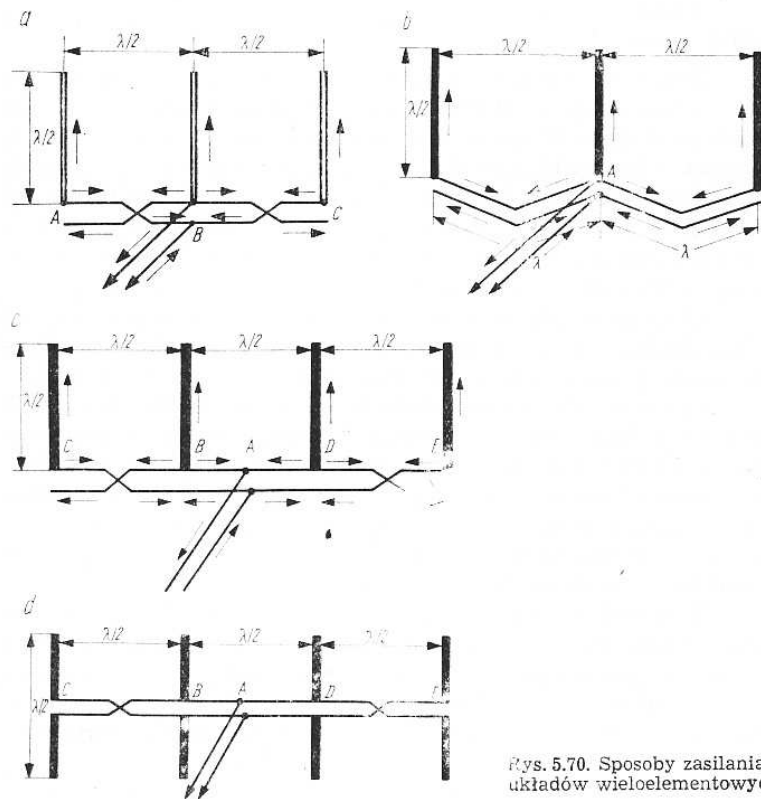
Antena „Leżące H”

Połączenie układów kolinearnych i równoległych wpływa na dalsze zwiększenie zysku. Wśród układów mieszanych najpopularniejszą jest antena „Leżące H” żartobliwie nazywana Lazy H, Faule Heinrich, co oznacza — leniwy Henryk. Składa się ona z elementów równoległych i kolinearnych, tworzących układ pokazany na rys. 5.71. Skrzyżowana linia fazująca umożliwia synfazową pracę dipoli. Impedancja wejściowa w punktach XX jest duża co przy dopasowaniu do dowolnej linii zasilającej wymaga stosowania transformatora ćwierćfalowego.

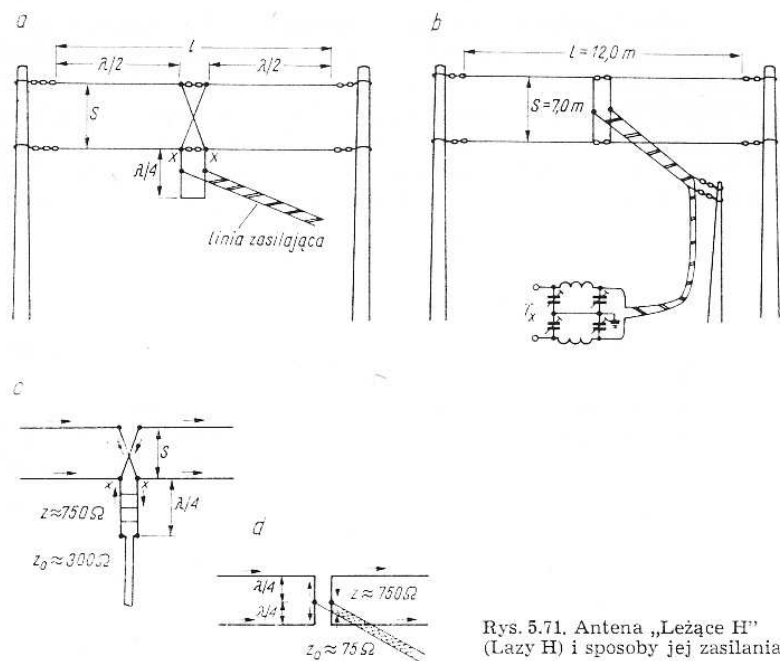
Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie poziomej odpowiada dipolowi całofalowemu. Antena jest dwukierunkowa, a główny kierunek promieniowania jest prostopadły do płaszczyzny anteny. Kąt rozwarcia wiązki wynosi około 60° . Pionowe ustawienie dwóch równoległych dipoli wpływa na zawężenie listka głównego w płaszczyźnie pionowej. Efektem tego jest mniejszy wpływ ziemi na antenę. Niemniej jednak wysokość anteny wpływa na kąt elewacji θ listka głównego, a tym samym na właściwości DX-owe anteny (rys. 5.69). Antenę montuje się jak najwyżej nad ziemią, przy czym wysokość dolnych dipoli nad ziemią powinna być co najmniej około $\lambda/2$.

Teoretyczny zysk anteny przy rozstawieniu $S = \lambda/2$ wynosi $5,6 \text{ dB}$ i rośnie wraz z odległością (tablica 5.10). Zmniejszenie przekroju wiązki głównej uzyskano przez spłaszczenie jej w płaszczyźnie pionowej przy zachowaniu szerokości wiązki w płaszczyźnie poziomej ok. 60° . Wobec dwukierunkowości anteny pozwala to na pokrycie $1/3$ widnokregu.

Przy odległości poszczególnych „pięter” $S = \lambda/2$ linia fazująca



Rys. 5.70. Sposoby zasilania układów wieloelementowych



Rys. 5.71. Antena „Leżące H” (Lazzy H) i sposoby jej zasilania

na skutek mniejszej prędkości fali w linii jest za długa i występuje różnica faz w dipolach. Wprowadza to podniesienie charakterystyki (patrz rys. 5.59) i pogorszenie warunków łączności DX-owych. Przy dobrej linii fazujących należy więc uwzględnić współczynnik skrócenia $K = 0,95 \div 0,97$. Przy odległościach $S > \lambda/2$ linie fazujące muszą być odcinkami półfalowymi. Lepsze warunki uzyskuje się przy zasilaniu symetrycznym (rys. 5.70b). Wymaga to stosowania linii zasilającej rezonansowej lub dokonania transformacji rezystancji przez linie fazujące. Zagadnienie to opisywano już w poprzednim rozdziale. Na rys. 5.71c i d podano przykłady takich dopasowań.

Tablica 5.10

WYMIARY ANTENY „LEŻĄCE H” (RYS. 5.71)

Pasma [MHz]	Długość l [m]	Rozstawienie w [m]		
		$3/8\lambda$	$1/2\lambda$	$3/4\lambda$
14	20,60	7,95	10,50	15,90
21	13,00	5,33	7,10	10,70
28	10,25	4,00	5,30	7,95
Zysk teoret.		4,3 dB	5,6 dB	6,3 dB

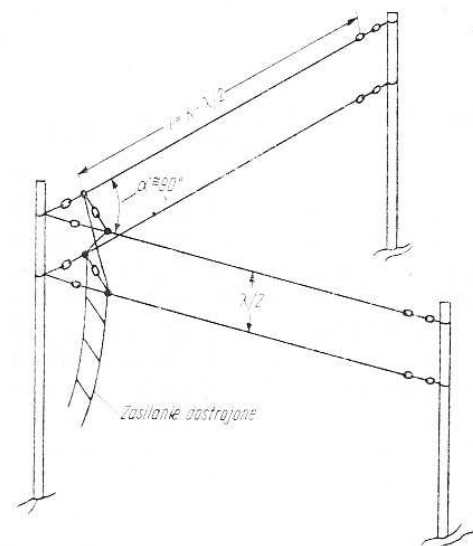
Antena „Leżące H” jest przystosowana do pracy w jednym pasmie. Przy kompromisowych wymiarach, np. jak na rys. 5.71b, może ona pracować w pasmach 14, 21 i 28 MHz. W tym przypadku zasilanie realizuje się tylko linią rezonansową z nadajnika (umożliwiającego odpowiednie dopasowanie). Linia zasilająca powinna być pozioma na długości co najmniej $\lambda/2$. Wymaga to użycia dodatkowego słupa. Charakterystyka promieniowania takiej kompromisowej anteny zależy od pasma i różni się od opisanych poprzednio.

5.4.3.4.

Piętrowa antena V

Antena ta jest pochodną anteny „Leżące H” i anteny V opisanej w rozdziale 5.2.6.

Zagięcie ramion pod kątem 90° (rys. 5.72) prowadzi do nałożenia się charakterystyk obu ramion, dzięki czemu charakterystyka wypadkowa jest dookólna. Spiętrzenie nad sobą dwóch dipoli wpływa na



Rys. 5.72. Antena piętrowa V

korzystne zawężenie charakterystyki w kierunku pionowym z czym wiąże się zysk około 3 dB. Pozostałe cechy tej anteny są takie jak opisanych poprzednio anten „Leżące H” i V (rozdział 5.2.6.4).

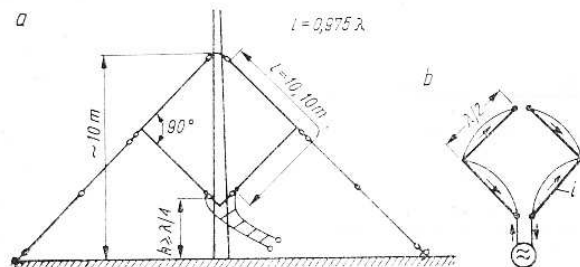
5.4.3.5.

Antena kwadratowa

Antena ta występuje często pod nazwą Bisquare. Powstaje ona drogą uproszczenia konstrukcyjnego anteny „Leżące H”, polegającego na zbliżeniu iłączeniu końców dipoli (rys. 5.73). Można tak postąpić, ponieważ końce te mają jednakowe potencjały.

Antena kwadratowa może być także rozpatrywana jako odmiana anteny Cubical Quad, anteny „odwrócone V” czy też dipola pętlowego całofalowego lub anteny rombowej.

Mniejsza apertura anteny kwadratowej niż „Leżące H” jest przyczyną mniejszego o 4 dB zysku. Jedyną zaletą tej anteny jest możliwość jej instalowania na niezbyt wysokim maszcie. Dla pasma 14 MHz wysokość masztu wynosi około 10 m. Antena kwadratowa promieniuje



Rys. 5.73. Antena Bisquare pracująca w pasmie 14 MHz
a — budowa,
b — układ prądów

w płaszczyźnie poziomej podobnie do dipola o długości λ wzbudzanego synfazowo, a więc jest kierunkowa. Chcąc uzyskać dodatkowo promieniowanie poprzeczne można na tym samym maszcie umieścić drugą antenę w płaszczyźnie prostopadłej. Otrzyma się wówczas antenę podobną do piramidy (patrz 5.2.5.5). Antena taka w pasmie 7 MHz może być zasilana tak, jak dipol pionowy półfalowy.

5.4.3.6.

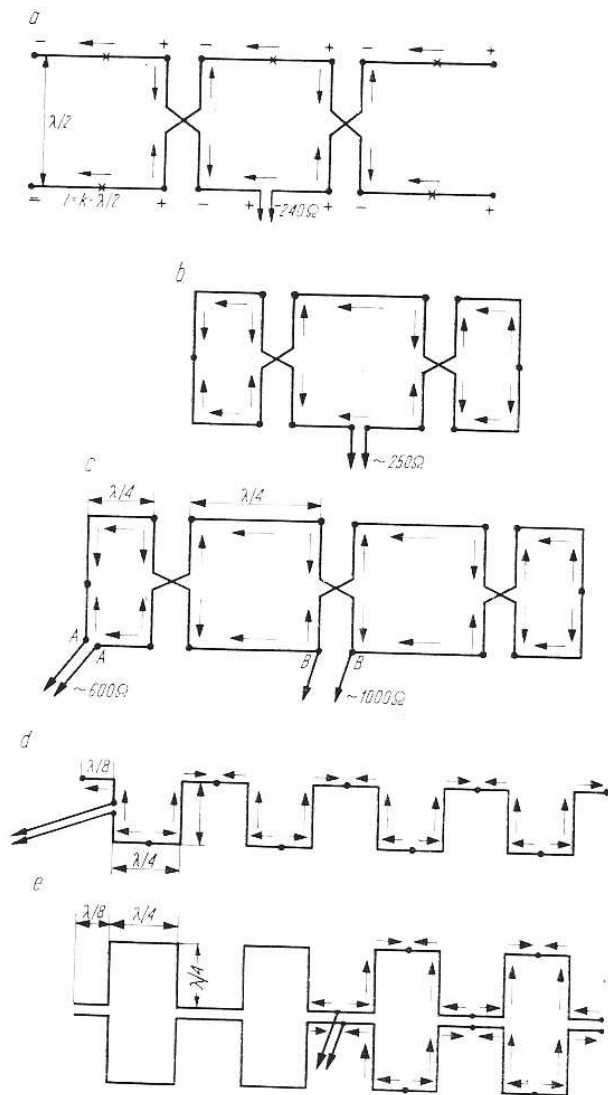
Anteny ścienne

Anteny ścienne (ang. Curtain-antenna i niem. Wandantenne) powstają jako zestaw szeregu równoległych dipoli, połączonych ćwierć- lub półfalowymi odcinkami fazującymi. W zależności od liczby elementów i sposobu połączenia są one różnie nazywane. Zysk anten ściennych zależy od liczby dipoli jak podano w tablicach 5.8 i 5.9. Anteny te tworzą skutecznie promieniujący układ równoległy lub mieszany. Przy projektowaniu anten ściennych należy pamiętać o następujących zasadach.

W każdym punkcie co pół fali, licząc od otwartego końca, zwrot prądu ulega zmianie, napięcie zaś zmienia biegunowość. Zmianom zwrotu prądu odpowiadają węzły oznaczone na rysunku punktami. Zmiana znaku napięcia następuje w punktach odległych o $\lambda/4$ od otwartego końca. W obu przewodach, linii zasilającej i fazującej, muszą zawsze płynąć prądy o zwrotach przeciwnych, w punktach zasilania natomiast napięcie musi mieć znaki przeciwne.

Pokazane na rys. 5.74 schematy anten synfazowych znajdują zastosowanie w służbach profesjonalnych. Anteny te mają znaczny zysk kierunkowy dzięki synfazowości wielu dipoli.

Antena Six-shooter (sześciostrzałowa) pokazana na rys. 5.74a, ma 3+3 dipole zasilane synfazowo. Polaryzacja fal jest pozioma, a kierunek promieniowania prostopadły do płaszczyzny anteny. Skróconą wersję anteny przedstawia rys. 5.74b. Mniej skutecznie promieniujące końce (z mniejszym prądem) są zagięte i połączone razem. Zysk tej anteny jest taki jak anteny 2+2 czyli „Leżące H”. Połączenie końców tej anteny z dodaniem jeszcze jednej sekcji prowadzi do anteny 3+3 w wersji, jak na rys. 5.74c. Może ona być zasilana w p. A—A



Rys. 5.74. Wielelementowe anteny synfazowe: punkty oznaczają węzły prądu, krzyżyki węzły napięć (opis w tekście)

linią o impedancji 600Ω , lub po zwarciu tych punktów, w pu. B—B przy rezystancji wejściowej 1000Ω .

Antena Bruce'a pokazana na rys. 5.74d ma polaryzację pionową. Wzajemnie oddalona o $\lambda/4$ każda promieniująca część synfazowa o długości $\lambda/4$ ma polaryzację pionową. Promieniowanie części poziomych znosi się wzajemnie. Pokazana na rys. 5.74e antena ma większą sprawność, gdyż elementy promieniujące tworzą dipole półfalowe. We wszystkich tych antenach długość boków powinna być określana z uwzględnieniem współczynnika skrócenia.

W praktyce przyjmuje się $K = 0,95 \div 0,98$. Dolny bok anten powinien znajdować się na wysokości co najmniej $\lambda/8$ nad ziemią. Antena w węzłach napięć może być uziemiana. Anteny z zamkniętym obwodem umożliwiają zasilanie ich z sieci oświetleniowej, ogrzewając układ w celu stopienia sadzi i lodu.

5.4.4.

Anteny wzdłużnokierunkowe

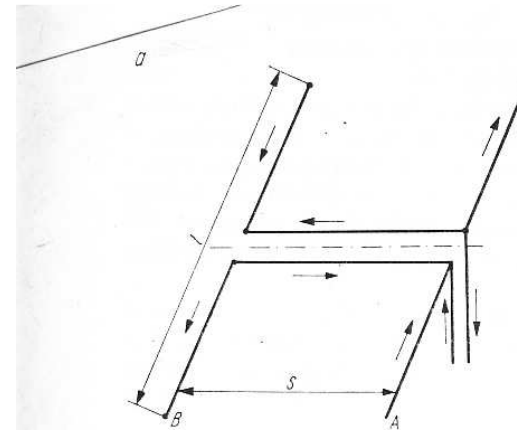
Anteny wzdłużnokierunkowe otrzymuje się przy wzbudzeniu w fazach przeciwnych równoległe ułożonych dipoli tworzących antenę. Układ taki promieniuje w płaszczyźnie dipoli wzdłuż osi głównej anteny. Zysk i charakterystyka anteny wzdłużnokierunkowej zależy od warunków fazowych, odległości między elementami i ich liczby. W antenie wzdłużnokierunkowej wszystkie dipole mogą być zasilane bezpośrednio, względnie część z nich może być zasilana polem bliskim wibratora (patrz p. 5.4.1.3).

Obecnie zajmujemy się antenami z elementami czynnymi. Anteny z elementami biernymi, mające duże zastosowanie w praktyce amatorskiej, są opisane w odrębnym rozdziale 5.5.

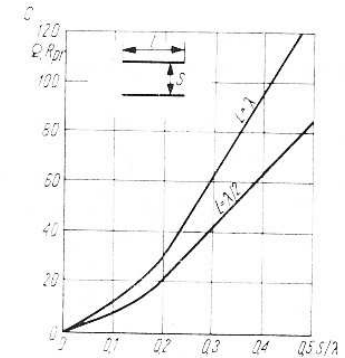
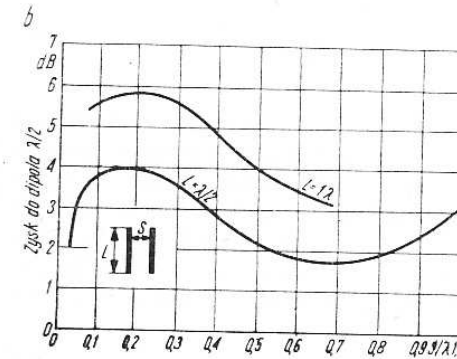
Podstawowy układ anteny czynnej wzdłużnokierunkowej przedstawiono na rys. 5.75. Oba dipole półfalowe A i B znajdują się w odległości $S = \lambda/2$ i są zasilane linią fazującą $\lambda/2$ bez skrzyżowania. Prądy w obu dipolach są w przeciwfazie. Pole od tak wzbudzanych dipoli znosi się w kierunku poprzecznym, a w kierunku wzdłużnym dodaje się zgodnie.

Pole wypadkowe można wyznaczyć metodą opisaną w rozdziale 5.4.3. Charakterystyka anteny jest dwukierunkowa. Zmieniając odległość dipoli i fazy prądów wzbudzających można zmieniać charakterystykę promieniowania w sposób pokazany na rys. 5.59.

Zysk dwuelementowej anteny czynnej, przy jednakowej długości obu zasilanych w przeciwfazie dipoli, zależy od ich rozstawienia S (rys. 5.75b). Największy zysk otrzymuje się przy $S = 0,15 \lambda$ i wynosi on 3,9 dB przy dipolach półfalowych oraz 5,8 dB dla dipoli całofalowych bezstratnych. Rezystancja promieniowania, odniesiona do strzałki prądu, zależy od rozstawienia dipoli oraz ich długości (rys. 5.75c). Dla $S = 0,15 \lambda$ rezystancja ta uzyskuje wartości: 12Ω dla $l = \lambda/2$ i 20Ω



Rys. 5.75. Antena czynna wzdłużnokierunkowa
a — budowa i rozpiw prądu,
b — zależność zysku od rozstawienia S, c — zależność rezystancji promieniowania od rozstawienia S



przy $l = \lambda$. Tak małe wartości R_{pr} zwiększają udział strat w przewodzie (R_s) co w efekcie może poważnie ograniczyć sprawność anteny. Przy tak małych rezystancjach płyną w antenie duże prądy. Na przykład przy mocy 100 W i $S = 0,1 \lambda$ w dipolach płynie prąd około 3 A.

5.4.4.1.

Antena W8JK

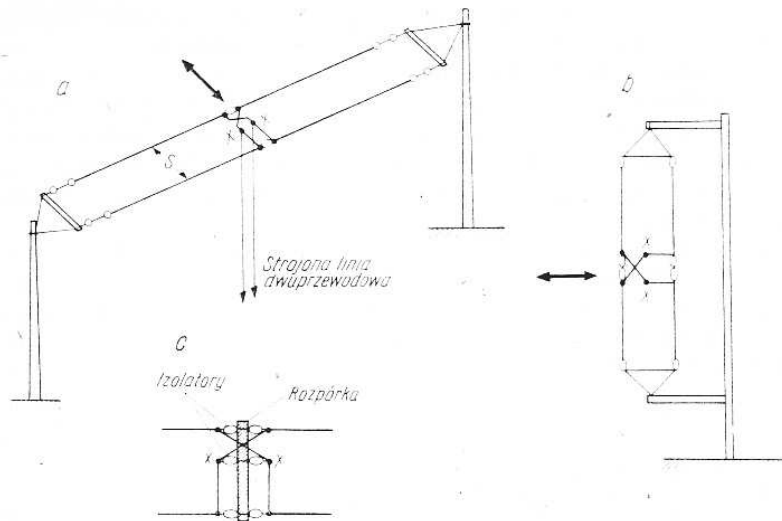
J.D. Kraus W8JK, znany teoretyk z zakresu anten, podał kilka rozwiązań anteny wzdłużnej, nazywanej przez amatorów „Flat Top Beam”. Jej budowę pokazano na rys. 5.76 w wersji poziomej (a) i pionowej (b).

Jeżeli zmienione zostanie nieznacznie nachylenie płaszczyzny anteny poziomej uzyskuje się podnoszenie lub opuszczenie w elewacji wiązki głównej. Linia zasilająca rezonansowa powinna na długości rzędu $\lambda/2$ być prostopadła do płaszczyzny anteny. Rozstaw $S = 0,12 \div 0,25 \lambda$ zapewniają trzy rozpórki. Mogą one być wykonane z drewna impregnowanego parafiną lub z rurek winidurowych. Długości przewodów fazujących muszą być dokładnie równe, co decyduje o przeciwfazowym

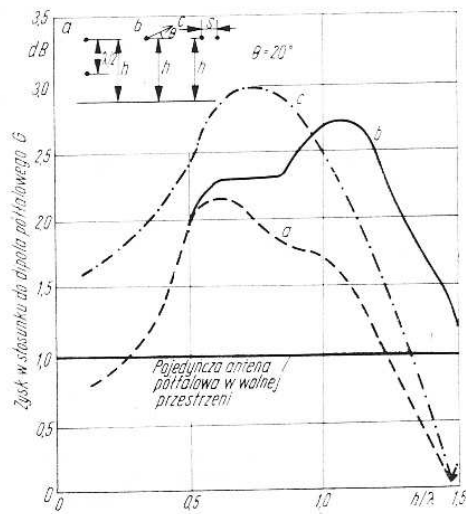
zasilaniu dipoli. Zmiana fazy wpływa na zmianę charakterystyki promieniowania.

Na rys. 5.77 podano wykresy, umożliwiające porównanie tej anteny z innymi antenami.

Krzywa (a) odpowiada antenie dwuelementowej półfalowej poprzecznokierunkowej, której górny wibrator znajduje się na wysokości h nad ziemią. Przy $h = \lambda/2$ dolny element leży na ziemi.



Rys. 5.76. Antena W8JK (XX — punkty przyłączenia linii), strzałka oznacza główne kierunki promieniowania



Rys. 5.77. Porównanie zysku anteny w zależności od wysokości h
 a — antena poprzecznokierunkowa,
 b — pojedynczy dipol, c — W8JK

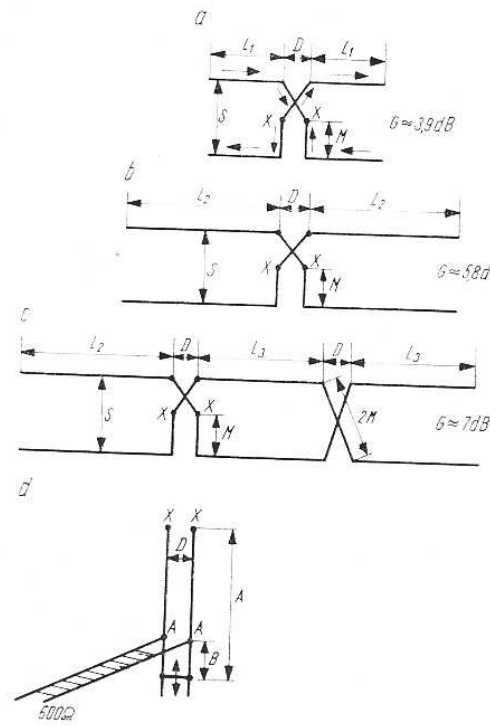
Krzywa (b) odpowiada pojedynczemu dipolowi $\lambda/2$ poziomemu, znajdującemu się na wysokości h nad ziemią.

Krzywa (c) odpowiada antenie W8JK tj. dwóra, z niewielkim rozstawem poziomym umieszczonym na wysokości h . Wykres ten sporządzono dla kąta elewacji $\Theta = 20^\circ$, jako najbardziej reprezentatywnego dla tej grupy anten. Z krzywych tych wynika, że największy zysk anteny prostej (b) + 2,7 dB, występuje przy wysokości $h = 1,2 \lambda$.

Dla anteny W8JK największy zysk +3 dB występuje już przy $h = 0,7$, a więc antena nie wymaga tak wysokich masztów.

Antena W8JK może być wykonana także jako całofalowa, a nawet dłuższa, co wiąże się ze wzrostem zysku. Zasadę konstrukcji tych anten pokazano na rys. 5.78, a wymiary podano w tabelicy 5.11. Antenę można rozbudować o dalsze sekcje, dla których wymiary L_3 , D i $2M$ pozostają bez zmian. Każdy następny człon jednak coraz mniej wpływa na przyrost zysku.

Antena jednosekcyjna (rys. 5.77) z rozstawem $d = 0,125 \lambda$ może być wzbudzona także na drugiej harmonicznej, jako antena dwusekcyjna (rys. 5.78b). Będzie ona wtedy zbliżona do anteny całofalowej z rozstawem $0,27 \lambda$. Antenę taką można zasilac linią rezonansową także na czwartej harmonicznej. W tym przypadku jednak w elementach nie



Rys. 5.78. Wielelementowe anteny W8JK (wymiaru podane są w tabelicy 5.11)

plyną prądy synfazowe, zatracą się charakter anteny typu W8JK, a charakterystyka promieniowania ma postać czterolistnej koniczyny. Impedancja anteny jest duża. Przy zasilaniu linią 600Ω należy stosować transformator ćwierćfalowy z odczepem (rys. 5.78d). Przy dobrym dopasowaniu w linii nie powstaje fala stojąca, a jej długość nie jest krytyczna. Zgodnie z wyjaśnieniami podanymi w rozdziale 5.1 wpływ ziemi, masztów i izolatorów wyraża się tym, że antena wykonana według

Tablica 5.11

WYMIARY ANTENY W8JK DO RYS. 5.78

Pasma m	Rozstawienie S		Długości			Symetryzator		Transformator	
			L_1	L_2	L_3	M	D	A	B
	w λ	w m	m	m	m	m	m	m	
40	0,125	5,28	10,36	18,29	16,05	2,69	1,22	7,93	1,22
	0,125	2,64	5,18	9,14	8,03	1,35	0,61	3,96	0,61
20	0,15	3,18	5,18	9,14	7,70	1,63	0,61	3,66	0,61
	0,20	4,24	5,18	9,14	6,96	2,18	0,61	3,05	0,91
	0,25	5,29	5,18	9,14	6,30	2,69	0,61	2,44	1,22
15	0,15	2,13	3,50	6,17	5,20	1,09	0,51	2,88	0,40
	0,25	3,55	3,50	6,17	4,26	1,82	0,51	2,06	0,80
10a	0,15	1,58	2,59	4,57	3,84	0,81	0,46	2,13	0,30
	0,25	2,64	2,59	4,57	3,15	1,35	0,46	1,52	0,60
10b	0,15	1,53	2,51	4,42	3,71	0,79	0,46	2,13	0,30
	0,25	2,54	2,51	4,42	3,05	1,32	0,46	1,52	0,60

a — 28–29 MHz; b — 29–30 MHz

wymiarów z tablicy 5.11 może mieć nieco inne częstotliwości rezonansowe. Doprowadzenie układu do rezonansu można przeprowadzić niewielką zmianą położenia zwieracza. Wprowadzona składowa bierna na wejściu X—X transformatora kompensuje reaktancję wejściową anteny. Chcąc zasilać antenę linią współosiową ($50 \div 75 \Omega$) stosujemy transformator 1:4, np. w postaci pętli półfalowej (rys. 3.1) i przyłączamy go w punkcie, który należy dobrać na transformatorze $\lambda/4$. Orientacyjnie leży on na wysokości około $0,5 B$, gdzie B jest wymiarem z tablicy 5.11.

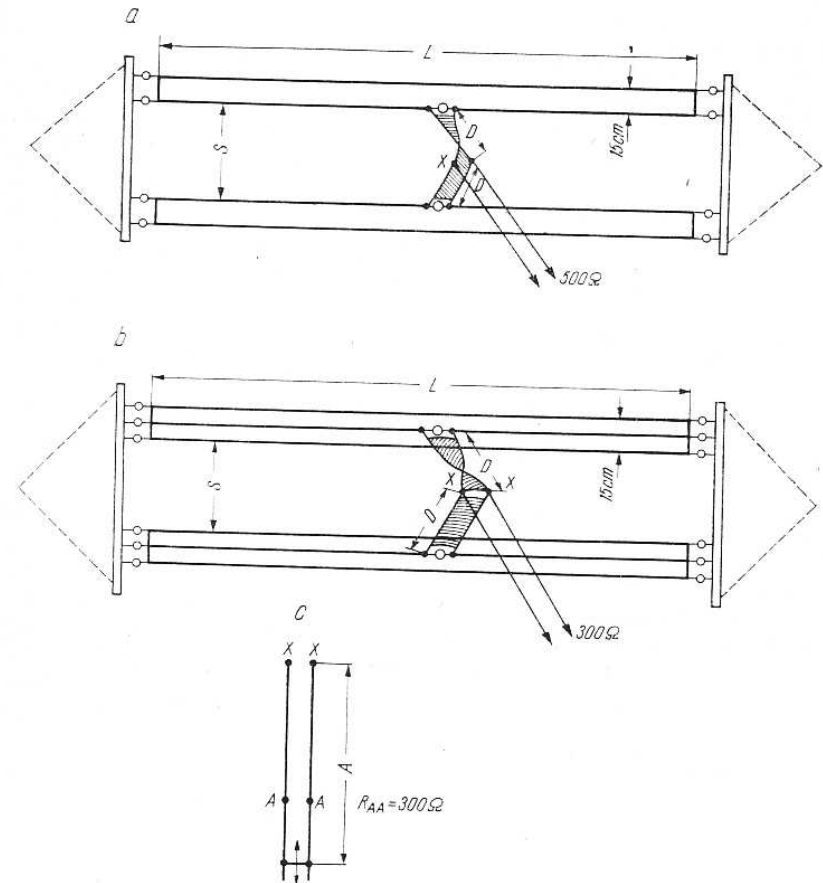
5.4.4.2.

Antena W8JK ze zwiększoną sprawnością

Wadą anteny przy małym rozstawie S jest jej mała rezystancja promieniowania R_p (rys. 5.75) i związana z tym mała sprawność, która zmniejsza zysk anteny. Stosując jako element promieniujący dipol podwójny, a nawet potrójny, powiększa się rezystancję promieniowania anteny, odniesioną do punktu zasilania, w związku z czym antena będzie miała większą sprawność (rys. 5.79). Zmianie ulega także impedancja wejściowa. Antena taka jednak nie może pracować na

częstotliwościach harmonicznych. Wymiary anteny podano w tablicy 5.12.

W antenie z dipolem podwójnym (rys. 5.79a) linia fazująca o długości D , łącząca punkty zasilania X—X z dipolem jest wykonana przewodem symetrycznym (taśmowym TV) 240Ω . Długość podano w tablicy przy założeniu, że współczynnik skrócenia $K = 0,82$. Jeden z przewodów jest skręcony o 180° dając konieczne przesunięcie fazowe.



Rys. 5.79. Antena W8JK o zwiększonej sprawności (wymiary w tablicy 5.12)

Każdy z przewodów fazujących ma długość około $\lambda/4$ i spełnia równocześnie rolę transformatora. W punkcie zasilania X—X przetransformowana impedancja wejściowa anteny (obu dipoli) wynosi około 500Ω . Jeśli linię fazującą wykonać przewodem 300Ω , impedancja w punktach X—X wyniesie około 750Ω .

Tablica 5.12

WYMIARY ANTENY WSJK O PODNIESIONEJ SPRAWNOŚCI DO RYS. 5.79

Pasma MHz	Rozstawienie S m	Długość		Linia transformująca
		L m	D m	A m
7	6,61	9,61	9,74	10,50
14	3,53	9,80	4,37	5,25
21	2,30	6,56	2,90	3,53
28	1,55	4,73	2,17	2,55

Zasilanie anteny przewodem współosiowym $50 \div 75 \Omega$ jest możliwe po zastosowaniu transformatora ćwierćfalowego o wymiarach jak w tabelcy. Dopasowanie przeprowadzamy tak, jak w poprzednim punkcie (5.4.4.1).

W przypadku anteny z dipolem potrójnym (rys. 5.79b) występują dodatkowe ułatwienia. Wykonując linię fazującą z przewodu $Z_o = 300 \Omega$ (taśmowy TV) o długości D jak w tabelcy 5.12, otrzymuje się w punkcie $X-X$ impedancję wejściową 300Ω , a przy przewodzie fazującym $Z_o = 240 \Omega$ w punkcie $X-X$ impedancja wyniesie 240Ω . W tym miejscu można więc bezpośrednio przyłączyć linię zasilającą o $Z_o = 300 \Omega$ względnie 240Ω . Do $X-X$ można także bezpośrednio przyłączyć przewód współosiowy $50 \div 75 \Omega$ z półfalowym transformatorem.

5.4.4.3.

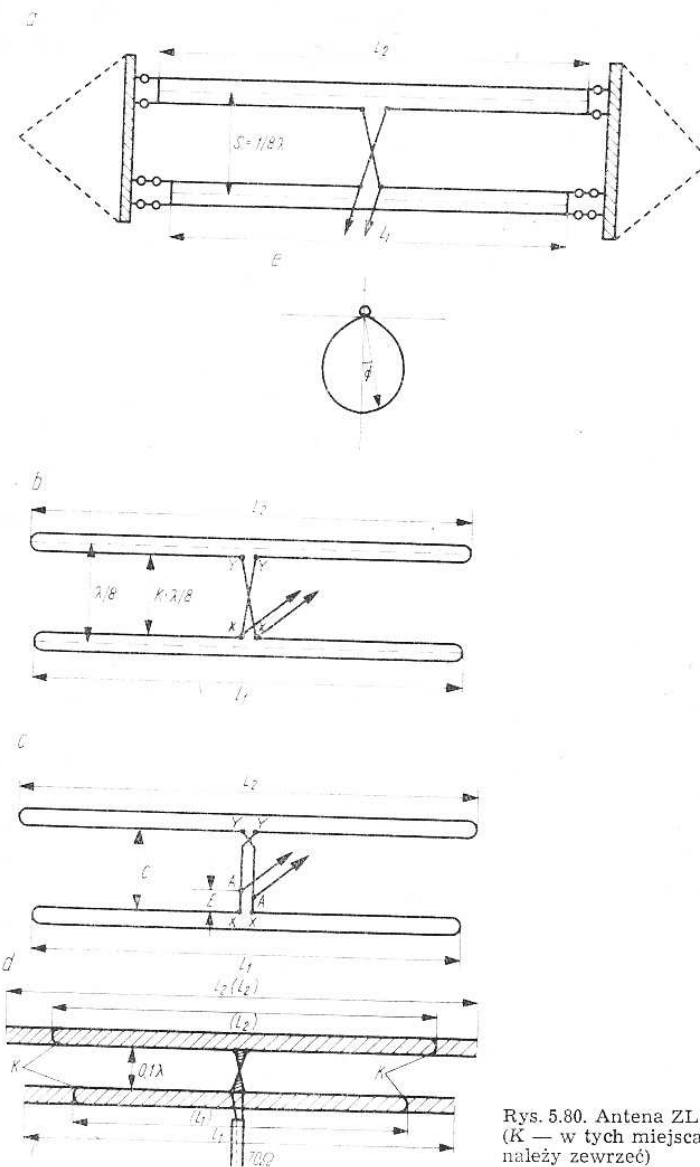
Antena ZL-Specjal

Wśród anten wzdłużnokierunkowych szczególne znaczenie mają anteny jednokierunkowe. Jednokierunkowość w określonym stopniu uzyskuje się doбором odpowiedniej odległości między dipolami oraz przesunięciem fazowym płynących w nich prądów. Przypadki takie pokazywano już na rys. 5.59 przy $S = \lambda/8 \div 3/8 \lambda$ i przesunięciach fazowych $60^\circ \div 135^\circ$. Na tej zasadzie powstało kilka wersji anten, z których najpopularniejszą jest antena ZL-Specjal rozpropagowana przez ZL3MH i WØGZR. Jej schemat podano na rys. 5.80, a wymiary w tabelcy 5.13.

Tablica 5.13

WYMIARY ANTENY ZL-SPECJAL WG RYSUNKU 5.80 a i d

Pasma MHz	Rozstawienie		Długość [m]			
	a [m]	d [m]	L_1	L_1	L_2	L_2
7	5,16	4,23	20,57	16,87	21,70	17,80
14	2,58	2,12	10,30	8,45	10,85	8,90
21	1,72	1,41	6,85	5,62	7,24	5,94
28	1,29	1,06	5,09	4,17	5,39	4,42



Rys. 5.80. Antena ZL-Specjal (K — w tych miejscach żyły należy zewrzeć)

Antena ZL składa się z dwóch czynnych dipoli o różnych długościach. Jeden z nich L_1 ma długość odpowiadającą rezonansowi na fali nadawczej. Drugi z nich L_2 zasilany skręconą o 180° linią $\lambda/8$ jest dłuższy o około 5%. Wydłużenie L_2 ma na celu utrzymanie zgodności wymuszanych w nim prądów polem bliskim dipola L_1 i linią fazującą. Prąd w dipolu L_2 , w zależności od układu odniesienia, płynie z przesuni-

nięciem $180^\circ - 45^\circ = 135^\circ$ lub $180^\circ + 45^\circ = 225^\circ$. Pole elektromagnetyczne dipola L_1 uzyskuje w kierunku L_1-L_2 opóźnienie o 45° , wypadkowe więc pole w tym kierunku jest bliskie zeru. W kierunku L'_2-L_1 składowe prostopadłe pola sumują się, dając zysk około 5,4 dB. Uwzględniając wpływ ziemi (przy optymalnej wysokości), zysk ten może osiągnąć nawet 7 dB w stosunku do dipola $\lambda/2$. Linia fazująca w wyniku spowolnienia fali, przy długości $l = \lambda/8$ wprowadza opóźnienie większe niż 45° . Do kompensacji rozbieżności między fazą pola i prądu linii zasilającej stosuje się dwa rozwiązania.

a. Boki dipoli podwójnych umieszcza się w płaszczyźnie anteny i rozsuwa tak, aby odległość między środkami symetrii dipoli wynosiła $\lambda/8$ czyli praktycznie o $0,12\lambda$ oraz żeby końce $yy-xx$ były oddalone ok. $\lambda/8$ (rys. 5.80).

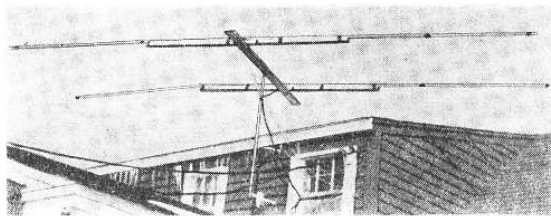
b. Miejsce przyłączenia linii AA odsuwa się od dipola L_1 na odległość $E = \frac{C(1-K)}{2} \approx 0,02C$ (rys. 5.80c).

Impedancja wejściowa anteny ZL-Specjal $R_{AA} = 90 \Omega$ lecz w obecności ziemi może być inna ($70 \div 100 \Omega$). Antenę można więc zasilac przewodem 75Ω współosiowym z symetryzátorem. Ze względu na pracę dipoli w przeciwfazie można pominac symetryzator, pod warunkiem prowadzenia linii zasilającej prostopadle do płaszczyzny anteny, na odcinku co najmniej $\lambda/2$. Antenę można zasilać także linią symetryczną 600Ω po wstawieniu transformatora ćwierćfalowego o $Z_T = 240 \Omega$.

Antena ZL-Specjal nie nadaje się do pracy na częstotliwościach harmonicznych. Przy pionowym ustawieniu (obracając antenę na maszcie) można zmieniać kierunek głównego promieniowania. Antena taka ma jednak polaryzację pionową.

W klasycznym rozwiązaniu dipole są wykonane linką antenową przy odległości boków 20 cm i linią fazującą powietrzną o tym samym rozstawieniu. Wymiary podane są w tabelicy 5.13 pod pozycją a.

Antenę tę często wykonuje się przewodem taśmowym TV (rys. 5.80d). Uwzględniając współczynnik skrócenia $K = 0,82$ otrzymuje się miejsca zwarcia żył jak w tabelicy 5.13 pod pozycją (d). Jest to technika podobna do opisanej w 5.2.1.3. Odcinki fazujące wykonuje się także przewodem taśmowym, lecz wtedy dla zachowania elektrycznej długości $0,125\lambda$, odległość między dipolami wyniesie $S = 0,1\lambda$. Nie wpływa to w istotny sposób na charakterystykę promieniowania,



Rys. 5.81. Antena ZL-Specjal obrotowa na pasmo 21 MHz

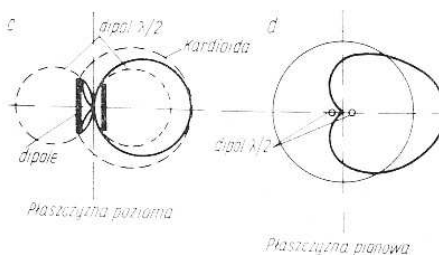
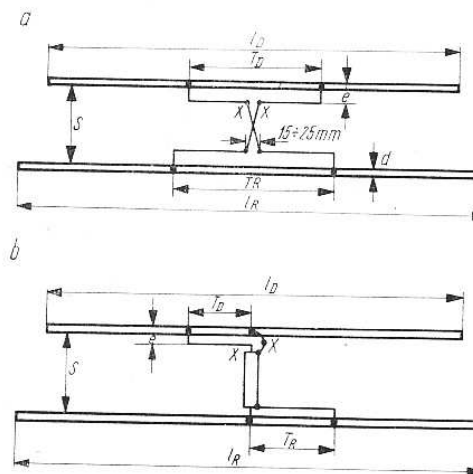
zmniejsza jednak rezystencję wejściową do $R_{AA} = 60 \Omega$, co pozwala na korzystniejsze dopasowanie linii $50 \div 75 \Omega$ do anteny.

Antenę pracującą w pasmach 3,5, 7 MHz rozpina się między masztami (rys. 5.80a) stosując rozpórkę z rurki winidurowej, lub pręt drewniany impregnowany. Na falach krótszych 21 i 28 MHz można dipole mocować na bambusowej konstrukcji nośnej, korzystnej dla anteny obrotowej (rys. 5.81).

5.4.4.4.

Antena HB9CV

Antena HB9CV jest dalszym rozwinięciem anteny ZL-Specjal. Składa się ona, jak poprzednia, z dwóch dipoli $\lambda/2$ z rozstawieniem $1/8\lambda$ i z przesunięciem fazowym 135° . Różnica polega na zastosowaniu dipoli prostych, zasilanych transformátorem T lub GAMMA. Stwarza to możliwość wykonania dipoli w postaci samonośnych rur aluminiowych. Jest to dogodniejsze do konstrukcji anten obrotowych niż ZL-Specjal. Dzięki temu antena HB9CV jest korzystna do realizacji obrotowej anteny strumieniowej (rotary-beam). Schemat anteny pokazano na rys. 5.82a. Są to dwa równoległe dipole różnej długości, oddległe wzajemnie o $S = \lambda/8$. Oba dipole są zasilane, a ponadto silnie wzajemnie sprzężone



Rys. 5.82. Antena HB9CV
a — zasilanie symetryczne,
b — zasilanie linią współosiową,
c, d — charakterystyki w płaszczyźnie poziomej i pionowej

połem strefy bliskiej. Przy wybranym rozstawieniu $\lambda/8$ występuje optymalne promieniowanie jednostronne, jeśli elementy są zasilane prądami z przesunięciem fazy 225° . Uzyskuje się to podobnie w antenie ZL-Specjal przez skręcenie o 180° przewodów linii fazującej i dodatkowo dzięki opóźnieniu fazowemu 45° , uzyskiwanemu na długości $\lambda/8$. Przesunięcie fazowe prądów indukowanych (dzięki silnemu sprzężeniu między dipolami) powinno także wynosić 225° . Oznacza to konieczność skrócenia jednego elementu, a wydłużenia drugiego podobnie, jak w antenie ZL-Specjal.

Wymiary reflektora (dłuższy element) i direktora (krótszy) są tak dobrane, aby wnoszone przez nie składowe bierne o znakach przeciwnych, po transformacji w transformatorze T w punkcie zasilania wzajemnie się kompensowały. W efekcie w punkcie zasilania powinna występować tylko rezystancja bez składowych biernych, a w linii zasilającej nie powinna pojawić się fala stojąca.

Oba dipole są wzbudzone linią fazującą przez transformatory T lub GAMMA. Transformatory T i GAMMA są dołączone do elementów promieniujących w miejscach, odpowiadających impedancji przewodów zasilających. Dzięki temu w przewodzie powstaje tylko fala bieżąca. Elementami transformatora T i linii fazującej mogą być rurki, lub przewody miedziane w izolacji PCW (poliwinylowe) o średnicy co najmniej 2 mm.

Konstruktor tej anteny HB9CV zaleca:

1. Linia fazująca nie promieniuje, jeżeli odległość między przewodami zawiera się w granicach $12 \div 25$ mm (impedancja falowa linii, przy jej małej długości, gra rolę drugorzędną).

2. Przewody fazujące nie powinny nigdzie dotykać się wzajemnie, ani też do konstrukcji nośnej (najlepiej wykonywać ją przewodem izolowanym), powinny być prowadzone na stałej wysokości nad metalową konstrukcją nośną ($10 \div 12$ mm) przy zastosowaniu wsporników, w ostateczności można prowadzić je wprost na konstrukcji nośnej na nośniku, o ile mają dość grubą izolację, co wiąże się jednak z pewnymi dodatkowymi stratami.

3. Długość elektryczna przewodu fazującego wynosi $\lambda/8$ (fizyczna długość otrzymamy uwzględniając współczynnik skrócenia K); praktyczne pomiary wykazały, że różnica długości linii fazującej o 10% nie wywołuje jeszcze wyraźnych skutków.

Przy mocach do 200 W antena HB9CV może być zasilana dobrym przewodem taśmowym TV o impedancji falowej 240 Ω lub 300 Ω . Często stosuje się zasilanie przewodem współosiowym, a na falach UKF jest to zasadą. W tym przypadku stosuje się układ dopasowania GAMMA (rys. 5.82b). Wymiary anteny oblicza się z zależności: $e = \lambda/200$, $d = \lambda/400 \div \lambda/700$, $l_D = \lambda$, $l_R = 0,5 \lambda$, $S = 0,125 \lambda$ (rys. 5.82).

Instalując stacjonarną antenę HB9CV przy użyciu linki antenowej wykonuje się ją na wzór anteny W8JK. Przy doborze materiału przydatne są następujące uwagi

— Ze względu na małą rezystancję promieniowania anteny płyną w niej duże prądy, ok. 3 A przy 100 W, co wymaga stosowania dużych przekrojów przewodów. Mogą być przydatne druty lub linki aluminiowe stosowane w energetyce.

— Napięcie na końcach dipoli osiąga dużą wartość, co wymaga wysokiej jakości izolatorów końcowych.

— Smukłość λ/d jest zwykle duża i wynosi około $2000 \div 4000$, a współczynnik skrócenia mały. Długość reflektorów przyjmuje się 1,02 λ , direktora 0,94 λ . Częstotliwość rezonansową dopasowuje się zmieniając jednocześnie długość reflektora i direktora z zachowaniem każdorazowo różnicy długości między nimi 8%.

Wypróbowane przez HB9CV wymiary anteny zestawione są w tablicy 5.14 wg oznaczeń z rys. 5.82. Podane w tablicy potrójne wymiary TR i TD odpowiadają impedancji wejściowej $Z_0 = 300 \Omega$, 150 Ω , i 75 Ω .

Tablica 5.14

WYMIARY ANTENY HB9CV DO RYSUNKU 5.82

Wymiar	Wzór ogólny	Długości na pasmach [m]		
		14 150 kHz	21 200 kHz	28 500 kHz
Długość direktora l_D	$0,92\lambda/2$	9,74	6,52	4,84
Długość reflektora l_R	$\lambda/2$	10,60	7,08	5,26
Rozstawienie S [m]	$\lambda/8$	2,65	1,77	1,32
Odległość e [m]	$\lambda/200$	0,12	0,09	0,06
Odcinek TD:				
$Z_0 = 300 \Omega$	$0,3 \lambda/2$	3,18	2,12	1,58
$Z_0 = 150 \Omega$	$0,25 \lambda/2$	2,65	1,77	1,32
$Z_0 = 75 \Omega$	$0,125 \lambda/2$	1,33	0,89	0,66
Odcinek TR:				
$Z_0 = 300 \Omega$	$0,32 \lambda/2$	3,43	2,29	1,70
$Z_0 = 150 \Omega$	$0,27 \lambda/2$	2,86	1,91	1,42
$Z_0 = 75 \Omega$	$0,135 \lambda/2$	1,43	0,95	0,71

Charakterystyka promieniowania w wolnej przestrzeni poziomej anteny HB9CV ma kształt jak na rys. 5.82c i d. Jest więc ona w płaszczyźnie poziomej ostrzejsza niż dipola półfalowego, a w pionowej zbliżona do kardiody. W obecności ziemi charakterystyka ta, a szczególnie jej przekrój pionowy, ulega dużym zmianom, zależnym od wysokości anteny nad ziemią.

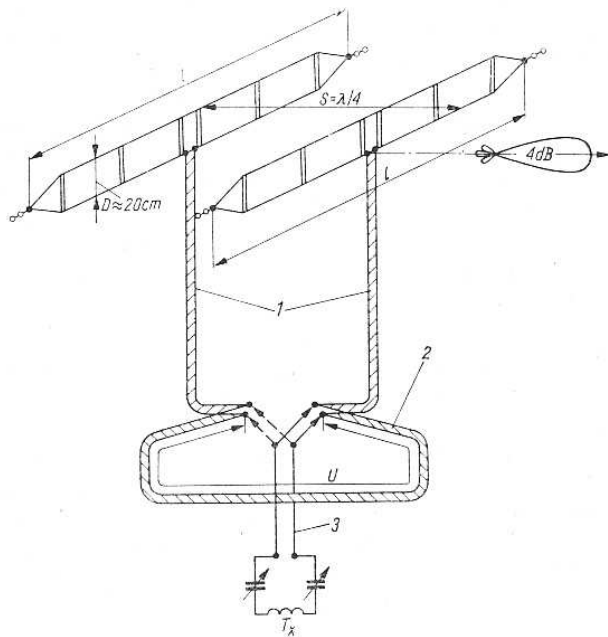
Teoretyczny zysk anteny wynosi 5,4 dB w stosunku do dipola półfalowego. Zysk ten, przy odpowiedniej wysokości anteny nad ziemią w łączności na pewnych kierunkach, dzięki sumowaniu się fali bezpośredniej i odbitej jest jeszcze większy (wyjaśnia to przyczynę opinii niektórych autorów o rzekomym zysku tej anteny aż 12 dB w stosunku do dipola $\lambda/2$).

5.4.4.5.

Antena o przełączalnym kierunku

Modyfikacją anteny ZL-Specjal lub HB9CV jest antena z przesunięciem fazowym 90° . Konstrukcja anteny umożliwia łatwe zmiany charakterystyki przez przełączenie odcinka fazującego.

Oba wibratory pętlowe (rys. 5.83) mają długość $\lambda/2$ i mogą być zasilane dwoma pomocniczymi liniami symetrycznymi o dowolnej, lecz dla obu wibratorów jednakowej długości. Obie linie są dołączone do



Rys. 5.83. Antena z przełączalnym kierunkiem promieniowania
1 — przewód taśmowy dowolnie długi ale o jednakowej długości,
2 — przewód fazujący $\lambda/4$,
3 — przewód dowolnie długi $120 \div 140 \Omega$

przełącznika, który jedną linię pomocniczą łączy bezpośrednio z linią zasilającą, a drugą linię pomocniczą łączy z zasilaniem przez układ, wprowadzający opóźnienie fazy o 90° . Jest to mianowicie ćwierćfalowy odcinek przewodu symetrycznego, takiego samego jak linia pomocnicza. Wymiary elementów zestawiono w tabelicy 5.15.

Tablica 5.15

WYMIARY GŁÓWNE UKŁADU O PRZEŁĄCZALNYM KIERUNKU (DO RYS. 5.83)

f MHz	l m	S m	U m
7	20,57	10,64	8,72
14	10,30	5,32	4,36
21	6,85	3,54	2,90
28	5,09	2,65	2,17

Zmiany kierunku głównego realizuje się przełącznikiem. Zysk anteny wynosi około 4 dB. Tłumienie „wstecz” wynosi około 20 dB. Od przełącznika antenę należy zasilać przewodem o $Z_0 = 120 \div 150 \Omega$. Może ona pracować tylko w pasmie, na które została zaprojektowana.

5.5.

ANTENY STRUMIENIOWE DIPOLOWE

Prawdopodobieństwo łączności na dalekich trasach zależy od skutecznej mocy promieniowanej $P \cdot G$, a więc od zysku anteny, a w warunkach silnych pól zakłócających również od tłumienia w kierunkach bocznych i do tyłu F/S i F/B . Jednoczesne spełnienie obu warunków jest możliwe, dzięki antenom z wiązką ukształtowaną w postaci strumienia. Stąd pochodzi nazwa: antena strumieniowa (ang. beam-antenna, niem. Richtstrahler, czes. smerova antena, ros. wołnowy kanal). Pełne wykorzystanie anteny zapewnia stosowanie anteny strumieniowej obrotowej. Narzuca to zwykle trudne do spełnienia wymagania konstrukcyjne i wpływa na wzrost kosztów. Włożony trud jest jednak kompensowany większym zyskiem i możliwością zastąpienia układu kilku anten stałokierunkowych (patrz rozdział 5.1.2).

Istnieje kilka podstawowych opracowań obrotowych anten strumieniowych (rotary beam), które w licznych odmianach są produkowane na skalę przemysłową. Anteny tego typu mają zwykle duże rozpiętości wymagające trwałych rozwiązań mechanicznych i starannego wykonania. Z praktyki wiadomo, że wiele anten nie wytrzyma nawet rocznego okresu eksploatacji, a szczególnie w terenach nawiedzanych przez wichury i sadze lodowe. Poszukiwanie najlepszych rozwiązań trwa nadal. Powstaje wiele odmian, które pod względem elektrycznym sprowadzają się do kilku prostych układów: kolinearnego, równoległego i mieszanego.

5.5.1.

Układ dwóch dipoli. Antena Yagi-Uda

Najprostszym przypadkiem takiego układu jest odpowiedni zestaw elementów półfalowych w jednej płaszczyźnie. Antena tego rodzaju opisana już w 1926 r. przez S. Uda (Japonia), została rozpropagowana przez jego kolegę H. Yagi, skąd nazwa — antena Yagi-Uda lub wprost Yagi.

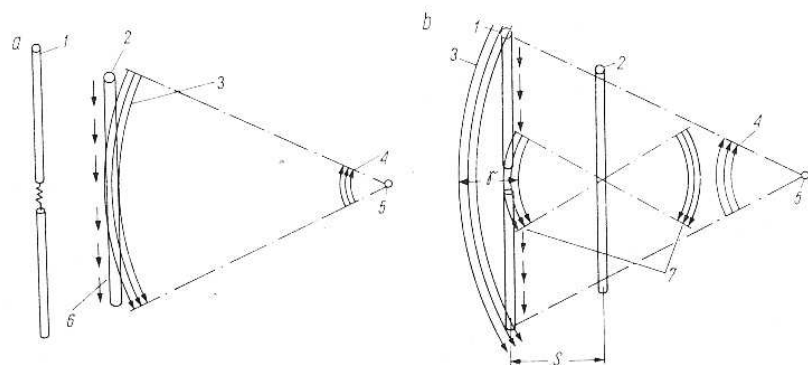
W dipolu, znajdującym się w polu elektromagnetycznym, indukuje się prąd o amplitudzie zależnej od długości dipola w porównaniu z długością fali.

Zgodnie z właściwościami apertury cała energia przechwycona przez bezstratny dipol jest przezeń wtórnie wypromieniowana (dipol bierny), przy czym pole wypromieniowane nakłada się na pole pierwotne. Jeśli dipol jest obciążony rezystancją R_0 równą rezystancji promie-

niowania anteny R_{pr} , najwyżej połowę energii przekazuje się do obciążenia R_o , połowa zaś zostaje jak poprzednio wypromieniowana. Dipol taki nazywamy **wibratorem**. Rzeczywisty dipol ma rezystancję własną strat R_{str} , która zmniejsza sprawność układu. Moce przekazane do obciążenia jak i wypromieniowane są więc mniejsze od połowy mocy przechwyconej z pola.

Podstawowe zasady działania elementów biernych zostaną wyjaśnione dla anteny pracującej w charakterze odbiornika fal elektromagnetycznych.

Fale elektromagnetyczne wysyłane z odległego źródła fal radiowych (rys. 5.84), docierają najpierw do dipola biernego i wywołują w nim przepływ prądu indukowanego. Pole fali radiowej, wywołujące w dipolu prąd indukowany przemieszcza się dalej do wibratora i także wywołuje w nim prąd indukowany. W wibratorsie prąd ten płynie przez rezystancję obciążenia.



Rys. 5.84. Powstawanie i nakładanie się pola dipola biernego-direktora na pole zewnętrzne

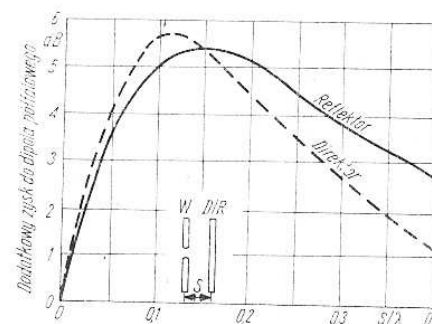
1 — wibrator, 2 — dipol bierny, 3 — pierwszy impuls radiowy, 4 — drugi impuls radiowy, 5 — źródło radiowe, 6 — prąd indukowany w dipolu biernym przez pierwszy impuls radiowy, 7 — wypromieniowany wtórnie impuls pierwszy z dipola biernego.

Prąd, który płynął w dipolu biernym, wytworzył własne pole (rys. 5.84b) nazywane polem wtórnym. Pole to rozchodzi się zgodnie z charakterystyką dipola elementarnego. Pole to docierając także do wibratora, umieszczonego w odległości S , indukuje w nim prąd podobnie jak pole pierwotne.

Jeśli oba pola docierają do wibratora w fazie zgodnej, indukowane prądy dodają się algebraicznie i następuje wzmocnienie odbieranego sygnału. Jeśli pole wtórne jest przesunięte w fazie o kąt φ , prądy są także przesunięte o kąt φ i dodają się geometrycznie. W tym przypadku wzmocnienie odbieranego sygnału jest mniejsze. Wartość wzmocnienia (zysku) anteny zależy więc od stosunków fazowych w antenie, a te zaś zależą od długości dipoli i ich wzajemnej odległości.

Im bliżej wibratora znajduje się dipol bierny, tym silniej oddziałują one na wypadkowe pole i prąd indukowany w wibratorsie. Istnieje jednak pewna granica, po przekroczeniu której zysk anteny maleje. Pokazano to na wykresie na rys. 5.85 przy czym zysk dodatkowy anteny zbudowanej z wibratora i dipola biernego (w przypadku gdy jego długość jest tak dobrana, aby występowała zgodność faz obu pól pierwotnego i wtórnego) zależy od rozstawienia. Zysk ten dodaje się do zysku dipola półfalowego. Teoretycznie dodatkowy zysk może osiągnąć +6 dB, jednak ze względu na straty (R_{str}) jest on mniejszy.

W opisanym przypadku dodatkowy zysk anteny wywołany dodaniem dipola biernego, nazywanego **direktorem**, ma miejsce tylko dla źródła promieniowania umieszczonego na osi podłużnej anteny po stronie direktora. Przy przeciwnym położeniu źródła, jak można wywnioskować z rys. 5.85, pole wtórne direktora dotrze do wibratora



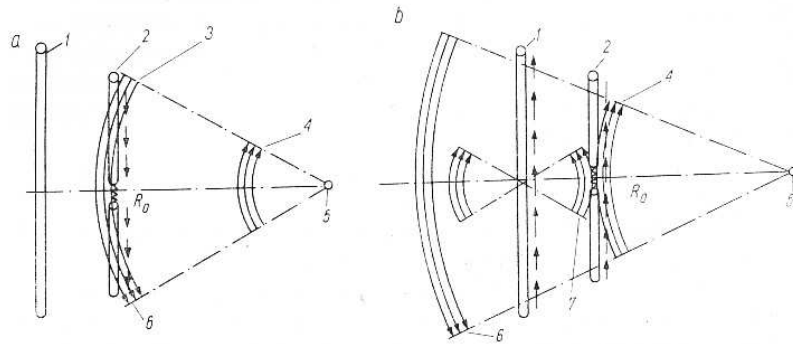
Rys. 5.85. Zależność zysku wywołanego elementem biernym półfalowym od odległości S/λ

w tej części okresu, w której indukowany w nim prąd zacznie zmieniać zwrot na przeciwny. W tym przypadku nastąpi jego osłabienie, a zysk będzie ujemny (strata). W efekcie otrzymuje się charakterystykę kierunkową (rys. 2.57). Z charakterystyki tej można wyznaczyć „jednokierunkowość” anteny czyli „stosunek przód—tył” tj. stosunek E_F/E_B określaną nieraz w literaturze jako F/B .

Podobną analizę przeprowadza się dla drugiego przypadku, gdy dipol bierny znajduje się w stosunku do źródła promieniowania fal radiowych za wibratorem (rys. 5.86a i b). Dipol taki nazywamy **reflektorem**. Fala elektromagnetyczna po przejściu przez obszar wibratora dociera z opóźnieniem w czasie do reflektora, indukuje w nim prąd, ten zaś wytwarza pole wtórne. Pole to rozchodzi się dwukierunkowo, zatem pewna jego część wraca do wibratora z dodatkowym opóźnieniem fazy i dodaje się do pola podstawowego, które w tym czasie może zmienić biegunowość. W poprzednim przypadku direktor był krótszy od długości rezonansowej $\lambda/2$ i zachowywał się jak obwód z pojemnością, a więc prąd indukowany wyprzedzał napięcie na nim powstające. Reflektor jest dłuższy od $\lambda/2$ i zachowuje się jak obwód

z przewagą indukcyjności, a więc prąd w nim jest opóźniony w stosunku do powstającego w dipolu napięcia.

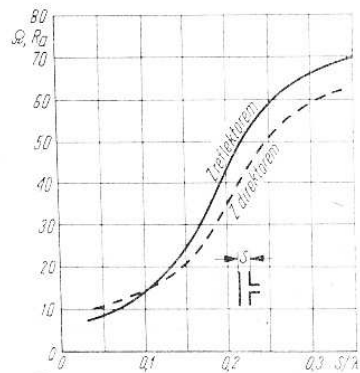
Zbliżenie dipola biernego do dipola czynnego na odległość S zmienia jego rezystancję promieniowania R_{pr} równoważną w tym przypadku z rezystancją wejściową R_A . Wpływ tego zbliżenia na rezystancję



Rys. 5.86. Powstawanie i nakładanie się pola reflektora na pole zewnętrzne
1 — reflektor, 2 — wibrator, 3 — prąd indukowany, 4 — drugi impuls radiowy, 5 — źródło promieniowania, 6 — pierwszy impuls radiowy, 7 — wtórnie wypromieniony impuls

wejściową, przy optymalnej długości dipola biernego, pokazano na rys. 5.87. Jednoczesne zastosowanie direktora i reflektora wpływa na jeszcze większe zmniejszenie rezystancji promieniowania.

Rezystancja strat R_{str} wibratora, przy cienkich przewodach w zakresie fal dłuższych (40 m), może mieć wartość kilku omów, a więc porównywalną z R_{pr} . Przy rozstawieniu $S = 0,1 \lambda$ R_{pr} wynosi około 14 Ω . Sprawność takiej anteny nie jest więc duża. W celu powiększenia sprawności należy stosować duże przekroje przewodów (rurki), co jest możliwe jednak na większych częstotliwościach. W pasmach 20 m, 15 m i 10 m stosuje się z powodzeniem rurki ze stopu aluminium PA4, PA6, o średnicy $\phi 20 \div \phi 50$ mm samonośne, mocowane w pobliżu środka. Pozwala to na uniknięcie stosowania izolatorów końcowych, które



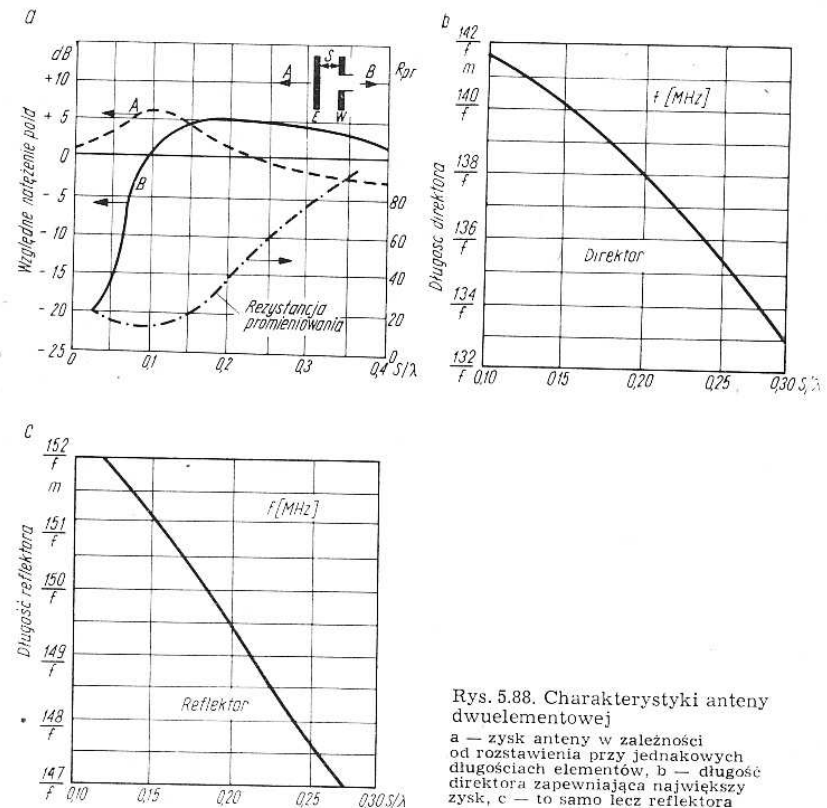
Rys. 5.87. Zależność rezystancji wejściowej wibratora R_A od odległości dipola biernego S/λ

wnoszą szkodliwą pojemność końcową, są źródłem dodatkowych (nieraz znacznych) strat i muszą wytrzymywać napięcie kilku tysięcy wolt przy wielkiej częstotliwości.

Impedancja wzajemna obu elementów anteny nie tylko wpływa na zmniejszenie rezystancji promieniowania wibratora, ale także na jego częstotliwość rezonansową, a tym samym na długość konstrukcyjną. Zbliżając do wibratora (będącego w rezonansie) krótszy niż $\lambda/2$ direktor, otrzymuje się efekt skrócenia wibratora. W celu przywrócenia rezonansu należy wibrator nieco wydłużyć. Efekt odwrotny towarzyszy zbliżaniu się reflektora (jest on dłuższy) do wibratora. Chcąc uzyskać rezonans należy nieco wibrator skrócić.

Wpływ rozstawienia dipoli na zysk anteny, jej kierunkowość i rezystancję promieniowania zostanie omówiony na stosunkowo prostym przypadku, a mianowicie gdy element bierny ma tę samą długość co wibrator (to jest ma długość rezonansową).

Wnioski z tego przykładu będą przydatne przy analizie przypadków bardziej złożonych. Na rys. 5.88a podano wykres zależności zysku dodatkowego w obu kierunkach przy zmianie rozstawienia ele-



Rys. 5.88. Charakterystyki anteny dwuelementowej
a — zysk anteny w zależności od rozstawienia przy jednakowych długościach elementów, b — długość direktora zapewniająca największy zysk, c — to samo lecz reflektora

mentów czynnego i biernego, gdy długości obu bezstratnych elementów są równe. Z rysunku wynika, że traktując element bierny E jako direktor (kierunek A) największy zysk (5,8 dB) otrzymuje się przy $d = 0,1\lambda$ oraz, że oddalenie direktora ponad $0,25\lambda$ nie powiększa zysku, ale wprowadza osłabienie około 3 dB.

Jeśli element bierny E potraktować jako reflektor (kierunek B) to w odległości $S < 0,1\lambda$ wywoła on zmniejszenie się zysku w kierunku B . Przy dalszym zmniejszaniu odległości zysk przechodzi w osłabienie rzędu 17 dB (przy $S = 0,05\lambda$). Przy rozstawieniu $S \geq 0,15\lambda$ pojawia się dodatkowy zysk rzędu +5 dB, który wraz z oddaleniem reflektora łagodnie maleje.

Chcąc uniknąć zmniejszenia się zysku przy dużych S wystarczy element bierny, pracujący jako reflektor, nieco wydłużyć, jako direktor zaś nieco skrócić. Zwiększenie rozstawienia elementów S wpływa korzystnie na wzrost rezystancji promieniowania R_p , co wiąże się ze wzrostem sprawności anteny.

Wskazówką doboru długości direktora, względnie reflektora w zależności od rozstawienia S mogą być wykresy na rys. 5.88b i c. Odpowiadają one konstrukcji anteny dwuelementowej o największym zysku. Znane są również inne ważne wymagania (np. stosunek F/B względnie szerokokoposmowość). Spełnienie ich jest możliwe przez dobieranie innych długości poszczególnych elementów i ich rozstawienie. W praktyce stosuje się rozwiązania kompromisowe, które, przy zachowaniu dużego zysku, dają korzystny stosunek F/B .

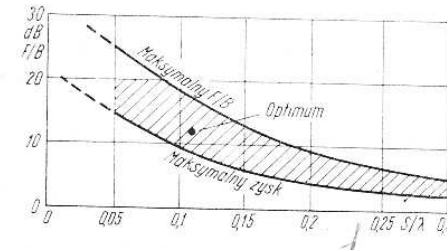
Z wykresów na rys. 5.88a wynika, że dla jednakowych długości wibratora i elementu biernego przy $S = 0,14\lambda$ antena jest nadal dwukierunkowa, lecz ma zysk około +4 dB. Zmniejszając rozstawienie do $S = 0,1\lambda$ otrzymuje się dodatkowy zysk tylko w jednym kierunku, a stosunek F/B wynosi wtedy tylko 5 dB. Zmniejszając nadal rozstawienie do $S = 0,05\lambda$ zysk w kierunku A maleje do około +2 dB, a w kierunku B do -17 dB. Stosunek F/B wyniesie więc 19 dB.

W praktyce w antenach dwuelementowych stosuje się rozstawienie $S = 0,1\lambda$ i dopasowanie długości elementu biernego na maksymalne tłumienie „do tyłu”. Sprawność takiej anteny zależy jednak w dużym stopniu od średnicy przewodów.

Jeśli stosunek F/B nie jest najważniejszym kryterium, stosuje się odległość $S = 0,15\lambda$, a nawet $S = 0,25\lambda$. Przy tych odległościach zysk maksymalny otrzymuje się, dobierając odpowiednio długości dipola biernego. Korzyść takiego zwymiarowania polega na tym, że rezystancja wejściowa będzie duża i sprawność anteny wyraźnie większa niż w poprzednim przypadku. Pewną trudność mogą stanowić znaczne wymiary anteny, które w przypadku anteny pracującej w pasmie 40 m wyniosą: szerokość 20 m, długość 10 m.

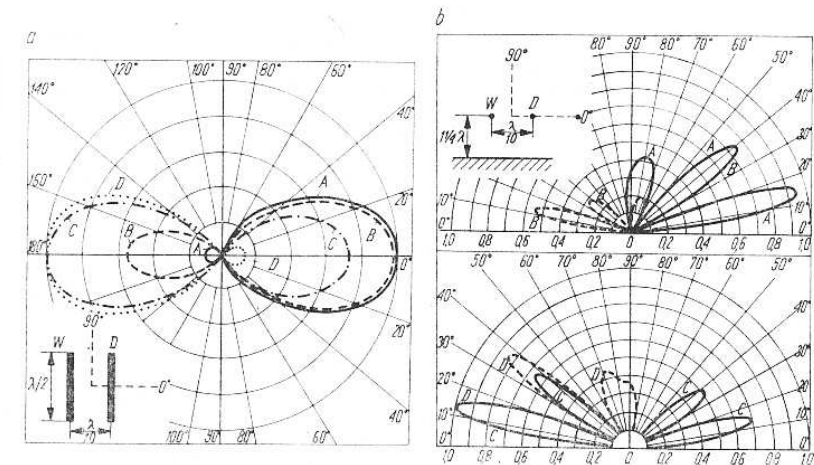
Przy strojeniu anteny dwuelementowej łatwiejsze jest sprawdzenie warunku największej wartości F/B , niż stwierdzenie maksymalnego zysku. Optymalna długość elementu biernego dla maksimum F/B

jest krytyczna, ostro zarysowana, dzięki czemu można ją łatwo ustalić. Strojenie anteny dwuelementowej direktorem daje lepsze wyniki i dlatego najczęściej antenę dwuelementową wykonuje się z direktorem, a nie reflektorem. Optymalnie dopasowany direktor na maksimum zysku daje około 5 dB zysku w porównaniu z dipolem półfalowym, lecz stosunek F/B wynosi tylko 5,5 dB. Przy nieznacznym skróceniu direktora, zysk maleje do około +4dB, natomiast F/B poprawia się aż do 17 dB. Dla określonego rozstawienia, dzięki doborowi długości direktora można uzyskać albo maksymalny zysk albo maksymalny F/B (rys. 5.89).



Rys. 5.89. Zależność stosunku „przód-tył” F/B od odległości direktora od wibratora dla dwóch krańcowych dostrożeń direktora

Charakterystyka kierunkowa anteny dwuelementowej Yagi-Uda zależy od wyżej opisanego dostrożenia, co przykładowo pokazano na rys. 5.90a i b. Są to charakterystyki zdjęte przez W3GAU z eksperymentalnej anteny w płaszczyźnie poziomej i pionowej. Z rysunku widać, że przy zwiększeniu długości elementu biernego główny listek „przechodzi na drugą stronę” (krzywa A i D).



Rys. 5.90. Charakterystyki dwuelementowej anteny na wysokości $1,25\lambda$ nad ziemią w wersjach:

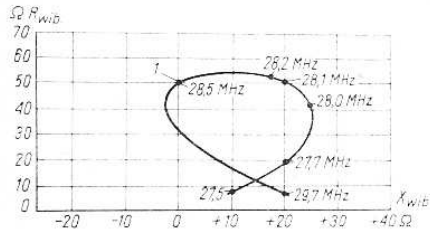
A — direktor nastrojony na G_{max} , B — direktor o długości rezonansowej, C — reflektor nastrojony na maksymalny zysk, D — reflektor nastrojony na maksymalny F/B , a — charakterystyka w płaszczyźnie stożka o elewacji 12° , b — charakterystyka w płaszczyźnie pionowej przechodzącej przez maksimum wiązki

Szerokowstęgowość anteny Yagi może być rozumiana jako:

- obszar częstotliwości, w którym zysk jest większy od pewnego umownego poziomu,
- obszar częstotliwości, w którym stosunek „przód—tył” F/B ma nie mniejszą wartość niż ustaloną,
- obszar częstotliwości, w którym współczynnik fali stojącej w linii zasilającej jest nie większy, niż pewna, przyjęta wartość.

Ostatnie kryterium jest najczęściej stosowane, gdyż wiąże się ze zdolnością przepływu energii między anteną a linią zasilającą. Wykres zmian impedancji wejściowej w zależności od częstotliwości dla pewnego konkretnego przypadku pokazano na rys. 5.91.

Szerokość wstęgi anteny, określona wartością WFS, zależy od dobroci anteny Q . W antenie z małym rozstawieniem elementów S , dobroć Q jest duża i dlatego zakres częstotliwości, w którym antena ma WFS mniejszy od umownego granicznego, jest mały. Przykładowo



Rys. 5.91. Zależność impedancji wejściowej od częstotliwości anteny dwuelementowej o równej długości wibratora i direktora (1 — częstotliwość rezonansowa wibratora i dipola biernego)

w antenie dwuelementowej z rozstawieniem $S = 0,075 \lambda$ szerokość wstęgi wynosi 3% dla granicznego WFS = 3. W pasmie 14 MHz odpowiada to 420 kHz, a więc jest wystarczające. W tym przypadku F/B w całym zakresie wynosi co najmniej 10 dB. Przy powiększeniu odległości do wartości $S = 0,25 \lambda$, maleje Q , szerokość wstęgi rośnie lecz F/B maleje (rys. 5.89).

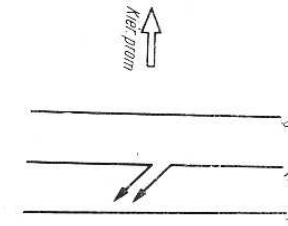
W przypadku stosowania elementu biernego w postaci reflektora, dostrojonego na maksymalny stosunek F/B właściwości są nieco inne. Największy F/B uzyskuje się przy S około $0,2 \lambda$. Wynosi on wtedy około 16 dB. W tym przypadku równocześnie impedancja wejściowa anteny rośnie do korzystnej wartości 72Ω , dobroć zaś anteny wynosi zaledwie $Q = 4,7$. Wyniki te otrzymano przy elementach o smukłości $l/d = 330$. Zmniejszenie smukłości (większa średnica d) elementów jeszcze bardziej obniża Q anteny i zwiększa jej szerokowstęgowość.

5.5.2.

Antena 3-elementowa

Antenę trójelementową tworzy układ wibratora i dwóch elementów biernych (rys. 5.92). Teoria i doświadczenie pokazały, że najkorzystniejszy układ jest taki, w którym jeden element bierny jest re-

flektorem, a drugi direktorem. Porównanie jej właściwości z cechami poprzednio opisanej anteny nie jest łatwe. Nie istnieje bowiem taka idealna konstrukcja, w której parametry osiągałyby jednocześnie swoje optimum. Konieczny jest kompromis i dlatego spotyka się wiele „recept” na antenę trójelementową. Jedne z nich preferują np. maksymalny zysk, inne stosunek „przód—tył” F/B , inne maksymalną szero-



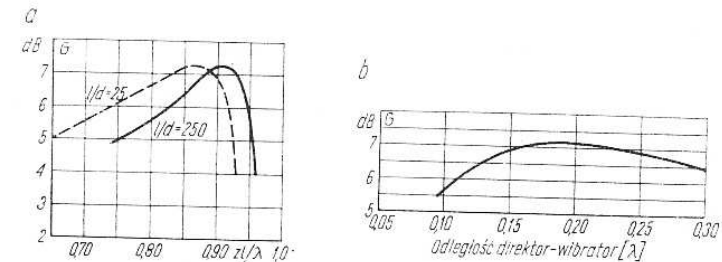
Rys. 5.92. Trójelementowa antena Yagi-Uda (D — direktor, W — wibrator, R — reflektor)

kowstęgowość, a inne jeszcze wybierają jako decydujące kryterium impedancję wejściową 50 lub 70Ω .

Teoretycznie antena trójwymiarowa, reflektor—wibrator—direktor, w skrócie R-W-D, powinna osiągać zysk nieco ponad 7 dB. Liczne pomiary wykazały, że największy zysk uzyskuje się przy położeniu reflektora w odległości $0,15 \div 0,25 \lambda$ z optimum około $0,2 \lambda$.

Dla tej odległości reflektora dostrojenie anteny przeprowadza się przez dobranie długości i odległości direktora. Jeśli przyjąć za stałą wartość, odległość direktora i reflektora od wibratora $S = 0,2 \lambda$ to zależność zysku anteny od długości direktora można określić z wykresu na rys. 5.93. Podane są tam przebiegi dla dwóch różnych smukłości anteny. Direktor z grubszej rurki, o małej smukłości jest mniej krytyczny w zestrojeniu. Direktor o mniejszej średnicy, bardziej smukły daje ten sam zysk przy nieco większej długości. Jest to wywołane zmianą współczynnika skrócenia K .

Zmiana odległości direktora, przy stałej odległości reflektora równej $0,2 \lambda$, wpływa stosunkowo nieznacznie na zmianę zysku anteny



Rys. 5.93. Charakterystyka trójelementowej anteny Yagi typu R-W-D a — zysk w zależności od długości direktora dla dwóch różnych smukłości (odległości $DW = WR = 0,2 \lambda$), b — zysk w zależności od odległości D-W (przy stałej odległości R-W = $0,2 \lambda$)

(rys. 5.93b). Poprzednio wyjaśniono, że zmiana odległości ma duży wpływ na impedancję wejściową anteny. Dlatego na falach krótszych, gdy względy konstrukcyjne pozwalają, dąży się do dużej odległości między reflektorem i директором (aż do $0,45 \lambda$). W antenach, w których jest to kłopotliwe przyjmuje się długość anteny $0,25 \div 0,30 \lambda$ i odpowiednio dopasowuje zasilanie.

Z analizy charakterystyk wynika, że korzystne jest stosowanie reflektora nieco dłuższego od optymalnego, a direktora krótszego od optymalnego. Antena taka kosztem bardzo nieznacznego zmniejszenia zysku posiada większą szerokość pasma przenoszonego. Należy również pamiętać, że zmiana częstotliwości jest równoznaczna z odpowiednią zmianą długości względnej. Przy większej częstotliwości ten sam element posiada większą długość elektryczną wyrażoną w długości fali λ .

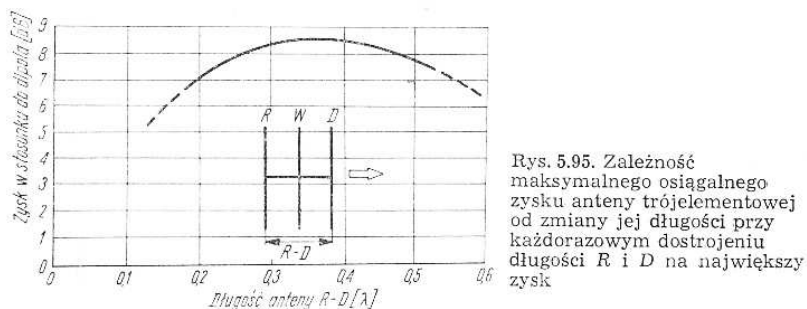
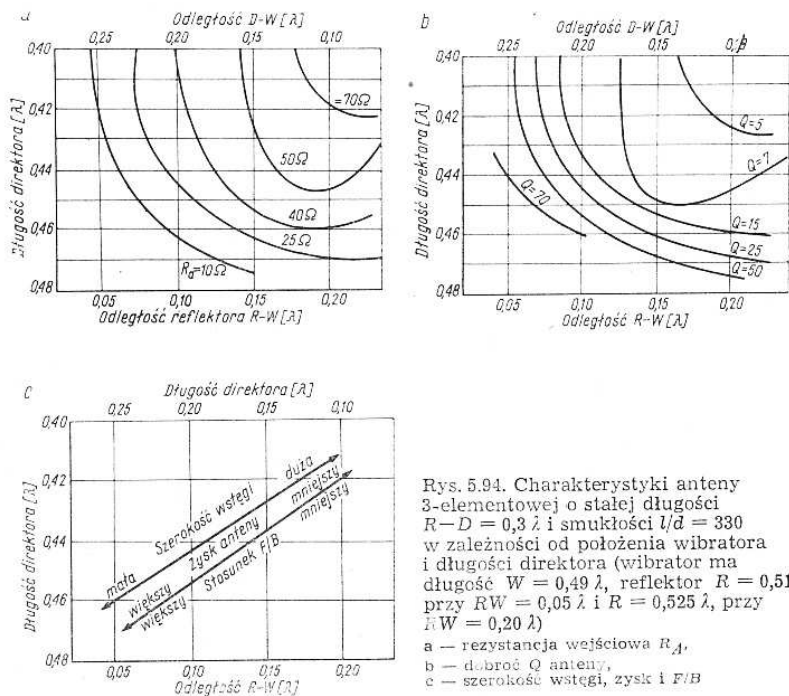
Impedancja wejściowa anteny trójelementowej może zmieniać się w bardzo szerokim zakresie. Zależy ona zarówno od odległości elementów biernych jak też ich długości. Istnieją jednak pewne ogólne zasady ułatwiające analizę. Przy dostrojeniu anteny o stałej długości do osiągnięcia maksymalnego zysku, impedancja osiąga wartość najmniejszą. Przy wzroście lub zmniejszaniu się częstotliwości impedancja takiej anteny (wibratora) rośnie. Przy malejącej długości anteny re-

zystancja wejściowa maleje. Na przykład przy odległości direktora $0,1 \lambda$ po nastrojeniu anteny do maksymalnego zysku osiąga się $R_A = 10 \Omega$. Zmieniając długość direktora i jego odległość do $0,25 \lambda$ zmienia się impedancja wejściowa do około 50Ω a nawet 70Ω (rys. 5.94a). Oczywiście traci się w tym przypadku nieco na zysku (rys. 5.93b).

Na uwagę zasługuje mało znana zależność, że przy zbliżeniu direktora do wibratora i jednoczesnym odsuwaniu reflektora, impedancja wejściowa rośnie. Nie jest też prawdą, że trójelementowa antena musi mieć małą impedancję wejściową, co wiązałoby się z koniecznością stosowania układów transformujących. Z wykresów na rys. 5.94a wynika, że warunkiem dużej rezystancji wejściowej jest dobranie odpowiedniej długości direktora. Oczywiście przy zmianie częstotliwości, długość elektryczna direktora ulega zmianie i dopasowanie się zmienia.

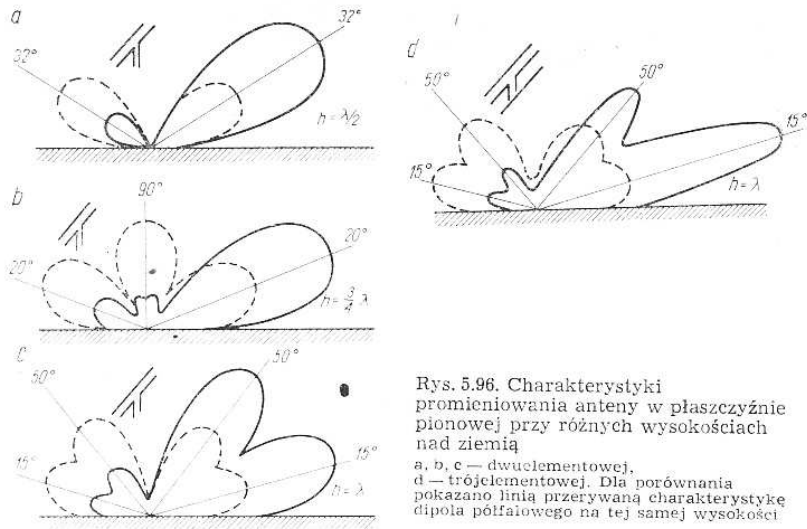
J. P. Shanklin badając ten typ anteny stwierdził ponadto, że zachowując długość reflektora, odpowiadającą największej wartości F/B niewielkie zmiany jego długości tylko nieznacznie wpływają na impedancję wejściową wibratora. Dla opisanego przykładu (rys. 5.94) długość reflektora zmienia się od $R = 0,51 \lambda$ przy małych odległościach $R-W$, do $0,525 \lambda$ przy dużych odległościach $R-W$, przy czym długość była dobierana do maksymalnego stosunku F/B .

Opisany przykład zakładał stałą długość anteny $R-D = 0,3 \lambda$. Przy zmianach długości anteny otrzymuje się łatwe do przewidzenia zmiany właściwości.



Krótką antena $R-D = 0,1 \lambda$ posiada duży F/B , małą impedancję wejściową, duży zysk, małą szerokość wstęgi. Długa antena $R-D = 0,4 \lambda$ posiada mniejszy F/B , impedancję wejściową większą, zysk tylko nieznacznie mniejszy (rys. 5.95) i znaczną szerokość wstęgi. Jak z rysunku wynika optymalna długość anteny występuje przy $R-D = 0,35 \lambda$ i mała zmiana tej długości niewiele wpływa na wzmocnienie.

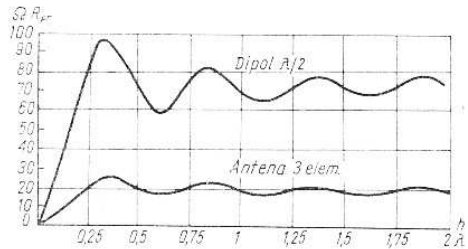
Charakterystyka anteny dwu- i trójelementowej ma listki główne i boczne skierowane tak, jak dla dipola prostego. Ich kierunek zależy od wysokości anteny nad ziemią (rys. 5.96). Im większy zysk



Rys. 5.96. Charakterystyki promieniowania anteny w płaszczyźnie pionowej przy różnych wysokościach nad ziemią
 a, b, c — dwuelementowej,
 d — trójelementowej. Dla porównania pokazano linią przerywaną charakterystykę dipola półfalowego na tej samej wysokości

ma antena, tym dłuższe i węższe są listki jednej strony, a tym samym słabsze drugiej. Przy dostrojeniu anteny na maksymalny stosunek F/B , np. 14 dB, listek tylny jest 5 razy mniejszy niż przedni.

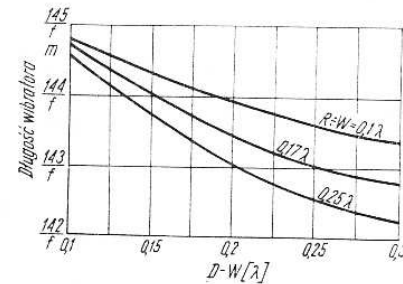
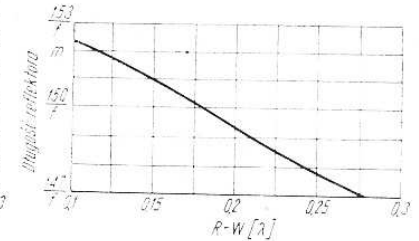
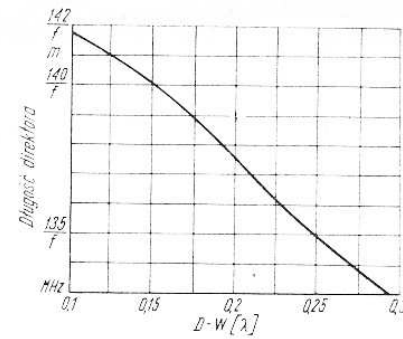
Zmiana wysokości anteny nad ziemią wpływa na rezystancję promieniowania, lecz zmiany te są mniejsze niż dla dipola półfalowego (rys. 5.97).



Rys. 5.97. Zależność rezystancji promieniowania anteny 3-elementowej i dipola $\lambda/2$ od wysokości nad ziemią

Przy projektowaniu anteny 3-elementowej samonośnej, mocowanej w środku (bez izolatorów końcowych), wymiary główne można wyliczyć korzystając z wykresów na rys. 5.98. Dzieląc odczytaną wartość przez częstotliwość w MHz otrzymuje się długość elementu w metrach. Jest to słuszne przy smukłości $l/d = 300$. W praktyce po wykonaniu anteny należy ewentualnie wprowadzić drobne poprawki, wynikłe z innej smukłości jak i wpływu konstrukcji mocującej elementy.

Przy konstruowaniu anten należy dbać o to, aby ani częstotliwość rezonansowa reflektora, ani direktora nie znalazła się w ob-



Rys. 5.98. Wymiary trójelementowej anteny Yagi zestawionej na maksymalny zysk

szarze przenieszonego pasma fal. Częstotliwości te powinny znaleźć się poza pasmem, w którym antena ma pracować.

W zakresie fal krótkich rzadko buduje się anteny Yagi o liczbie elementów większej niż 3. Anteny bardziej rozbudowane występują jedynie w zakresie UKF.

5.5.3.

Przykłady rozwiązań konstrukcyjnych anten strumieniowych

Podane w poprzednich rozdziałach zasady są podstawą projektowania prawidłowej anteny Yagi-Uda na dowolne pasmo. Przy projektowaniu należy do obliczeń przyjmować częstotliwości środkowe pasma, tj. 3,65 MHz, 7,05 MHz, 14,15 MHz, 21,20 MHz, 28,60 MHz. W przypadkach szczególnych, np. przy pracy tylko CW można przyjąć inne częstotliwości. W antenach dobranych do pracy CW w końcach pasm, w szczególności 3,5 i 28 MHz pojawi się WFS rzędu 3. Zgodnie z wyjaśnieniami podanymi w rozdziale 2.2.4 nie stanowi to przeszkody w promieniowaniu anteny (utrudnia jednak dopasowanie nadajnika do linii).

Wyliczone długości elementów stanowią wartości przybliżone. Ponieważ w fazie projektowania trudno jest uwzględnić wpływ ziemi, pojemności końcowych i pojemności przedmiotów otaczających, dokładne długości lepiej jest ustalić po wykonaniu anteny. Anteny strumieniowe dipolowe, pracujące w pasmach 3,5 i 7 MHz, mają wymiary mało

realne dla konstrukcji w wersji obrotowej. Mniejsze, choć nadal istotne trudności, występują w pasmach 14 i 21 MHz.

W związku z tym pojawiło się wiele kompromisowych rozwiązań, zmniejszających rozpiętość anteny. Wyróżniają się tu dwa sposoby:

- a — wydłużenie elektryczne za pomocą dodatkowej cewki dipola skróconego mechanicznie,
- b — zagięcie ramion dipola.

Oba sposoby znane są już z opisów anten stacjonarnych (rozdział 5.2) i tam należy szukać bliższych informacji. Należy jednak zaznaczyć, że każde zmniejszenie części wiodącej prąd w wymaganej fazie wywołuje zmniejszenie apertury skutecznej anteny, jej sprawności i zysku. Najmniej strat przynosiłoby zwiększenie końcowych pojemności zamiast cewek w pobliżu strzałki prądu. W takim układzie część dipola w pobliżu strzałki (najistotniejsza dla formowania charakterystyki) nie byłaby naruszona. Ze względów konstrukcyjnych rozwiązania takie są jednak rzadko spotykane. Przyjmując współczynnik skrócenia fali jako stosunek długości fizycznej dipola l_f do długości elektrycznej l , tj. $K_s = l_f/l$ należy pamiętać, że impedancja promieniowania anteny oraz szerokość pasma zmienia się orientacyjnie K_s^2 razy w stosunku do anteny pełnowymiarowej. Równocześnie wprowadzenie cewki skracającej antenę wnosi dodatkowe straty R obniżając sprawność anteny, czasami nawet poniżej 30% (rozdział 2.3).

5.5.3.1.

Anteny pełnowymiarowe

Wymiary pełnowymiarowych 2- i 3-elementowych anten W-D i R-W-D Yagi-Uda zestawiono w tablicy 5.16.

Dla anten 2-elementowych wibrator—direktor W-D przyjęto długości $W = 144,8/f$, $D = 136,5/f$ i odległości $DW = 36,6/f$.

Dla anten 3-elementowych reflektor—wibrator—direktor R-W-D przyjęto długości $W = 144/f$, $D = 135,6/f$, $R = 152,6/f$ i odległość $RW = DW = 42,6/f$.

W antenach tych rezystancja promieniowania jest około 20Ω , szerokość pasma dla WFS < 2 około 4%, zysk anteny dwuelementowej

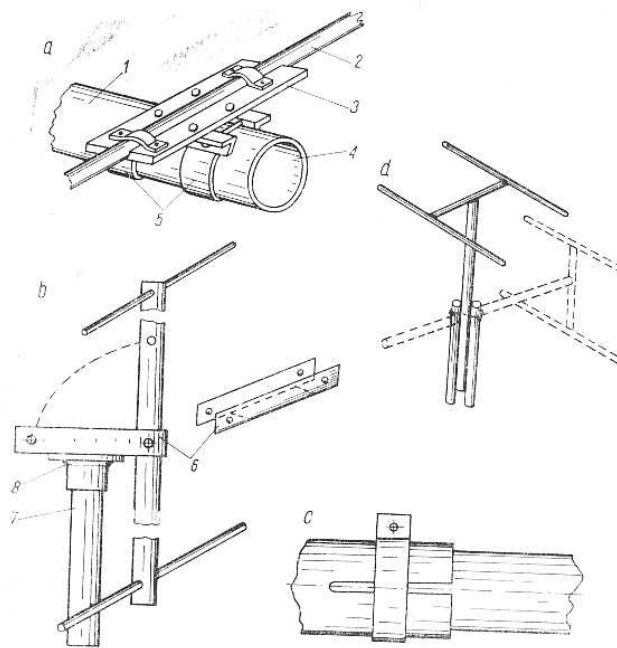
Tablica 5.16

WYMIARY DWU- I TRZYELEMENTOWEJ ANTENY YAGI-UDA

Częstotliwość (MHz)	7,05		14,15		21,20		28,6	28,2	29,0
	2-el.	3-el.	2-el.	3-el.	2-el.	3-el.	2-el.	3-el.	3-el.
Wibrator W	20,53	20,42	10,24	10,19	6,83	6,78	5,02	5,11	4,97
Direktor D	19,37	19,25	9,66	9,58	6,43	6,40	4,63	4,81	4,68
Reflektor R	—	21,65	—	10,79	—	7,20	—	5,41	5,25
Odległość $DW = RW$	5,18	6,05	2,59	3,01	1,70	1,98	1,31	1,51	1,47
Średnica d (mm)	50		40		25		25		

W-D około $G \approx 5,3$ dB, trójelementowej R-W-D $G \approx 8,3$ dB, a stosunek przód/tył w antenie W-D wynosi $F/B = 10$ dB, zaś w antenie R-W-D wynosi $F/B \approx 25$ dB.

Anteny te mogą mieć rozcięty wibrator i być zasilane przez transformator $\lambda/4$ o $Z_T = 37 \Omega$ przewodem współosiowym $Z_0 = 75 \Omega$. Wibratory bez rozcinania można zasilać za pomocą transformatora Gamma. Bliższe szczegóły zawiera rozdział 3.2. Rozcięcie wibratora, zmniejsza jego wytrzymałość mechaniczną. Rurki $\phi 25$ mm z PA4 lub PA6 są produkowane przez przemysł krajowy m. in. na nośniki anten UKF. Rurki $\phi 40$ mm i większe są produkowane dla potrzeb lotnictwa. Dipole w środku długości mogą być metalicznie połączone z nośnikiem



Rys. 5.99. Przykłady rozwiązań węzłów kierunkowej anteny
1 — nośnik,
2 — dipol,
3 — wspornik,
4 — otwór zaślepić,
5 — taśmy opinające,
6 — korytka,
7 — maszt,
8 — spaw

i masztem. Nośnikiem może być kształtownik stalowy, np. ceownik, dwuteownik, rura lub drewniana belka odpowiednio impregnowana. Elementy należy mocować bez wiercenia otworów, gdyż te zmniejszają wytrzymałość mechaniczną. Zaleca się stopniowanie średnic wzdłuż elementów. Na rys. 5.99 podano przykładowo rozwiązania niektórych węzłów konstrukcyjnych i sposób montażu anteny.

5.5.3.2.

Antena HB9CV

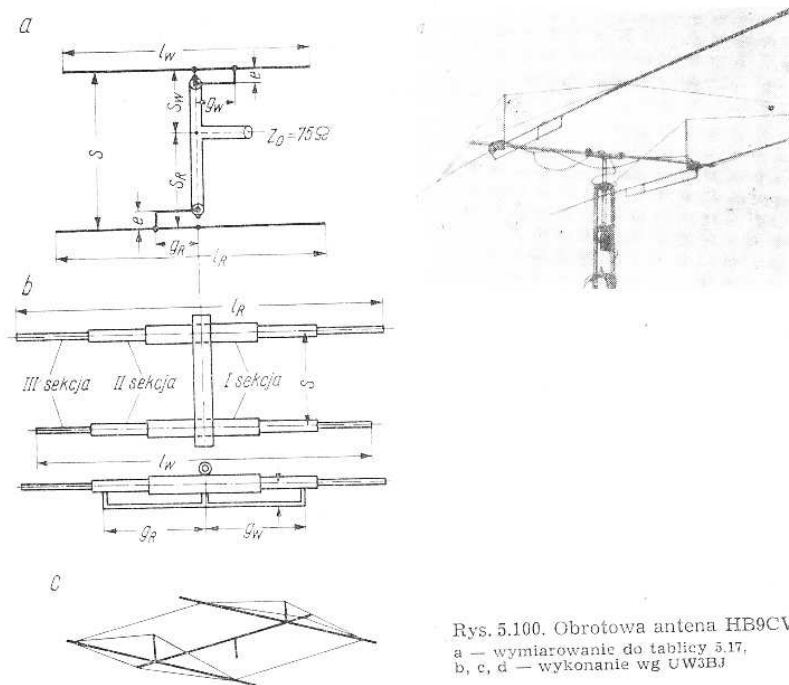
W wersji stacjonarnej antenę tę opisano już obszernie w rozdziale 5.4.4.4. Jest ona obecnie często stosowana, gdyż ma istotną prze-

wagę nad klasyczną anteną Yagi-Uda. Antena Yagi-Uda przy maksymalnym zysku ma małą rezystancję wejściową. Zwiększając odległości WD i RW uzyskuje się wprawdzie wzrost rezystancji, lecz maleją indukowane w elementach biernych prądy i w efekcie zysk anteny maleje.

Antena HB9CV ma zasilane oba elementy, a jej rezystancja wejściowa jest około 75Ω (rys. 5.100). Długość linii fazującej ustala się w zależności $S_R + S_W = S + (0,10 \div 0,20 \text{ m})$, gdzie S_R i S_W odpowiednio długości falowe odcinków fazujących, oraz $S_R - S_W = K \cdot \lambda \frac{\varphi}{360^\circ}$ gdzie K — współczynnik skrócenia (zazwyczaj $K = 0,66$), λ długość fali w m, φ przesunięcie fazowe. Zazwyczaj $\varphi = 225^\circ$ i wtedy $S_R - S_W = 0,625 K \lambda$, a przy $K = 0,66$ otrzymuje się $S_R - S_W = 0,41 \lambda$.

Linia fazująca powinna mieć impedancję $Z_f = 150 \Omega$ np. RK-150-4-11 produkcji radzieckiej. Wibrator ma długość $l_W = 0,46 \lambda$, a reflektor $l_R = 0,5 \lambda$. Jeśli dipole mają średnicę $\phi = 22 \text{ mm}$, a transformator Gamma $\phi = 20 \text{ mm}$, to wymiary anteny można przyjąć z tablicy 5.17.

Antenę HB9CV w rozwiązaniu konstrukcyjnym UW3BJ A. Snesarewa *) na pasmo 14 MHz pokazano na rys. 5.100b. Elementy



Rys. 5.100. Obrotowa antena HB9CV
a — wymiarowanie do tablicy 5.17,
b, c, d — wykonanie wg UW3BJ

*) Snesarew A. UW3BJ, Antenna z aktywnym reflektorem, Radio, 9/1968, str. 17, Moskwa.

Tablica 5.17

WYMIARY ANTENY HB9CV DO RYS. 5.100

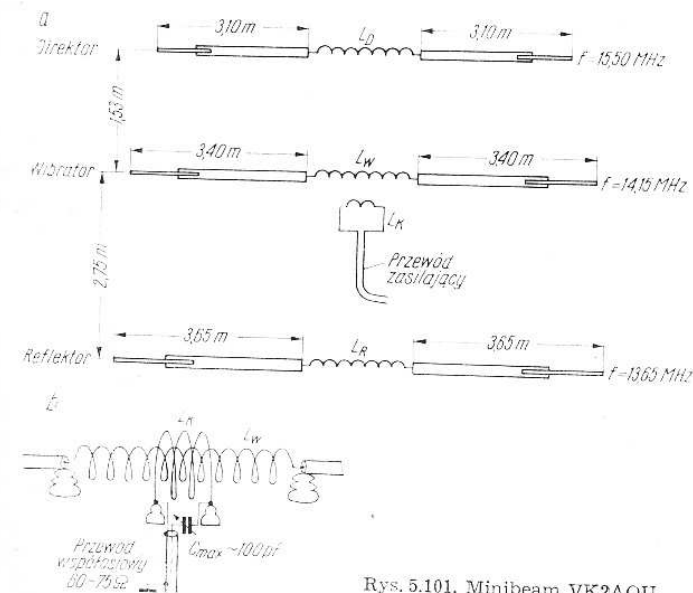
Wymiar (cm)	Częstotliwość MHz		
	14,15	21,50	28,50
l_W	968	647	480
l_R	1052	702	519
e	12	9	6
g_W	131	87	66
g_R	143	95	71
S	265	177	132

są wykonane z trzech sekcji: I $R = W = 3,50 \text{ m } \phi 22/20 \text{ mm}$, II $R = W = 2,50 \text{ m } \phi 20/18 \text{ mm}$, III $R = 2,0 \text{ m}$, $W = 1,8 \text{ m}$, $\phi 18/16 \text{ mm}$. Nośnikiem jest rura Al $\phi 40/38$. Elementy są usztywnione podciągami z żyłki stilonowej $\phi 1 \text{ mm}$ rys. 5.100c. Antena ta waży tylko 6,5 kg. Strojenie anteny przeprowadza się zmianą długości wsuwanych sekcji zewnętrznego reflektora i wibratora. Odpowiednim zestrojeniem można uzyskać $F/B = 40 \div 50 \text{ dB}$.

5.5.3.3.

Minibeam VK2AOU

Australijski amator VK2AOU przeprowadził obszerne badania anten skracanych cewkami. Wyniki badań wielokrotnie były publikowane w amatorskiej prasie wielu krajów. Zgadając się z mniejszą



Rys. 5.101. Minibeam VK2AOU

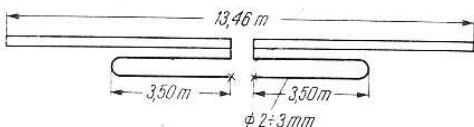
sprawnością, dobierając odpowiednio wymiary elementów anteny, uzyskiwał on charakterystykę promieniowania nie gorszą niż w antenach pełnowymiarowych.

Na rys. 5.101 pokazano antenę VK2AOU w pasmie 14 MHz wraz ze szczegółami konstrukcyjnymi układu sprzęgającego. Jej zysk jest około 5,8 dB, a więc tak, jak pełnowymiarowej dwuelementowej anteny Yagi. Przy obrocie ramiona anteny zataczają okrąg o promieniu 4,6 m, nazywanym promieniem obrotu.

Antenę zestraja się wstępnie za pomocą GDO na wysokości 1,8 m nad ziemią przez zmianę indukcyjności cewek (rozsuwanie zwojów). W tym czasie należy zewrzeć elementy nie badane. Częstotliwość rezonansowa wynosi: $f_D = 15,20$ MHz, $f_W = 13,90$ MHz, $f_R = 13,40$ MHz. Antena podniesiona do poziomu pracy powinna mieć częstotliwości o 0,25 MHz większe. Pełne zestrojenie na maksymalny zysk lub stosunek F/B przeprowadza się przy użyciu miernika natężenia pola. Cewki, ze względu na korozję należy wykonać drutem Al lub CuAg $\phi 3$ mm.

Cewka L_K jest zasilana przez kondensator nastawny 100 pF przewodem współosiowym $50 \div 75 \Omega$.

W antenie tej można zmniejszyć promień obrotu do 3,5 m skracając długość elementów do około $2 \times 2,5$ m, a powiększając jednocześnie indukcyjność cewek. Wiąże się to oczywiście z dalszym pogorszeniem jej sprawności. Istnieje również możliwość zastąpienia cewek odcinkami linii współosiowej lub symetrycznej zwartej, krótszej od



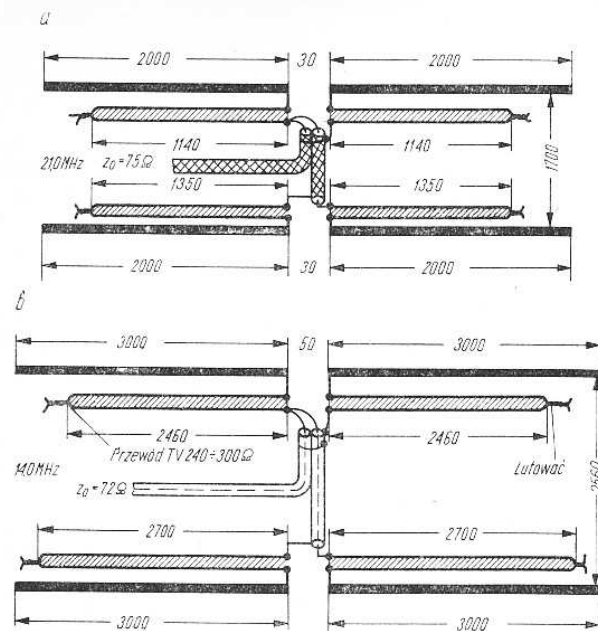
Rys. 5.102. Skrócenie dipola pracującego w pasmie 7 MHz odcinkami linii symetrycznej

$\lambda/4$. Takie rozwiązanie spotyka się w antenach firmy Hy-Gain, z dipolem pracującym w pasmie 7 MHz o wymiarach jak na rys. 5.102. Ze względu na inną zależność od częstotliwości reaktancji X_L linii niż reaktancji cewki, antena, w której zastosowano linię skracającą zamiast cewki, jest bardziej szerokopasmowa mimo dużego tu skrócenia ($K_S = 0,65$) i posiada większą sprawność.

5.5.3.4.

Minibeam HA5DR

Na bazie anteny HB9CV węgierski amator Kolmar Nanoszi HA5DR opracował i wykonał antenę, pracującą w pasmach 14 MHz i 21 MHz z dipolem skróconym. Wymiary i rozwiązanie konstrukcyjne anteny pokazano na rys. 5.103. Do elektrycznego wydłużenia skróconych dipoli służy przewód taśmowy TV. Wibratory są wykonane z przewodu współosiowego z wykorzystaniem tylko żyły zewnętrznej (duża średnica). Są one przymocowane do czterech tyczek bambusowych



Rys. 5.103. Dwuelementowy skrócony beam w wersji HA5DR a — na 21 MHz, b — w pasmie 14 MHz

2-metrowych (21 MHz) lub 3-metrowych (14 MHz). Pod nimi, w odległości 10 ÷ 15 cm są zawieszono równoległe odcinki przewodu taśmowego TV. Linię fazującą jak i zasilającą wykonano przewodem 75 Ω . Autor anteny uważa ją za lepszą od prostego dipola chociaż zapewnia znikomy zysk w stosunku do dipola $\lambda/2$. Jest ona zdecydowanie jednokierunkowa $F/B > 25$ dB co jest jej oczywistą zaletą.

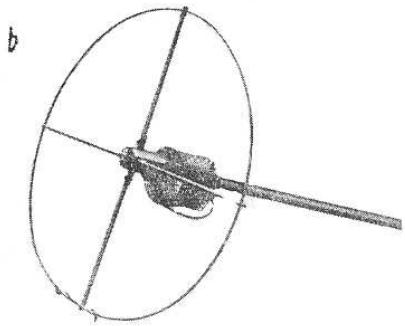
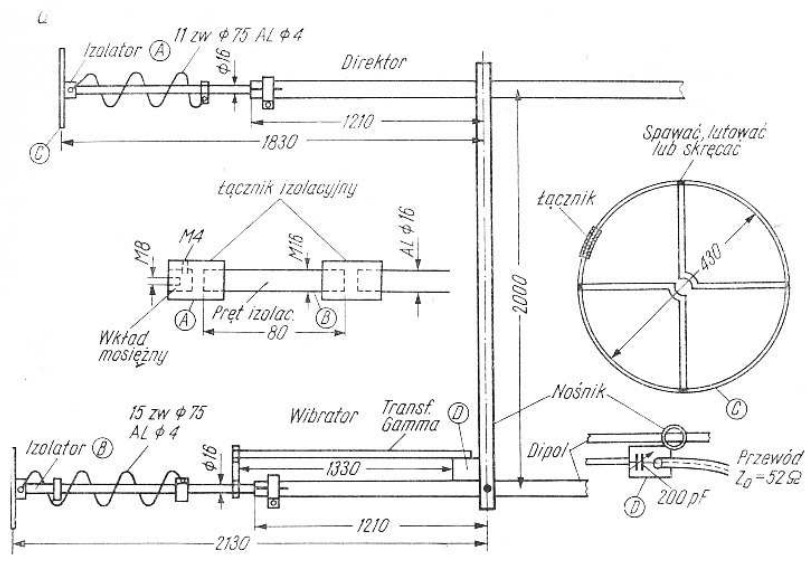
5.5.3.5.

Minibeam W8HRF

Skracanie dipoli cewkami umieszczonymi w pobliżu strzałki prądu wiąże się ze wzrostem strat w antenie i mniejszym zyskiem. Skracanie anteny dodatkowymi pojemnościami końcowymi, poprzedzanymi cewkami prowadzi do dużego prądu promieniującej części dipola. Przy tej metodzie skracania, obniżenie zysku w stosunku do anteny pełnowymiarowej jest niewielkie.

Antenę wyzyskującą tę zasadę opracował i wypróbował w pasmie 14 MHz D. Walsh W8HRF, a następnie opublikował^{*)}. Antenę tę pokazano na rys. 5.104. Jest ona krótsza od Minibeama HA5DR, gdyż wibrator ma długość $2 \times 2,13$ m i odległy o 2 m direktor ma długość $2 \times 1,8$ m. Dipole są wykonane z rurek duraluminiowych $\phi 20/16$ o długości 2,45 m, bezpośrednio mocowanych do nośnika. W rurki te są włożone rurki duraluminiowe $\phi 16$ o długości 0,7 i 1,0 m. Na końcach

^{*)} Dawid L. Walsh, W8HRF, The W8 High Radio Frequency Short Beam. QST 2/1969, str. 16.



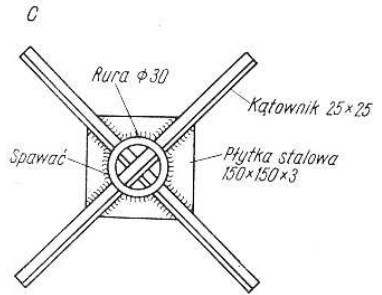
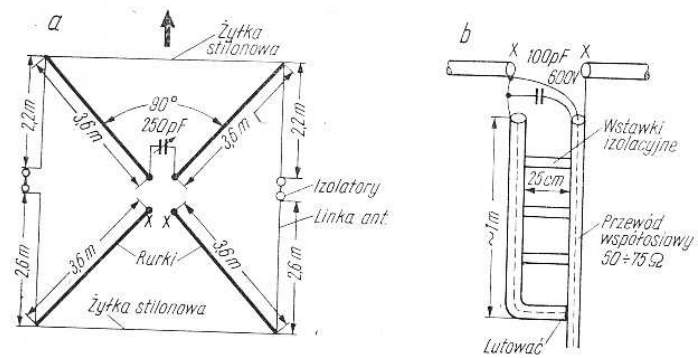
Rys. 5.104. „Kieszonkowy” minibeam W8HRF dla pasma 14 MHz
a – wymiary, b – zakończenie dipola z cewką i pojemnością końcową

rurek są zamocowane cewki. Jeden koniec cewki mocowany jest do rurki $\phi 16$, a drugi do kręgu (C), wykonanego z drutu Al $\phi 4$. Krąg ten jest umocowany na rurze $\phi 16$ za pośrednictwem łączników izolacyjnych (A). Ze względu na duże napięcie wibratorze, konieczne jest ustawienie dodatkowych odcinków izolacyjnych (B). Zasilanie wykonuje się przewodem współosiowym $50 \div 75 \Omega$ za pośrednictwem transformatora Gamma (D).

5.5.3.6.
Antena W2EEY

Antena dwuelementowa może mieć mniejsze wymiary, jeśli jej końce zostaną zagięte. Jednym z takich rozwiązań jest antena w pasmie 14 MHz opracowana przez W2EEY (rys. 5.105).

Na środkowym krzyżaku, wykonanym z kątowników 25×25 wzmocnionym blachą $150 \times 150 \times 3$, są mocowane cztery rury PA4 $\phi 25$ o długości po 3,6 m. Rury mają przekładki z winiduru, izolujące je od krzyżaka. Napięcie w tym miejscu jest niewielkie. Do końców rur dołączono odcinki przewodów z linki antenowej o długości odpowiednio 2,2 m i 2,6 m. Przewody są połączone ze sobą izolatorem. Może to być np. pręt winiduru $\phi 10 \div 15$ o długości 100 mm. Rury są usztywnione linkami stilonowymi. Kondensator $C_{max} = 250 \text{ pF}$ strojący direktor jest niskonapięciowy (od odbiornika). Po zestrojeniu zamyka się go w pudełku plastikowym. Antenę zasilą przewód współosiowy $50 \div$



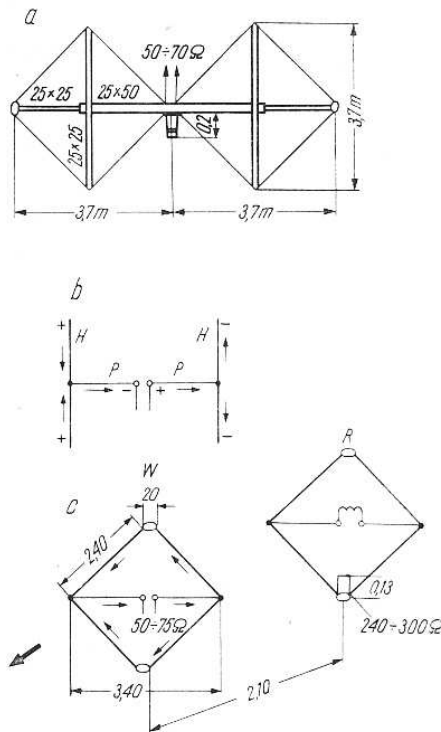
Rys. 5.105. Antena W2EEY pracująca w pasmie 14 MHz
a – wymiary, b – skrócony symetryzator, c – krzyżak

$\div 75 \Omega$ przez symetryzator skrócony pojemnością $100 \text{ pF}/600 \text{ V}$, do długości tylko 1 m. Strojąc direktor kondensatorem $C_{max} = 250 \text{ pF}$ można uzyskać maksymalny zysk $5 \div 6 \text{ dB}$, a przy innym położeniu kondensatora maksymalną jednokierunkowość $F/B = 15 \div 20 \text{ dB}$. Charakterystyka promieniowania odpowiada antenie dwuelementowej z przesunięciem faz $\varphi = 90^\circ$ i odległością elementów $\lambda/4$ (rys. 5.59).

Prądy w zagiętych końcach anteny wytwarzają wzajemnie znoszące się pola, a ich położenie nie jest istotne pod warunkiem, że będą tworzyły układ symetryczny. Na tej podstawie GM3HMU nie stosował zakończeń dipoli wykonanych linką w płaszczyźnie anteny, lecz jako zwisające swobodnie, jedynie chroniąc przed wpływem wiatru

przywiązał je linkami do masztu, tworząc układ podobny do odwróconej piramidy.

Zmieniając odpowiednio wymiary można antenę tę wykonać dla pasm 21 i 28 MHz. Eksperymentując z położeniem końców dipola VR2ABQ otrzymał ciekawą odmianę anteny, zwaną *muszką*, jedno-



Rys. 5.106. Anteny miniaturyzowane wg VK2ABQ na 14 MHz
 a — skrócony dipol pętlowy — przypomina on „muszkę”,
 b — rozchylenie końca dipola,
 c — dwa dipole z rozchyłonymi końcami tworzą beam

pasnową (rys. 5.106). Rama drewniana ma konstrukcję tak prostą, że można ją wykonać we własnym zakresie. Zysk anteny jest bliski 6 dB, przy czym F/B około 20 dB.

Dostrojenie reflektora można przeprowadzić dzięki krótkiej pętli zwieranej w środku.

Antena jest zasilana przewodem współosiowym 50÷75 Ω , ewentualnie z symetryzatorem. Zwarcie końców anteny na izolatorach zamienia ją w dipol pętlowy o promieniowaniu dwukierunkowym.

5.5.3.7.

Antena VK2ABQ

Zasada działania anteny VK2ABQ jest zbliżona do zasady działania dwóch poprzednio opisanych anten W8HRF i W2EEY. Antena, pokazana na rys. 5.106, ma poziomy dipol P—P niepełnej długości. Jest

on zakończony dwiema pojemnościami rozłożonymi, którymi są odcinki linii H . Na końcach tych odcinków występują różne potencjały, a więc zbliżając końce do siebie uzyskuje się wzrost pojemności końcowej, a jednocześnie zmniejszenie rozmiarów anteny. Dwa takie dipole tworzą układ reflektor—wibrator (R—W).

Dostrojenie reflektora przeprowadza się przez zmianę indukcyjności cewki i krótkim odcinkiem stroika, wykonanego z przewodu taśmowego TV. Wibrator ma częstotliwość rezonansową 14,2 MHz, a reflektor 13,4 MHz.

Zasilanie anteny wykonuje się linią 50 Ω . W zagiętych częściach dipola płynie prąd osłabiający pole wytwarzane przez środkowe części dipola. Mimo to antena daje się efektywnie zestroić jako antena jednokierunkowa.

Szkielet nośny anteny jest wykonany z drewnianych beleczek $1800 \times 2,5 \times 50$ mm mocowanych do klocków $250 \times 250 \times 50$ mm. Klocki są mocowane do nośnika śrubami.

5.5.3.8.

Anteny spiralne

Anteny spiralne typu Helical mają dwa mody promieniowania. Mod wzdłużny, z polaryzacją eliptyczną, znajduje zastosowanie w zakresie UKF. Mod normalny, z polaryzacją liniową, może być wykorzystany w zakresie KF. Antena promieniuje modem normalnym, gdy średnice i skok spirali są mniejsze od $\lambda/2$. Długość ramienia dipola anteny $h = \frac{l}{2} = K \frac{\lambda}{4}$ zależy od współczynnika skrócenia K_S określonego w tym przypadku zależnością *)

$$K_S = \frac{4h}{\lambda_o} = \left(1 - (20nD)^{2.5} \cdot \sqrt{\frac{D}{\lambda_o}}\right)^{-1/3} \quad (5-6)$$

gdzie: n — liczba zwojów na 1 cm,
 D — średnica spirali w cm,
 λ_o — długość fali w próżni w cm.

Przy znanej długości ramienia h i gęstości uzwojenia n całkowita liczba zwojów N jednego ramienia wynosi $N = nh$.

Gęstość uzwojenia n oblicza się natomiast ze wzoru:

$$\lg n = 0,4 \left[\lg \left(\frac{\lambda_o}{h} - 4 \right) + \lg \left(\frac{\lambda_o}{h} + 4 \right) + \frac{1}{2} \lg \lambda_o - 3 \lg D \right] - 1 \quad (5-7)$$

W celu ułatwienia korzysta się z wykresu zależności $N = f(h)$ o przebiegu podanym na rys. 5.107. Z przebiegu tego wynika, że istnieje pewna maksymalna liczba zwojów, której nie należy przekraczać. Przy

*) D. A. TONG-G8ENN — The „normal-mode” helical aerial, Radio Communication, 7/1974 RSGB — London.

zmianie średnicy D liczba zwojów N , wyznaczona w ten sposób również się zmienia zgodnie z zależnością

$$\lg \frac{N_2}{N_1} = -1,2 \lg \frac{D_2}{D_1} \quad (5-8)$$

Zależność tę podano na wykresie (rys. 5.107).

Rezystancja promieniowania przy dużym skróceniu K_S jest mała. Wyznacza się ją z zależności

$$R_{pr} = 8\pi^2 K_S^2 \quad (5-9)$$

Przykładowo dla $K_S = 0,3$, $R_{pr} = 8,6 \Omega$.

Dobroć Q anteny spiralnej wyznacza się ze wzoru

$$Q = 7,5 \left[\ln \left(\frac{4h}{D} \right) - 1 \right] \cdot K_S^{-3} \quad (5-10)$$

a szerokość wstęgi B do 3 dB osłabienia pola określa zależność

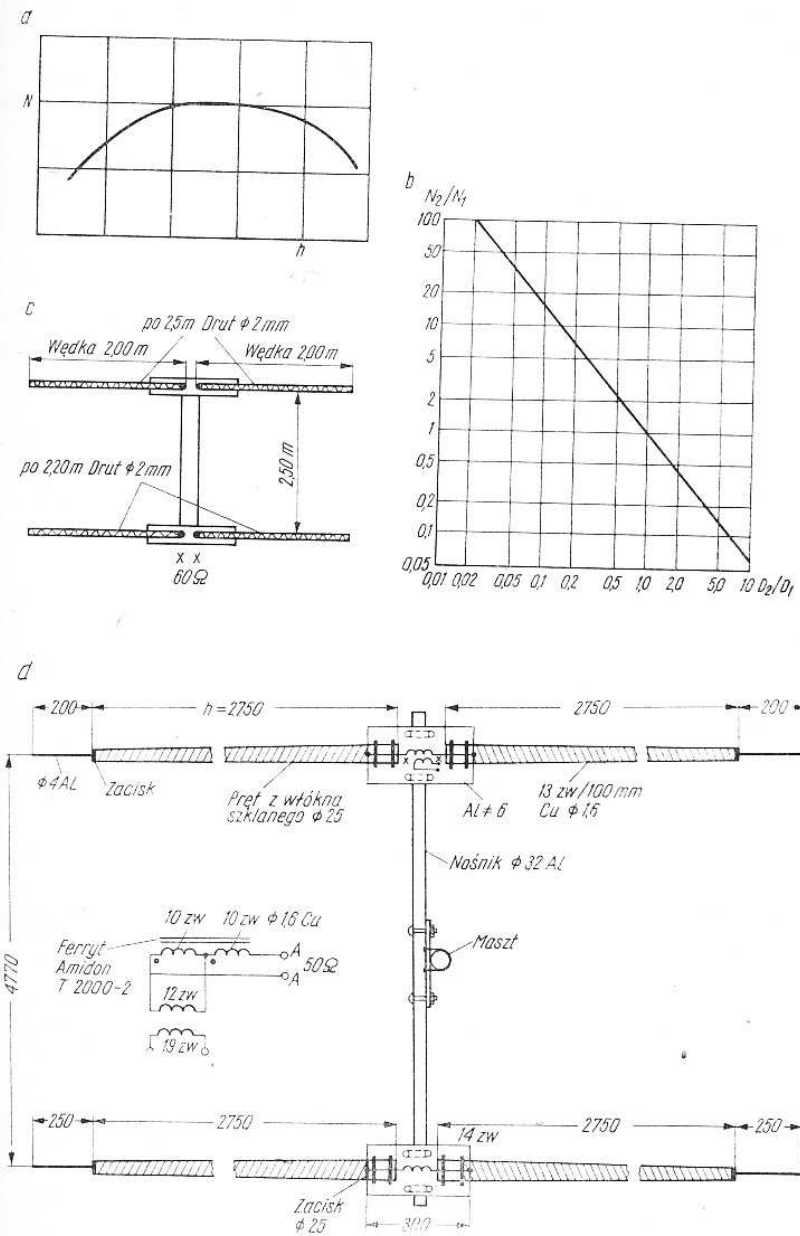
$$B = \frac{2f_0}{Q} \quad (5-11)$$

Sprawność dipola silnie maleje przy znacznych skróceniach, a więc małych wartościach K_S . Można ją obliczyć ze wzoru

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{P_S}{P_r}} = \frac{1}{1 + \frac{0,0121}{d \sqrt{f} K_S^2}} \quad (5-12)$$

gdzie: P_S i P_r — moc strat i moc promieniowania,
 d — średnica miedzianego przewodu w mm,
 f — częstotliwość w MHz.

Przy projektowaniu mogą być pomocne wymiary zestawione w tabelicy 5.18. Zwoje dipoli podanych w tabelicy nawijają się na pręcie z włókna szklanego o średnicy $D = 12,4$ mm. Przy innych średnicach liczbę zwojów przelicza się zgodnie ze wzorem (5-8), lub korzysta się z wykresu na rys. 5.107b. Na uzwojenie reflektora stosuje się taką samą gęstość nawinięcia n , przy czym jest on dłuższy o 5% od wibratora. Antena spiralna promieniuje tak, jak antena 2-elementowa pełnowymiarowa. Mniejszy zysk jest głównie skutkiem niższej sprawności takiej anteny niż dipola prostego. Rysunek 5.107c przedstawia antenę spiralną pracującą w pasmie 28 MHz. Do jej budowy zastosowano drut $\text{Cu } \phi 2$ mm. Z praktyki wynika, że długość drutu nawiniętego na dipol w tego typu antenie jest bliższa $\lambda/2$. Odległość R—W powinna wynosić $\lambda/4$, dzięki czemu rezystancja wejściowa maleje zbyt mało. Dostrojenie anteny do rezonansu oraz do optymalnego F/B przeprowadza się zbliżaniem lub rozruszaniem zwojów w pobliżu środka anteny. W ten sposób, przy jednoczesnym doborze N i h można wpływać na rezystancję wejściową.



Rys. 5.107. Anteny spiralne
 a — zależność liczby zwojów N na ramieniu dipola od jego długości h , b — wykres do przeliczania liczby zwojów N przy zmianie średnicy spirali D , c — antena w pasmie 28 MHz, d — antena w pasmie 7 MHz

Tablica 5.18

ANTENA SPIRALNA. LICZBA ZWOJÓW $2 \times N$ DIPOLA PÓŁFALOWEGO DŁUGOŚCI $l = 2h$ NAWINIĘTYCH NA ŚREDNICY $D = 12,4$ mm

Pasma (MHz)	$l = 2h$ (m)				
	1,2	1,8	2,4	3,0	3,6
1,8	—	6150	6500	6800	7050
3,5	3000	3160	3340	35,00	—
3,8	2680	2900	3080	3280	—
7,05	1440	1560	1650	1740	—
14,15	716	772	810	836	—
21,2	476	508	526	532	—
28,0	356	376	382	374	—
30,0	332	348	350	338	—

Na rys. 5.107d pokazano antenę zaprojektowaną przez W1FBY i W1CER na pasma 7 MHz. W tym przypadku przyjęto $K_S = 0,28$. Wibrator zasilany indukcyjnie w sposób pokazany na rys. 5.101 ma rezonans własny na częstotliwości 7,05 MHz. Reflektor na cewkę o większej indukcyjności i jego rezonans własny przypada na 6,840 kHz. Rezystancja wejściowa wynosi $R_{AA} = 12 \Omega$, co wymaga zastosowania transformatora symetryzującego 1:4. Spirala jest wykonana z drutu Cu ϕ 1,6 mm w izolacji PCW, skok zwojów wynosi 7,7 mm (13 zwojów/10 cm). Cewki i symetryzator są zamknięte w plastikowych pudełkach.

5.5.4.

Wielopasmowe strumieniowe anteny obrotowe

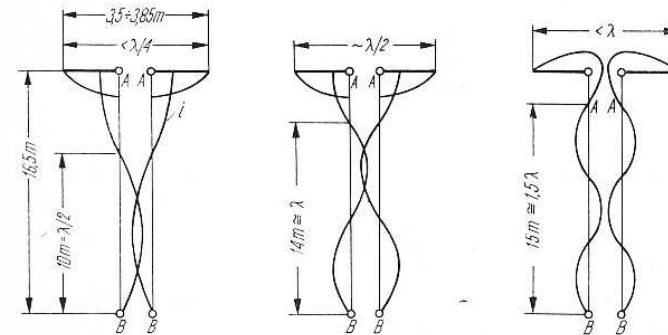
Znaczne koszty masztu, urządzenia obrotowego i anteny nakładają do budowy dwu-, a nawet trójpasmowych układów antenowych obrotowych. Znane są rozwiązania, w których układ zawiera kilka niezależnych anten przeznaczonych do pracy w różnych pasmach lub układ, w którym jeden wibrator ma kilka częstotliwości rezonansowych z dopasowanymi elementami biernymi indywidualnie na każde pasmo, lub także doprowadzone do rezonansu na kilku częstotliwościach. W tym przypadku antena ma mniej elementów i jest lżejsza, lecz wibrator w pasmach dopasowanych ma mniejszą sprawność. Mają tu odpowiednio zastosowanie wszystkie uwagi podane w rozdziale 5.5.3 na temat skracania anten.

5.5.4.1.

Antena obrotowa wielopasmowa G4ZU

Ze względu na ciekawe rozwiązanie, korzystne w wielu przypadkach opiszemy antenę obrotową wielopasmową, opracowaną przez G4ZU (nazwa ang. Panda Beam). Jest to rzeczywiście dobra, sprawna i konstrukcyjnie prosta antena dla pasm 28, 21 i 14 MHz.

Na rys. 5.108 pokazano wibrator o długości $2 \times 3,5$ m do $2 \times 3,85$ m ($\lambda/4$) zasilany linią rezonansową o długości 16,5 m (rys. 5.108). Układ ma rezonanse w pobliżu częstotliwości 28 MHz (2λ), 21 MHz ($1,5\lambda$) i 14 MHz (λ). Linię zasilającą wykonuje się jako symetryczną z izolacją powietrzną ($Z_o = 600 \Omega$) lub przewodem taśmowym o $Z_o = 300 \Omega$, ale o długości około 13,5 m. Wibrator w pasmie 21 MHz ma rezonans zbliżony do rezonansu półfalowego. Dla częstotliwości 28 MHz wibrator ma długość elektryczną nieco mniejszą od λ , dla



Rys. 5.108. Współdziałanie dipola z linią pozwala na uzyskanie rezonansu na trzech częstotliwościach: 28, 21 i 14 MHz

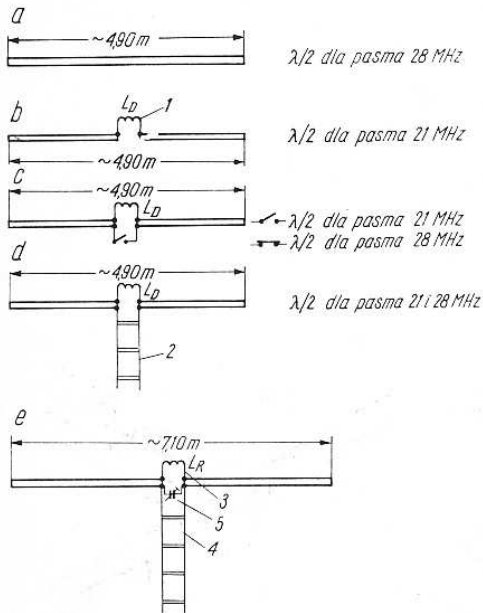
częstotliwości 14 MHz jest on krótszy od $\lambda/4$. Impedancja wejściowa wibratora Z_{AA} jest bardzo zależna od częstotliwości. Linia zasilająca transformuje ją z częściową kompensacją i na wejściu linii (punkt BB) impedancja wejściowa Z_{BB} ma dużą wartość R_{BB} i małą reaktancję X_{BB} . Linia wymaga więc zasilania napięciowego. Dążąc do zasilania z nadajnika o konwencjonalnym wyjściu $Z_g = 50 \div 75 \Omega$ stosuje się układy transformująco-dopasowujące opisane w rozdziale 3.4.

Antena ma dwa dipole bierne, jeden spełnia rolę direktora w pasmach 21 i 28 MHz, drugi zaś reflektora w pasmach 14, 21 i 28 MHz. Rezonans tych elementów na kilku częstotliwościach uzyskano dzięki użyciu elementów biernych o stałych rozłożonych. Ze względu na możliwość stosowania i w innych antenach, sposób ten, bardzo nowoczesny, wymaga bliższego wyjaśnienia.

Direktor na rys. 5.109 ma długość 4,90 m, czyli jest dobrany do pasma 28 MHz. Direktor, celowo w połowie rozcięty, ma wstawioną cewkę doprowadzającą go do rezonansu na częstotliwości 21 MHz (rys. b). Przy pracy natomiast na częstotliwości 28 MHz cewkę należy zwierać, co dawniej realizowano za pomocą przełącznika elektromagnetycznego (rys. c). Autor G4ZU wykorzystał tu właściwości rozwartej linii $\lambda/4$, której impedancja wejściowa równa się zero. Dołączając taką linię do cewki uzyskuje się na 28 MHz jej elektryczne zwarcie (rys. d). W pasmie 21 MHz linia ta stanowi pojemność i powoduje „skrócenie”

cewki. Niewielkie zwiększenie indukcyjności cewki doprowadza jednak do rezonansu na częstotliwości 21 MHz. Układ więc będzie miał dwie częstotliwości rezonansowe 21 MHz i 28 MHz.

W podobny sposób można uzyskać rezonans reflektora o długości 7,10 m na 14 MHz i 21 MHz, stosując zwieracz ćwierćfalowy dla pasma 21 MHz. Ten sam reflektor dostrojony dodatkowym trimmerem



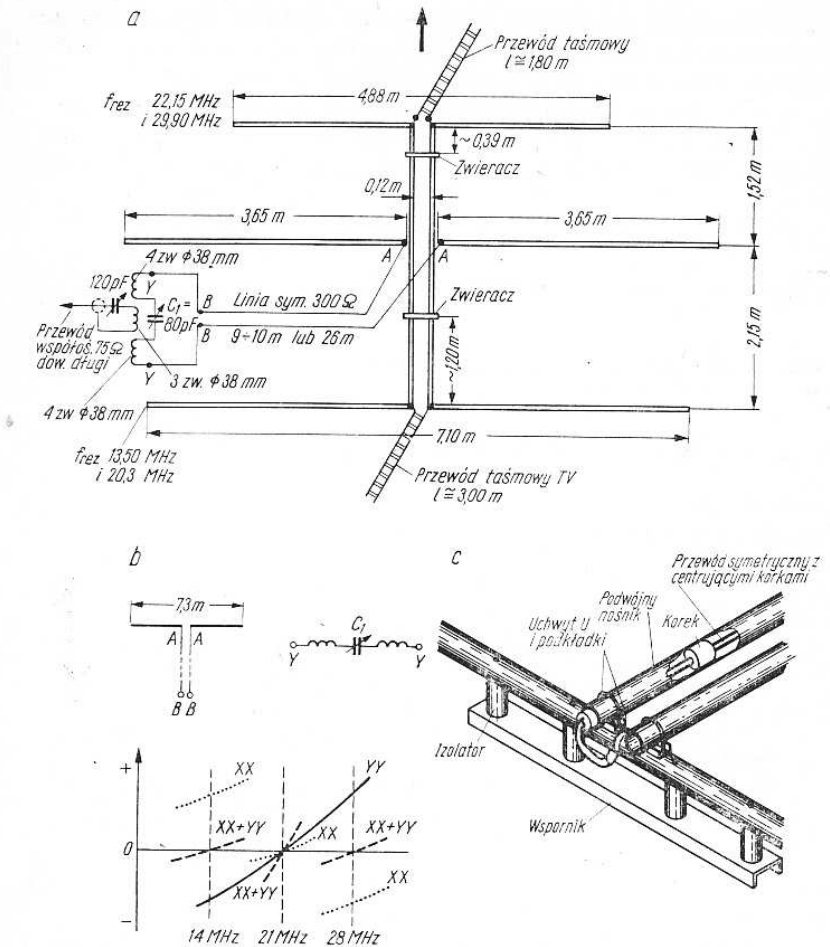
Rys. 5.109. Kolejne etapy powstawania dipoli o dwóch częstotliwościach rezonansowych

1 — dopasowanie w pasmie 21 MHz, 2 — linia otwarta $\lambda/4$ w pasmie 28 MHz, 3 — dopasowanie w pasmie 14 MHz, 4 — otwarta linia $\lambda/4$ w pasmie 21 MHz, 5 — trimer do strojenia w pasmie 28 MHz

ma rezonans na częstotliwość 28 MHz jako dipol całofalowy. Rezonans uzyskuje się łącząc równolegle do obwodu utworzonego przez cewkę L_R i odcinek linii zwieraka nastawny kondensator (trimer). W pasmie 28 MHz linia jest dłuższa od $\lambda/4$ i przedstawia sobą indukcyjność. W ten sposób otrzymuje się element rezonujący na trzech częstotliwościach 14 MHz, 21 MHz i 28 MHz. Dodatkowy kondensator zwiększa tylko nieznacznie oddziaływanie reflektora i w praktyce się go nie stosuje.

Dalszym usprawnieniem jest zastąpienie cewek reflektora i direktora przez krótkie odcinki zwartej linii — stroiki, które zachowują się jak indukcyjność. Pokazano to na rys. 5.110, na którym podano podstawowe wymiary anteny. Jako stroiki można stosować elementy konstrukcyjne nośnika, wykonanego z rurek ze stopu aluminium o średnicy około 35÷40 mm (w odpowiednich miejscach zwieramy te rurki zwieraczem).

Dokładne położenie zwieraczy dobieramy przez strojenie anteny, doprowadzając ją do rezonansu na częstotliwościach — direktor



Rys. 5.110. Antena G4ZU

a — wymiary konstrukcyjne, b — dołączony obwód LCL kompensuje składową bierną na 3-ch pasmach, c — szczegół konstrukcji stroika

22,15 MHz, reflektor 13,5 MHz. Strojenie przeprowadzamy za pomocą GDO. Długość ćwierćfalowych otwartych zwieraczy, wykonanych przewodem symetrycznym taśmowym TV (240—300 Ω), dobieramy z uwzględnieniem współczynnika skrócenia. W celu ochrony przed wpływami atmosferycznymi i ze względów estetycznych ćwierćfalowe zwieracze chowamy w jedną z rur nośnika. Dokładne strojenie przeprowadzamy przez zmianę ich długości, ale po włożeniu stroików do rur. Dla utrzymania symetrii i możliwie małej pojemności na przewód stroika zakłada się (co około 25 cm) korkowe wstawki dystansowe.

Na zwieracze ćwierćfalowe można też stosować po dwa przewody współosiowo połączone pseudorównolegle. W tym przypadku

długości zwieraczy ćwierćfalowych wyniosą odpowiednio 1,50 m i 2,50 m (przy $K = 0,66$).

Direktor w pasmie 28 MHz jest nieco za długi. Do kompensacji jego długości zwieracz ćwierćfalowy jest nieco krótszy.

Wibrator musi być izolowany od rurek nośnika (rys. 5.110). Zamiast rurek na nośniki można stosować ceowniki aluminiowe (PA4) wykonane z grubej (3 do 4 mm) blachy. Dipole z takich rurek (PA4) usztywnia się w miejscu mocowania, wkładając kołek z pręta z tekstolitu szlanego, impregnowanego lakierami epoksydowymi. W celu zmniejszenia ciężaru elementy dipoli wykonuje się z rurek o dwóch średnicach, wkładanych w siebie teleskopowo (patrz rys. 5.100).

Przy drewnianej konstrukcji nośnika zamiast stroików stosuje się cewki z drutu miedzianego ($\phi 3 \div 5$ mm) nawiniętego na rdzeń, np. z pleksiglasu lub polistyrolu. Średnica cewek $\phi 20$ mm, przy czym direktor ma 4,5 zwoja, a reflektor 12 zwojów. Zwieracze ćwierćfalowe wykonane są przewodem współosiowym 75Ω o długości: direktor 1,10 m, reflektor 2,35 m. Mocuje się je do drewnianego nośnika.

Stroiki ćwierćfalowe stroją się dość krytycznie (zawężają one szerokość pasma). Największą szerokość pasma otrzymuje się, gdy zwieracz ćwierćfalowy direktora ma impedancję $Z_o = 75 \div 100 \Omega$ a reflektora $Z_o = 300 \Omega$.

W stosunku do dipola $\lambda/2$ antena ma zysk 7,5 dB w pasmie 10 m, 5,5 ÷ 6 dB w pasmie 15 m i 2 ÷ 2,5 dB w pasmie 20 m. Stcsunek „przód—tył” (F/B) wynosi około 20 dB i zależy od dostrojenia stroików. Zwiększenie wysokości anteny nad ziemią, szczególnie w pasmie 20 m, wpływa na wzrost jej częstotliwości rezonansowej i zmianę rezystancji wejściowej.

Przy prawidłowym doborze długości linii zasilającej i zestrojeniu obwodu, przyłączonego na jej końcu BB, otrzymuje się kompensację reaktancji anteny, występującej na końcu linii BB przez reaktancję o przeciwnym charakterze obwodu Y—Y. Wypadkowa reaktancja jest bliska zeru (rys. 5.110 b). Tak zestrojona antena z linią i obwodem wejściowym znajduje się w rezonansie, co ułatwia dopasowanie do nadajnika. Dalsze szczegóły konstrukcyjne pokazano na rys. 5.110c.

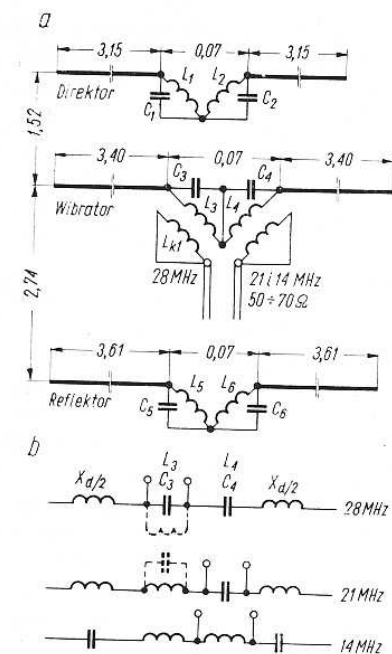
5.5.4.2.

3-pasmowa antena VK2AOU

Wykorzystując wydłużenie elektryczne dipola włączonymi w jego połowie cewkami VK2AOU zbudował antenę trójpasmową (rys. 5.111). Jej istotną nowością jest wykorzystanie do wydłużenia obwodów rezonansowych LC o częstotliwości rezonansowej f_{01} .

Obwody takie na częstotliwościach powyżej rezonansowej $f > f_0$ tworzą pojemność skupioną, a na częstotliwościach mniejszych $f < f_0$ skupioną indukcyjność. Dołączając do takiego obwodu odpowiednio długie odcinki dipola uzyskuje się dwa rezonanse przy f_1 i f_2 . Jeden rezonans wypada na częstotliwości f_1 większej od f_0 , na której

„za długi” dipol ma reaktancję indukcyjną, kompensowaną wypadkową reaktancją pojemnościową obwodu. Drugi rezonans na częstotliwości $f_2 < f_0$ powstaje w układzie: obwód o wypadkowej reaktancji indukcyjnej — „za krótkie” dipole o impedancji pojemnościowej.



Rys. 5.111. 3-pasmowa obrotowa antena VK2AOU
a — wymiary, b — zastępcze układy rezonansowe

Włączając w szereg z poprzednim obwodem (f_{01}) drugi obwód o częstotliwości f_{02} uzyskuje się kilka częstotliwości rezonansowych, z których wykorzystuje się trzy (rys. 5.111b). Doborem długości dipoli, indukcyjności cewki i pojemności można uzyskać częstotliwości rezonansowe $f_1 = 28,6$ MHz, $f_2 = 21,2$ MHz, $f_3 = 14,1$ MHz. Metodę tę stosuje się do wszystkich dipoli, tj. wibratora, reflektora i direktora. Wibrator jest wzbudzany za pomocą cewki sprzęgającej. W celu uzyskania odpowiedniego sprzężenia, obwód z L_3 na częstotliwości 28 MHz jest wzbudzany cewką L_{k2} .

Jednoczesny rezonans na wymienionych trzech częstotliwościach wymaga starannego dotrzymania wymiarów obwodów jak w tablicy 5.19. Długość doprowadzeń odpowiednio do cewek wynosi 50 mm a do kondensatora 100 mm. Wymiary cewek sprzęgających L_{k1} i L_{k2} odpowiadają linii zasilającej $50 \div 75 \Omega$. Przy liniach $240 \div 300 \Omega$ liczba zwojów będzie około dwukrotnie większa. Obie cewki powinny mieć jak najmniejsze wzajemne sprzężenie, tj. ich osie powinny być prostopadłe, a cewki możliwie od siebie odległe. Dipole anteny wzorcowej wykonane były z rurki duraluminiowej $\phi 21$.

Tablica 5.19

WYMIARY ELEMENTÓW ANTENY TRÓJPASMOWEJ VK2AOU

Direktor:	L_1 : $n = 4$, $l = 45$ $\varnothing = 40$ $C_1 = 65$ pF
	L_2 : $n = 6$ $l = 70$ $\varnothing = 40$ $C_2 = 100$ pF
Wibrator:	L_3 : $n = 5$ $l = 50$ $\varnothing = 40$ $C_3 = 62$ pF
	L_4 : $n = 7$ $l = 45$ $\varnothing = 40$ $C_4 = 85$ pF
	L_{k1} : $n = 2$ na L_3 samonośnie
	L_{k2} : $n = 3$ na L_4 samonośnie
Reflektor:	L_5 : $n = 6$ $l = 47$ $\varnothing = 40$ $C_5 = 60$ pF
	L_6 : $n = 8$ $l = 60$ $\varnothing = 40$ $C_6 = 70$ pF

Strojenie układu przeprowadza się GDO wstępnie na ziemi, a następnie na antenie ustawionej na wysokości roboczej. Częstotliwości rezonansowe wynoszą: $f_0 = 14,72$ MHz, 22,05 MHz, 29,65 MHz (+4%), $f_w = 14,15$ MHz, 21,20 MHz, 28,50 MHz ($\pm 0\%$); $f_H = 13,45$ MHz, 20,14 MHz, 27,07 MHz (-5%). Przy pomiarze nad ziemią na 14 MHz uzyskuje się częstotliwości mniejsze o około 350 kHz.

Strojenie na maksymalny zysk na 14 MHz przeprowadza się za pomocą cewek L_2 , L_4 , L_6 , a na częstotliwości 21 MHz kondensatorami C_2 , C_4 i C_6 przy czym należy skorygować stan cewek na częstotliwość 14 MHz. Na częstotliwość 28 MHz stroi się kondensatorami C_1 , C_3 , C_5 po czym koryguje cewki L_1 , L_3 i L_5 w celu poprawienia zestrojenia na 21 MHz. Strojenie powtarza się ponownie na 14 MHz, potem na 21 i 28 MHz, aż do uzyskania zadowalającego wyniku. Po uzyskaniu maksymalnego zysku można skorygować zestrojenie w celu otrzymania maksymalnego stosunku F/B . Wykorzystujemy do tego C_3 , C_4 i C_6 na 14 i 21 MHz, a C_1 , C_3 i C_5 na 28 MHz. Przebieg strojenia kontrolujemy miernikiem natężenia pola, oddalonym co najmniej o $4 \div 5\lambda$. W miejsce cewek i kondensatorów, podobnie jak G4ZU, można użyć odcinki zwarte i rozwarte linii. Utrudniłoby to jednak strojenie, a zdaniem VK2AOU bez specjalnego zwiększenia sprawności.

Można także utworzyć układ hybrydowy VK2AOU—G4ZU, w którym wibrator jest taki jak w antenie G4ZU, direktor i reflektor jak w VK2AOU. Wyniki będą takie same, zaś zasilanie będzie prostsze, jednokablowe.

5.5.4.3.

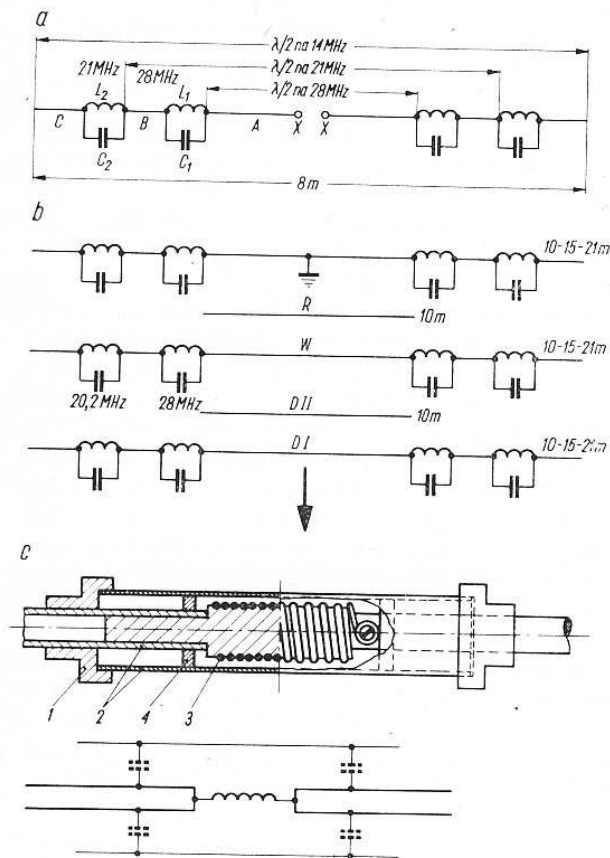
3-pasmowa antena obrotowa typu W3DZZ

Zasadę działania, opisaną w rozdziale 5.2.4.6, wykorzystano przy produkcji przemysłowej dla radioamatorów 3-pasmowych obrotowych anten z obwodami separującymi (pałapkami) jak na rys. 5.112.

W pasmie 28 MHz obwody L_1C_1 separują części odleglejsze, a promieniuje tylko dipol $\lambda/2$ o długości 5,0 m. Na częstotliwości 21 MHz

odcinek $A = 2,5$ m jest elektrycznie przedłużony indukcyjnością X_1 obwodu L_1C_1 , oraz odcinkiem B. W tym przypadku układ ma rezonans na częstotliwości 21 MHz. Obwód L_2C_2 separuje na tej częstotliwości odcinek C. Na częstotliwości 14 MHz obwód rezonansowy tworzą odcinki A, B i C oraz indukcyjność X_1 i X_2 . W antenie tej odległość $R-D$ wynosi 7 m i w pasmie 28 MHz jest ona za duża.

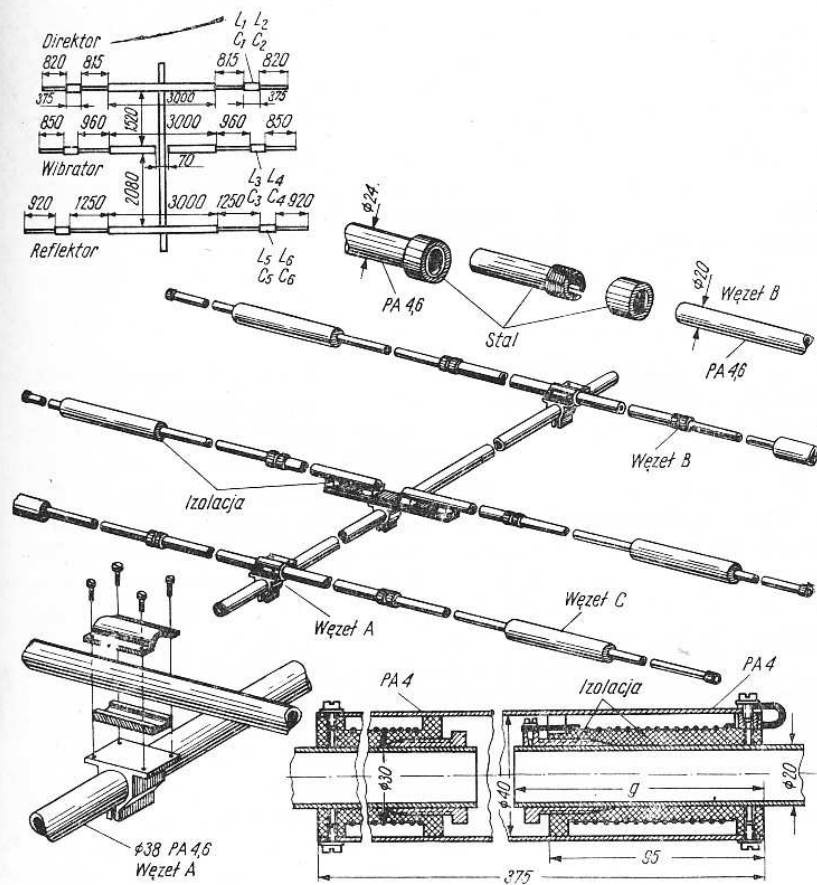
W praktycznie wykonywanych antenach instaluje się dodatkowe direktory i reflektor na pasmo 28 MHz, co zwiększa jej zysk w tym pasmie (układ 4-elementowy). Uzyskuje się anteny przedstawione na



Rys. 5.112. Trójpasmowa obrotowa antena W3DZZ
a — układ elektryczny, b — wymiary konstrukcyjne, c — konstrukcja rezonatora separującego
1 — izolator, 2 — PA6, 3 — izolator i uzwojenia Cu, 4 — pierścień dystansowy (izolator)

rys. 5.112b. W antenie tej kondensatory mają pojemność $25 \div 29$ pF i są wykonywane jako elementy konstrukcyjne dipola i osłony cewek (rys. 5.112c). W szczególności odcinek B o niewielkiej stosunkowo długości ($0,3 \div 0,5$ m) może być wykonany z odcinka rury, chroniącej zawarte w niej dwie cewki i mocujące ponadto rurki, z których wykonane są odcinki A i C dipola. Strojenie przeprowadza się zmianą pojemności C_1

i C_2 uzyskiwaną różną głębokością wsunięcia odcinka A i C w odcinek B. Rozwiązanie takie stosują znane zagraniczne firmy Mosley i Hy Gain. Impedancje wejściowe w poszczególnych pasmach mieszczą się w granicach $30 \div 70 \Omega$. Pozwala to na bezpośrednie zasilanie anteny przewodem 50Ω lub (co jest bardziej celowe) zastosować układ zasilania Gamma. Powyższe rozwiązanie zastosował radziecki radioamator W. Zacharow UA3FU (antenę opisano w miesięczniku Radio Nr 4 z 1970 r.).



Rys. 5.113. Trójpasmowa antena obrotowa wg UA3FU

Wymiary i rozwiązanie ważniejszych węzłów tej anteny pokazano na rys. 5.113, pozostałe zaś szczegóły ujęto w tabelicy 5.20. Częstotliwości rezonansowe i pojemności ustalone są przy zastąpieniu dipola odcinkiem rurki wsuniętej w cewkę na długość g podaną w tabelicy. Nośniki i dipole mogą być wykonane z rurek PA6. Elementy moco-

Tabela 5.20

WYMIARY CEWEK ANTENY TRÓJPASMOWEJ WG RYS. 5.113

Dane cewki	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6
Indukcyjność μH	1,6	2,4	1,6	2,42	1,33	3,38
Liczba zwojów n	16	24	17,5	26	14	24
Średnica przewodu (mm)	1	1	1,5	1,5	1,5	1,5
Głębokość wsunięcia dipola w cewkę (mm) g	115	125	135	135	190	135
Pojemność wewn. pF	18,5	22	25	23	23	26
Częstotl. rezonans. (MHz)	29,5	21,9	28,4	21,2	27,6	20,4

wania można wykonać także z PA6 lub stali nierdzewnej. Jako izolację używa się płyt szklotekstolitowych epoksydowych. Całość należy malować farbą chroniącą przed zawilgoceniem i korozją. Odciągi wykonuje się żyłką stilonową $\phi 2$ mm.

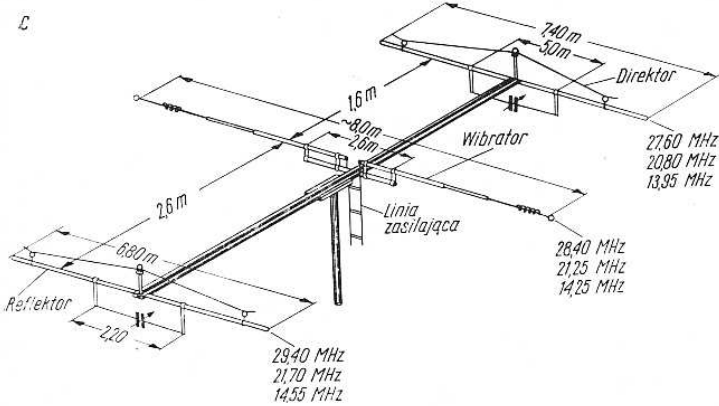
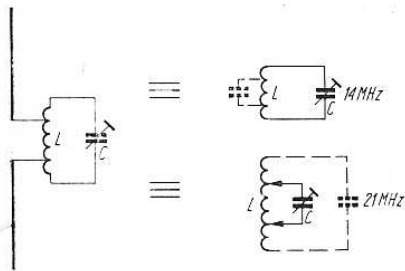
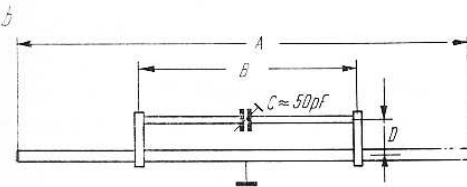
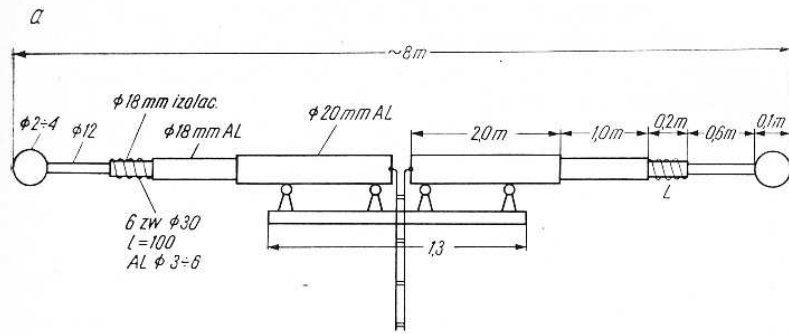
5.5.4.4.

3-pasmowa obrotowa antena DL1FK

Antena ta z wibratorem o konstrukcji zbliżonej jak w DL7AB, opisaney w rozdziale 5.2.4.2, ma elementy bierne oryginalnej konstrukcji. Wibrator (rys. 5.114a) w pasmie 14 MHz stanowi skrócony dipol $\lambda/2$, w pasmie 21 MHz dwa dipole nieco krótsze od półfalowych, a w pasmie 28 MHz dwa dipole nieco dłuższe od półfalowych. W pasmie 14 MHz antena jest wzbudzana w sposób typowy, w pasmach 21 i 28 MHz synfazowo (co teoretycznie daje dodatkowy zysk 1,8 dB). Linia zasilająca powinna mieć więc długość taką, aby układ antena—linia nie wpadał w rezonans. W pasmach 21 i 28 MHz linię przyłącza się do nadajnika synfazowo, to jest oba punkty do jednego zacisku.

Zalecane długości linii zasilającej wynoszą 12 m, 17,2 m lub 23 m.

Zamiast wibratora można użyć dowolny wibrator opisany poprzednio, np. z anteny G4ZU, VK2AOU, lub W3DZZ. Direktor i reflektor mają dwie częstotliwości rezonansowe, uzyskane dzięki założeniu na części dipola bocznika strojonego. Dipol o długości A (rys. 5.114b) jest dłuższy od $\lambda/2$ w pasmie 21 MHz. Odcinek B wraz z kondensatorem C działają skracająco, doprowadzając dipol do rezonansu na częstotliwości 21 MHz. W pasmie 14 MHz obwód rezonansowy tworzy odcinek linii B skracany kondensatorem C. Odcinki dipola, wystające poza odcinek B, stanowią dodatkowe pojemności, dołączone na odczepie linii. Układ charakteryzuje się ostro zarysowanym rezonansem. Teoretycznie wprowadzając dalszy bocznik strojony można uzyskać rezonans na częstotliwości 28 MHz. W tym przypadku jednak obie połówki linii, bliskie $\lambda/2$, na 28 MHz są wzbudzane w przeciwfazie. Tak wzbudzony



Rys. 5.114. Trójpasmoowa antena wg DL1FK
a — budowa wibratora, b — schemat elektryczny elementu biernego i układ zastępczy.
c — wymiary konstrukcyjne anteny

element nie spełnia funkcji direktora. Dlatego też w pasmie 28 MHz stosuje się dodatkowe dipole $\lambda/2$ na częstotliwość 28 MHz. Mogą to być np. metalowe podwieszki podciągające dipol, przy czym należy je mocować do dipola przez izolator.

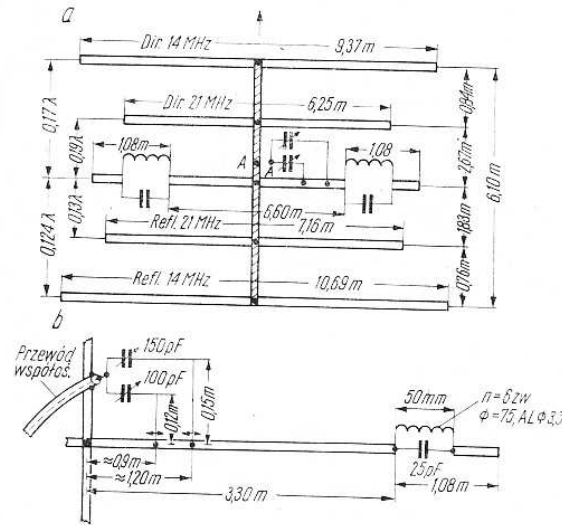
Wymiary kompletnej anteny w pasmie 28—21—14 MHz pokazano na rys. 5.114c.

5.5.4.5.

Wielopasmowe anteny nakładane

Przy dostatecznie długiej części obrotowej masztu można na niej zainstalować w odległości $\lambda/4$ dwie i więcej anten indywidualnych na każde pasmo. Stosuje się w tym przypadku anteny opisane w 5.5.1 i 5.5.2. W praktyce warunki takie występują rzadko, gdyż ruchoma część masztu musiałaby być bardzo wysoka. Realnie istnieje możliwość kojarzenia tylko anteny KF z UKF. Przy zachowaniu pewnych wymagań można nawet kilka anten KF nakładać na siebie w jednej wspólnej płaszczyźnie. W wyniku wzajemnego oddziaływania silnie sprzężonych elementów, posiadających długości harmoniczne, maleje zysk i zmienia się charakterystyka promieniowania. Przy właściwym rozwiązaniu straty te mogą być niewielkie. Ten typ anten pozwala na swobodniejsze eksperymentowanie, gdyż optymalizacja pracy w jednym pasmie nie narusza z zasady warunków pracy pozostałych anten. Układy opisane w rozdziale poprzednim (G4ZU i dalsze) zalety tej nie miały.

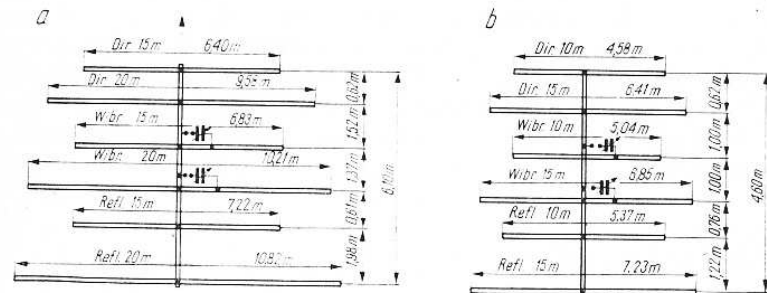
Na rys. 5.115 pokazano antenę opracowaną przez KH6OR. Jest ona przeznaczona do pracy w pasmach 14 i 21 MHz. W zasadzie jest to jedna z wersji anteny W3DZZ. Odsprzęgacze są nastrojone na 20,5 MHz,



Rys. 5.115. Dwupasmowa antena wg KH6OR

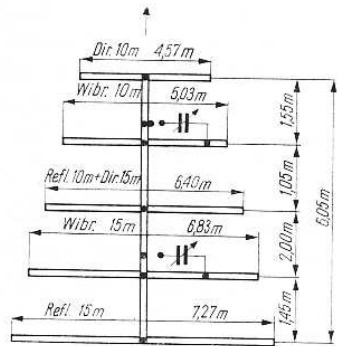
elementy bierne natomiast są oddzielne na każde pasmo. Wibrator zasilany się podwójnym transformatorem Gamma. Kondensator odprężacza ma 25 pF, a cewka o średnicy ϕ 75 mm 6 zwojów drutu Al ϕ 3,5 mm na długości 50 mm. Częstotliwości rezonansowe 14,3 i 21,3 MHz. W antenie tej można stosować także i inne rodzaje wibratorów np. jak w G4ZU, DL1FK itp.

Klasyyczny przypadek układu dwóch niezależnych anten przedstawia rys. 5.116a. Jest to antena W8FYR złożona z dwóch 3-elemento-



Rys. 5.116. Antena nakładana wg W8FYR
a — na pasma 14 i 21 MHz, b — 21 i 28 MHz

wych anten Yagi pracujących w pasmach 14 i 21 MHz, zasilanych oddzielnymi liniami. Układ taki ma wszystkie zalety pełnowymiarowej anteny Yagi. Wymaga on jednak mocnego masztu. Jej odmiana pokazana na rys. 5.116b w pasmie 28 i 21 MHz jest już znacznie lepsza



Rys. 5.117. Antena nakładana wg W4FKC na pasma 21 i 28 MHz

i mniej wrażliwa na parcie wiatru. Długość reflektora w pasmie 28 MHz jest bliska długości direktora w pasmie 21 MHz. Pozwala to na takie skojarzenie anten, aby jeden z elementów był podwójnie wykorzystany. Konstrukcję taką wg W4KFC przedstawia rys. 5.117. Antena, mimo że jest dłuższa o 1,45 m jest lepsza i mało wrażliwa na podmuchy wiatru.

5.6. ANTENY PĘTLOWE

Antena pętlowa „Loop” została opracowana w 1942 r. przez W6SAY-William I. Orr [27]. Jej autor pracując zawodowo na stacji HCJB w „Quito”-Ekwador (3000 m n.p.m.) natrafiał na duże trudności w eksploatacji stacji ze względu na snopienia z końców anten dipolowych. Przyczyną było suche zjonizowane powietrze i ostre końce anteny. Po licznych próbach stworzył on nowy rodzaj anteny nazwanej kwadratem (Kwadrat w skrócie potocznie Quad). Antena ta bez ostrych zakończeń była znacznie mniej podatna na zjawisko korony elektrycznej. Próby wykazały, że antena nie jest gorsza od typowego dipola, a w wielu przypadkach przewyższa go w łącznościach na duże odległości. Stąd też ten typ anteny zdobył dużą popularność w kręgach radioamatorów.

5.6.1.

Właściwości anteny pętlowej

Rozciągając w środku dipol pętlowy otrzymuje się kwadrat o bokach $\lambda/4$ oparty na wierzchołku (rys. 5.118a). Antenę taką nazywa się Diamond Quad, w skrócie D-Quad, w odróżnieniu od wersji stojącej na boku (rys. 5.118d) nazywanej wprost Quad.

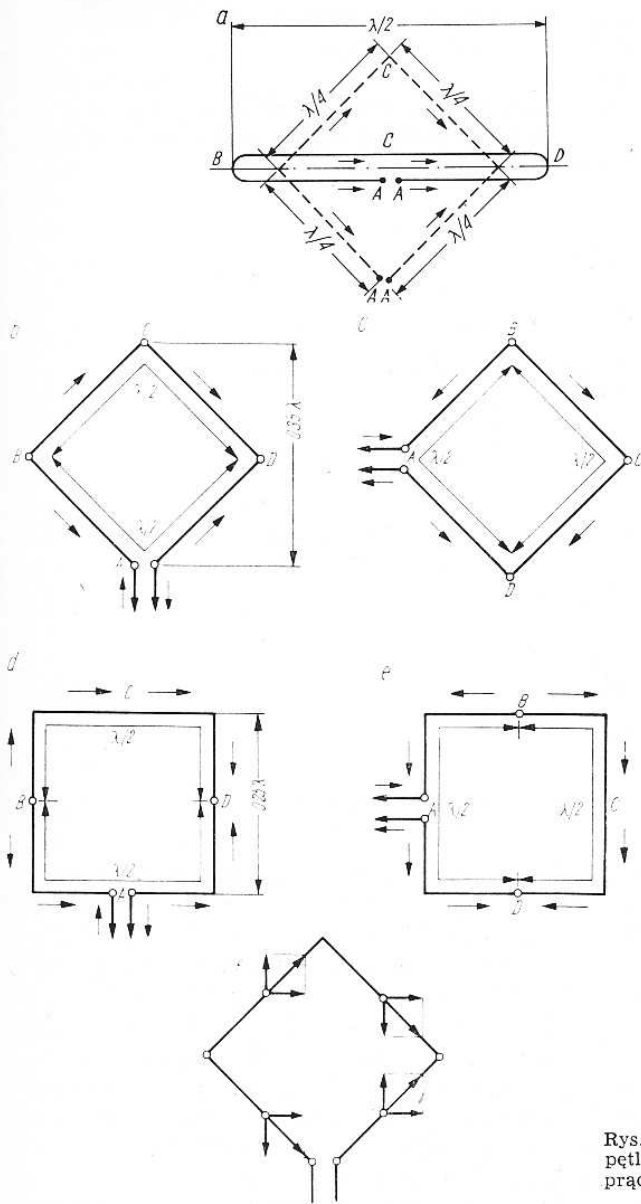
W antenach tych punkty B i D, po rozciągnięciu dipola pętlowego $\lambda/2$, przybliżają się na odległość $0,35\lambda$ (D-Quad) względnie $0,25\lambda$ (Quad). Jednocześnie oddalają się od siebie punkty A i C przewodzące największą wartość prądu. Tworzy się układ jak na rys. 5.118d, w którym dwa boki poziome oddalone $0,25\lambda$ przewodzą prądy synfazowo, dwa pozostałe przeciwfazowo. Te same właściwości ma układ D-Quad co można wykazać, rozkładając prądy w ukośnych bokach na składową poziomą i pionową (rys. 5.118f).

Antena zasilana w sposób pokazany na rys. 5.119c i e ma polaryzację pionową.

Różne sposoby zasilania pokazano na rys. 5.119. Naprzeciw punktu zasilania A występuje w p. C węzeł napięcia. Pozwala to na połączenie tego punktu z uziemionym masztem. Ta właściwość anteny znacznie ułatwia jej konstrukcję. Punkty B i D mają największy potencjał względem ziemi i wymagają stosowania dobrych izolatorów.

Skutecznie promieniująca część anteny Quad ma długość $0,25\lambda$ lecz płyną w niej największe prądy. Skrócenie części promieniującej (powodujące osłabienie pola) jest kompensowane z nadwyżką, współoddziaływaniem synfazowym tych boków. Wypadkowe natężenie pola jest większe o około 1 dB w stosunku do prostego dipola półfalowego.

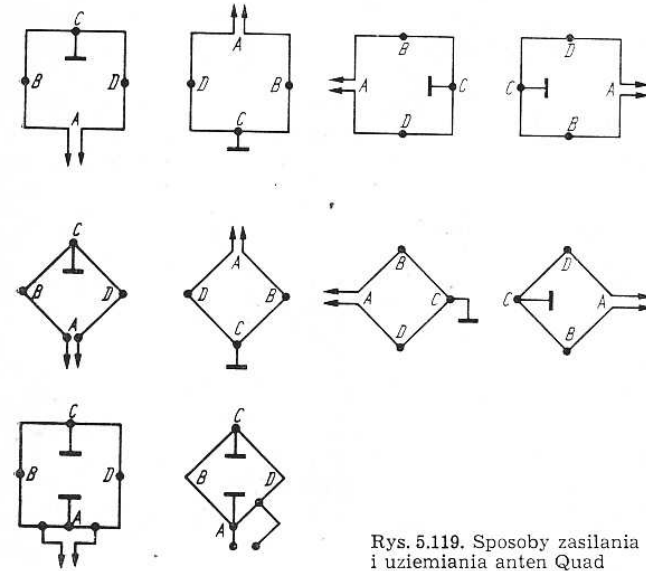
Charakterystyka kierunkowa anteny Quad praktycznie mało zależy od jej kształtu. W płaszczyźnie biegunowej X—Y jest ona bardzo zbliżona do charakterystyki dipola półfalowego tj. tworzy w prze-



Rys. 5.118. Anteny pętlowe i rozptył prądu

kroju biegunowym rodzaj dwóch ósemek. W przekroju równikowym charakterystyka jest eliptyczna o osi dłuższej w kierunku normalnym do płaszczyzny anteny. Oprócz wiązki głównej występuje w osi słaba wiązka boczna o polaryzacji prostopadłej do polaryzacji wiązki głównej.

Interesujące jest zestawienie charakterystyk anten pętlowych z dipolem przy małej wysokości nad ziemią. Na rys. 5.120 zestawiono charakterystyki tych anten, przy założeniu, że żaden punkt anteny nie przewyższa $\lambda/4$ nad ziemią. Linie ciągłe odpowiadają polaryzacji poziomej a przerywane pionowej. Niskie położenie anten nad ziemią jest przyczyną bardziej dookólnych charakterystyk, niż to spotyka się w

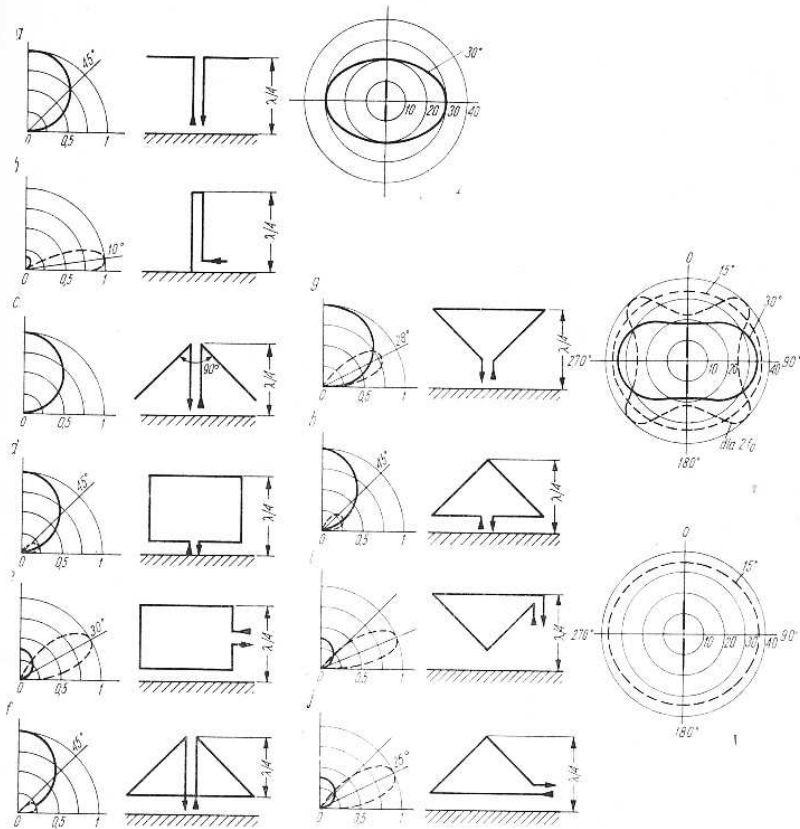


Rys. 5.119. Sposoby zasilania i uziemiania anten Quad

opisach anten w wolnej przestrzeni. W przypadku anteny delta, zasilanej od dołu linią punktowaną, pokazano skutek dwukrotnego powiększenia częstotliwości (wysokość $\lambda/2$, długość $C = 2\lambda$). Występująca znaczna składowa o polaryzacji pionowej nisko zorientowana (28°) sprzyja dodatkowo łącznościom DX-owym. W antenach zasilanych w sposób pokazany na rys. 5.120i oraz j jest ona jeszcze większa.

Antena pętlowa może mieć także kształt koła lub trójkąta. Właściwości tak ukształtowanej anteny pętlowej przy zachowaniu długości obwodu $C = \lambda$ nie ulegają jednak istotnym zmianom. Odmiana trójkątna (Delta „Loop”) ma szereg zalet konstrukcyjnych, które będą opisane w dalszej części. Antena pętlowa przy obwodzie $C = \lambda$ jest szczególnym przypadkiem anteny ramowej, stanowiącej podstawową wersję dipola magnetycznego (patrz rozdział 5.7).

Długość rezonansowa anteny pętlowej całofalowej $C = \lambda$ wynosi $l = K \cdot \lambda$. W tym jednak przypadku zgodnie z wynikami badań, a także zgodnie z praktyką współczynnik $K = 1,02 \div 1,04$, a więc jest większy od jedności (współczynnik wydłużenia).



Rys. 5.120. Charakterystyki promieniowania anten pętlowych (linia ciągła — polaryzacja pozioma, linia przerywana — polaryzacja pionowa)

Wartość K zależy od smukłości anteny C/d (gdzie C — obwód anteny, d — średnica przewodu). Zadanie projektowania rozwiązuje się za pomocą wykresów z rys. 5.121a i b^{*)}. Najpierw wyznacza się wskaźnik smukłości W_s ze wzoru

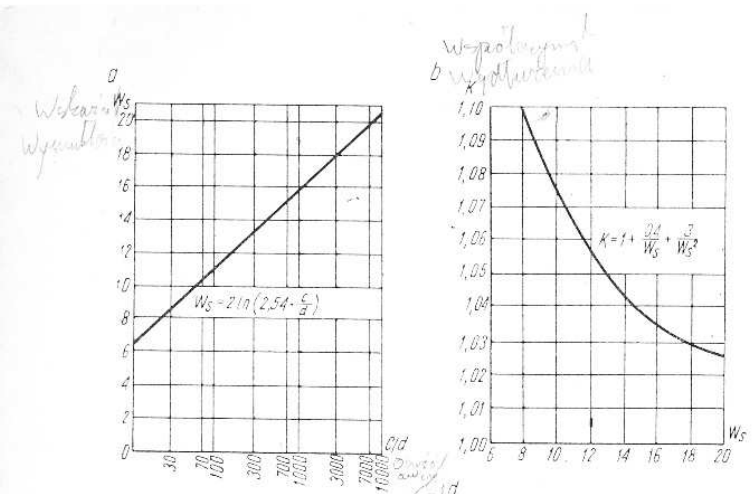
$$W_s = 2 \ln(2,54 \cdot C/d) \quad (5-13)$$

a następnie określa się współczynnik wydłużenia (skrócenia) K z zależności

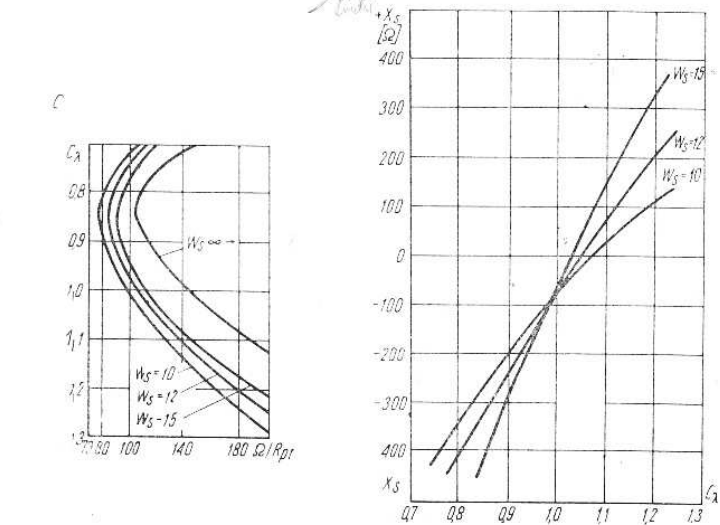
$$K = 1 + \frac{0,4}{W_s} + \frac{3}{W_s^2} \quad (5-14)$$

Rezystancję promieniowania w zależności od długości obwodu C i wskaźnika smukłości wyznaczamy z wykresu na rys. 5.121d.

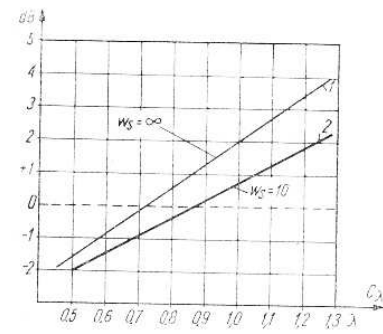
^{*)} Adachi Sand Mushiako Y: Studies of Largo Circular Loop Antennas, Sci. Rep. Rit. B, (Elect. Comm.) Vol. 9, No 2, Tohoku Univ. 9/1957, Japan.



Rys. 5.121. Wykresy pomocnicze do projektowania anten pętlowych



Rys. 5.122. Zysk anteny pętlowej w zależności od obwodu
1 — bardzo cienki przewód,
2 — gruby przewód

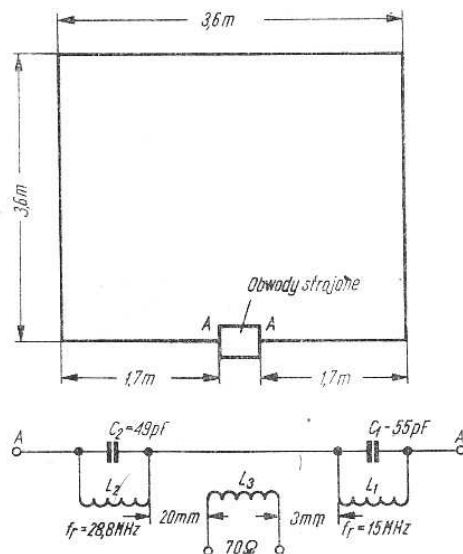


Zysk w stosunku do dipola $\lambda/2$ z pominięciem strat R_s odczytuje się z wykresu na rys. 5.122. Dla anten smukłych jest on większy, lecz sprawność takiej anteny jest mniejsza.

5.6.1.1.

3-pasmowy Quad VK2AOU

Stosując metodę zapożyczoną od anten dipolowych można kwadrat o boku 3,6 m doprowadzić szeregowymi obwodami do rezonansu w pasmach 14, 21 i 28 MHz (rys. 5.123). Antena ta (rys. 5.123) ma właściwości zbliżone do klasycznego Quada całofalowego jedynie w pasmie 21 MHz. W pasmie 28 MHz ma ona długość $C = 1,5 \lambda$ zaś w pasmie 14 MHz — $C = 0,7 \lambda$. Zmienia to rozkład prądów, zysku kierunkowego i rezystancji promieniowania. Antenę pracującą w pasmie 14 MHz dostrajamy cewką L_1 , w pasmie 21 MHz cewką L_2 i kondensa



Rys. 5.123. Trzypasmowy QUAD VK2AOU pracujący w pasmach 28, 21 i 14 MHz

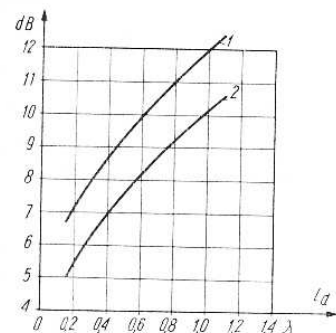
torem C_1 , a w pasmie 28 MHz — C_2 i L_2 . Antena pracująca w pasmie 14 MHz ma ostry rezonans, gdyż obwody są mało obciążone (małe R_{pr}). Antenę należy wykonać rurkami o dużym przekroju ($A1 \Phi 20$ mm) lub równoległymi przewodami 4×6 mm. Miejsca styków powinny być spawane (skręcane) tak, aby rezystancja przejścia była jak najmniejsza ($< 0,1 \Omega$).

5.6.2.

Dwuelementowy Cubical Quad

Charakterystyki jednokierunkowości i większy zysk można uzyskać, tworząc dwu- i trzelementowe zestawy anten pętlowych.

Tak powstaje antenowy układ przestrzenny (Cubical), znany jako antena Cubical Quad względnie Cubical Delta. Dwuelementowa, optymalnie zwymiarowana antena Cubical Quad, ma zysk około $G = 8,2$ dB, a więc większy niż dwuelementowa antena Yagi (7,4 dB). Taki sam zysk w układzie Cubical Quad można uzyskać przy mniejszej długości niż w antenie Yagi (rys. 5.124). Dodatkową zaletą anteny Cubical jest mniejsza rozpiętość i ciężar niż anteny Yagi. Ponadto antena Cubical

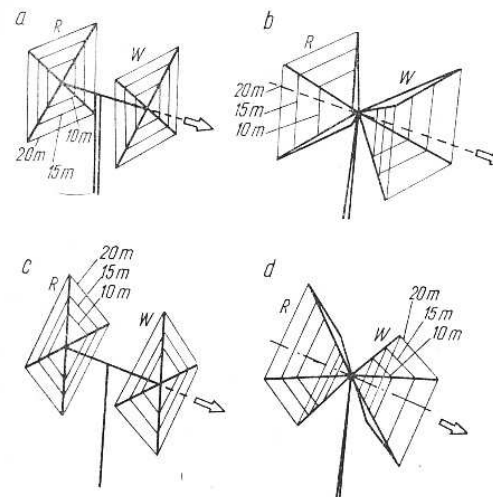


Rys. 5.124. Zależność zysku układu od długości składowi anten dipolowych l_d i pętlowych
1 — układ anten pętlowych,
2 — układ dipola (Yagi)

promieniuje pod niższym kątem elewacji, niż antena Yagi na tej samej wysokości, co daje dodatkowy zysk w łącznościach DX-owych.

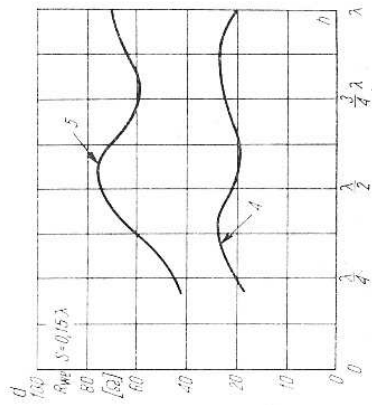
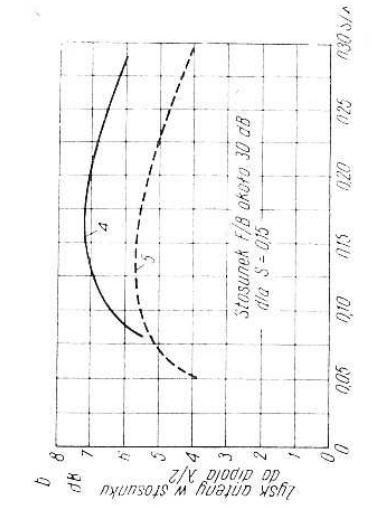
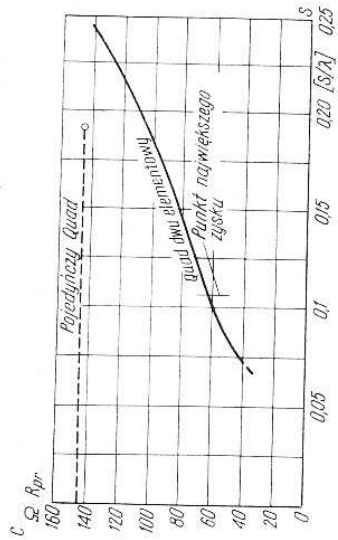
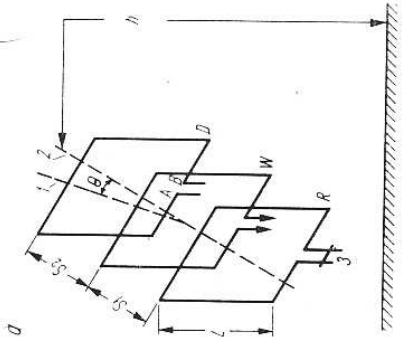
Duża zwartość anteny Cubical i brak elementów w osi symetrii pozwala na kojarzenie kilku anten w jeden zestaw. Układy takie są budowane:

— w jednej płaszczyźnie (rys. 5.125a i c) i wtedy w odległości $R-W$ nie są jednakowe (elektrycznie) dla poszczególnych pasm,

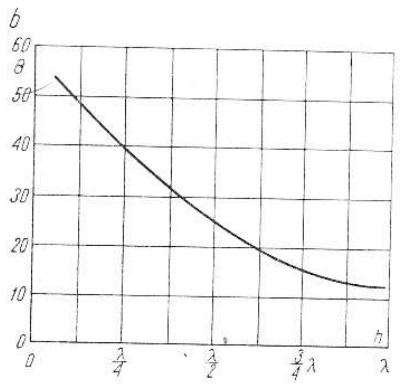


Rys. 5.125. Podstawowe formy geometryczne anten Cubical Quad

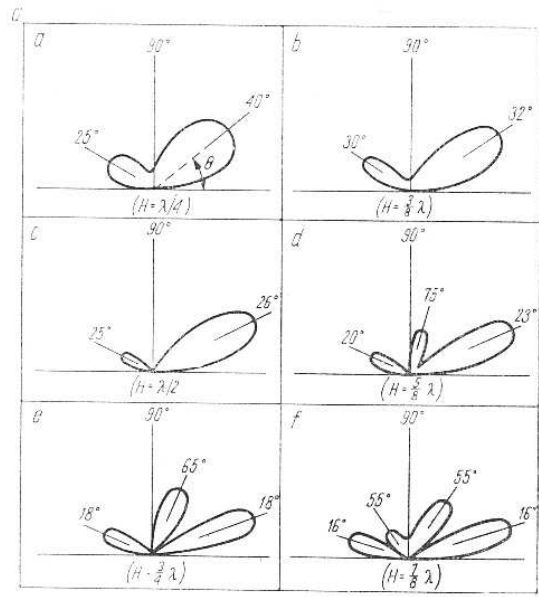
a — płaski Cubical Quad,
b — ostrosłupowy Cubical Quad,
c — płaski Cubical D-Quad,
d — ostrosłupowy Cubical D-Quad



Rys. 5.126. Wykresy do projektowania anteny Cubical Quad
 a — wymiarowanie, b — zysk w zależności od odległości elementów, c — rezystancja promieniowania anteny dwuelementowej, d — rezystancja wejściowa w zależności od wysokości h nad ziemią
 1 — kąt θ promieniowania listka głównego, 2 — os układu, 3 — zwieracz, 4 — antena trójelementowa, 5 — antena dwuelementowa



Rys. 5.127. Wpływ wysokości anteny Cubical Quad 2-elementowej nad ziemią h na kąt elewacji wiązki głównej θ

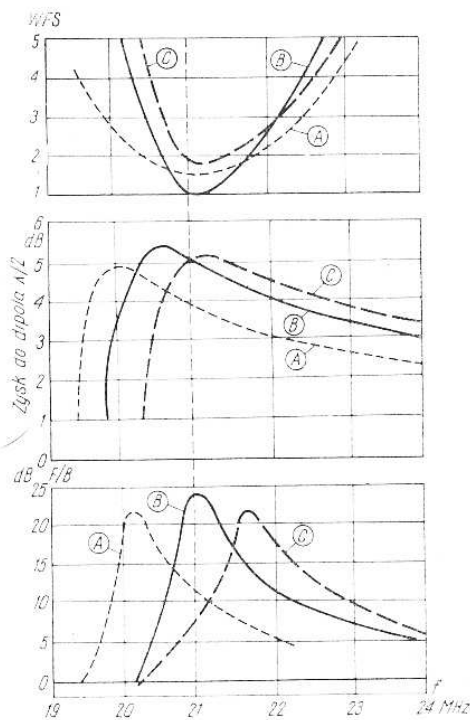


— na powierzchni ostrosłupów, co pozwala na uzyskanie optymalnych odległości R—W w każdym pasmie (rys. 5.125b i d).
 Antena może również tworzyć układ Quad lub D-Quad jak na rys. c i d. Układy Quad zajmują mniej wolnej przestrzeni i wymagają niższego masztu niż D-Quad.
 Na rys. 5.126a podano podstawowy układ 3-elementowej anteny Cubical Quad wraz z oznaczeniami; w wersji dwuelementowej brak jest direktora. W antenie tej reflektor ma większe sprzężenie z wibratorem niż direktor. Zysk anteny zależy od odległości elementów S/λ (rys. 5.126). Optimum występuje w odległości $S = 0,12 \div 0,15 \lambda$. Rezystancja promieniowania zależy od odległości reflektora oraz jego dostrojenia

(fazy) (rys. 5.126). Przy odległości $R-W = 0,11 \lambda$ występuje największy zysk a antena ma $R_{pr} = 65 \Omega$. Duża rozpiętość anteny Cubical Quad w pionie powoduje, że dolny element znajduje się nisko nad ziemią ($\sim \lambda/8$) i rezystancja wejściowa, znacznie bardziej niż w antenie Yagi, zależy od wysokości nad ziemią (rys. 5.126).

Charakterystyka kierunkowości dwuelementowej anteny Cubical Quad zależy od wysokości nad ziemią (rys. 5.127a). Kąt elewacji θ wiązki głównej przy podnoszeniu anteny nad ziemią zmienia się od 45° do około 12° (rys. 5.127b), co zwiększa możliwości układu nadawczego. Antenę Cubical Quad stroi się, zmieniając długość stroika włączonego do reflektora, a w antenie trójelementowej także zmieniając długość stroika dołączonego do direktora. Reflektor można wykonać o tych samych wymiarach jak wibrator lecz wymaga to większej długości stroika. Korzystniejsze warunki występują przy reflektorze dłuższym o około 4%. Przy zbyt długim reflektorze stroi się go za pomocą kondensatora (stroikiem otwartym).

Przy przyjętej częstotliwości obliczeniowej 21 MHz zależność WFS, zysk i F/B od częstotliwości w antenie typu R-W mają przebieg jak na rys. 5.128. Przy reflektorze (stroiku) zbyt długim otrzymuje się przebiegi oznaczone literą A, a przy zbyt krótkim — literą C. Właści-



Rys. 5.128. Wpływ zestrojenia reflektora Cubical Quad na parametry anteny
A — reflektor za długi,
B — reflektor właściwej długości,
C — reflektor za krótki

we zestrzanie odpowiada wykresowi, oznaczonemu literą B. Przy takim zestrojeniu uzyskuje się największą wartość F/B . Zysk jest wtedy nieco mniejszy, lecz stały w szerokim zakresie częstotliwości. W antenie typu D-W charakterystyki mają przebieg odwrotny, tzn. przy większych częstotliwościach zysk i F/B maleją. Wymiary anteny Cubical Quad zestawiono w tabelicy 5.21 w przypadku gdy bok reflektora jest równy bokowi wibratora, a także gdy jest on większy, co pozwala pominąć stroiki.

Tablica 5.21

WYMIARY ANTENY CUBICAL QUAD WG RYS. 5.126 W METRACH

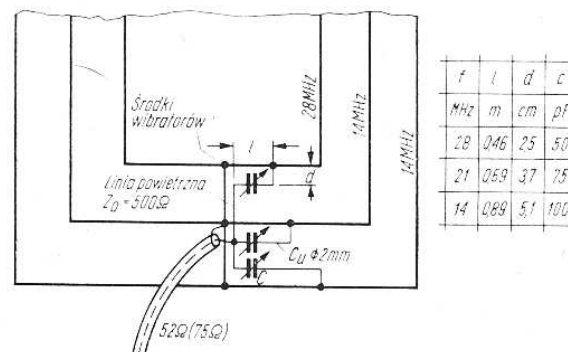
Częstotl. rezonans. (MHz)	7,05	14,1	21,2	29,0
Długość boku $l_w = l_R$	10,67	5,40	3,56	2,62
Odległość S przy $Z_A = 70 \Omega$	5,20	2,46	1,70	1,27
$Z_A = 50 \Omega$	4,32	2,13	1,42	1,06
Długość stroika R	1,16—1,9	0,86—0,91	0,48—0,56	0,38—0,45
Reflektor bez stroika	11,68	5,92	3,92	2,88

Do obliczeń wstępnych długości boku l (m) wibratora, reflektora i direktora można korzystać ze wzoru

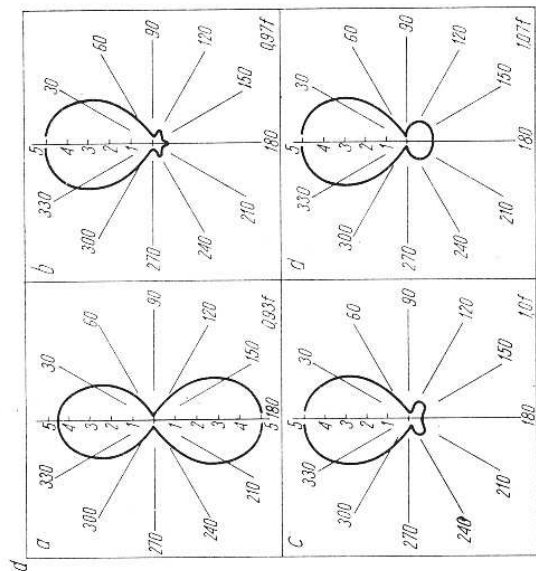
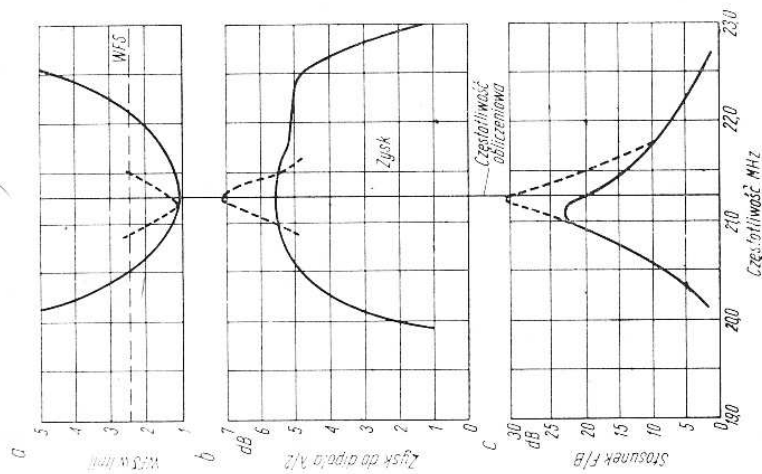
$$l = \frac{75K}{f} \quad (5-15)$$

w którym częstotliwość f przyjmuje się w MHz, a współczynnik K dla wibratora, reflektora i direktora jest odpowiednio równy: $K_w = 1,02$, $K_R = 1,045$ i $K_D = 0,988$.

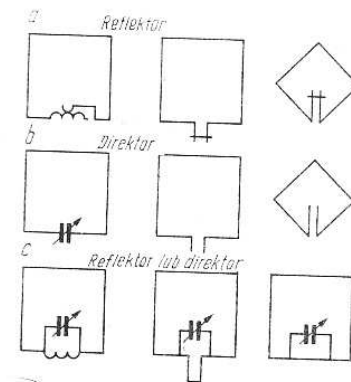
W przestrzeń (objętość) zajęta przez antenę Cubical Quad można wbudować drugą, a nawet trzecią tego typu antenę, pracującą w wyższych pasmach. Można to zrealizować w tej samej płaszczyźnie



Rys. 5.129. Zasilanie trzech Quadów jednym kablem za pośrednictwem transformatorów Gamma



Rys. 5.130. Zmiana parametrów trójelementowego Cubical Quad przy zmianie częstotliwości



Rys. 5.131. Sposoby strojenia elementów biernych

muje się charakterystykę jak na rys. 5.130 linia ciągła. Antena taka ma jednak zysk tylko 5,5 dB, czyli tyle, co 2-elementowa wersja R-W. Poza tym w antenie R-W-D charakterystyka kierunkowości zależy od częstotliwości (rys. 5.130).

Na rys. 5.131 pokazano możliwe sposoby strojenia reflektora i direktora. Każdy sposób ma określone wady i zalety, a wybór zależy tylko od konstruktora. Zasilanie wibratora może być wykonane tak, jak na rys. 5.129.

jak na rys. 5.125a i c lub przy zachowaniu optymalnej odległości $R-W$ jak na rys. 5.125b i d na powierzchni ostrosłupa. To drugie rozwiązanie jest korzystniejsze.

Wbudowanie anten pracujących w wyższych pasmach praktycznie nie wpływa ani na zysk, ani na rezystancję promieniowania. Pogarsza ono jedynie wartość F/B o około 5 dB.

Zasilanie układu trzech anten można wykonać za pomocą trzech niezależnych linii dołączonych przez transformator Gamma, względnie za pomocą jednej linii. W tym przypadku skrajne anteny dołączamy odcinkami linii $Z_0 = 500 \Omega$, spełniającymi jednocześnie rolę transformatorów poprawiających warunki dopasowania (rys. 5.129).

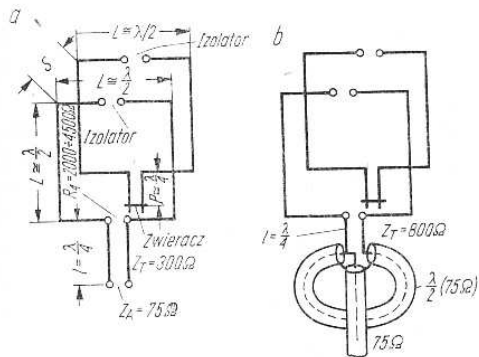
5.6.3.

Trójelementowy Cubical Quad

Dodaniem direktora do anteny Cubical Quad wersji R-W otrzymuje się zysk większy o około 1,7 dB. Nie jest on tak duży, jak w przypadku anteny Yagi (+2,7 dB). Antena R-W-D ma znacznie węższą wstęgę (1,5% dla $WFS < 1,7$). Pokazano to na rys. 5.130 linią przerywaną. Rozszerzenie wstęgi uzyskuje się przestrajając direktor w kierunku większych częstotliwości, aż nastąpi spadek o 1 dB. Reflektor przestrasza się podobnie w kierunku częstotliwości mniejszych. Otrzy-

5.6.4.
Antena X-Quad

Powiększając obwód anteny do $C = 2\lambda$ można powiększyć długości boków do $\lambda/2$. Będą one promieniowały skuteczniej, a ponadto, w wyniku większej odległości wzrośnie współczynnik interferencji układu. Układ nazywany X-Quad wywodzi się z opisanej w rozdziale 5.4.3.3 anteny „Leżące H”. Powstaje ona przez zagięcie ku sobie i połączenie połowy elementów anteny „Leżące H”. Pozostający w środku skrzyżowa-



Rys. 5.132. Antena X-Quad

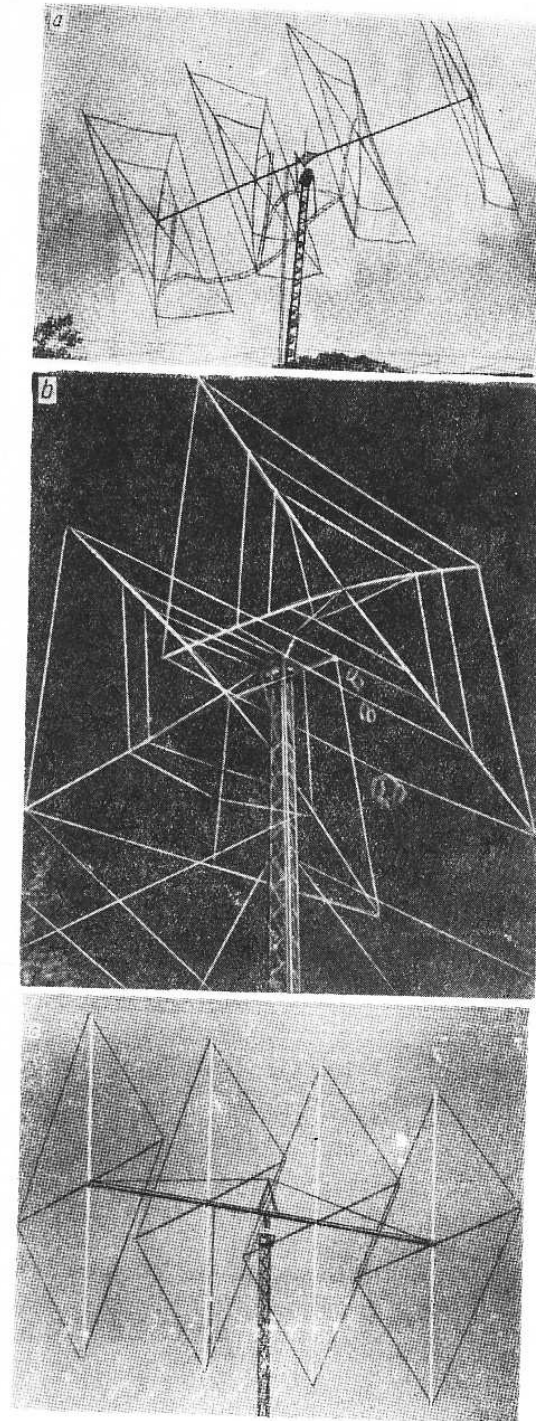
ny odcinek linii zasilającej można pominąć (rys. 5.132). Zysk anteny X-Quad wynosi około 4 dB. Impedancja wejściowa, tak jak w „Leżące H” jest duża, około $2000 \div 4000 \Omega$, wymaga więc zasilania rezonansowego lub przez transformator $\lambda/4$ o $Z_T = 800 \Omega$, na którego wyjściu uzyskuje się $Z_A = 240 \div 280 \Omega$. Pozwala to na zasilanie przewodem sy-

Tablica 5.22

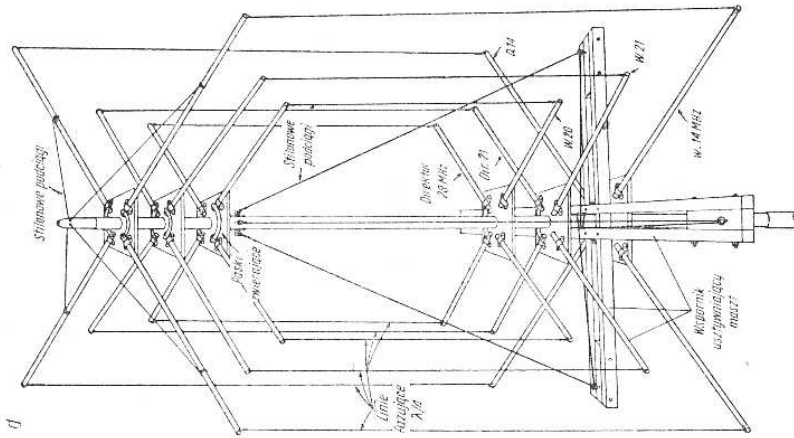
WYMIARY ANTENY X-QUAD WG RYS. 5.132

Pasma (MHz)	7	14	21	28
Bok L (m)	20,15	10,18	6,78	5,03
Rozstawienie S (m)	5,18	2,60	1,73	1,30
Długość stroika P (m)				
jako reflektor	11,5	5,71	3,81	2,82
jako direktor	9,75	4,85	3,22	2,38

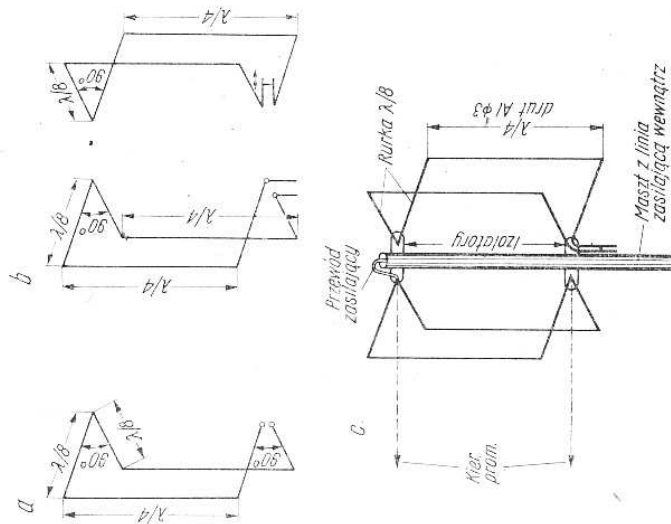
metrycznym (płaski TV) lub współosiowym $50 \div 75 \Omega$ przez transformator $1 : 4$. Antenę można także zasilac przewodem współosiowym bez symetryzatora jedynie przez transformator $Z_T = 280 \Omega$ w postaci, np. odcinka $\lambda/4$ przewodu symetrycznego (taśmowego TV). Wymiary anteny podano w tablicy 5.22.



Rys. 5.133. Przykłady konstrukcji anteny Cubical Quad
a — wg WZPXR,
b — WΦJTP,
c — WΦA1W



Rys. 5.136. Antena Bird-Cage (klatka na ptaszki)
a-c — zasada budowy wg G4ZU,
d — wykonanie w wersji trzypasmowej wg VE1TG



5.6.6. Antena klatkowa

Dążąc do uproszczenia konstrukcji G4ZU opracował antenę klatkową, zwaną „Bird-Cage”^{*)}. Antena ta powstaje przez zgięcie pod kątem prostym elementów poziomych (rys. 5.136). Rozwiązanie takie eliminuje nośnik i rozpory, gdyż elementy wykonane z rurek PA6 ϕ 25 mają wystarczającą sztywność i wytrzymałość. Końce rurek są połączone przewodami aluminiowymi o średnicy 2÷3 mm. Spełniają one rolę przewodów fazujących. Wymiary elementów wynoszą:

- w pasmie 14 MHz — poziome $2 \times 2,65$ m, fazujące 5,2 m;
- w pasmie 21 MHz — poziome $2 \times 1,73$ m, fazujące 3,6 m;
- w pasmie 28 MHz — poziome $2 \times 1,33$ m, fazujące 2,6 m.

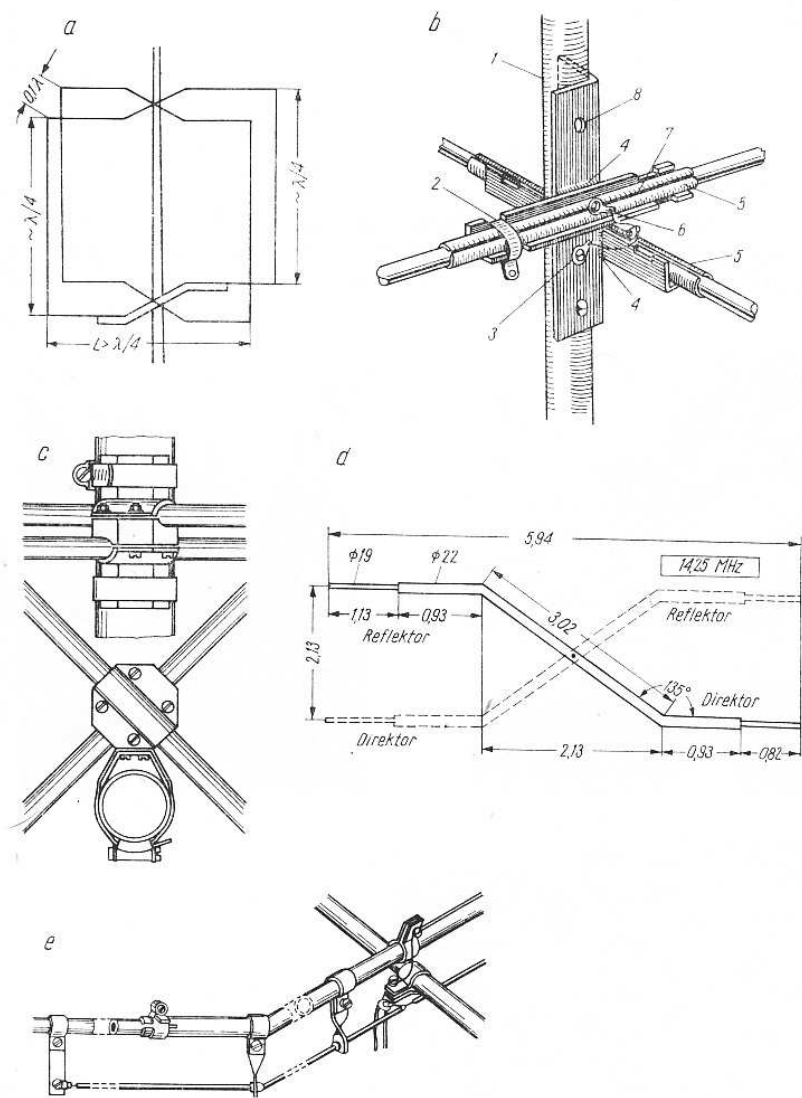
Maszt przewyższa górne elementy o około 1 m. Pozwala to na założenie podciągów stilonowych. Podobnie można dodatkowo usztywnić klatkę, wiążąc końce poziomych elementów linką stilonową. Wysoki maszt, ponad 6 m, jest mało sztywny. Usztywnia się go zakładając na dole krzyżak z krawędziaków $50 \times 50 \times 4000$ mm, do których prowadzi się z wierzchołka grube linki stilonowe. Utworzona w ten sposób „piramida” ma już dużą sztywność. Zdaniem G4ZU korzystniejszy jest układ D-W. Direktor jest celowo za krótki i stroi się go niewielką cewką (jest to łatwe, gdyż punkt ten leży na maszcie). Wibrator zasila się przewodem 70 Ω . Symetryzator może być pominięty.

5.6.7. Antena Swiss-Quad

Antena Swiss-Quad jest adaptacją anteny HB9CV do układów Cubical. W antenie Swiss-Quad (rys. 5.137) obie pętle są bezpośrednio zasilane. Dzięki wydłużeniu elementów jednej strony o 5% spełnia ona rolę reflektora. Konstrukcja anteny jest bardzo podobna do opisanej w poprzednim punkcie anteny klatkowej. Odległość elementów w części równoległej wynosi $0,1 \lambda$. Elementy wykonane z rurki PA4, PA6 ϕ 22 są mocowane wprost na maszcie dokładnie w środku (ważne!). Do tego miejsca przyłącza się ekran przewodu 75 Ω , zaś jego żyłę do transformatora Omega. Transformator Omega jest wykonany w postaci odcinka przewodu (o średnicy 2÷3 mm w izolacji PCW) znajdującego się w odległości równej $0,002 \lambda$ od dipola. Końce przewodów są dołączone do dipola w miejscu przejścia ze średnicy ϕ 22 na ϕ 19. Środek przewodu ma częściowo zdjętą izolację i w miejscu tym jest dołączony kabel zasilający. Strojenie przeprowadza się zmieniając długość odcinków pionowych, aż do uzyskania zestrojenia na środek pasma (maksymalny stosunek F/B).

*) CQ 6/1963 VE1TG.

Strojenie dopasowania WFS przeprowadza się za pomocą zmiany długości bocznika Omega, względnie jego odległości od dipola. Według HB9CV reflektor powinien mieć długość $1,148\lambda$, a direktor $1,092\lambda$. Wymiary anteny Swiss-Quad podano w tabelicy 5.23. Konstrukcja została opisana przez ZS6PP w QST 9/1967.



Rys. 5.137. Antena Swiss-Quad wg HB9CV

1 — maszt, 2 — opaska zaciskająca (4), 3 — uziemić tylko w jednym punkcie, 4 — spawać, 5 — rura PCW, 6 — połączenie środków elementów, 7 — szczelina, 8 — szczelina

Tablica 5.23

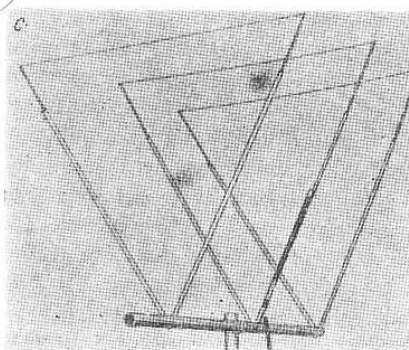
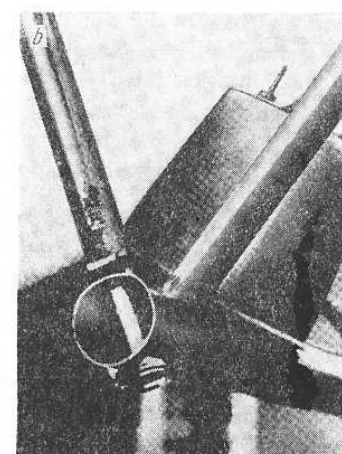
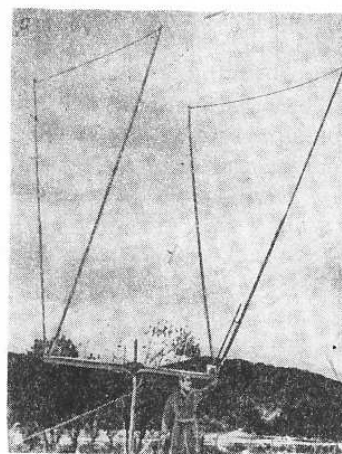
WYMIARY ANTENY SWISS-QUAD WG RYS. 5.137

Częstotliwość środkowa (MHz)	28,5	21,2	14,15	7,05
Wysokość	2,95	3,96	5,94	11,94
Szerokość reflektora	3,08	4,17	6,25	12,52
Szerokość direktora	2,79	3,76	5,64	11,2
Rozstaw	1,05	1,4	2,10	4,26

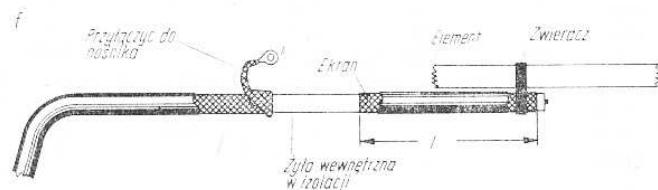
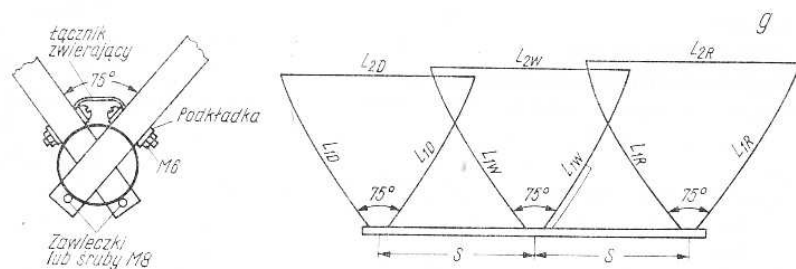
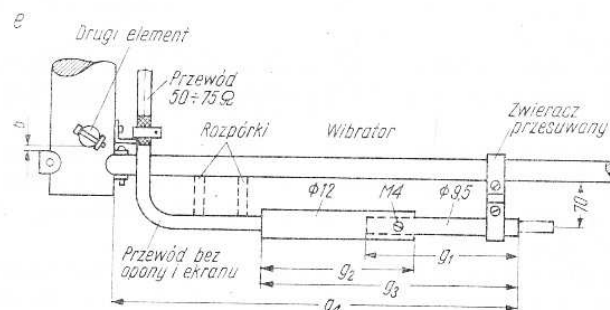
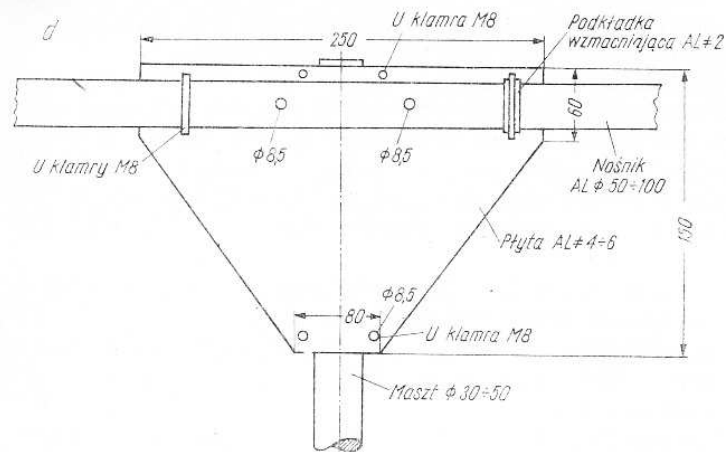
5.6.8.

Antena Delta Loop

Konstrukcje anten Cubical Quad są pracochłonne i mało odporne mechanicznie na silne wiatry i obciążenia sadyż. Harry Habig K8NV (QST 1/1969) zaprojektował, wykonał i zbadał antenę w ukła-



Rys. 5.138. Antena Delta Loop; widok, szczegóły konstrukcyjne i wymiary



dzie widlastym (rys. 5.138) o dużej wytrzymałości mechanicznej. Antena ta konstrukcyjnie prosta, jest całkowicie metalowa. Dodatkową jej zaletą jest mała rozpiętość i mały dolny promień obrotu.

Składa się ona z nośnika o długości $0,17\lambda \div 0,2\lambda$ w postaci rury np. aluminiowej (PA4, PA6 $\phi 30 \div 50$). W rurze tej na końcach wierce się po dwa otwory wzdłuż prostych tworzących kąt 75° . W otwory te wstawiane są elementy antenowe o długości około $0,35\lambda$. Elementy mogą być wykonane z rurek aluminiowych PA4, PA6 o średnicach $\phi 22$ przedłużonych do $\frac{2}{3}$ wysokości rurkami cieńszymi nałożonymi teleskopowo.

Szczyty elementów łączy się drutem (linką aluminiową $\phi 2 \div 4$). Połączenia należy wykonać śrubami aluminiowymi, albo stalowymi z podkładkami, a następnie starannie polakierować. Mimo to miejsce to może być źródłem korozji. Sposób łączenia elementów z nośnikiem pokazuje rys. 5.138b.

Antena Delta Loop może być wykonana jako dwu- i trójelementowa (rys. c). Nośnik z masztem mocuje się najłatwiej przy użyciu aluminiowej płyty trójkątnej o grubości 6 mm (rys. d). Antena cała jest więc metalicznie połączona z masztem, nie wymaga materiałów izolacyjnych ani konstrukcji spawanych.

W celu zapewnienia dobrego styku między elementami należy je zewrzeć ze sobą za pomocą taśmy aluminiowej założonej pod nakrętki śrub.

Antenę można zasilać linią symetryczną $240 \div 300 \Omega$ stosując transformator T lub linią asymetryczną $50 \div 70 \Omega$ stosując transformator Gamma. W tym drugim przypadku stosuje się nowoczesny układ transformatora (rys. 5.138e).

Żyłę zewnętrzną przewodu współosiowego (ekran) łączy się ze zwieraczem, wykonanym z opasek obejmujących elementy, drugą

Tablica 5.24

WYMIARY ANTENY DELTA LOOP WG RYS. 5.138

Pasma	(MHz)	21	28	50	144
L_{1D}	(m)	—	—	2,13	0,66
L_{2D}	(m)	—	—	1,63	0,67
L_{1W}	(m)	5,02	3,66	2,16	0,71
L_{2W}	(m)	4,42	3,35	1,75	0,69
L_{1R}	(m)	5,10	3,66	2,18	0,75
L_{2R}	(m)	4,57	3,60	1,83	0,72
S	(m)	2,74	1,98	1,12	0,40
g_1	(mm)	—	228	203	—
g_2	(mm)	—	228	203	—
g_3	(mm)	—	400	340	215
g_4	(mm)	—	1016	420	342

żyłę natomiast prowadzi się wzdłuż jednego z elementów, ale w odległości 6÷8 cm stosując w razie potrzeby rozporłki.

Transformator Gamma w celu kompensacji składowej indukcyjnej pętli sprzęgającej ma pojemność szeregową. Jest to rozwiązanie nowoczesne i pewniejsze niż stosowanie stałych i zmiennych kondensatorów. W tym celu należy bezpośrednio za miejscem mocowania żyły zewnętrznej (ekranu) do środka elementów zdjąć ekran na całej pozostałej długości. Na tę część przewodu nakładamy rurkę o średnicy takiej, aby przewód w niej się zmieścił. Długość rurki dobieramy w czasie strojenia. Koniec rurki łączymy zwieraczem z elementem anteny wibratora, tworząc obwód zamknięty dla prądów w.c.z.

Tak wykonany kondensator, którego jedną okładziną jest żyła wewnętrzna przewodu, drugą rurka, jest trwały i odporny na wpływy atmosferyczne.

Długości obwodów poszczególnych pętli liczone w metrach przy f w MHz wynoszą:

$$C_D = \frac{297}{f}; \quad C_W = \frac{307}{f}; \quad C_R = \frac{314}{f}$$

Boczne ramiona mogą mieć jednakową długość. Długość obwodu reguluje się dobierając długości części poziomej. Wymiary wypróbowanych anten podaje się w tabelicy 5.24.

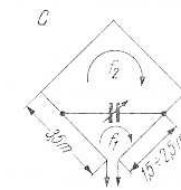
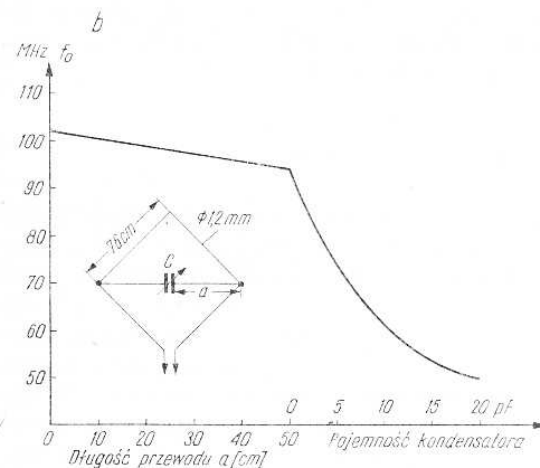
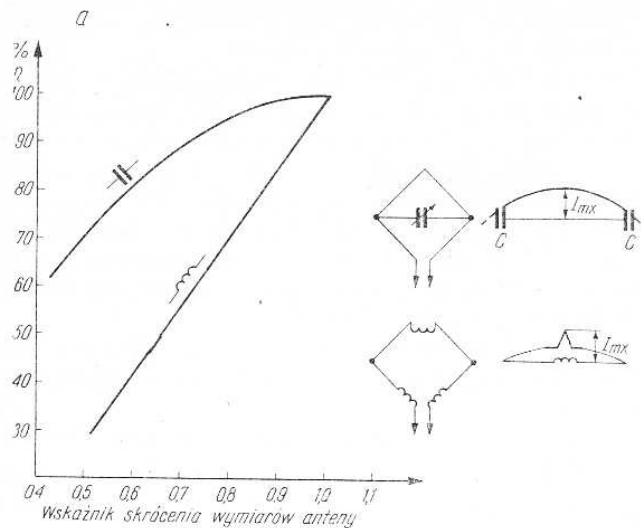
5.6.9.

Skrócone anteny Cubical Quad

Godząc się z obniżeniem sprawności, rozmiary anteny Cubical Quad można zmniejszyć. Jedną z metod, opisana już w p. 5.5.4.2, polega na zastosowaniu wydłużających cewek. Druga, opracowana przez UB5UN^{*)} polega na zastosowaniu pojemności włączonych w punkcie występowania największych przeciwnych napięć, a więc wzdłuż przekątnej anteny typu D-Quad (rys. 5.139). Odpowiada to dodaniu pojemności końcowych na dipolu. Układ taki ma większą sprawność niż wydłużony cewkami, gdyż przeważająca część anteny ma zachowany rozkład prądu jak w antenie pełnowymiarowej. Skróceniu ulega ta część, w której płyną małe prądy, a więc biorąca mały udział w ogólnym promieniowaniu. Metodą tą można obniżyć częstotliwość rezonansową pętli do połowy (rys. b). Sposób ten pozwala w gotowej pełnowymiarowej antenie korygować jej częstotliwość własną „w dół” przez dodanie po przekątnej krótkich przewodów.

Umieszczając kondensator wydłużający nie wzdłuż przekątnej, lecz niżej lub wyżej, otrzymuje się dwa układy o dwóch różnych częstotliwościach rezonansowych (rys. c). Przy odpowiednim zwymiarowaniu obu pętli można otrzymać jednocześnie rezonans na częstotliwościach 14 MHz i 21 MHz.

^{*)} Bunimowicz S. UB5UN. Małogabaritna kwadratna Antenna. Radio 4. 1968.



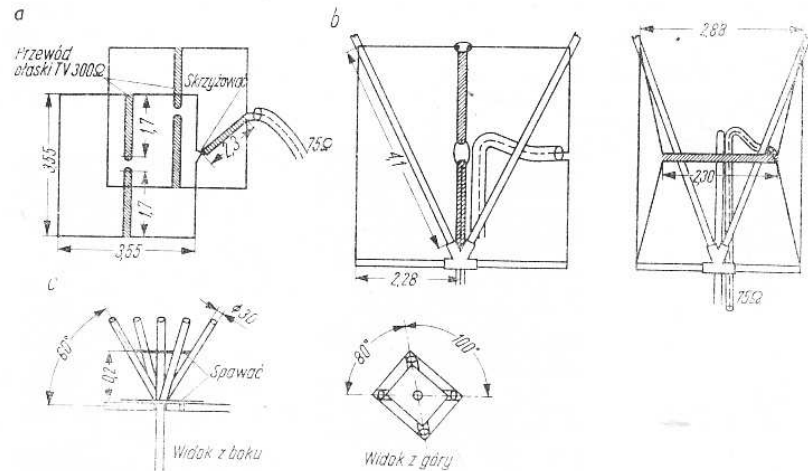
Rys. 5.139. Metody skracania anteny pętlowej i jego skutki
a — zależność sprawności η w stosunku do anteny pełnowymiarowej od stopnia skrócenia anteny, b — zmiana częstotliwości rezonansowej, c — układ z dwóch rezonansach

Zasadę tę wykorzystano do budowy anteny Cubical Quad 3-pasmowej opracowanej przez UB5CA i UB5UG^{*)}. Jest to antena kompromisowa, z polaryzacją pionową, gdyż przy takiej polaryzacji, zdaniem konstruktorów łatwiej jest wyeliminować TVI.

Wymiary anteny podano na rys. 5.140a. Obie ramy są połączone odcinkiem skrzyżowanego przewodu symetrycznego TV 300 Ω i dłu-

^{*)} Czerewko W. UB5CA, J. Medines UB5UG, Małogabaritna KW Antenna, Radio 12/1959.

gości 2,3 m. Rozstawienie ram wynosi 2,88 m. Tak połączone ramy mają układ elektryczny zbliżony do anteny ZL-Specjal. Równocześnie anteny mają odcinki linii po 1,7 m wydłużająco-skracające (stroiki). Cała długość anteny łącznie z przedłużającymi stroikami, zastępującymi cewki, ma rezonans w pasmie 13 MHz. W pasmie 21 MHz stroiki zwierają punkty wejściowe przedłużając elektrycznie pętlę o 4%. W pasmie 28 MHz długość części promieniującej zbliżona jest do $\lambda/2$. Rezystancja wejściowa w pasmie 20 m wynosi 30 Ω , w pasmie 15 m — 90 Ω , a w pasmie 10 m — 80 Ω . Dopasowanie można uzyskać, stosując do zasilania dwa jednakowej długości przewody 75 Ω połączone na antenie równolegle. Do nadajnika w pasmie 20 m dołącza się oba prze-



Rys. 5.140. Miniaturowa antena Cubical Quad wg UB5CA i UB5UG

wody równolegle, w pasmach 15 m i 10 m dołącza się tylko jeden, a drugi pozostawia się wolny. Wolny odcinek może wprowadzać szkodliwą składową bierną, należy go więc przyciąć na długość równą krotności $\lambda/4$ w pasmie 20 m i w zależności od potrzeby pozostawić koniec otwarty lub zwarty. Antena rozpięta jest na bambusowych tyczkach o długości 4,1 m mocowanych w krzyżaku (rys. 5.140b i c).

5.7.

ANTENY RAMOWE

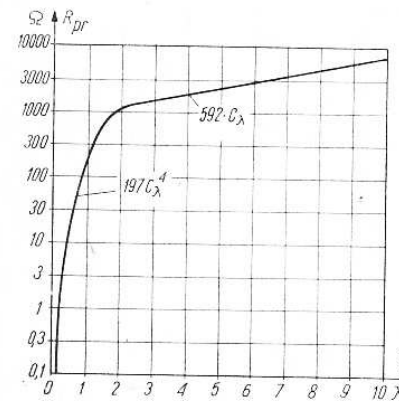
Antena pętlowa opisana w poprzednim rozdziale jest szczególnym przypadkiem anten ramowych. Typową dla anteny ramowej jest rama kołowa o promieniu a i obwodzie $C = 2\pi a$ ($a \ll \lambda$), na której nawinięta jest pewna liczba n zwojów. Antena taka sprzęga się głównie ze składową magnetyczną pola elektromagnetycznego. Współczesną odmianą takiej anteny jest popularna antena ferrytowa, będąca pewnego

rodzaju dipolem magnetycznym. Rezystancja promieniowania anteny o liczbie zwojów n i promieniu a w m przy $a \ll \lambda$ wynosi [10]

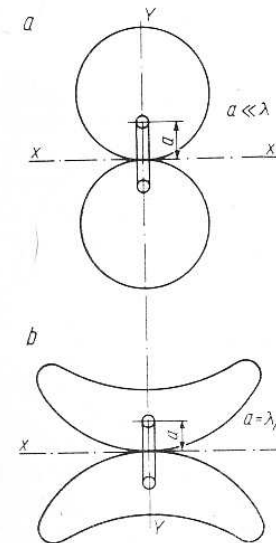
$$R_{pr} = 31\,200 \cdot \left(\frac{nA_f}{\lambda^2} \right)^2 \quad (5-16)$$

gdzie: $A_f = \pi a^2$ i jest aperturą fizyczną.

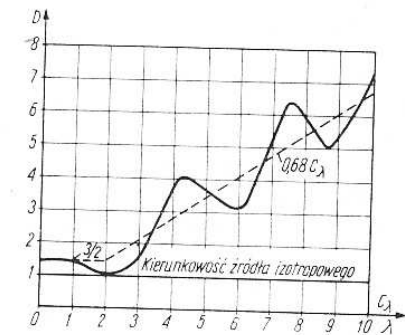
Długość uzwojenia $l = 2\pi a \cdot n = C \cdot n$. Przy tej samej długości uzwojenia l największą rezystancję promieniowania ma rama jednozwojowa. Rezystancja ta ma małą wartość, np. przy $a = 0,05 \lambda$ i $n = 1$ czyli przy $C = 0,314 \lambda$ $R_{pr} = 2,5 \Omega$. Przy powiększaniu średnicy anteny jednozwojowej rezystancja promieniowania szybko rośnie (rys. 5.141d). Przy $C = \lambda$, tj. w antenie pętlowej $R_{pr} = 120 \div 180 \Omega$. Mała



Rys. 5.141. Rezystancja promieniowania anteny ramowej



Rys. 5.142. Charakterystyka promieniowania anten ramowych



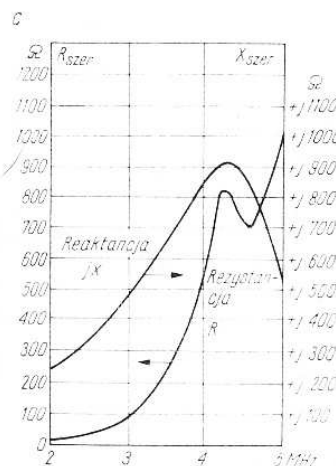
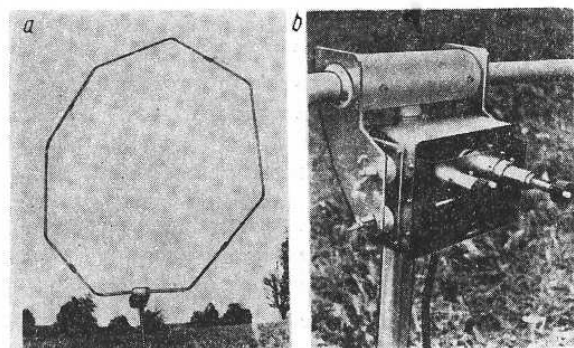
Rys. 5.143. Kierunkowość anten ramowych przy założeniu jednakowej wartości prądu w całej pętli

wartość R_{pr} przy równocześnie znacznej rezystancji strat R_s jest przyczyną małej sprawności ($< 10\%$) anteny ramowej drutowej.

Charakterystyka promieniowania zależy od promienia okręgu ramy (a) w taki sposób, jak w antenach dipolowych (rys. 2.73). Przykładowe dwie charakterystyki pokazano na rys. 5.142.

Kierunkowość anteny w wolnej przestrzeni rośnie wraz ze wzrostem długości obwodu C podobnie, jak w przypadku anten dipolowych (rys. 5.143).

Mały wpływ ziemi, znacznie podniesiona wiązka główna oraz możliwość przestrajania w szerokim zakresie częstotliwości (2,5÷5 MHz) przy małych rozmiarach pozwalały w praktyce na skuteczną łączność, nawet w warunkach, w których anteny dipolowe były już mało przydatne. Antena, np. ośmiokątna o przekątnej 3,6 m z dolną krawędzią na wysokości 1,2 m, jest równoważna dipolowi $\lambda/2$, umieszczonego na wysokości 12 m. W pasmie 3,5 MHz jej $R_{pr} = 0,1 \Omega$. W tego typu antenach największe straty występują na złączach. Chcąc uzyskać spraw-



Rys. 5.144. Doświadczalna antena ramowa pracująca w pasmie 3,5 MHz o wymiarach boku 2 m z rurek $\phi 50$ w wykonaniu HB9AGK (QST 11/1968)

a i b — widok anteny i skrzynki przyłączeniowej, c — rezystancja i reaktancja szeregowa anteny

ność 50%, stosowano więc złączenie końcówek rurek $l = 8 \times 1,5 \text{ m } \phi 40$ tworzących ramę.

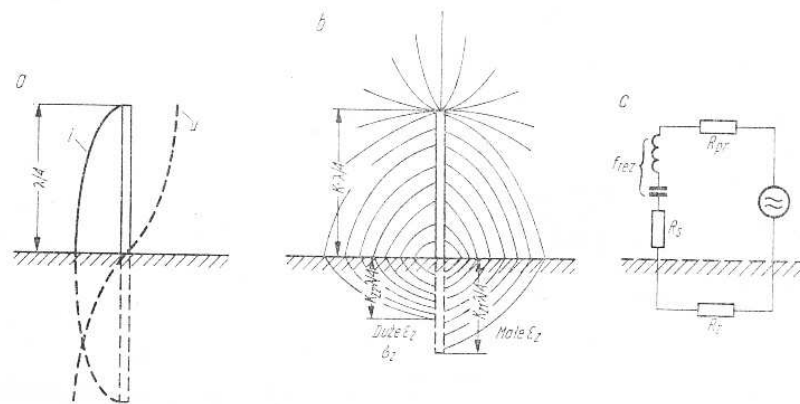
Antena ramowa wykonana przez amatorów HB9AGK (rys. 5.144) miała sprawność tylko ok. 3,7%. Zastępując rurki ($\phi 50$) taśmą aluminiową o szerokości około 300 mm i długości 10 m uzyskuje się wyniki lepsze. Mała rezystancja wejściowa wymaga specjalnego układu zasilania. Antena ma dużą dobroć i stroi się krytycznie ($B = 10 \text{ kHz}$). Do kontroli zestrojenia używa się układu jak na rys. 5.144d. Impedancja wejściowa anteny zależy od częstotliwości w sposób podany na rys. 5.144c.

W antenie występują znaczne przepięcia. Stawia to duże wymagania kondensatorom i izolacji. Kondensatory powinny mieć bardzo dużą dobroć i pracować poprawnie przy obciążeniu dużym prądem.

5.8.

DIPOLE PIONOWE

W rozdziale 2.3.8 opisano wpływ ekranu na pole wibratora. Zmiana właściwości dipola rzeczywistego na skutek odbicia fali od idealnego ekranu (wielka konduktywność) może być rozpatrywana jako efekt promieniowania pozornego dipola, stanowiącego lustrzane odbicie dipola rzeczywistego. Dipol pozorny (lustrzany) znajduje się pod powierzchnią ekranu (ziemi) na głębokości równej wysokości anteny nad ekranem (ziemią). W przypadku idealnego ekranu płyną w nim prądy takie, jak w dipolu rzeczywistym. Zgodnie z tą metodą, jeśli dipol rzeczywisty jest pionowy, to dipol lustrzany jest również pionowy, jeżeli zaś dipol pionowy o długości $\lambda/4$ „stoi” na ekranie, to dipol lustrzany jest jego przedłużeniem i tworzy z nim wspólnie jeden dipol



Rys. 5.145. Antena pionowa

a — rozkład prądu i napięcia w unipolu rzeczywistym i jego odbiciu lustrzanym, b — linie pola w ziemi o różnej przenikalności elektrycznej, c — układ zastępczy unipola pionowego nad ziemią

półfalowy, jak na rys. 5.145a, o właściwościach już szeroko poprzednio opisanych.

Zwyczajaj ekranem jest ziemia o ograniczonej konduktywności. W takim przypadku pole elektromagnetyczne, wnikaające w ziemię, ulega pochłanianiu i w dipolu lustrzanym płyną prądy mniejsze. Wpływa to przede wszystkim na charakterystykę promieniowania i sprawność anteny. W glebie mokrej σ ma wartość dużą, ale jednocześnie ϵ_z wpływa na skrócenie dipola lustrzanego i długości drogi prądów indukowanych w ziemi. W rezultacie zmieniają się straty w ziemi. W gruncie natomiast suchym, skalistym występuje zjawisko odwrotne, a straty są duże. Przeciwdziała się temu dzięki zakładaniu w ziemi pod anteną systemu przewodów-przeciwwag. Ich wpływ na sprawność anteny omówiono już w rozdziale 5.1.1. Bilans energetyczny anten pionowych powinien uwzględniać straty w ziemi. Schemat zastępczy takiego układu przedstawia rys. 5.8.1c. Sprawność układu określa się zależnością

$$\eta = \frac{R_{pr}}{R_{pr} + R_s + R_z} \quad (5-17)$$

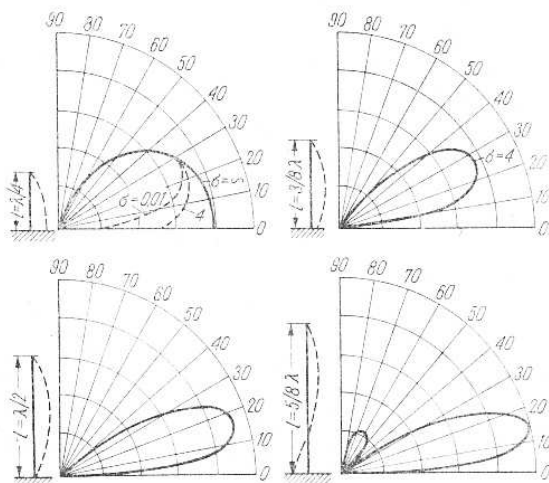
gdzie: R_s — jest to rezystancja strat,

R_z — oznacza zastępczą rezystancję ziemi.

Moc wypromieniowana przez antenę P_{pr} przy mocy doprowadzonej do anteny P_A wynosi

$$P_{pr} = \eta \cdot P_A \quad (5-18)$$

Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie poziomej jest kołowa. Jeśli ziemia jest niejednorodna (rzeka, uskoki skalne) charakterystyka ta może znacznie odbiegać od kołowej. W płaszczyźnie pionowej charakterystyka promieniowania zależy od wysokości anteny i konduktyw-



Rys. 5.146. Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej dla różnych długości unipola pionowego

ności gruntu (rys. 5.146). W antenach niskich wpływ gruntu jest większy. Zakopanie jednego, nawet długiego pręta przeciwwagi pod antenę niewiele poprawia warunki rozptyłu prądów. Skuteczny jest dopiero układ wielu przewodów poziomych o długości $0,4\lambda$ rozłożony gwiazdźście wokół anteny.

Długość skuteczna dipola określona jest wzorem (2-140). Antena pionowa nad ziemią jest unipolem. Jego długość skuteczna, nazywana także wysokością skuteczną, jest o połowę mniejsza. Dla dipola ćwierćfalowego wynosi ona

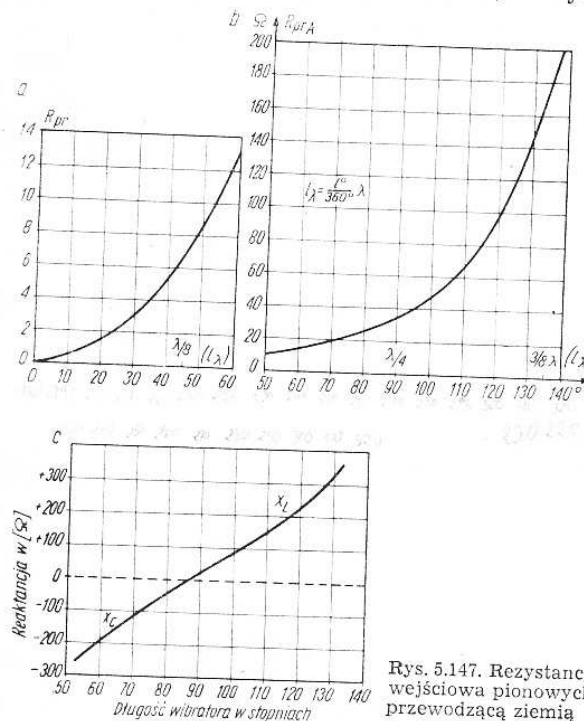
$$l_{sk} = \frac{\lambda}{2\pi}$$

Długość fizyczną anteny oblicza się ze znanej zależności

$$l_f = K \cdot l_e$$

gdzie l_e — jest założoną długością elektryczną (np. $l_e = \lambda/4$), zaś współczynnik skrócenia K odczytuje się z wykresu na rys. 2.85 przy czym dla unipola $l_e = \lambda/4$ odpowiada krzywa $k_{1/2}$, a dla unipola $l_e = \lambda/2$ krzywa k_{λ} .

Rezystancję i reaktancję wejściową anteny pionowej, przy założeniu idealnie przewodzącej ziemi wyznaczamy z wykresu na rys. 2.89 lub 2.90, a dla małych długości $l_e < \lambda/2$ z wykresów na rys. 5.147.



Rys. 5.147. Rezystancja i impedancja wejściowa pionowych unipoli nad idealnie przewodzącą ziemią

Impedancja falowa unipola Z_u zależy od jego smukłości l/d przy czym l jest długością unipola, d — jego średnicą

$$Z_u = 138 \lg 1,15 \frac{l}{d} \quad (5-19)$$

Dobroć anteny $Q = Z_u/R_A$ nie jest duża, gdyż $R_A = R_{pr} + R_s + R_z$ zawiera składnik rezystancji ziemi R_z przyjmujący często znaczną wartość.

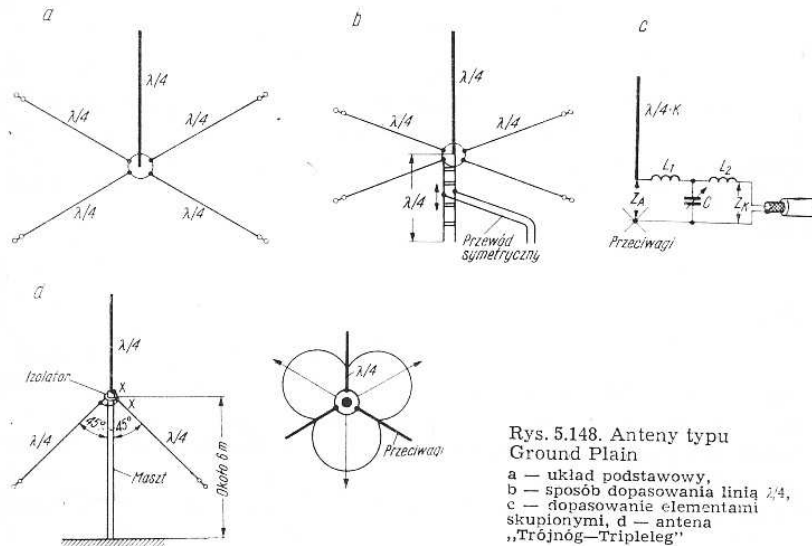
Szerokość wstęgi anteny $B = f/Q$ jest w związku z tym duża, w szczególności w antenach o małej smukłości (małe Z_u).

Wbrew tradycyjnym poglądom niektórych amatorów, każdy odcinek pionowy o dowolnej długości promieniuje falę elektromagnetyczną i może być zastosowany jako antena. Problem stanowi jedynie dopasowanie go do linii tj. transformacji rezystancji i kompensacji reaktancji, w celu uzyskania pełnego obciążenia nadajnika. Oczywiście długość dipola wpływa na charakterystykę promieniowania. Dla łączności DX-owych najkorzystniejsza jest antena o długości $5/8\lambda$ gdyż promieniuje ona głównie nisko nad horyzontem, posiada rezystancję wejściową około $R_A = 70 \Omega$, reaktancję zaś około $X_A = 200 \Omega$ pojemnościową, którą można skompensować odpowiednią indukcyjnością.

5.8.1.

Antena Ground Plain (GP)

W celu uniknięcia dużego wpływu rezystancji ziemi na sprawność anteny stosuje się, tam gdzie jest to możliwe anteny z płaszczyzną uziemiającą tzw. Ground Plain. Płaszczyznę taką może w szczególności



Rys. 5.148. Anteny typu Ground Plain
a — układ podstawowy,
b — sposób dopasowania liniami $\lambda/4$,
c — dopasowanie elementami skupionymi, d — antena „Trójnóg—Tripleleg”

ności tworzyć kilka, najczęściej cztery pręty o długości $\lambda/4$ wspólnie połączone i gwiazdziście odchodzące od podstawy anteny (rys. 5.148a).

W celu dopasowania rezystancji wejściowej $R_a = 35 \Omega$ do linii 75 Ω antena musi być łączona przez transformator $\lambda/4$, wykonany z przewodu o $Z = 50 \Omega$. W celu przyłączenia linii $Z_0 = 50 \Omega$, lub 300 Ω należy stosować specjalny ćwierćfalowy otwarty stroik i znaleźć na nim punkty o rezystancji 50 Ω względnie 300 Ω (rys. 5.148b). Położenie tego punktu wyznacza się w sposób opisany w rozdziale 2.2.4. Zamiast linii transformującej częściej stosuje się transformator typu T ze stałymi skupionymi L i C (rys. 5.148c), opisany w rozdziale 2.2.4.4.

Nagijnąc w dół przeciwwagi (rys. 5.148d) uzyskuje się zmianę rezystancji wejściowej od $R = 35 \Omega$ przy $\varphi = 90^\circ$, osiągając wartość 75 Ω , jeśli kąt φ zbliża się do 180° .

Przy kącie $\varphi = 135^\circ$ i trzech przeciwwagach R_A wynosi 50 Ω co umożliwia bezpośrednie zasilanie anteny przewodem współosiowym. Antena taka nosi nazwę Tripleleg (trójnóg).

Przy czterech przeciwwagach uzyskuje się $R_A = 44 \Omega$. Jej charakterystyka promieniowania nie jest w pełni dookólna.

Tablica 5.25

WYMIARY W cm ĆWIERĆFALOWEJ ANTENY GP WG RYS. 5.147

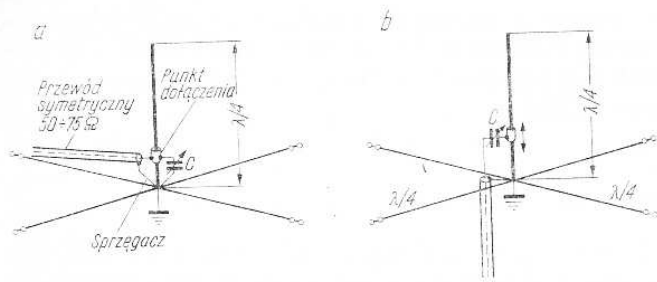
Średn. elem. (mm)	Częstotliwość środkowa (MHz)				
	28,8	28,3	21,1	14,05	7,07
2	254	259	347	522	1037
6	253	258	346	521	1036
20	252	257	345	519	1032
40	250	255	344	517	1030

Przy $\varphi = 180^\circ$ antena zamienia się w dipol półfalowy. Przewód zasilający wówczas doprowadza się po maszcie. Końce dipoli przeciwwag muszą być od masztu dobrze odizolowane i tworzyć z nim układ symetryczny. Antena taka nosi nazwę anteny rękawowej. Jej charakterystyka jest taka jak dipola półfalowego. Wymiary anten GP zestawiono w tablicy 5.25.

5.8.2.

Uziemione dipole pionowe

Opisana w rozdziale 5.8.1 antena Ground Plain wymaga stosowania mechanicznie i elektrycznie wytrzymałego izolatora. Przy falach dłuższych maszt jest wysoki i zastosowanie izolatora jest kłopotliwe. Punkt dolny anteny ma znikomy potencjał względem ziemi (węzeł napięcia) i może być uziemiony. Zasilanie odbywa się wtedy przez transformator Gamma (rys. 5.149). Rozwiązanie takie ma szereg zalet, a przede wszystkim umożliwia ustawienie masztu na mocnym funda-

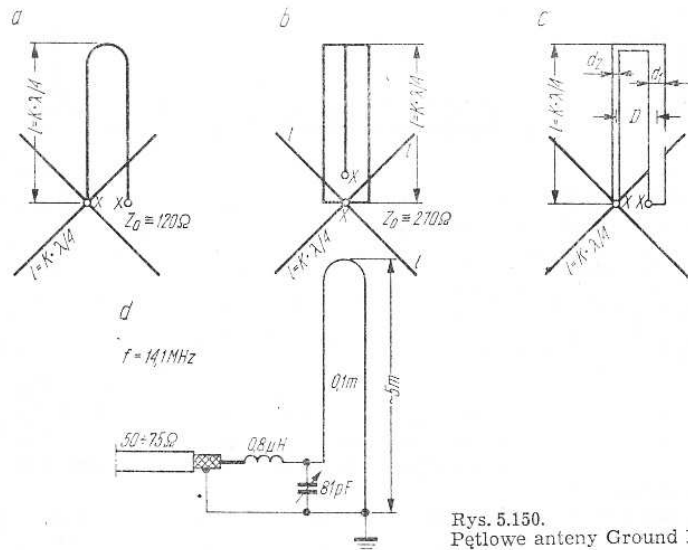


Rys. 5.149. Antena Ground Plain (GP) zasilana bocznikowo

mencie, a sam maszt można połączyć elektrycznie z siecią uziemień-przeciwwag. Wszystko to pozwala na uzyskanie większej sprawności niż w antenie izolowanej. Kondensator w transformatorze Gamma może być obrotowy ($C_{max} = 500 \text{ pF}$) na niskie napięcie, umocowany bezpośrednio na maszcie i chroniony przed wilgocią odpowiednią obudową.

Można zwiększyć rezystancję wejściową anteny GP wykonując ją podobnie jak dipol pętlowy. Od końca masztu w pewnej odległości od niego prowadzi się przewód najlepiej na izolatorach (rys. 5.150). Rezystancja wejściowa zależy od stosunku średnic masztu i przewodu. Przy średnicach jednakowych $R_{d} = 4 \times 35 = 140 \Omega$ można zasiląć linią 75Ω przez transformator (rys. 3.2).

Przy różnych średnicach potrzebną transformację rezystancji wyznacza się z wykresu na rys. 2.95. Przy maszcie wykonanym z dwóch pionowych rur z dodatkowym trzecim przewodem (rys. 5.150b) uzyskuje



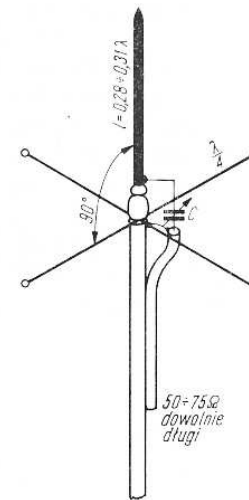
Rys. 5.150. Pętlowe anteny Ground Plain

się rezystancję wejściową ok. 300Ω co pozwala na zasilanie przewodem symetrycznym (taśmowym TV). Stosując maszt drewniany prowadzi się na nim dwa jednakowe przewody i zasila przez prosty transformator LC (rys. 5.150d).

5.8.3.

Anteny GP z dopasowaną rezystancją

Z wykresów na rys. 5.147 wynika, że antena o długości $102^\circ : 360^\circ = 0,28\lambda$ posiada rezystancję wejściową 50Ω , zaś $112^\circ : 360^\circ = 0,311\lambda = 75 \Omega$ co umożliwia bezpośrednie przyłączenie kabla. Dipol ma za dużą reaktancję indukcyjną X_L 100Ω i 180Ω . Kompensujemy ją odpowiednią pojemnością szeregową (rys. 5.151). Wymiary anteny podano w tabelicy 5.26.



Rys. 5.151. Wydłużony dipol GP ułatwia dopasowanie do impedancji linii (wymiary w tabelicy 5.26)

Tabela 5.26

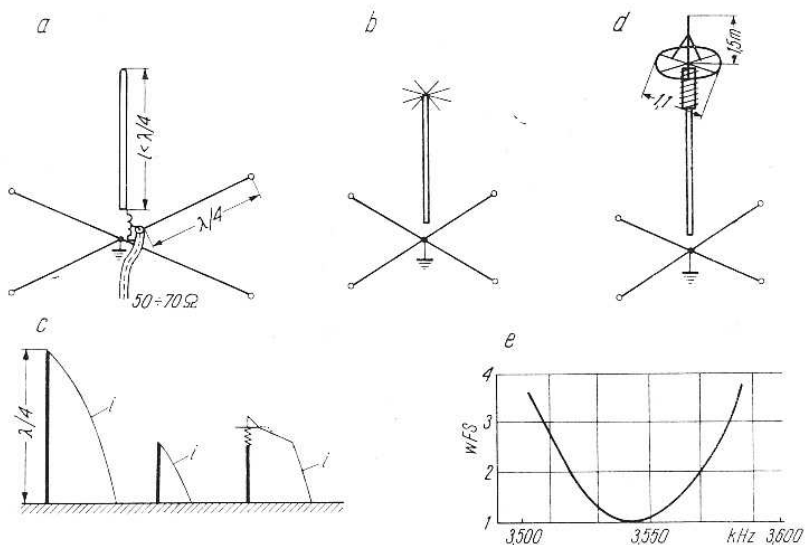
WYMIARY WYDŁUŻONEJ ANTENY GP WG RYS. 5.151

Częstotliwość (MHz)	7,05		14,1		21,1		28,1	
	52	75	52	75	52	75	52	75
Średnica elementów (mm)	Długość wibratora (m)							
2	11,86	13,11	5,93	6,58	3,96	4,40	2,97	2,39
6	11,85	13,10	5,91	6,56	3,95	3,49	2,94	3,25
20	11,77	13,00	5,88	6,53	3,87	4,30	2,89	3,19
40	11,64	12,86	5,76	6,40	3,83	4,25	2,84	3,14
Długość przeciwwag ∅ 20 mm (m)	10,40		5,20		3,49		2,62	
Pojemność maks. (pF)	250		150		130		100	

5.8.4.

Anteny GP skrócone

Dipole za krótkie ($l < \lambda/4$) mają małą rezystancję promieniowania i znaczną reaktancję pojemnościową. Dopasowanie dipola wymaga przedłużenia u podstawy cewką, tworzącą z pojemnością dipola obwód rezonansowy o częstotliwości pracy. Na cewce odszukuje się punkt, w którym transformacja rezystancji jest odpowiednia dla danego dipola i kabla współosiowego (rys. 5.152a). Antena taka promieniuje jednak pod wysokim kątem elewacji. Antenę można przedłużyć skupioną pojemnością, założoną na górnym końcu dipola (rys. 5.152b). Zaletą takiego układu jest uzyskanie dużych wartości prądu w promieniującej części pionowej co zwiększa natężenie pola w kierunku przyziemnym



Rys. 5.152. Skrócone anteny GP

a — przy pomocy cewki, b — pojemnością końcową, c — rozkłady prądów, d — obwód rezonansowy o $f_{rez} = 4$ MHz, e — przebieg WFS dla anteny z poz. d.

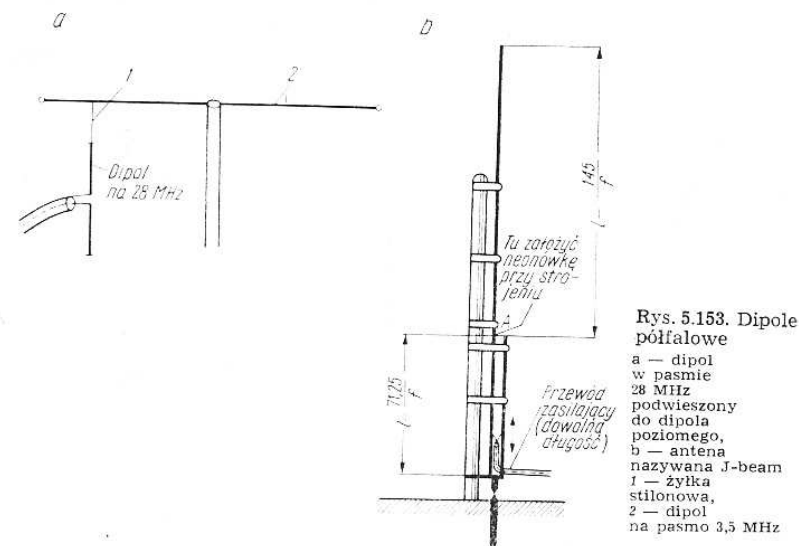
(rys. 5.152c). Konstrukcję takiej anteny pokazano na rys. 5.152d. Końcowa pojemność utworzona przez pręt 1,5 m i krąg z drutów ϕ 6 mm i średnicy 1,1 m jest poprzedzona cewką o 40 zwojach przy ϕ 60. Wartości te nie są krytyczne i zależą od wysokości masztu. Układ jest jednak dość wąskopasmowy (e).

5.8.5.

Pionowe dipole półfalowe

Niejednokrotnie warunki terenowe pozwalają na powieszenie anteny półfalowej pionowej dla pasm 10 m i 15 m, a nawet 20 m.

Anteny te, przy dostatecznie dużej wysokości zawieszenia, stanowią pełnowartościowe rozwiązanie dla pracy DX-owej. Często w tym celu wykorzystuje się istniejącą antenę poziomą (dipol) w pasmie 80 m w ten sposób, że pod nią na żyłce stilonowej o długości 1÷2 m zawieszają się pionowy, wolnowiszający dipol półfalowy pracujący w pasmie 10 m lub 15 m (rys. 5.153a). Linia zasilająca anteny powinna być prowadzona prostopadle co najmniej na odcinku $\lambda/4$. Dół anteny obciąża się czasami niedużym ciężarkiem. Długość takiej anteny wyznaczamy z zależności $l = 145 : f$ [m, MHz]. Istnieje szereg sposobów mocowania



Rys. 5.153. Dipole półfalowe
a — dipol w pasmie 28 MHz
podwieszony do dipola poziomego,
b — antena nazywana J-beam
c — żyłka stilonowa,
d — dipol na pasmo 3,5 MHz

i instalowania takich anten lecz nie będą one opisywane, gdyż zasada ich działania wyczerpująco została wyjaśniona w rozdziale 5.2.1. Z anten półfalowych można tworzyć układy kierunkowe, opisane w rozdziałach 5.2.3÷5.2.6.

Ciekawą odmianą anteny półfalowej stanowi Antena J. pokazana na rys. 5.153b. Jest to maszt o długości $3/4\lambda$, którego dolna część tworzy transformator $\lambda/4$. Antenę stroi się zmieniając punkt przyłączenia kabla tak, aby neonówka w punkcie A świeciła najjaśniej.

5.8.6.

Anteny GP wielopasmowe

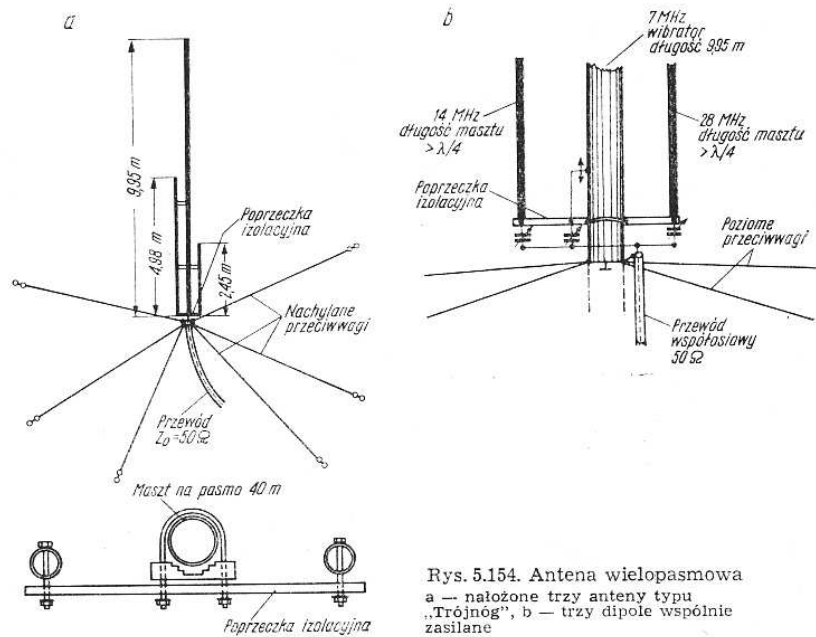
W celu uzyskania możliwości pracy w kilku pasmach z pojedynczych anten pionowych można tworzyć przez wspólną konstrukcję, antenę wielopasmową. W tym celu można poszczególne anteny, zymiarowane jak w tabeli 5.25 zestawiać razem w jeden układ. W tym przypadku przeciwvagi anten łączymy w jednym wspólnym miejscu.

Aby uniknąć zasilania anten osobnym przewodem, a także zmniejszyć wzajemne ich oddziaływanie stosuje się różne metody opisywane w czasopiśmie. Wśród nich na uwagę zasługują niżej podane opisy.

5.8.6.1.

Czeropasmowe GP

Antenę czteropasmową GP stanowi masywny maszt o wysokości 9,95 m i o rezonansie w pasmie 40 m mimo, iż jest on krótszy od $\lambda/4$. Jest to wywołane obecnością dwóch masztów pozornie powiększających jego średnicę (rys. 5.154a). Maszt ten jest uziemiony i w miejscu uziemienia połączony z kilku przeciwwagami o długości 10,35 m, nachylonymi pod kątem 135° , dzięki czemu rezystancja wejściowa wynosi około 50Ω . W pasmie 20 m wibratorem jest drugi maszt o długości



Rys. 5.154. Antena wielopasmowa
a — nałożone trzy anteny typu „Trójnóg”, b — trzy dipole wspólnie zasilane

4,98 m. Odpowiadają mu przeciwwagi o długości 5,20 m także nachylone do ziemi pod kątem 135° .

Podobnie w pasmie 10 m promieniuje wibrator o długości 2,45 m z odpowiednimi przeciwwagami także nachylonymi.

W pasmie 15 m maszt 9,95 m wykazuje rezonans na trzeciej harmonicznej ($3/4\lambda$) i dość skutecznie promieniuje. Przeciwwagi w pasmie 15 m o długości 3,50 m ułatwiają dopasowanie. Przeciwwag powinno być jak najwięcej o układzie promienistym rozłożone równo-

miernie. Końce masztów usztywniamy przez wzajemne połączenie uchwytami z dobrego dielektryku (duże napięcie).

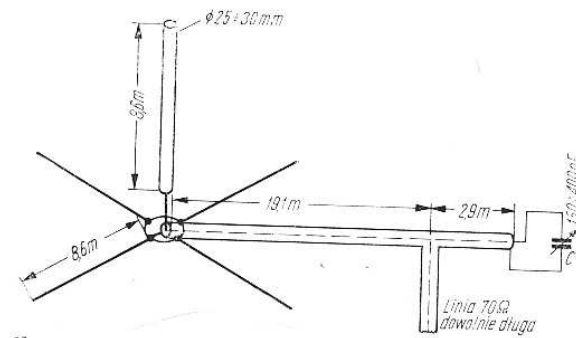
Antena ta, ze względu na nachylone przeciwwagi, posiada wysoko (7 m) położoną podstawę, co utrudnia konstrukcję.

Układając przeciwwagi w płaszczyźnie poziomej, zmniejsza się rezystancję promieniowania do 30Ω . Poprawę dopasowania uzyskuje się dwiema metodami. W pasmie 40 m wibrator o niezmiennionej długości 9,95 m zasilany przez opisany już transformator Gamma. W pozostałych pasmach wibrator wydłuża się do wymiarów podanych w tabelicy 5.25 i zasilany przez fazujące kondensatory szeregowo (rys. 5.154b). Zasadę fazowania wyjaśniono w poprzednim punkcie. Dużą zaletą anteny tej wersji jest możliwość uziemienia masztu głównego.

5.8.6.2.

Pięciopasmowa antena GP

Pojedynczą antenę GP można przystosować do pracy w 5-ciu pasmach amatorskich, godząc się z pewnymi niedogodnościami takiego rozwiązania. Antena taka ma maszt nie uziemiony o wysokości 8,6 m i średnicy 25 mm. Przeciwwagi mają tę samą długość (rys. 5.155). Antena jest zasilana przewodem współosiowym o rezystancji 70Ω i długości 22,0 m, zakończonym kondensatorem. Kondensator ten służy do dostrojenia anteny z linią do rezonansu. W odległości 2,9 m od końca linii (kondensatora) przyłącza się linię zasilającą współosiową, dowolnie



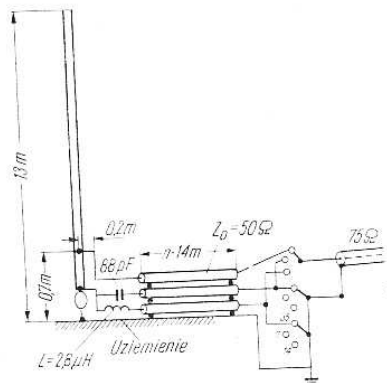
Rys. 5.155.
Pięciopasmowa antena GP

długo. Kondensator ma pojemność maksymalną $150 \div 200 \text{ pF}$ w krótszych pasmach i 400 pF w pasmie 80 m. Ponieważ linia fazująca jest długa (22 m) kondensator służy do strojenia układu antenowego może znajdować się wprost przy stacji. Zestrojona antena ma WFS na odpowiednich pasmach: 80 m — $s = 3 \div 4$; 40 m, 20 m i 15 m, $s < 1,5$; 10 m $s \approx 2$.

5.8.6.3.

3-pasmowa antena LA1E1

Izolowany maszt o długości 13 m (rys. 5.156) ma na wysokości 0,7 m odczep połączony z pierwszą linią A. Dół masztu łączy się przez



Rys. 5.156. Antena trójpasmowa wg LA1EI na pasma 3,5, 7 i 14 MHz

kondensator $C = 88 \text{ pF}$ z drugą linią B i przez cewkę $L = 2,8 \text{ μH}$ z trzecią linią C . Linie te o długości $n \cdot 14 \text{ m}$ są dołączone do przełącznika 3-pozycyjnego potrójnego. Rezystancja wejściowa w pasmach 3,5 i 14 MHz wynosi 75 Ω , w pasmie 7 MHz zależy od n , a mianowicie dla $n = 1, 3, 5$ jest $R = 140 \text{ Ω}$ i przy $n = 2, 4, 6 \dots R = 34 \text{ Ω}$. W pasmie 14 MHz antena ma charakterystykę anteny $5/8\lambda$.

5.8.7.

Anteny do stacji ruchomych (Mobil)

Anteny KF instalowane na samochodach mają długość około $2 \div 3 \text{ m}$ i są przeznaczone najczęściej do pracy w pasmie 3,5 MHz. Długościom tym odpowiada długość falowa w pasmie 3,5 MHz: $0,024 \div 0,037\lambda$ ($8,6^\circ \div 14^\circ$) oraz rezystancja promieniowania $0,4 \div 0,9 \text{ Ω}$ (rys. 5.147).

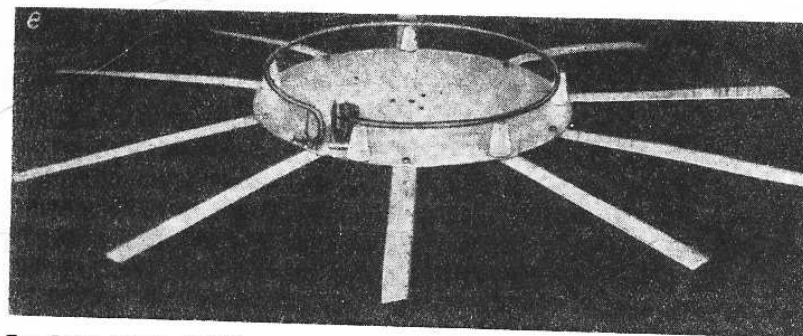
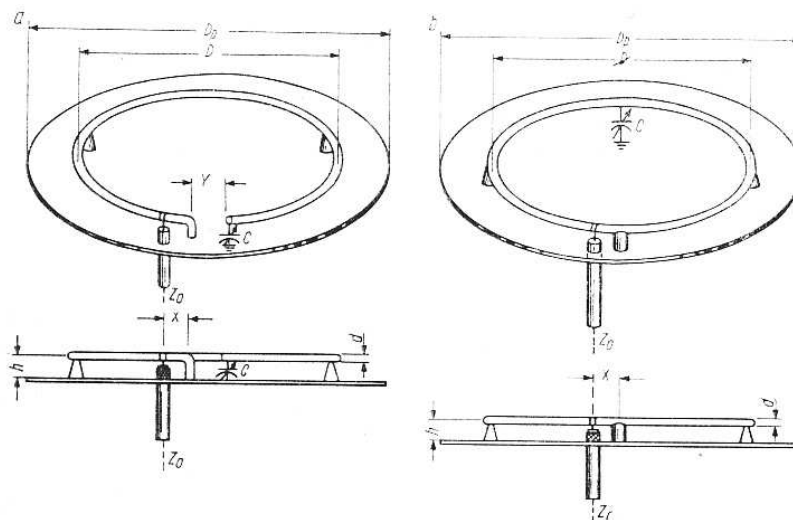
Dopasowanie takiej anteny do nadajnika jest trudne. Układy dopasowujące zawierają zwykle cewkę, której rezystancja strat R_s mieści się w granicach kilku omów. W układzie występuje ponadto (zgodnie ze schematem na rys. 5.145c) rezystancja ziemi R_z około kilku, a nawet kilkunastu omów. W wyniku tego sprawność anteny jest bardzo mała, około części procenta do kilku procent. Nowsze badania wykazały, że nie należy obawiać się dużego WFS w zasilającym, zresztą krótkim kablu współosiowym, gdyż jego straty są niewielkie w porównaniu ze stratami cewki u podstawy anteny. Dlatego też antenę GP mobil należy zasilac przewodem współosiowym bezpośrednio i dopasowanie do nadajnika realizowac układem wyjściowym nadajnika, dodając tam właśnie ewentualnie ekranowaną cewkę o dużej dobroci. Odcinek kabla działa korzystnie, gdyż transformuje w pewnym stopniu bardzo małą rezystancję na nieco większą. Najradykałniejszym jednak sposobem jest wydłużenie anteny choćby skupioną pojemnością końcową (miotalka).

5.9. ANTENY DDDR

Ustawiając antenę ramowo płasko nad ziemią otrzymuje się antenę z polaryzacją pionową. Zamiast ziemi można zastosować ekran metalowy, by w ten sposób znacznie podnieść sprawność anteny.

Twórcą tej anteny jest J. M. Boyer, W6UYH, który nazwał ją w skrócie DDDR (ang. DDDR — Directional Discontinuity Ring Radiator). Antena ta ze względu na niewielką wysokość i dużą sztywność znalazła zastosowanie na statkach (rys. 5.157), a także jako antena mobil (samochodowa).

Antena DDDR w porównaniu z ćwierćfalową anteną GP daje zysk mniejszy o około 2,5 dB, posiada dość dużą wstęgę przenoszenia, ale pozwala za to przestrajać się łatwo w stosunku częstotliwości 2 : 1



Rys. 5.157. Antena DDDR.
a — antena $\lambda/4$, b — antena $\lambda/2$, c — antena z przedłużonym dyskiem taśmami,
 $D = 0,078\lambda$, $D_0 = 2D$, $h = 0,007\lambda$, X zależy od Z_0

przy zmniejszeniu się zysku z 2,5 dB do 15 dB. Antena posiada charakterystykę dookólną.

Antena DRRR składa się z wibratora o długości elektrycznej $\lambda/4$ (90°) w postaci okręgu, o średnicy $D = 0,078\lambda$ (28°) umieszczonego nad metalową płytką średnicy $D_p = 2D$ w odległości $h = 0,007\lambda$ ($2,5^\circ$). Jeden koniec wibratora jest połączony z płytką, a drugi dołączony do małego kondensatora dostrajającego C. Na końcu wibratora występuje duże napięcie, stąd też kondensator powietrzny musi mieć duży rozstaw okładzin. Wibrator jest utrzymywany nad płytką za pomocą izolatorów o dużej dobroci.

Działanie tej anteny polega na wytworzeniu się promieniującej szczeliny między wibratorem a płytką, przy czym dzięki uformowaniu wibratora w pierścień szczelina promieniuje składową magnetyczną dookólnie (polaryzacja pozioma) — składowa elektryczna daje także promieniowanie, lecz ma ono małą wartość. W efekcie antena promieniuje jak pionowy dipol $\lambda/4$.

Wymiary anteny podaje tablica 5.27. Strojenie anteny rozpoczynamy od dobrania pojemności C. Rezonans stwierdzamy GDO, który zbliżamy do końca połączonego z płytką. Następnie przyłączamy współosiowy przewód zasilający, dobierając miejsce, w którym uzyskuje się najmniejszy WFS. Przy tej czynności należy za pomocą kondensatora

Tablica 5.27

WYMIARY ANTENY DRRR WG RYS. 5.157

Pasma (MHz)	Wymiary wg rysunku (mm)					Pojemność C (pF)
	D	H	A	d	X	
3,5	5485	610	300	120	155	100
7	2745	305	150	60	80	75
14	1375	152	75	25	40	50
21	1015	114	50	12	30	35
28	685	76	50	10	15	25

C korygować częstotliwość rezonansową anteny. Antenę tę w pasmie 21 i 28 MHz można wykonać jako półfalową (rys. 5.157b), wykorzystując do tego np. dach kryty blachą.

W tym przypadku pierścień jest w jednym miejscu uziemiony i od tego miejsca odmierza się punkt przyłączenia linii zasilającej. Strojenie przeprowadza się kondensatorem, umieszczonym dokładnie po przeciwnej stronie tj. w miejscu wystąpienia strzałki napięcia. Zysk anteny półfalowej jest większy o +1 dB w stosunku do ćwierćfalowej. W antenach pracujących w pasmach 80 m i 40 m zamiast arkusza blachy można zastosować siatkę o średnicy D rozłożoną na ziemi i przedłużoną kilkoma promieniami do średnicy 2D (rys. 5.157c).

Rozdział 6

PROJEKTOWANIE ANTEN UKF

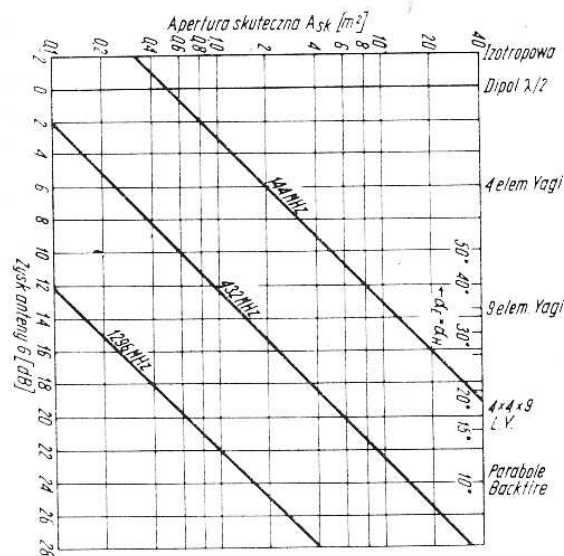
6.1. WIADOMOŚCI WSTĘPNE

Przy dalekich łącznościach w zakresie UKF bardzo wyraźnie potwierdza się opinia, że o możliwościach łączności stacji decyduje jakość anteny wraz z linią zasilającą. Obliczenia wykazujące prawdziwość tego stwierdzenia podano już w rozdziale 4.4.3 rozpatrując bilans energetyczny łącza radiowego. Przy jednakowym natężeniu pola napięcie na zaciskach wyjściowych anteny maleje ze wzrostem częstotliwości. Wyjaśniono to w punkcie 2.3.4. Równocześnie jednak rośnie napięcie szumów własnych wejścia odbiornika prowadząc do pogorszenia stosunku sygnału do szumu S/N. Stratę tę można zrekompenzować większym zyskiem anteny. Dlatego anteny UKF projektuje się tak ażeby osiągnąć zyski w granicach 6÷30 dB dzięki niejednokrotnie precyzyjnym konstrukcjom. Anteny o tak dużym zysku są wąskokierunkowe, a więc z reguły są budowane w wersji obrotowej. Duży zysk wymaga dużej apertury fizycznej anteny co wynika z wykresów na rys. 6.1. Zwykle zatem wymiary anteny są znaczne, rzędu metrów, co komplikuje konstrukcję anten obrotowych. Tolerancja dokładności wykonania powierzchni promieniujących apertur zależy od wymaganego zysku anteny. W antenach o dużym zysku dopuszczalne odchylenie od wymaganego kształtu wynosi 0,01÷0,003λ. Stanowi to w pasmie 432 MHz ($\lambda = 70$ cm) 7÷2 mm. Długość i odległość elementów decydujących o stosunkach fazowych w antenie musi być dotrzymana z dokładnością nie gorszą niż 0,005λ.

Straty linii zasilającej, niewielkie w zakresie KF nawet przy dużym WFS, są w zakresie UKF już dość znaczne. Szczególnie są one istotne w pasmie 432 MHz przy znacznej długości linii i dużym niedopasowaniu ($WFS > 2$).

Wiele popularnych anten UKF znajduje swoje odpowiedniki w antenach KF. Są to przede wszystkim proste dipole, układy wzdłużne i poprzecznokierunkowe, anteny z elementami biernymi (Yagi). Anteny te będą w dalszej części omówione bardzo krótko. Szerzej natomiast będą omówione nowe typy anten jak anteny aperturowe i spiralne oraz typowe dla UKF zestawy antenowe.

Podane w rozdziale 5 wzory i wykresy, dotyczące anten KF, mogłyby być stosowane do anten UKF pod warunkiem prawidłowego



Rys. 6.1. Zysk anteny w zależności od jej apertury skutecznej

odwzorowania w skali. Przyjmując za wyjście odwzorowania stosunek dwóch częstotliwości $f_2 : f_1 = n$ otrzymuje się warunki odwzorowania: $\lambda_2 : \lambda_1 = n^{-1}$, $l_2 : l_1 = n^{-1}$, $d_2 : d_1 = n^{-1}$, $e_2 : e_1 = n^{-1}$, $h_2 : h_1 = n^{-1}$, $\sigma_2 : \sigma_1 = n$.

W praktyce warunki stosunku średnic $d_2 : d_1$, wysokości anten nad ziemią $h_2 : h_1$ oraz konduktywności $\sigma_2 : \sigma_1$ nie są spełnialne a ponadto elementy mocujące dipol i sam nośnik nie są zmieniane w stosunku n^{-1} . Niekiedy więc przy zmianie pasma, stosując zmiany jedynie długości i odległości elementów anteny, uzyskuje się wyniki negatywne.

W zakresie UKF w łącznościach troposferycznych, stosuje się z zasady polaryzację poziomą. Do łączności zaś za pośrednictwem przekaźników naziemnych (retrensłatory) stosuje się przeważnie polaryzację pionową.

W łącznościach satelitarnych, EME, MS, Aurora używa się polaryzację poziomą lub kołową prawoskrętną. W łącznościach bezpośrednich skojarzenie dwóch anten, jednej o polaryzacji liniowej a drugiej o polaryzacji kołowej, wpływa na zmniejszenie sygnału odbieranego o 3 dB. Użycie obu anten z polaryzacją kołową prawoskrętną

w łączności bezpośredniej nie wiąże się ze stratami. W układzie takim jednak przy odbiciu fali, polaryzacja zmienia się z kołowej na eliptyczną, a w krańcowym przypadku może wystąpić zmiana kierunku wirowania wektora i fala zmienia polaryzację na lewoskrętną (łączności EME, MS). W warunkach silnego rozproszenia (MS, EME, Aurora) fala o dowolnej polaryzacji zmienia płaszczyznę, a nawet rodzaj polaryzacji. W tych przypadkach najmniejszym tłumieniem polaryzacyjnym odznacza się układ dwóch anten z polaryzacją kołową, o przeciwnych skrętach stosowanych w układzie odbioru zbiorczego (patrz rozdziały 2.1.6 i 2.1.7).

Do łączności lokalnych początkującym amatorom zaleca się stosowanie anten prostych, np. 2- i 3-elementowe Yagi pokrywające duży kąt azymutalny oraz anteny dookólne. Nie występuje wówczas złożony problem obracania anteny. Do łączności dalekich, lub w przypadku bliskiego sąsiedztwa stacji UKF o dużej mocy, jest konieczne stosowanie anten o dużym zysku, a szczególnie o małych listkach bocznych (F/S) i listku tylnym (F/B). Zaleca się powiększać zysk anteny dipolowej najpierw przez zwiększanie jej długości do około $2 \div 3\lambda$, a następnie przez tworzenie zestawu takich anten w kierunku pionowym i poziomym.

6.2. ANTENY DIPOLOWE UKF

- Anteny dipolowe UKF dzielą się na grupy
- anteny typu krótkie Yagi (Y),
 - anteny długie Yagi (L-Yagi lub po prostu LY),
 - anteny ścianowe.

Przy wymaganym zysku $6 \div 8$ dB stosuje się anteny krótkie Yagi. Zysk $10 \div 15$ dB zapewniają pojedyncze anteny LY. Większe zyski można osiągnąć w rozbudowanych antenach ścianowych oraz za pomocą zestawów anten Y i LY (rys. 6.1).

6.2.1. Krótka antena Yagi-Uda

Do krótkich anten Yagi-Uda zaliczamy anteny o długości $l < \lambda$. Wykonuje się je jako dwu-, trój- a nawet pięcioelementowe. Prawidłowo wykonane anteny dwuelementowe mają zysk $3 \div 4$ dB, trójelementowe $4 \div 6$ dB a pięcioelementowe $6 \div 8$ dB. Opisane w rozdziale 5.5.1 właściwości anteny dwuelementowej są zachowane także w pasmach UKF. Zmniejsza się jednak ich smukłość, która na UKF wynosi $\lambda/d = 100 \div 200$ co ma wpływ na stopień skrócenia elementów. Dlatego też przy omawianiu anten 2-elementowych ograniczymy się do opisów praktycznych, poświęcając więcej miejsca antenom wieloelementowym.

Przy budowie anten Yagi należy szczególnie dbać o trwałość połączeń dipoli z nośnikiem oraz o symetrię. Nośnik powinien być wykonany z rury PA4 lub PA6 o średnicy 14÷24 mm i metalicznie połączony z uziemionym masztem. Złe styki mogą być źródłem szumów i trzasków, wywołanych ładowaniem anteny przy zmianach napięcia zaindukowanego od przemieszczających się chmur oraz prądami indukowanymi przez pobliskie urządzenia nadawcze. Brak symetrii w antenie, szczególnie wieloelementowej wprowadza prądy wyrównawcze, które zniekształcają pole niweczając dodatkowy zysk anteny i są źródłem strat dodatkowych.

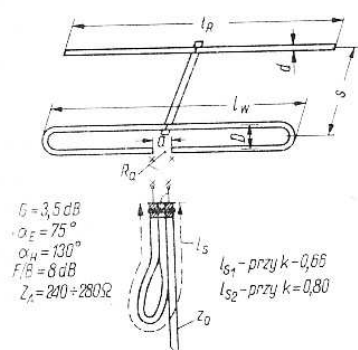
6.2.1.1.

Anteny dwuelementowe

Anteny dwuelementowe wykonuje się z zasady z reflektorem, gdyż zapewnia to większy stosunek F/S przy zysku takim, jak w antenie z direktorem. Wymiary anteny podano na rys. 6.2. W praktyce stosuje się obecnie wibratory pętlicowe co ułatwia dopasowanie i symetryzację przy zasilaniu kablem współosiowym 50÷75 Ω . Pętla symetryzująca ma długość zależną od rodzaju użytego przewodu.

W zestawieniu załączonym na rys. 6.2 podano dwie wartości l_{s1} i l_{s2} . Przy przewodach z izolacją polietylenową pełną ($K = 0,66$) długość pętli określa wymiar l_{s1} a dla przewodów z izolacją spienioną ($K = 0,80$) produkcji NRD należy stosować długość l_{s2} . Przy montażu anten w zestawy nad sobą powinny one znajdować się w odległości A_H , przy ustawianiu obok siebie w odległości A_E . Podane wymiary długości elementów, z wyjątkiem symetryzatora nie są krytyczne. Odchylenie 5% nie wpływa w istotny sposób na charakterystykę anteny.

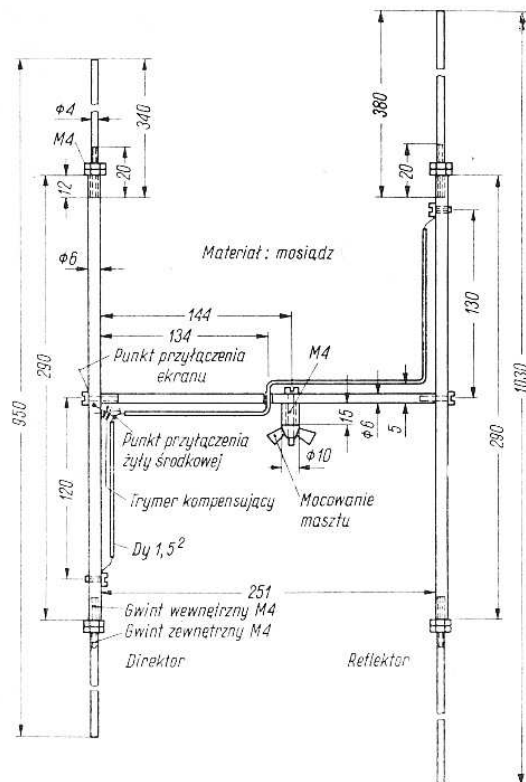
Antena HB9CV. Antena ta, opisana już w punkcie 5.5.3.2 jako antena KF, doskonale nadaje się do pracy w pasmach UKF. Na rys. 6.3 pokazano konstrukcję składanej anteny HB9CV na pasmo 2 m. Nadaje się ona doskonale do wersji „portable”, gdyż w stanie złożonym ma długość tylko 38 cm. Wkręcane końcówki ułatwiają szybki i pewny montaż anteny, a także regulację częstotliwości rezonansowej. Zmien-



Częstotliwość [MHz], wymiary [mm]

	145	432	1296
l_w	931	310	103
l_R	1040	346	115
S	620	207	67
D	40÷50	10÷20	3÷7
a	10÷20	3÷6	2÷4
λ_{sr}	2070	694	231
l_{s1}	683	228	79
l_{s2}	830	278	93
A_H	1030	344	115
A_E	1440	480	160
d	6÷10	3÷6	1÷4

Rys. 6.2. Dwuelementowa antena Yagi-Uda

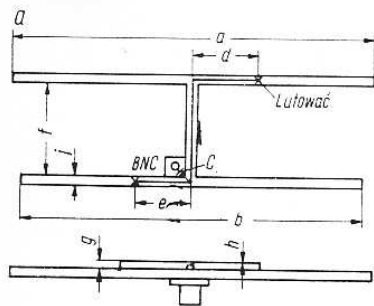


Rys. 6.3. Składana antena HB9CV na 144 MHz

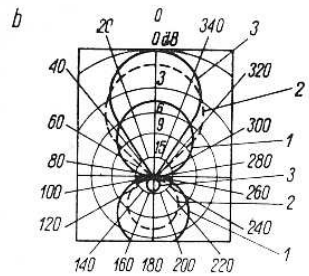
ny kondensator o pojemności 3÷30 pF służy do kompensacji indukcyjności bocznika sprzęgającego. Powinien on być najwyższej jakości i odporny na wpływy atmosferyczne. Dobrze do tego celu nadają się trymery kubkowe współosiowe. Po zestrojeniu anteny celowe jest zastąpienie kondensatora zmiennego kondensatorem stałym mikowym. Trymerów ceramicznych stosować nie należy. Przyłącze wykonuje się łatwo złączem typu BNC. Zysk anteny wynosi $G = 4,5$ dB, stosunek $F/B = 14$ dB, zaś minima występują dla kątów 90° i 270° na poziomie -39 dB. Jest to antena dobra do radiopelengacji.

W wykonaniu stacijnym antena ma budowę przedstawioną na rys. 6.3a, a jej charakterystykę promieniowania pokazano na rys. 6.4b. Wrysowane równocześnie charakterystyki dipola $\lambda/2$ oraz zwykłej dwuelementowej anteny (rys. 6.2) pozwalają ocenić zalety anteny HB9CV. Antenę zasilają kablem współosiowym 50÷70 Ω bez symetryzatora, którego rolę spełnia skrzyżowany bocznik wzbudzający wibratory.

Zastosowanie trimera o tak małych pojemnościach na pasmach 432 i 1296 MHz (jakie podano na rysunku) nastęrcza pewne trudności. Ich rolę mogą spełnić dwie płytki metalowe dobrze przylutowane do gniazda BNC i przewodu bocznika. Zmieniając rozchylenie pły-



MHz	145	432	1295
a	1030	336	112
b	950	306	103
c(pF)	~10	~3	~0,7
d	130	57	19
e	120	53	17,7
f	251	83	27
g	5	4	2,5
h	1,4	1	1
j	6x4	5	3



1 - dipol $\lambda/2$
2 - antena
3 - antena HB9CV

Rys. 6.4. Antena HB9CV w wykonaniu stacynym i jej charakterystyka w porównaniu ze zwykłą anteną dwuelementową (rys. 6.2) i prostym dipolem $\lambda/2$

tek zmienia się pojemność tak utworzonego kondensatora. Na bocznik fazujący w pasmie 144 MHz stosuje się drut w izolacji PCW, a w pasmie 432 i 1296 MHz stosuje się goły posrebrzony drut odpowiednio przylutowany do dipoli.

6.2.1.2.

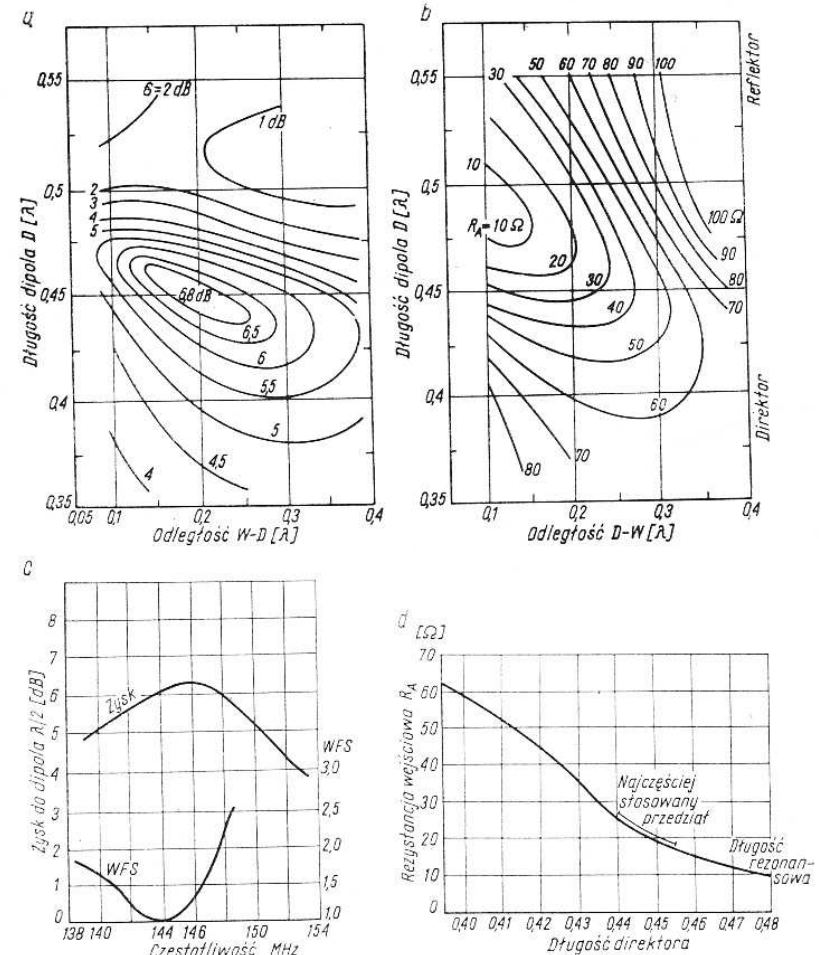
Anteny 3-elementowe

Dodanie drugiego elementu biernego, direktora, daje możliwość zwiększenia zysku o dalsze 3 dB, w stosunku do anteny dwuelementowej R-W, jednak zaprojektowanie takiej anteny jest jeszcze bardziej skomplikowane. Praktyka wykazuje, że reflektor powinien być o 5% dłuższy, a direktor o 5% krótszy od wibratora, wymiary zaś wibratora muszą uwzględniać współczynnik skrócenia K, odpowiadający smukłości elementów λ/d (rys. 2.84). Największy zysk przypada dla odległości reflektora $R-W = 0,12 \div 0,15 \lambda$. Przy tak małych odległościach R-W uzyskuje się jednak małą impedancję wejściową i małą szerokość pasma. Oddalenie reflektora do odległości $R-W = 0,2 \div 0,3 \lambda$ zwiększa rezystancję R_A kosztem nieznacznego tylko spadku zysku. Najczęściej stosuje się odległość $R-W = 0,25 \lambda$, przy której reflektor nieznacznie wpływa na impedancję wejściową anteny. Zamiast jednego można użyć kilku elementów reflektora, tworzących płaszczyznę prostopadłą do anteny. Nie poprawia to zysku anteny, lecz osłabia sygnały zakłócające, przychodzące z kierunku tylnego poniżej lub powyżej płaszczyzny anteny.

Wpływ długości i odległości direktora na parametry anteny.

przy założeniu odległości $R-W = 0,25 \lambda$ przedstawia rys. 6.5. Maksymalny zysk ($G = 6,8$ dB) występuje przy odległościach W-D około $0,2 \lambda$ i długości $D = 0,45 \lambda$. Impedancja wejściowa takiej anteny jest jednak mała, około $R_A = 25 \Omega$. Większą impedancję uzyskuje się przez skrócenie direktora do $D = 0,40 \lambda$. Otrzymuje się zysk $G = 5,4$ dB lecz rezystancja wejściowa wynosi $R_A = 60 \Omega$, co przy zastosowaniu wibratora pętlowego daje $R_A = 4 \times 60 = 240 \Omega$ i pozwala na zasilanie kablem współosiowym przez symetryzator w sposób opisany dla anteny dwuelementowej (6.2.1.1).

W antenach trójelementowych także występuje rozbieżność między optymalnym dopasowaniem do linii a zyskiem anteny. Wprowadzenie składowej biernej do anteny przez nieznaczne wydłużenie



Rys. 6.5. Wpływ długości i odległości direktora na parametry anteny przy $R-W = 0,25 \lambda$

elementów poprawia nieco zysk anteny, jednak w tym przypadku dopasowanie jest gorsze (rys. 6.5c).

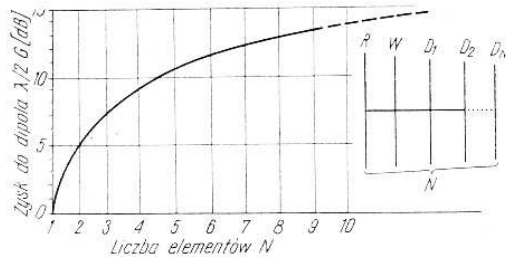
Wymiary konkretnych anten trójelementowych R-W-D zestawione są w tabelicy 6.1, a ich charakterystyki pokazano na rys. 6.8.

Tablica 6.1

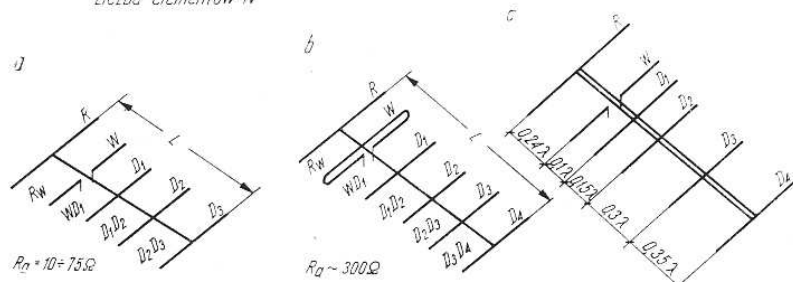
ANTENY YAGI NA PASMO 144 MHz DO RYS. 6.7

Lp.	N	R _A Ω	G dB	Wymiary mm											Optimum
				L	R	W	D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	RW	WD ₁	D ₁₂	D ₂₃	
1	2	24	3,2	310	1010	970	—	—	—	—	310	—	—	—	zysk
2	2	30	2,2	310	1040	970	—	—	—	310	—	—	—	F/B	
3	2	14	3,4	207	—	970	970	—	—	—	207	—	—	zysk	
4	2	26	2,5	207	—	970	935	—	—	—	207	—	—	F/B	
5	3	12	4,8	414	1040	970	932	—	—	—	207	207	—	krótka	
6	3	3,9	3,9	725	1035	972	950	—	—	—	518	207	—	F/B	
7	3	32	6,8	830	1045	970	947	—	—	—	416	415	—	zysk	
8	3	36	6,8	1036	1040	970	947	—	—	—	518	518	—	zysk	
9	3	75	4,0	730	1010	970	930	—	—	—	390	320	—	R _A	
10	3	300	4,0	690	1080	970	810	—	—	—	440	220	—	R _A	
11	3	300	5	580	1168	1071	846	—	—	—	326	270	—	szerokowst.	
12	3	70	6	830	1025	972	920	—	—	—	415	415	—	R _A	
13	4	15	5,8	932	1035	972	950	930	—	—	518	207	207	krótka	
14	4	30	7,8	1065	1070	970	927	920	—	—	415	415	415	zysk	
15	4	300	6,5	1025	1010	970	930	930	—	—	390	320	385	R _A	
16	4	75	7,0	1285	1010	970	930	930	—	—	390	320	545	zysk	
17	4	300	6,5	1110	1100	970	930	930	—	—	390	270	420	R _A	
18	4	75	8,0	1135	1100	970	930	930	—	—	390	450	565	zysk	
19	5	28	8,8	1660	1035	970	927	920	913	—	415	415	415	zysk	
20	5	300	7,5	1840	1100	970	930	930	870	—	390	270	465	F/B	
21	6	20	10	2360	1060	980	940	940	940	500	210	310	620	720	zysk
22	6	70	8,5	1500	1041	946	927	927	927	483	160	177	216	420	zysk

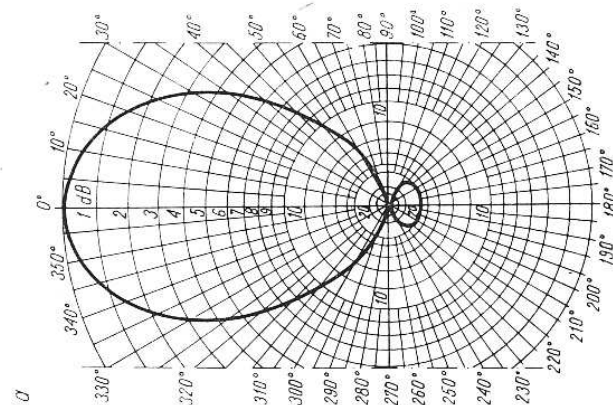
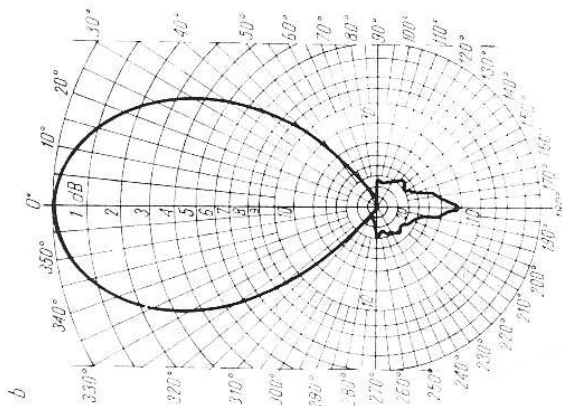
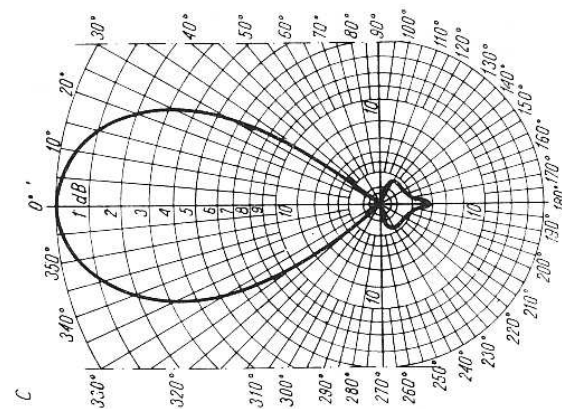
N — liczba elementów, L — długość całkowita

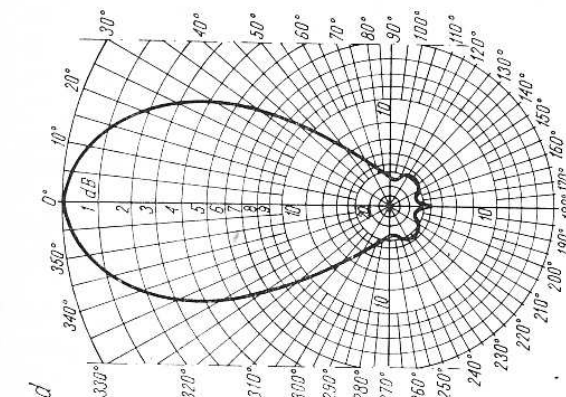
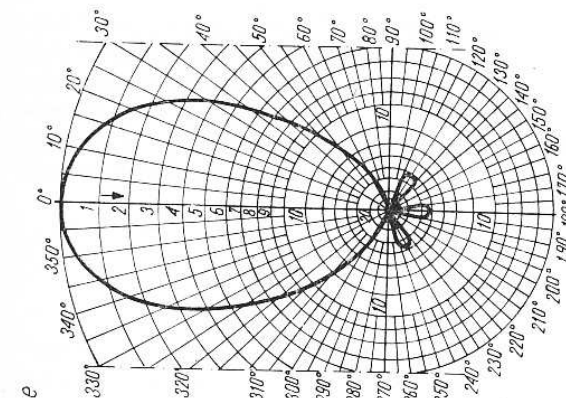
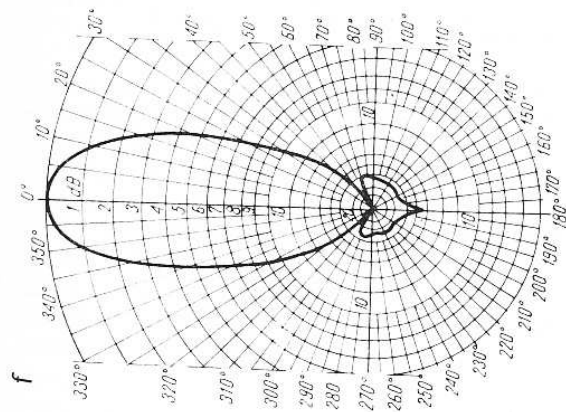


Rys. 6.6. Zależność osiągalnego zysku anteny przy zwiększaniu liczby direktorów przy zachowaniu optymalnych odstępów między elementami



Rys. 6.7. Szkice wymiarowe anten (wymiary zestawione w tabelicy 6.1)





Rys. 6.8. Charakterystyki promieniowania niektórych anten z tablicy 6.1
a — poz. 10, b — poz. 15, c — poz. 16, d — poz. 17, e — poz. 18, f — poz. 20

6.2.1.3.

Wieloelementowe anteny Yagi-Uda

Pierwotnie sądzono, że zysk anteny Yagi zależy od liczby elementów biernych. Podawany w wielu publikacjach (lecz bez wyjaśnienia) wykres (rys. 6.6) wprowadził pewne nieporozumienia. Pokazuje on zysk anteny Yagi w zależności od liczby elementów, ale przy założeniu, że dodawanie elementów wydłuża antenę. Oznacza to np. że dodanie w antenie trójelementowej dodatkowego direktora bez zmiany długości anteny, a więc przez zmniejszanie odległości R-W i W-D nie zwiększy zysku, co najwyższej charakterystykę (dodatkowe listki boczne) i zmieni impedancję wejściową. Dodanie dodatkowych dipoli pozwala jedynie zwiększyć szerokopasmowość anteny (co jest ważne przy odbiorze TV) nie znajduje jednak zastosowania w antenach w pasmach amatorskich. Przy zadanej długości anteny istnieje jednak pewna minimalna liczba direktorów, konieczna do pełnego wykorzystania możliwości anteny.

Kierując się tym opracowano wiele „wypróbowanych” konstrukcji anten UKF na pasma 144 i 432 MHz. W tablicy 6.1 zestawiono wybrane, najbardziej sprawdzone konstrukcje anten wieloelementowych, a na rys. 6.7a÷c układy tych anten. Charakterystyki niektórych z tych anten podano na rys. 6.8. Antena podana pod pozycją 21 odpowiada rys. 6.7c. Została ona opracowana przez DL3FM i stanowi przejście do grupy anten *Długa Yagi* (LY).

6.2.2.

Zespoły anten Yagi

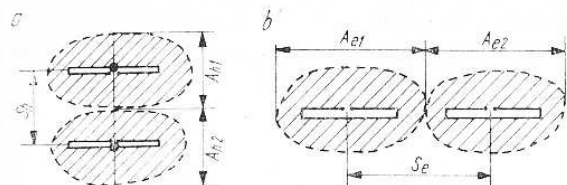
Wiadomo, że podwojenie zysku tj. o +3 dB wymaga podwojenia rozmiarów anteny. Oznacza to, że dwukrotne wydłużenie anteny daje dwukrotnie większy zysk. Powyżej pewnej granicy wiąże się to jednak ze wzrostem trudności konstrukcyjnych. Ten sam efekt można uzyskać przez ustawienie drugiej anteny obok lub nad anteną pierwotną. Takie rozwiązanie, mechanicznie często prostsze, wymaga odpowiedniego sfazowania zasilania, transformacji impedancji i dobrania odległości anten. Na podobnej zasadzie można budować zespoły anten.

Zespół dwóch pięcioelementowych anten oznacza się „5 nad 5”, jeśli są zestawione ponad sobą lub 5+5 jeżeli obok siebie. Cztery takie anteny w układzie prostokąta oznacza się 5 nad 5+5 nad 5 albo 4×5. Spotyka się układy np. 32×12 tj. 32 anteny po 12 elementów.

Zestawienie anten w pionie zawęży kąt α_E a w poziomie α_H . Ze względów energetycznych efektywniejsze jest zestawienie w pionie, gdyż promieniowana energia do góry jest zazwyczaj bezużyteczna.

Dodatkowy zysk ΔG zespołu anten zależy od odległości między antenami S_e, S_h (rys. 6.9). Największy zysk otrzymuje się gdy przekroje apertury A_{h1} i A_{h2} anten są styczne tzn. przy $S_h = 0,5 (A_{h1} + A_{h2})$

dla układu anten nad sobą, lub gdy przekroje apertury A_{e1} i A_{e2} , dla układu anten obok siebie (rys. 6.9) są również styczne t.j. przy $S_e = 0,5$ ($A_{e1} + A_{e2}$). Wartości A_h i A_e są podawane w opisach anten lub mogą być wyliczane w sposób podany w rozdziale 2.3.8. Orientacyjnie można posłużyć się tablicą 6.2, zawierającą minimalne odległości w pionie S_h . Odległości w poziomie powinny być dwukrotnie większe $S_e \approx 2 S_h$.



Rys. 6.9. Zespół anten w układzie
a — pionowym,
b — poziomym

Zmieniając rozstawienie anten S zmienia się nie tylko zysk G lecz także wymiary listków bocznych F/S i tylnego F/B , a także szerokość wiązki głównej a_e i a_h . Najsłabsze dla anten czteroelementowych są listki boczne przy odległości $S_h = 0,5 \lambda$ a dla dziesięcioelementowych dla $S_h = 0,65 \lambda$. Oczywiście ma to wpływ na zysk. Zestawione anteny mogą być także przesuwane poosiowo. Przy przesunięciu o $\lambda/4$ i odpowiednim sfazowaniu uzyskuje się niezmienną wiązkę główną a niemal całkowicie zredukowaną wiązkę tylną.

Tablica 6.2

PRZYBLIŻONE MINIMALNE ODLEGŁOŚCI ANTEN ZESTAWIANYCH W UKŁADZIE PIONOWYM

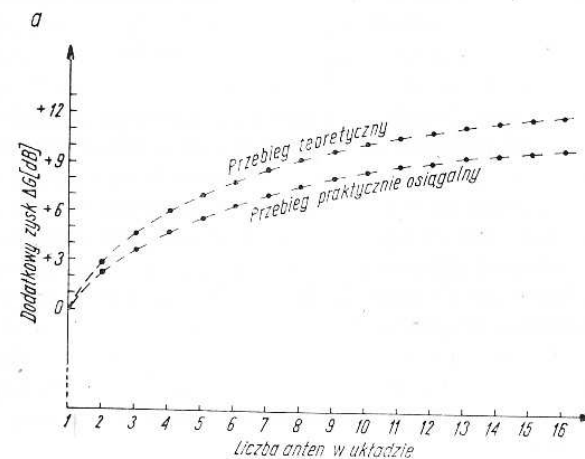
Liczba elementów w antenie	Odległość w pionie w λ
3	0,70
4	0,77
5	0,86
6	0,95
7	1,05
8	1,13
9	1,2
10	1,3

Wzrost zysku zespołu anten teoretycznie wynosi $\Delta G = +3$ dB przy każdym podwojeniu apertury. W rzeczywistości w wyniku strat w liniach fazujących oraz niepełnej zgodności fazowej anten przyjmuje się, że może on wynosić najwyżej $\Delta G = +2,8$ dB. W praktyce jednak przyjmuje się zwykle $\Delta G = 2$ dB.

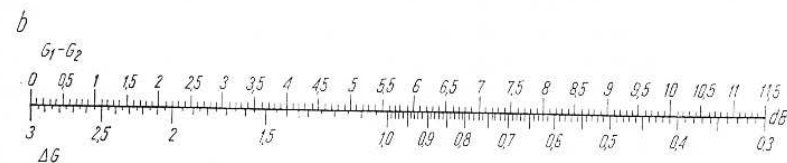
Jeżeli wszystkie anteny są jednakowe, zysk zespołu anten można wyznaczyć z wykresu na rys. 6.10a. Przy kojarzeniu dwu anten o różnym zysku G_1 i G_2 ($G_1 > G_2$) warunkiem uzyskania największego przyrostu ΔG jest dokładne sfazowanie i zrównanie rezystancji we

wspólnym punkcie zasilania. Dodatkowy zysk ΔG zależy od różnicy $G_1 - G_2$ i może być wyznaczony z nomogramu na rys. 6.10b. Zysk wypadkowy wynosi wtedy $G = G_1 + \Delta G$.

Fazowanie zespołu anten jest czynnością ważną i jednocześnie trudną. Zła praca większości rozbudowanych anten (w tym ścianowych) jest rezultatem źle przeprowadzonego fazowania i dopasowania. W warunkach amatorskich przyjmuje się, że każda z anten w zespole antenowym pracuje w jednakowych warunkach. W rzeczywistości są one różne dla anten skrajnych. W szczególności dotyczy to anten zbliżonych do ziemi. Zespół anten może być traktowany jako antena aperturowa.



Rys. 6.10. Dodatkowy zysk anten ΔG
a — w zależności od liczby jednakowych anten,
b — dwóch anten o różnych zyskach $G_1 > G_2$

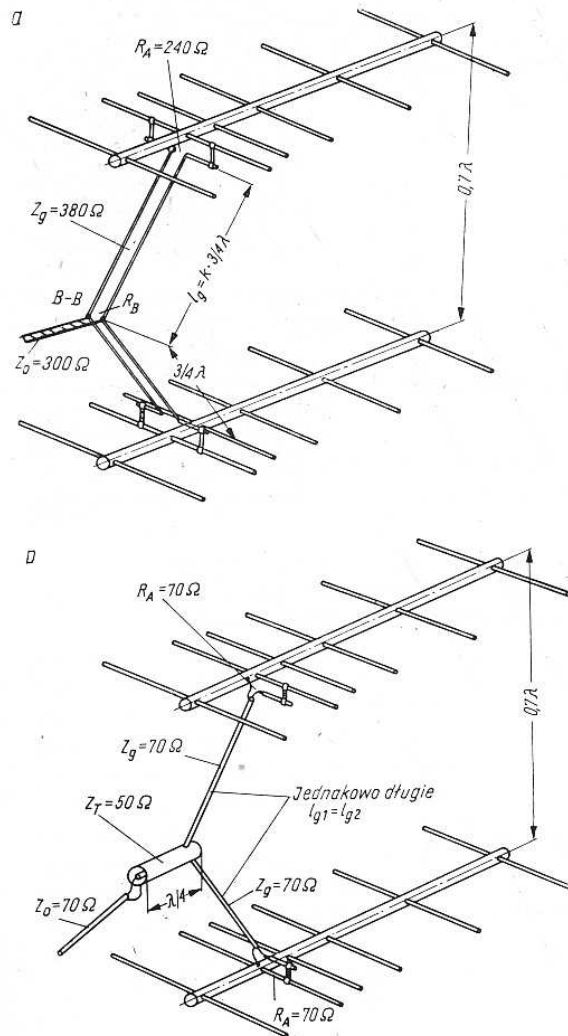


W antenach profesjonalnych, zmieniając rozkład mocy i fazy na aperturze można w szerokim zakresie regulować charakterystykę wypadkową. Metody te wymagają jednak czasochłonnych przeliczeń oraz złożonych układów regulacji fazy i wartości wzbudzających prądów. W konstrukcjach amatorskich, w celu uproszczenia przyjmuje się równomierny rozdział mocy na poszczególne anteny z zachowaniem zgodnych faz.

Podstawą fazowania jest przyjęcie zasady jednakowej długości rozwidlonych gałęzi linii zasilających oraz równość obu impedancji rozgałęzień w miejscu rozwidlenia. Długości l_g i impedancje Z_g gałęzi rozwidlających powinny transformować impedancję wejściową anteny Z_A do punktu rozwidlenia B tak, aby impedancja Z_B pozwalała na po-

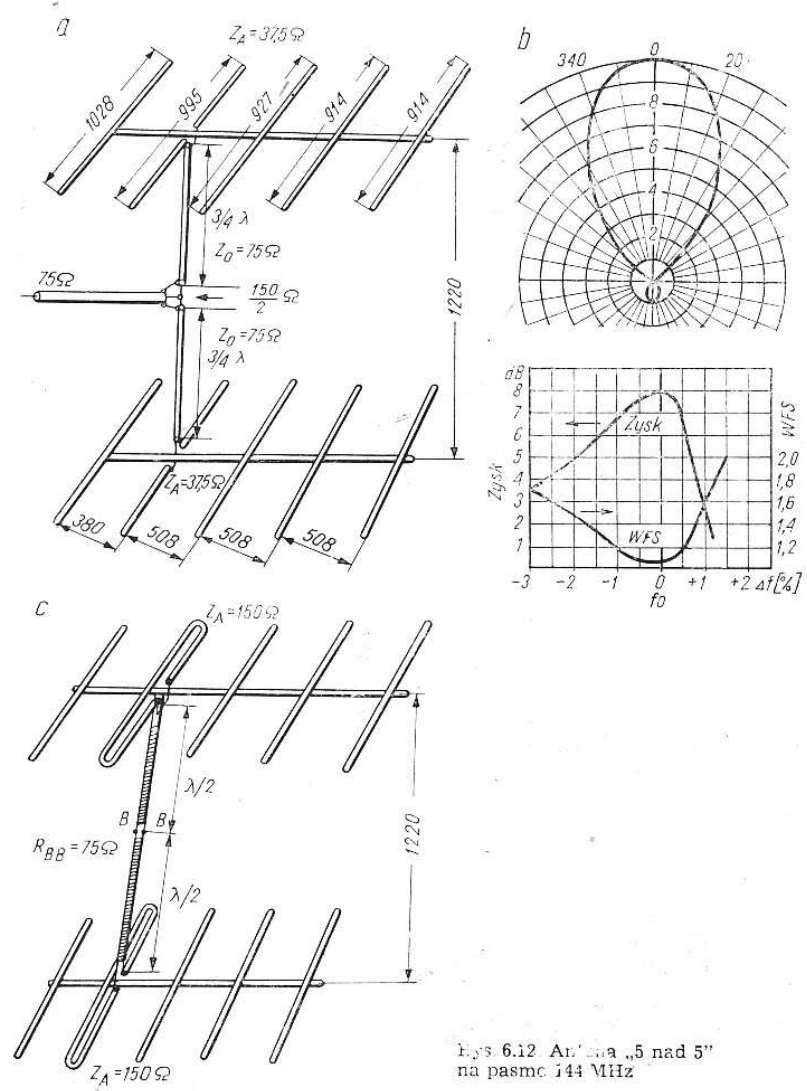
łączenie linii Z_0 z pełnym dopasowaniem. Najczęściej stosuje się rozdzielanie dwugłęziowe i wtedy powinno być $Z_B : 2 = Z_0$. Odpowiada to łączeniu równoległemu, które nie narzuca wymagań fazujących na długość odgałęzień l_g . Łączenie szeregowe, przy którym $Z_B \cdot 2 = Z_0$ jest stosowane bardzo rzadko gdyż wymaga to aby $l_g = n \lambda / 2$.

Sposoby obliczania transformatorów opisano w paragrafie 3.2.3. Ponieważ w antenach zazwyczaj $S \geq \lambda / 2$, do transformacji nie można użyć odcinków $l_g = K \lambda / 4$ gdyż $K < 1$. Dlatego stosuje się odcinki o długościach równych nieparzystej krotności $K \lambda / 4$ przy czym najczęściej $l_g = K \cdot \frac{3}{4} \lambda$.



Rys. 6.11. Przykłady fazowania i dopasowania w zespołach antenowych

Na rysunku 6.11a dwie anteny o $S = 0,7 \lambda$ mają zasilanie bocznikiem T tak dobrane, by rezystancja wejściowa była równa $R_A = 240 \Omega$. Odcinek $l_g = K \frac{3}{4} \lambda$ o impedancji falowej $Z_g = 380 \Omega$ transformuje rezystancję R_A do punktu B na rezystancję $R_B = 600 \Omega$. Równoległe połączenie dwóch gałęzi obniża rezystancję R_B do wartości 300Ω , co umożliwi zasilanie zespołu anten linią o $Z_0 = 300 \Omega$. Inne rozwiązanie zastosowano w przykładzie pokazanym na rys. b. Każda z anten jest zasilana transformatorem Gamma dającym $R_A = 70 \Omega$.



Rys. 6.12 Antena „5 nad 5” na pasmie 144 MHz

Linie odgałęźne dowolnej, lecz jednakowej długości $l_{o1} = l_{o2}$ mają impedancję dopasowaną $Z_o = R_A = 70 \Omega$.

W miejscu rozwidlenia $R_B = R_A = 70 \Omega$. Łącząc równolegle obniża się więc R_B do wartości 35Ω . W celu dopasowania do linii o $Z_o = 70 \Omega$ stosuje się ćwierćfalowy transformator o $Z_T = 50 \Omega$. Jest on łatwy do wykonania, gdyż przewody o $Z_o = 50 \Omega$ są łatwo dostępne.

W zespołach złożonych z większej liczby anten kojarzy się, w sposób wyżej podany, najpierw dwie anteny, a następnie tę parę traktuje się jako jedną antenę i fazuje z drugą parą itd.

6.2.2.1.

Antena „5 nad 5”

W Anglii popularny jest układ anten „5 nad 5” (rys. 6.12). Zysk jednej anteny jest $G = 8 \text{ dB}$, zaś zespołu dwóch anten jest większy o $2,5 \text{ dB}$. Antena jest niska, ma korzystną charakterystykę kierunkową i dużą szerokość wstęgi (rys. 6.12b).

Obecnie unika się wibratorów prostych rozciętych i dlatego opracowana została odmiana tej anteny z wibratorem pętlowym (rys. 6.12c). W tym przypadku $R_A = 150 \Omega$ co umożliwia zrealizowanie zasilania przez gałęzie o długości $l_g = K \lambda/2$, które przenoszą tę rezystancję do punktu B jako $R_B = R_A$ niezależnie od impedancji falowej Z_o . W miejscu tym zasilamy zespół linią współosiową $Z_o = 75 \Omega$ przez symetryzator. Pominięcie symetryzatora jest w tym przypadku dopuszczalne.

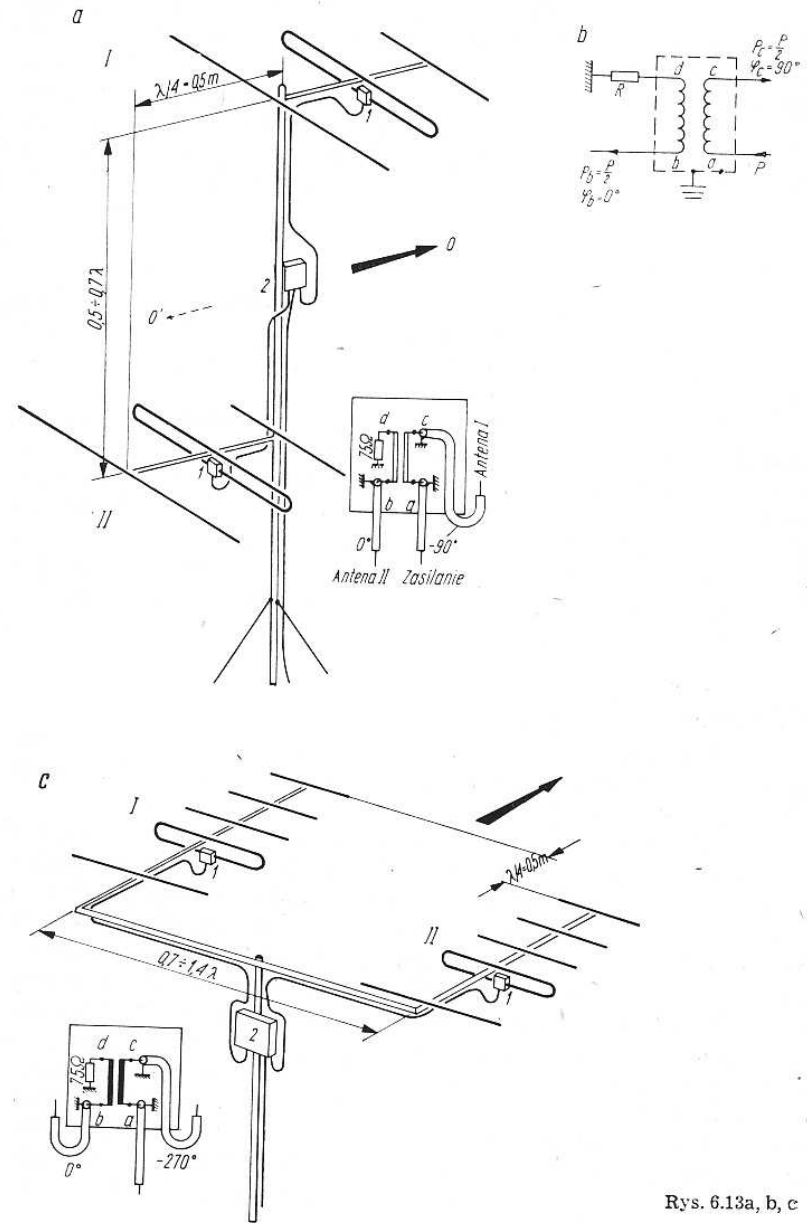
6.2.2.2.

Układ z korektą charakterystyki

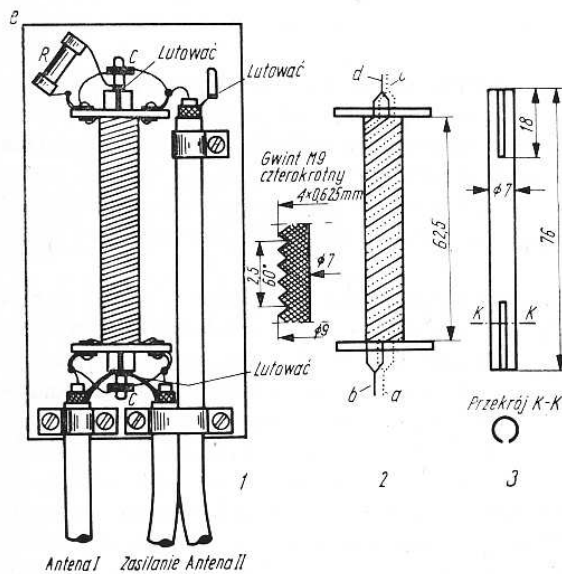
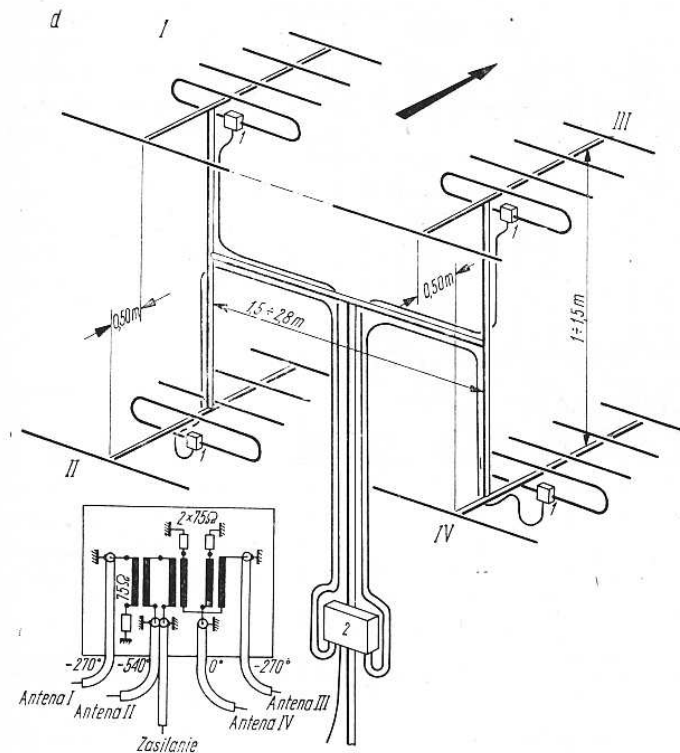
Układ dwóch anten np. trójelementowych przesuniętych osiowo o $\lambda/4$ (rys. 6.13a) pozwala na znaczne osłabienie listków bocznych i tylnego, przy czym uzyskuje się F/B ok. 60 dB .

Dla dostatecznie odległego punktu 0 (rys. a) fala emitowana przez antenę II przybywa z opóźnieniem, w porównaniu z falą emitowaną przez antenę I (przy czym różnica odpowiada $\lambda/4$). Jeżeli fazę prądu w antenie II przyspieszyć o 90° , to w odległym punkcie 0 fazy obu fal będą zgodne, a natężenie pola będzie miało prawie dwukrotnie większą wartość. Odwrotne zjawisko wystąpi w dostatecznie odległym punkcie 0' z tyłu anteny. Zauważmy, że obie fale będą miały przesunięcie fazowe wynoszące 180° , a więc będą się znosiły. Jest to oczywiście słuszne jedynie na osi symetrii obu anten. Jedyną trudność stanowi uzyskanie przesunięcia fazy prądów o 90° i równomierny rozdział mocy obu anten. Zadanie takie spełnia sprzęgacz (rys. 6.13b). Sprzęgacz składa się z dwóch silnie sprzężonych linii o długości $\lambda/4$. Równość podziału mocy $P_b = P_c = P/2$ wymaga obciążenia wyjść b, c i d jednakową rezystancją R.

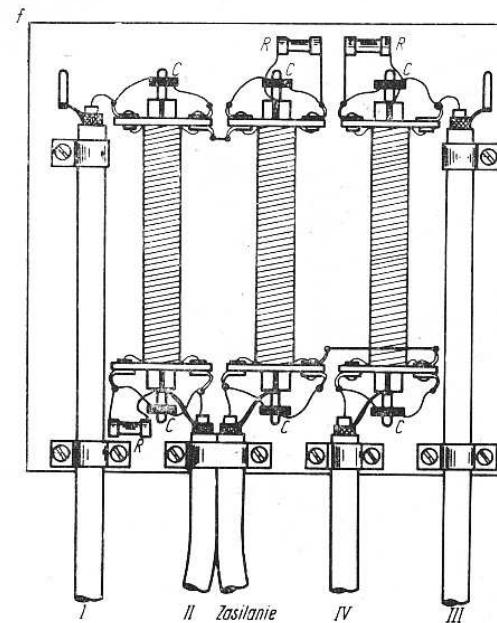
Spełnienie tego warunku jest równoznaczne z brakiem fali odbitej i wtedy $P = P_b + P_c$, a na rezystorze R moc nie jest tracona



Rys. 6.13a, b, c



Rys. 6.13d, e



Rys. 6.13. Antena z korygowaną charakterystyką
 a — układ pionowy „3 nad 3”, b — zasada działania sprzęgacza 3 dB, c — układ poziomy 5+5, d — układ 4+5, e — cyrkulator dla dwóch anten, f — cyrkulator dla czterech anten

($P_d = 0$) przy czym prądy I_b i I_c są przesunięte o 90° . Jeśli wyjście jednej anteny zostanie odciążone lub zwarte, wówczas przewidziana dla niego moc wydzieli się w rezystorze R . Druga antena natomiast będzie nadal zasilana połową mocy.

Anteny można kojarzyć w osi pionowej (rys. 6.13a) lub poziomej (6.13c), a także tworzyć zespół czterech anten (6.12d). Uzyskuje się w tym przypadku zysk teoretyczny zespołu 12 dB a w praktyce około 10 dB. Układ ten wymaga trzech jednakowych sprzęgaczy. Zmieniając rozstawienie anten w podanym na rysunku zakresie można zmieniać wartości poszczególnych listków bocznych, lecz nie wszystkich równocześnie.

Budowę cyrkulatora wyjaśnia rys. 6.13e. Ogólny widok przedstawia rys. 6.13f. Na płycie metalowej (stal cynkowana) są zamocowane trzy przewody współosiowe o $Z_0 = 50 \div 75 \Omega$ przy czym ekrany są przyłączone do tej płyty. Właściwy sprzęgacz buduje się na korpusie z dobrego materiału izolacyjnego np. z tekstolitu o średnicy $9/7$ mm. Na powierzchni korpusu nacina się czterokrotny gwint $4 \times 0,625$ mm, na którym nawija się dwa uzwojenia. Każde z uzwojeń składa się z dwóch równoległych drutów ($0,27$ mm w emalii). Druty obu uzwojeń wzajemnie się pokrywają, w celu powiększenia sprzężenia między uzwojeniami. Umieszczony w korpusie rdzeń z rurki miedzianej zwią-

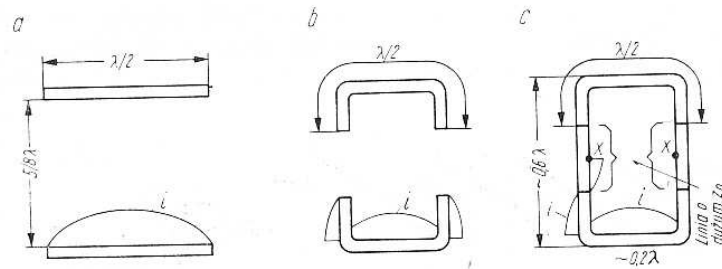
sza sprzężenie dzięki oddziaływaniu prądów wirowych indukowanych w tej rurce. W celu zmniejszenia efektów końcowych dodaje się małe kondensatorki $2 \div 5$ pF, a końce rurki przecina się jednostronnie. Sprzęgacz wprowadza tłumienie około 0,7 dB, zaś nierównomierność podziału mocy nie przekracza 0,5 dB.

W układach nadawczych rezystor $R = 75 \Omega$ może mieć małą moc o ile całość jest dobrze zestrojona i dopasowana. Można również do płytki przyłączyć odcinek linii o $Z_0 = 75 \Omega$ i zakończyć go już przy nadajniku rezystorem 75Ω . Pozwala to na pomiar napięcia na rezystorze i ocenę stanu technicznego anteny. W stanie prawidłowym napięcie to będzie małe.

6.2.2.3.

Antena z wibratorem ramowym

W antenie typu Yagi pole elektromagnetyczne jest wytwarzane prądem wibratora. Pozostałe elementy służą tylko do formowania tego pola. Ponieważ większa część energii jest promieniowana przez środkowe partie wibratora można bez wyraźnej straty końce dipoli zagiąć ku sobie. Można je również połączyć ze sobą za pomocą linii o dużej impedancji (rys. 6.14). Powstaje wówczas pewien rodzaj ramy,



Rys. 6.14. Powstawanie wibratora ramowego (Skeleton-Slot)

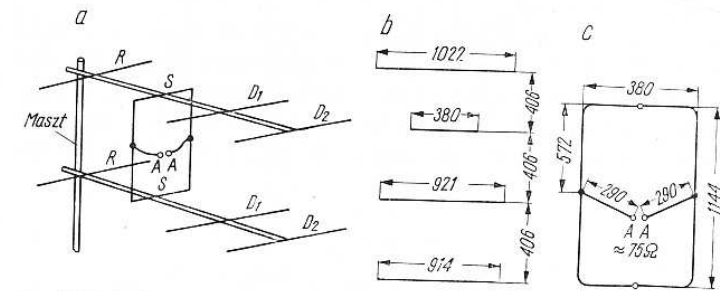
opisany już w rozdziałach 5.6 i 5.7 a w szczególności w punkcie 5.5.3.7. Zasilanie takiej ramy nie wymaga linii fazyjących, gdyż są one wbudowane w samą ramę. Antenę zasila się w punktach X—X (rys. 6.14c). Są to punkty o dużej impedancji. Dopasowanie do linii uzyskuje się przez zastosowanie transformatora Delta. Długość obwodu ramy wyniesi $C = 1,5 \lambda$.

Największe natężenie pola występuje w pobliżu części poziomych ramy i tam należy umieszczać dwa szeregi elementów biernych. Umieszczenie ich pośrodku ramy jest błędne.

Opisywany wibrator ramowy można także traktować jako krańcowy przypadek ograniczania powierzchni anteny szczelinowej. Dlatego właśnie antena ta w języku angielskim nazywa się „Skeleton-Slot Antenne”. Anteny te są coraz popularniejsze, gdyż mają dużą szerokość wstęgi, a niewielkie zmiany położenia oraz długości elemen-

tów znacznie mniej wpływają na rezystancję wejściową R_A niż w typowej antenie Yagi (zysk przy tym ulega niewielkim zmianom).

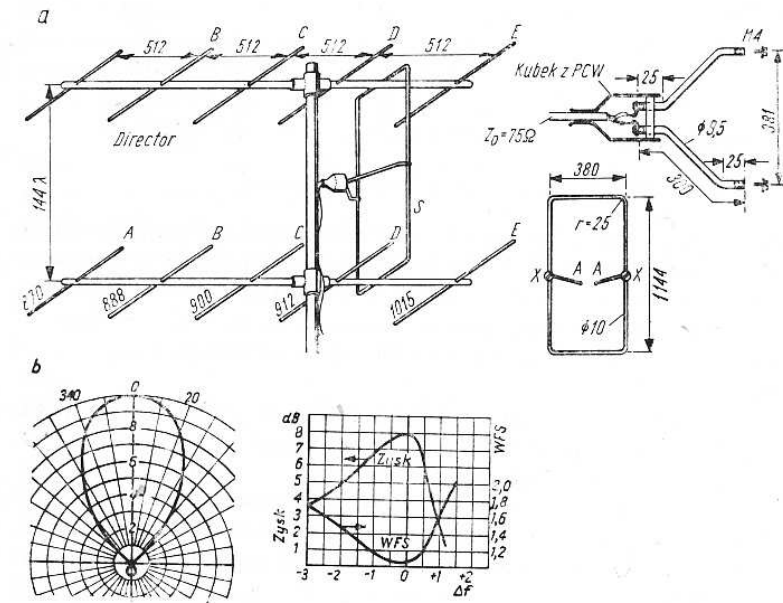
Spośród wielu odmian tych anten wybrano dwie najbardziej popularne.



Rys. 6.15. Antena „4 nad 4” Slot-Yagi

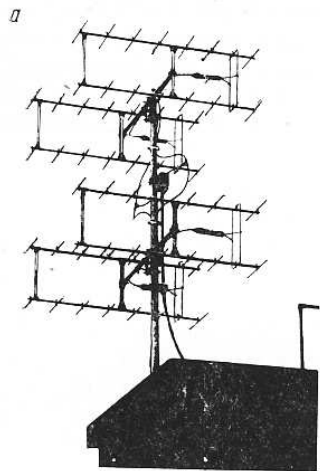
Antenę „4 nad 4” Slot-Yagi pokazano na rys. 6.15. Jest ona wykonana z prętów PA4 $\phi 6$ mocowanych do nośników o średnicy 16 do 30 mm. Długość anteny $l = 1230$ mm, wysokość 1144 mm, $R_A = 75 \Omega$, $G = 9$ dB, $F/B = 16$ dB, $\alpha_E = 60^\circ$, $\alpha_H = 55^\circ$. Antena ta ma więc znacznie spłaszczoną w pionie wiązkę główną.

Antenę „6 nad 6” Slot-Yagi wg OH2BEW pokazano na rys. 6.16. Wibrator ramowy w tej antenie jest taki sam, jak w antenie poprzedniej. Połówka obwodu $C/2 = 0,75 \lambda$. Po dodaniu odcinków trans-

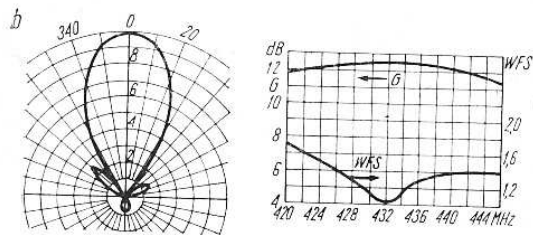


Rys. 6.16. „6 nad 6” Slot-Yagi wg OH2BEW

formujących $XA = 0,25 \lambda$, otrzymuje się pewnego rodzaju pętlę o $C = \lambda$ tj. jak w antenie Quad. Elementy bierne wykonane są z PA4 $\Phi 5 \div 6$ mm, wibrator z $\Phi = 6 \div 8$ mm, a nośnik z $\Phi 20 \div 30$ mm. Długość anteny 2100 mm, wysokość 1144 mm, $R_{AA} = 70 \Omega$, $G = 11,5$ dB, $\alpha_E = 50^\circ$, $\alpha_H = 35^\circ$, $F/B = 20$ dB. Charakterystyki promieniowania, zysk i WFS podano na rys. 6.16b. Antena jest szerokopasmowa ($B > 10$ MHz).



Rys. 6.17. Antena „8 nad 8” Slot-Yagi pracująca w pasmie 432 MHz (zysk 19 dB)



Antenę „8 nad 8” Slot-Yagi na 432 MHz pokazano na rys. 6.17. Zysk pojedynczej pary „8 nad 8” wynosi 12,5 dB. Zespół czterech takich anten 8×8 , możliwy do zrealizowania na pasmie 432 MHz, posiada zysk rzędu 19 dB. Daje to już szanse w łącznościach EME. Antena ta jest także bardzo szerokopasmowa $B > 30$ MHz. Odległość pięt anteny $1,25 \lambda$.

6.2.3.

Anteny z charakterystyką dookólną

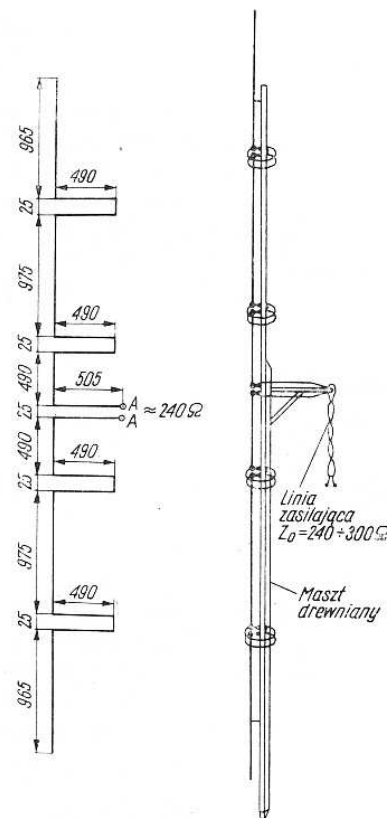
Prosty dipol pionowy ma w płaszczyźnie poziomej charakterystykę dookólną. Dipol taki promieniuje falę z polaryzacją pionową. Znajduje ona zastosowanie w stacjach przekaźnikowych (retranslatory)

i w urządzeniach „mobil” na samochodach. W pozostałych przypadkach stosuje się falę z polaryzacją poziomą, przy czym anteny z polaryzacją poziomą mają bardziej złożoną budowę.

6.2.3.1.

Pionowa antena kolinearna

W urządzeniach stacjonarnych zwiększenie zysku przy polaryzacji pionowej uzyskuje się w układzie kolinearnym jak na rys. 6.18. Zysk takiego układu wynosi $G = 5,4$ dB i jest rezultatem spłaszczenia charakterystyki w przekroju pionowym. Impedancja wejściowa anteny wynosi około 500Ω . Przy zasilaniu linią $240 \div 300 \Omega$ stosuje się odcinek o długości $\lambda/4$ o $Z_T = 330 \div 390 \Omega$. Antenę można także zasilac kablem



Rys. 6.18. Pięcioelementowa antena pionowa kolinearna na pasmo 144 MHz

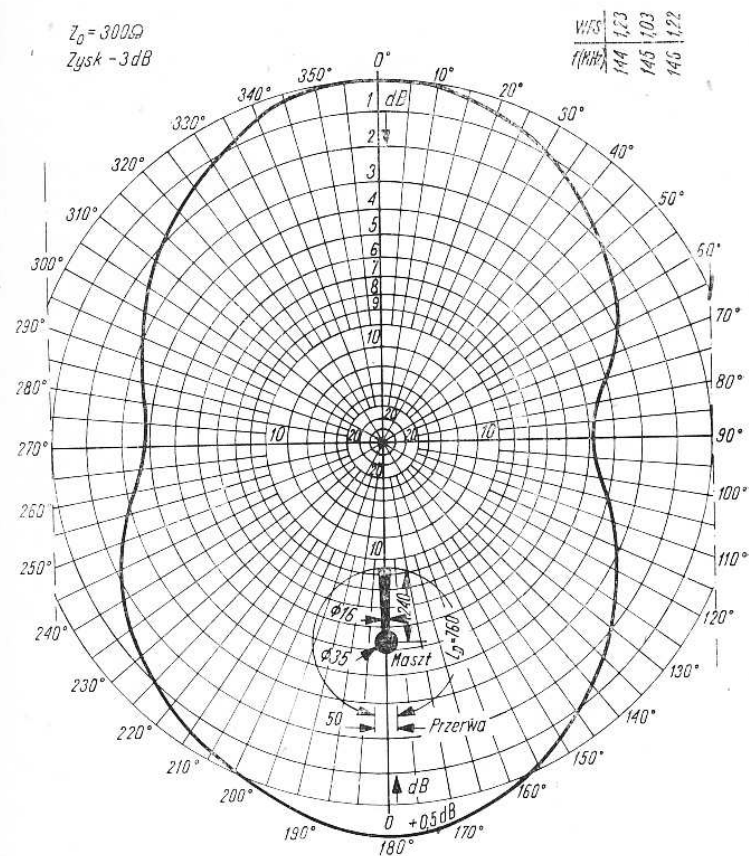
współosiowym o $Z_0 = 50 \div 75 \Omega$ przez transformator symetryzujący (Balun). Końce zwarte fazujących odcinków $\lambda/4$ między dipolami mają potencjał zerowy i mogą być przymocowane bezpośrednio do drewnianego masztu. Wygodnie jest linie fazujące $\lambda/4$ uprzednio zwinąć w

okrąg o średnicy około 160 mm. Całość anteny wykonuje się z drutu o średnicy $3 \div 4$ mm. Antena ta nie może być instalowana na masztach metalowych, linia zasilająca zaś powinna na odcinku co najmniej λ być prostopadła do anteny.

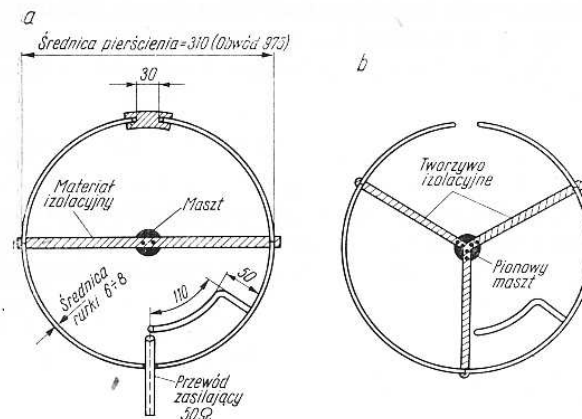
6.2.3.2.

Dipol pierścieniowy

Zwijając dipol pętlowy w pierścień otwarty jak na rys. 6.19, otrzymuje się antenę o charakterystyce w przybliżeniu dookólnej, pokazanej również na tym rysunku. Impedancja wejściowa i współczyn-



Rys. 6.19. Dipol pierścieniowy pętlowy na pasmo 144 MHz



Rys. 6.20. Antena pierścieniowa pojedyncza

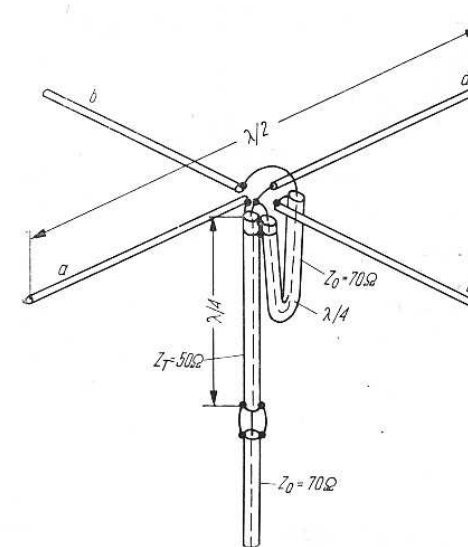
nik skrócenia zależy od odległości wzajemnej końców wibratora. Zysk takiej anteny jest ujemny i wynosi $G = -3$ dB. Stratę kompensuje się ustawiając nad sobą kilka takich dipoli w odległości $S = 0,5 \lambda$.

Wibrator może być wykonany jako pojedynczy (rys. 6.20). Zasila się go przewodem współosiowym $50 \div 75 \Omega$ przez transformator Gamma. Pozostałe właściwości są takie jak dipola pętlowego.

6.2.3.3.

Antena krzyżowa

Dwa dipole półfalowe skrzyżowane, leżące w jednej płaszczyźnie, zasilane prądem o przesunięciu 90° tworzą nowy rodzaj anteny, zwanej krzyżową (Turnstil). Antena krzyżowa (rys. 6.21) promie-

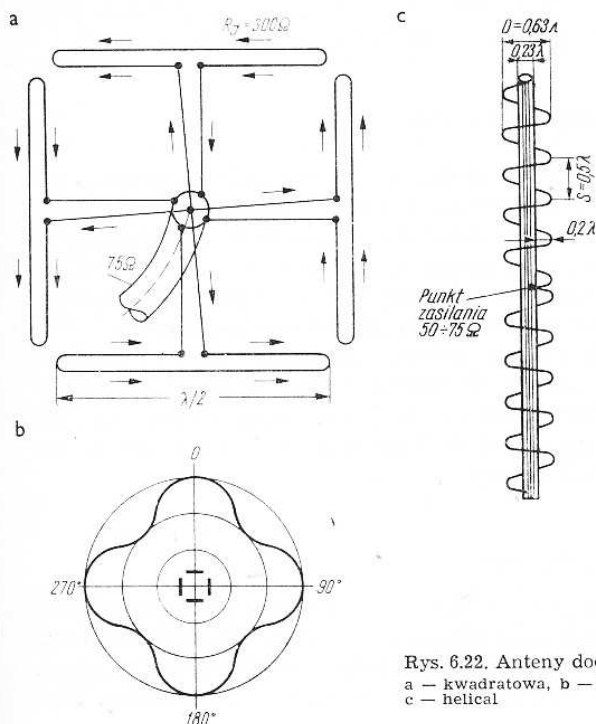


Rys. 6.21. Antena krzyżowa

niuje we wszystkich kierunkach w pełnym kącie przestrzennym $\Omega = 4\pi$. Natężenie promieniowania i polaryzacja zależą od współrzędnych kątowych.

W płaszczyźnie zgodnej z płaszczyzną anteny poziomej wykres kierunkowości jest zbliżony do koła, a fala ma polaryzację liniową. W kierunku poosiowym promieniowana jest fala z polaryzacją kołową. Wirowanie wektora pola nad anteną jest przeciwne do wirowania pod anteną. Zależy to od sposobu przyłączenia drugiej pary dipoli. Odwrotne załączenie linii fazującej zmienia kierunek wirowania pola. W kierunkach pośrednich między normalnym i stycznym do powierzchni anteny polaryzacja jest eliptyczna.

Antenę taką stosuje się w układach o nieznanym lub zmiennym rodzaju polaryzacji do łączności przez satelity (Oscar 6, 7). Przy odbiorze fali spolaryzowanej liniowo występuje spadek zysku o trzy decybele w stosunku do dipola $\lambda/2$. Tłumaczy się to tym, że docierająca fala wzbudza siłę elektromotoryczną tylko w jednym wibratorze, wydzielona moc dzieli się między odbiornik i drugi wibrator, który ją wypromieniowuje. Przy fali spolaryzowanej kołowo ze zgodnym kierunkiem wirowania zysk równa się zeru, a przy spolaryzowanej przeciwnie występuje tłumienie około 30÷40 dB. Przy polaryzacji eliptycznej jest ono mniejsze.



Rys. 6.22. Anteny dookólne
a — kwadratowa, b — charakterystyka,
c — helical

Większy zysk można uzyskać spiętrzając kilka takich anten w zespół. Stosuje się zespoły dwu- i trójantenne.

Do anten krzyżowych można zaliczyć układy czterech dipoli półfalowych (rys. 6.22). Para takich dipoli zasilana w przeciwfazie 180° , oddalona o $\lambda/2$ wytwarza w kierunku normalnym pole dwukrotnie większe niż jeden dipol zasilany tym samym prądem. Podobnie działa druga para. Otrzymuje się w płaszczyźnie poziomej charakterystykę dookólną z polaryzacją liniową. W kierunku poosiowym pola się znośzą. Antena ta nie ma zysku. Zysk otrzymuje się natomiast kojarząc w zespół kilka anten nad sobą. Dwa piętra odległe o $S = 0,5 \lambda$ dają $G = 1,2$ dB, cztery piętra przy $S = 0,82 \lambda$ dają $G = 3,7$ dB.

6.2.3.4.

Dookólny Helical

Anteny spiralne opisane w rozdziale 5.5.3.8 promieniują dookólnie z polaryzacją pionową. Przy doborze wymiaru i skojarzenia takich dwóch, przeciwnie nawiniętych anten otrzymuje się promieniowanie w płaszczyźnie prostopadłej do osi anteny z polaryzacją poziomą. Uzyskuje się to kiedy spirala ma średnicę $D = 0,63 \lambda$ a skok zwoju wynosi $0,5 \lambda$. Długość zwoju wynosi wtedy 2λ jak na rys. 6.22c. Uzwojenie anteny nawija się na rurze aluminiowej o średnicy $0,23 \lambda$. Przyjmuje się zwykle od 2 do 5 zwojów. Antena taka ma wysokość 5λ i zysk $G = 7$ dB. Zasila się ją przewodem współosiowym 75Ω . Przewód biegnie środkiem rury do miejsca przyłączenia do spirali.

6.3.

ANTENY Z FAŁĄ POWIERZCHNIOWĄ

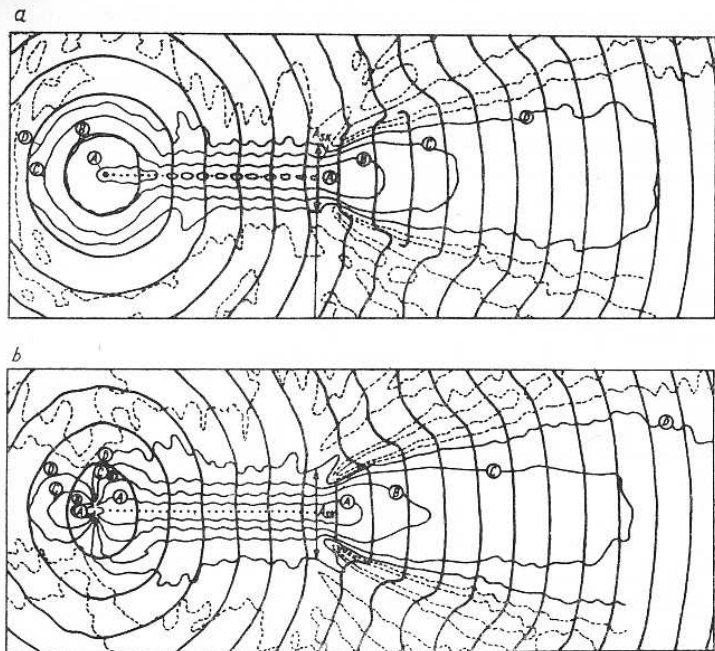
Wśród anten UKF o dużym zysku wyróżnia się grupa anten z falą powierzchniową (Surface-wave) i spokrewnionych z nimi z falą upływową (Leaky-wave). Pierwsze z nich znajdują zastosowanie na falach metrowych i znane są amatorom jako anteny Długie Yagi (Long Yagi) oraz anteny dielektryczne. Anteny z falą upływową są stosowane na falach centymetrowych przeważnie jako anteny szczelinowe.

Anteny z falą powierzchniową i upływową należą do wspólnej rodziny anten z falą bieżącą, do których należą także anteny aperiodyczne opisane w rozdziale 5.3 i Helical, które będą opisane dalej. Ich cechą charakterystyczną jest długość rzędu kilku λ oraz częściowa lub całkowita eliminacja fali odbitej.

6.3.1.

Fala powierzchniowa i jej właściwości

Powiększanie zysku anteny wymaga, oprócz powiększania liczby elementów biernych i jej długości, odpowiedniego ukształtowania rozkładu pola elektromagnetycznego w bezpośrednim otoczeniu anteny. Fala opuszczająca antenę powinna mieć właściwości fali płaskiej. Wte-



Rys. 6.23. Rozkład natężenia pola bliskiego i fazy wokół długiej anteny Yagi o długości 6λ , $R-W = 0,25\lambda$, $D-W = 0,2\lambda$
 a — antena bez reflektora, b — antena z reflektorem

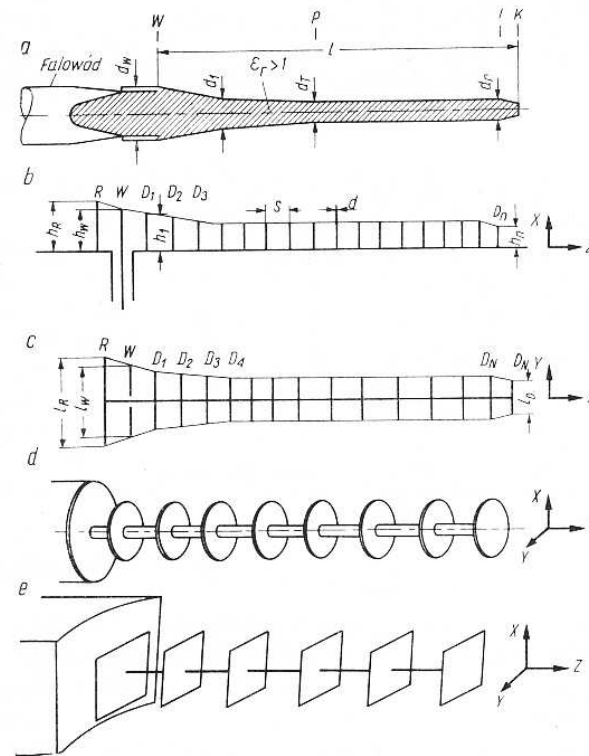
dy to wiązka promieniowania ma małą rozbieżność, a natężenie pola maleje wolniej wraz z odległością, niż w fali kulistej.

W antenie wieloelementowej pole jest kształtowane przez każdy element anteny. Wpływ elementu na to pole w dowolnym punkcie przestrzeni zależy od położenia elementu oraz fazy i wartości prądu płynącego w tym elemencie.

Pojedynczemu dipolowi jest przypisywana pewna apertura. W układzie kilku dipoli apertury między dipolami częściowo na siebie zachodzą, wywołując prądy w elementach biernych oraz tworząc na zewnątrz rodzaj powierzchni walcowej obejmującej dipole. Powierzchnia ta jest zbiorem punktów pola o określonym natężeniu. Wzdłuż tej powierzchni walcowej energia rozprzestrzenia się prawie bez zmiany poziomu w kierunku poprzecznym, natomiast jej poziom szybko maleje. Jako granicę przyjmuje się poziom -20 dB w stosunku do pola na powierzchni obejmującej dipole (rys. 6.23).

Typowym przedstawicielem anteny z falą powierzchniową jest antena dielektryczna pokazana na rys. 6.24a. W antenie tej dzięki różnej przenikalności elektrycznej dielektryka najczęściej polietylenu ($\epsilon_r = 2,3$) i powietrza ($\epsilon_r = 1$), występuje różnica prędkości propagacji fali. Fala kulista wzbudzana w miejscu W rozprzestrzenia się wzdłuż osi z wolniej w dielektryku, niż w otaczającym powietrzu (oś x).

W punkcie K fala opuszczając pręt jest zbliżona do fali płaskiej. Jest to przypadek z liniowym układem spowolnienia fali. Spowolnienie fali uzyskuje się także w układach dyskretnych, złożonych z dipoli $\lambda/4$ na powierzchni ekranu, szeregu dipoli $\lambda/2$, jak w antenie Yagi a nawet z szeregu drążków lub prostokątów o wymiarze zbliżonym do



Rys. 6.24. Anteny z falą powierzchniową

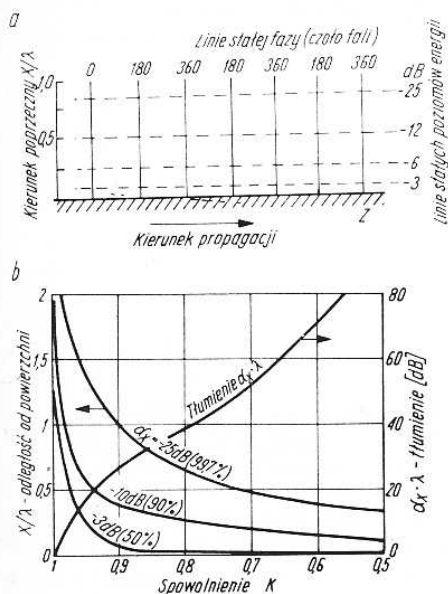
$\lambda/2$ (rys. 6.24b÷c). W układach tych w osi z występuje spowolnienie fali określone znanym wzorem $K = \lambda/\lambda_0 = v/c$ (rozd. 2.1.3), gdzie λ — długość fali w ośrodku spowalniającym (ϵ_r), λ_0 długość fali w próżni. Jak już podano, wzdłuż osi z tłumienie fali jest znikome. Wzdłuż osi x tłumienie α_x jest znaczne i zależy od stopnia spowolnienia fali. Określa to zależność

$$\alpha_x \cdot \lambda = 2\pi \sqrt{1-K^2} \quad (6-1)$$

Jeśli nie ma spowolnienia fali ($K = 1$), tłumienie α_x równa się zeru i brak jest fali powierzchniowej wówczas antenę opuszcza fala kulista. Jeśli przyjąć np. $K = 0,9$, to $\alpha_x \cdot \lambda = 25$ dB. Oznacza to, że w odległości $x = \lambda$ od powierzchni strumień energii jest o 25 dB (316 razy) mniejszy. W tym przypadku połowa mocy przypada w odległości $0,05\lambda$. Prak-

tycznie cała moc jest skupiona więc w cienkiej warstwie przyantennej. Zakładając, że antena jest liniowa (dielektryczna) pole utworzone wokół niej ma obraz przedstawiony na rys. 6.25a. Na końcu anteny linia stałej fazy tworzy prostą, a czoło fali płaszczyznę.

W ośrodku bezstratnym natężenie pola przy fali płaskiej nie zależy od odległości i antena, przy braku listków bocznych, ma $G = \infty$. Grubość warstwy, w której występuje przesyłanie niemal całej mocy, można ocenić na podstawie wykresów (rys. 6.25b). Przyjmuje się, że w obszarze do poziomu -20 dB przepływa cała moc pola (99%). Obszar ten powinien być wolny, tzn. nie mogą w nim znajdować się jakiegokol-



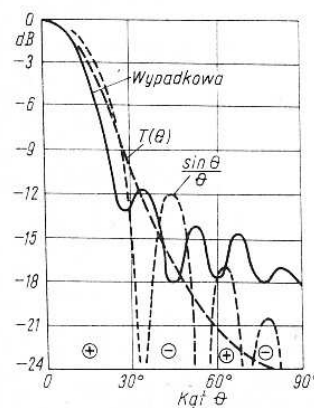
Rys. 6.25. Tłumienie ucieczki pola w układzie z falą powierzchniową
a — rozkład poziomy pola i linii stałej fazy, b — wartość tłumienia w zależności od stopnia spowolnienia fali

wiek przedmioty wpływające na rozkład pola: maszt, kabel itp. W konkretnej antenie zbudowanej z elementów dyskretnych linii stałego poziomu mocy mają przebieg przedstawiony na rys. 6.23. Są one oznaczone literami A-5 dB, B-10 dB, C-15 dB, D-20 dB. Porównując rysunek a i b można zauważyć wpływ reflektora na układ pola od tyłu anteny.

Obraz pola przedstawiony na rys. 6.23 pozwala na ustalenie apertury skutecznej A_{sk} anteny. Jej przekrój jest narysowany dla końca anteny. Z rysunku widać, że dodanie reflektora zwiększa wymiar apertury skutecznej.

W antenie z falą powierzchniową energia jest doprowadzona do wibratora (rys. 6.24), który promieniuje falę przestrzenną charakterystyczną dla danego dipola. Znajdujący się w pobliżu reflektor i direktor formują pole w sposób opisany w rozdz. 5.5. Część strumienia jest przenoszona w kierunku zbliżonym do osi i następnie formowana

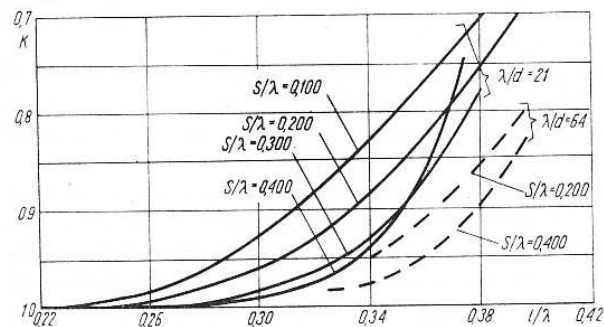
przez dalsze elementy anteny. Zbieżny odcinek określony średnicami d_w i d_1 (rys. 6.24a) nazywa się zbieżnością zasilania (feed taper). Decyduje on o skuteczności przekazywania energii z wibratora do dalszej części falowodowej (d_T). Skuteczność ta może wynosić 65 do 75% energii. Zbieżność zasilania wpływa także na kształt i położenie listków bocznych. Zbieżność d_1 i d_T nazywana zbieżnością formowania (body taper) wpływa na tłumienie listków bocznych i na szerokość wstęgi anteny. Właściwe formowanie fali płaskiej występuje w części falowodowej i jest tym skuteczniejsze, im jest ona dłuższa. Na końcu T anteny następuje przenikanie uformowanej fali do otaczającej przestrzeni. Występująca różnica prędkości propagacji v i c wywołuje powstawanie fali odbitej. Współczynnik odbicia



Rys. 6.26. Składowe promieniowanie Yagi 4 λ
--- promieniowanie z części falowodowej,
- - - promieniowanie układu R-W-D,
— charakterystyka wypadkowa

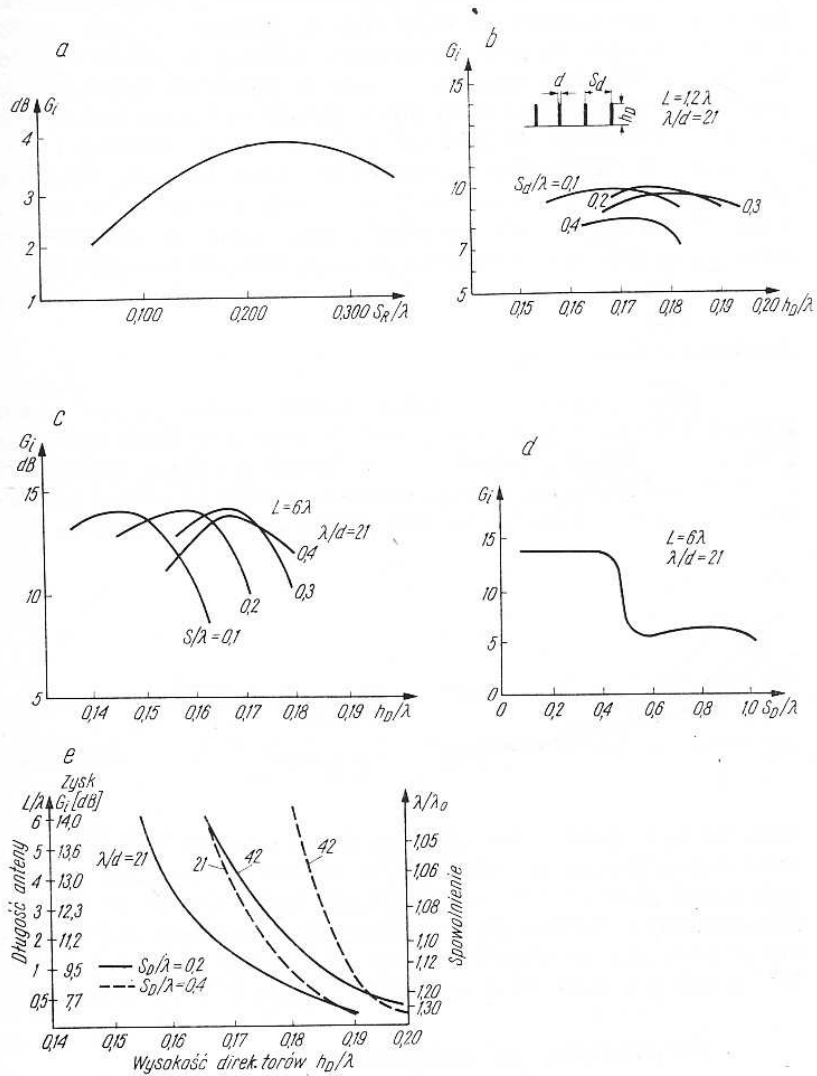
jest równy $R = 1 - K$, przy czym K jest stopniem spowolnienia fali. W celu jego zmniejszenia należy zrównać impedancję falową falowodu d_T z impedancją w wolnej przestrzeni. Dlatego wprowadza się zbieżność końcową (terminal taper). Jest to odcinek T—K. Fala promieniowana na końcu T anteny ma charakterystykę określoną równaniem

$$T(\theta) = \frac{1}{K - \cos \theta} \quad (6-2)$$



Rys. 6.27. Spowolnienie fali K w zależności od długości l/λ , smukłości λ/d i odległości S/λ direktorów

Im K jest bliższe jedności, tym wiązka główna jest ostrzejsza. Kształt wiązki pokazano na rys. 6.26 linią przerywaną. Na promieniowanie to nakłada się promieniowanie układu $R-W-D_1$ o charakterystyce podobnej do kardiody $\frac{\sin \Theta}{\Theta}$. Wypadkowa charakterystyka narysowana jest linią ciągłą. Układ $R-W-D$ wpływa zawężająco na listek



Rys. 6.28. Wpływ geometrii układu dipoli na zysk anteny
 a — wpływ odległości reflektora S_D/λ , b — wpływ wysokości direktora h_D/λ przy różnych jego rozstawieniach w antenie o długości $L = 1,2\lambda$, c — jak w b) lecz dla $L = 6\lambda$, d — wpływ rozstawienia direktorów S_D/λ , e — zestawienie wyników

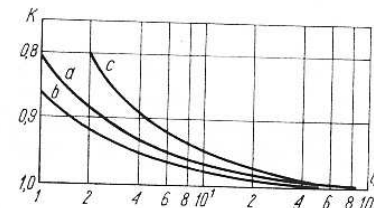
główny lecz wywołuje powstanie listka bocznego $\Theta = 35^\circ$. Dla kątów $\Theta > 35^\circ$ pole zależy głównie od układu $R-W-D_2$.

Stopień spowolnienia fali K zależy od smukłości dipoli d/λ , ich długości l/λ i rozstawienia S/λ co ilustrują wykresy na rys. 6.27. Przy projektowaniu anteny L-Yagi pouczające są wykresy z rys. 6.28 podane przez Ehrenspecka. Rysunek 6.28a przedstawia znaną zależność zysku G_i od odległości $R-W$ przy optymalizowanej jego długości. Zysk ten w szerokim zakresie nie ulega zmianie. Ciekawy wniosek wynika z rys. 6.28b. Zysk G_i przy odpowiednio dobranej wysokości direktorów h_d/λ w antenie o długości $l = 1,2\lambda$ w przedziale $S_d/\lambda = 0,1 \div 0,3$ praktycznie nie zależy od liczby dipoli. Zmiana występuje dopiero przy $S > 0,4\lambda$. Właściwość ta potwierdza się w antenie dłuższej $l = 6\lambda$ (rys. 6.28c). Wyniki analizy zebrano na rys. 6.28d. Końcowy wynik badań pokazano na rys. 6.28e. Z rysunku tego wynika, że w antenie o dużym zysku, tj. w antenach długich spowolnienie K jest małe, lecz direktory są krótsze tym bardziej, im mają mniejszą smukłość d/λ .

6.3.2.

Projektowanie anteny L-Yagi

Przy projektowaniu anten L-Yagi można przyjąć jedno z trzech kryteriów: maksymalny zysk G , najwyższy listek główny a_E i a_H oraz najmniejszy poziom listków bocznych i listka tylnego F/S i F/B . Wybór kryterium wpływa przede wszystkim na stopień spowolnienia fali K (rys. 6.29). Na rys. 6.30 podano wykresy, pokazujące osią-

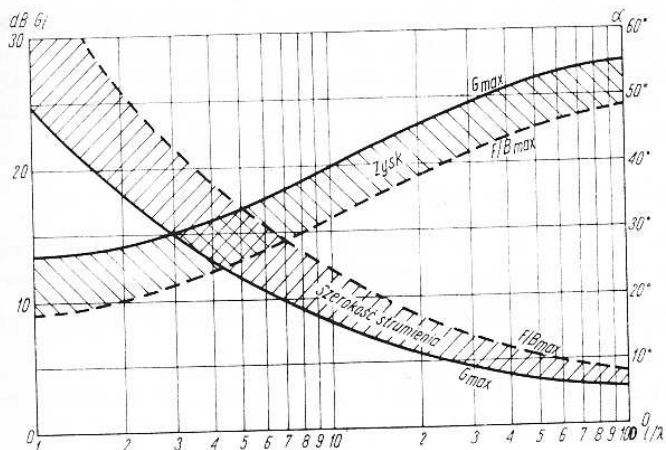


Rys. 6.29. Spowolnienie fali w antenach projektowanych wg kryterium
 a — maksymalnego zysku, b — najwyższej wiązki głównej, c — najmniejszego poziomu listków bocznych

gane wartości zysku w zależności od długości anteny. Anteny wykonane według kryterium najmniejszych listków bocznych lub najwyższej wiązki głównej mają zysk mniejszy, mieszczący się w obszarze zakreskowanym. Na rysunku tym podano także szerokość wiązki głównej w zależności od długości anteny. Rezystancja wejściowa anteny L-Yagi zależy głównie od układu wzbudzającego $R-W-D_1$ anteny.

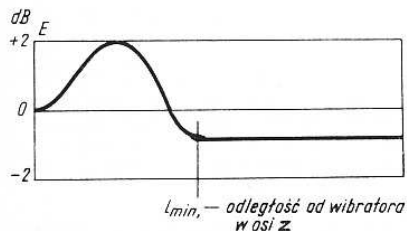
Projektowanie na maksymalny zysk

Natężenie pola wzdłuż anteny w pobliżu wibratora początkowo rośnie (garb) a w miarę oddalania się maleje do wartości ustalonej, jak na rys. 6.31.



Rys. 6.30. Zależność zysku i rozwartości wiązki głównej α w stopniach anteny L-Yagi od jej długości l/λ

Anteny krótkie mają direktory tylko w strefie „garbu”, anteny długie mają direktory także w strefie ustalonego natężenia pola. Ustalony poziom zależy od ukształtowania zbieżności zasilania i zbieżności formowania. W zbieżności zasilania powinno występować niewielkie przesunięcie fazy w direktorach (60°), w zbieżności fazowania większe (120°) a w części falowodowej największe bo aż 180° .



Rys. 6.31. Zależność natężenia pola wzdłuż anteny od odległości od wibratora

O przesunięciu fazowym decyduje spowolnienie fali a więc długość i położenie direktora. Pierwszy direktor D_1 , w celu uzyskania dużego sprzężenia znajduje się w małej odległości ($0,05 \div 0,1$) λ i jest skrócony, drugi w odległości około $0,2 \lambda$ jest jeszcze krótszy. Dalsze direktory ustawiane są już w większej odległości nie przekraczającej jednak $0,4 \lambda$. Na końcu anteny uzyskuje się zbieżność końcową przez dalekie ustawienie ostatniego direktora $S > 0,5 \lambda$ lub przez jego znaczne skrócenie.

Zysk optymalnie uformowanej anteny tj. dla $l = (3 \div 8) \lambda$ wynosi

$$G_i = \frac{10l}{\lambda} \quad \text{przy} \quad 3 \leq \frac{l}{\lambda} \leq 8 \quad (6-3)$$

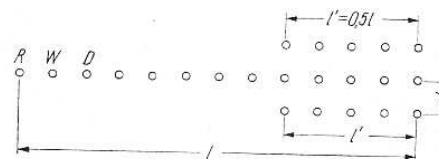
Większy zysk, niż wynika ze wzoru (6-3), można osiągnąć powiększając zysk układu wzbudzającego tj. układu $R-W-D_1$. Uzyskuje się to w antenach specjalnej konstrukcji (Backfire, kątowych). Dodatkowy zysk członu wzbudzającego, dochodzący do 8 dB dodaje się do wartości zysku wyliczonego korzystając ze wzoru (6-3).

Projektowanie na najwęższą wiązkę główną

Z wykresu na rys. 6.26 wynika, że zawężenie wiązki głównej jest wywołane oddziaływaniem układu wzbudzającego, reprezentowanego przebiegiem $\frac{\sin \theta}{\theta}$. Zwiększając tę wartość można wiązkę główną zawęzić o 10%. Wymaga to zmniejszenia spowolnienia fali w strefie zbieżności zasilania do $K = 0,8$ (rys. 6.29 przebieg b). Powoduje to jednak wzrost listków bocznych o około 1 dB.

Projektowanie na największe tłumienie listków bocznych

Początek anteny na odcinku zbieżności zasilania ma duże spowolnienie przy czym $K = 0,74$. Wzdłuż anteny na końcu zbieżności fazowania (punkt P na rys. 6.24a) maleje do $K = 0,84$. W części falowodowej, nie wpływającej na poziom listków bocznych zbieżność jest bardzo mała. Przykładowo w antenie $l = 6\lambda$ stosując powyższe formowanie na długości $W-P$ równej 3λ uzyskuje się poziom F/B i F/S od 18 do 21 dB. Towarzyszy temu zysk mniejszy o 1,5 dB.



Rys. 6.32. Przykład dodawania dwóch pomocniczych ciągów dipoli w celu zmniejszenia poziomu listków bocznych

Dalsze obniżenie listków bocznych w płaszczyźnie poziomej do wartości $F/B < 30$ dB uzyskuje się przez umieszczenie szeregu dipoli takich, jak w końcowej części anteny nad i pod anteną w odległości $d/\lambda = 0,25 \sqrt{l/h}$. Dipole te umieszcza się na długości $l' = 0,5 l$ (rys. 6.32). Metoda ta nie powoduje obniżenia zysku i szerokości wiązki głównej.

6.3.3.

Zespoły anten L-Yagi

Wydłużenie anteny L-Yagi natrafia na naturalne ograniczenia. Zysk ponad 15 dB wymaga tworzenia zespołu kilku anten L-Yagi. Obowiązują tu także zasady podane w rozdziale 6.2.2. Maksymalny zysk dodatkowy $\Delta G = 2,5 \div 2,8$ dB otrzymuje się, gdy apertury dwóch anten są styczne na poziomie 25 dB. Towarzyszy temu jednak silny listek

boczny. Jego tłumienie wymaga styczności apertur na poziomie 27 dB. Odpowiada temu największa odległość pięter anteny

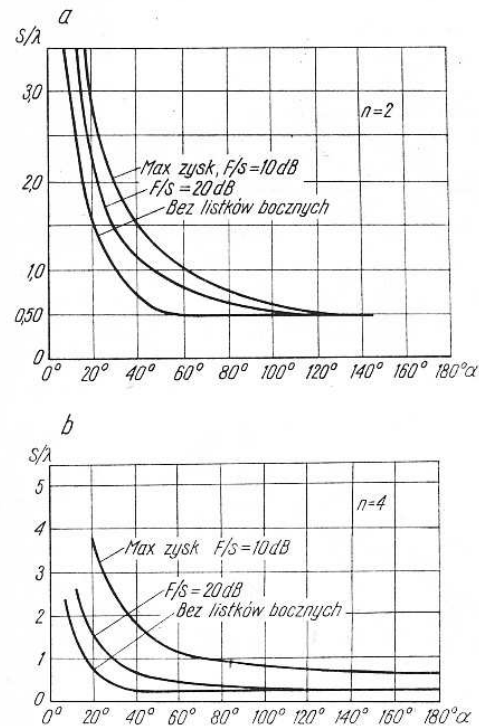
$$\frac{d_{\max}}{\lambda} = \sqrt{\frac{1}{\lambda}} \quad (6-4)$$

Szerokość wiązki głównej poziomych anten w płaszczyźnie szyku wynosi (w stopniach)

$$\alpha_{s2} = \frac{65\lambda}{nd} \quad (6-5)$$

Ogólnie można przyjąć, że przy największym zysku pierwszy listek boczny uzyskuje -13,2 dB, drugi -17,7 dB a trzeci -20 dB.

Przy wyborze odległości S/λ anten w zespole można posługiwać się wykresami na rys. 6.33, wykonanymi dla dwóch ($n = 2$) i czterech anten ($n = 4$) w układzie prostokątnym.

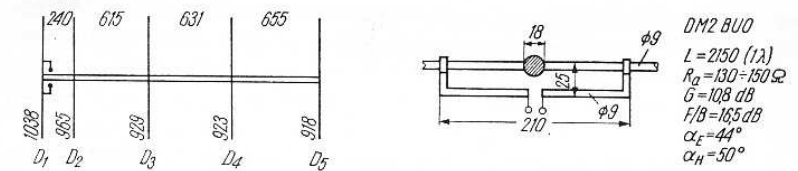


Rys. 6.33. Wykresy dla ustalania optymalnych odległości anten S/λ
a — dla dwóch anten,
b — dla czterech anten w układzie prostokątnym w zależności od szerokości wiązki α

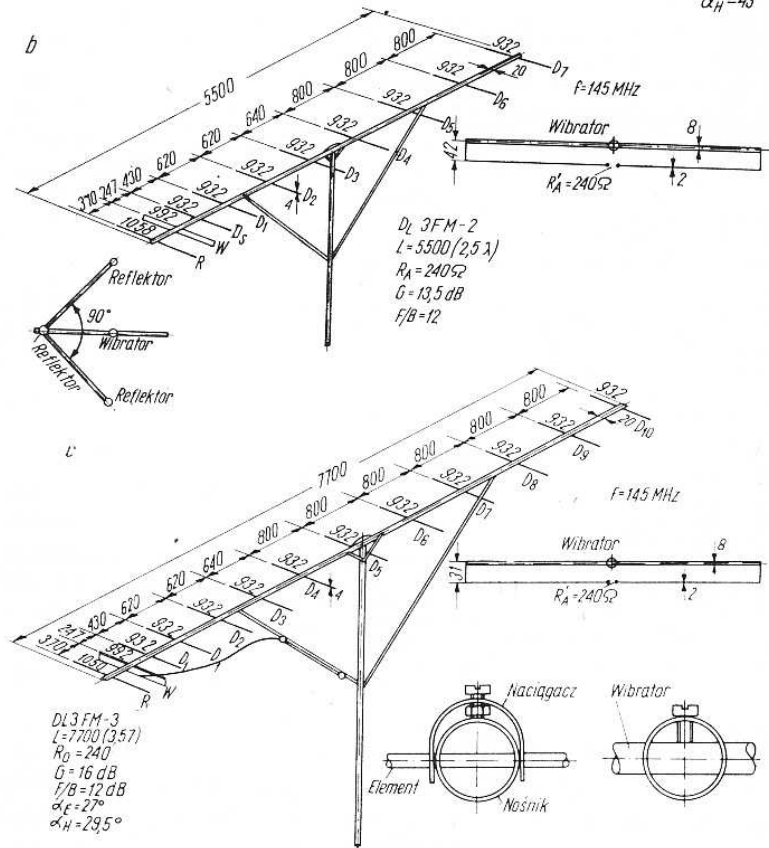
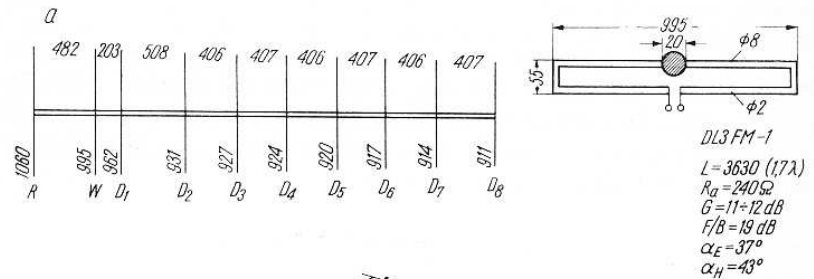
6.3.4.

Przykłady anten L-Yagi na 144 MHz

Istnieje wiele możliwych konfiguracji poprawnie zbudowanych anten Yagi. Zajmiemy się opisem tylko kilku bardziej popularnych anten pracujących w pasmie 144 MHz.



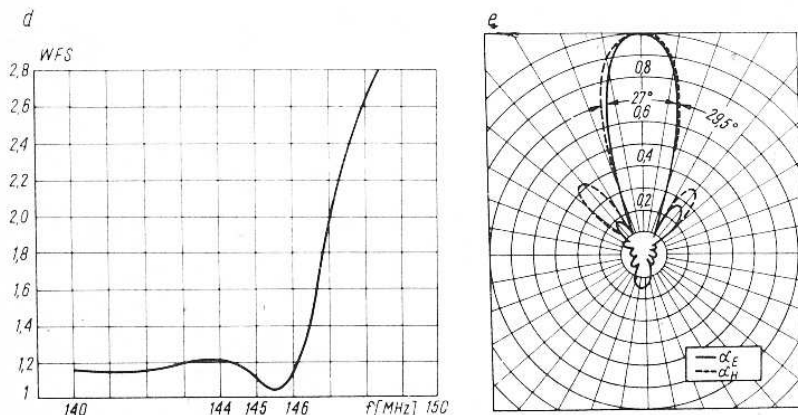
Rys. 6.34. Antena DM2BUO na 144 MHz



Antena DM2BUO 5-elementowa 1 λ LY. Antena ta pokazana na rys. 6.34a mimo, że ma tylko 5 elementów jest zaliczana do grupy LY, gdyż jej długość $l \geq \lambda$. Antena ta nie ma reflektora, co dla uważnego czytelnika poprzedniego rozdziału nie powinno być zaskoczeniem. Dodanie reflektora zwiększa długość anteny o 0,5 m dając w efekcie tylko około +1 dB zysku. Jak większość anten starego typu ma ona zasilanie bocznikowe za pomocą transformatora typu T. Rezystancja wejściowa 150 Ω została celowo dobrana gdyż założeniem było stosowanie dwóch takich anten w układzie piętrowym we wzajemnej odległości 1,48 λ tj. 3066 mm. W układzie takim antena ma zysk około 13,5 dB przy szerokości wiązki do połowy mocy $\alpha_E = 44^\circ$, $\alpha_H = 28^\circ$.

Antena DL3FM rys. 6.35a. Wymaga ona także wibratora pętlowego złożonego z rur o różnych średnicach (8 mm i 2 mm) odległych między środkami osi o 55 mm. Antena ta ma powolne stopniowanie długości przy stałym rozstawieniu direktorów 0,2 λ . Daje to znaczny zysk lecz niezbyt dobrą kierunkowość F/B. Zwiększenie długości do $l = 2,5\lambda = 5,4$ m bez dodawania direktorów daje dalsze powiększenie zysków. Pierwszy direktor oznaczony D_s jest odległy o 0,12 λ od wibratora i wpływa na rezystancję wejściową anteny. Jeżeli zamiast podanego na rysunku wibratora o dwóch średnicach $\phi 8$ i $\phi 2$ zastosować równomierny dipol pętlowy, to zmniejszając odległość $D_s - W$ do 0,1 λ otrzymuje się rezystancję wejściową $R_{AA} = 75 \Omega$. Kątowy trójwymiarowy reflektor poprawia tłumienie wiązki tylnej szczególnie w kierunkach odchylonych od płaszczyzny anteny. Tłumienie to jest jednak nieduże F/B = 12 dB, gdyż antena jest wymiarowana na maksymalny zysk.

Dodając do tej anteny dalsze trzy direktory uzyskuje się trzynastoelementową antenę długości 3,5 λ . Długość fizyczna 7,7 λ jest granicą możliwości konstrukcyjnych amatora.

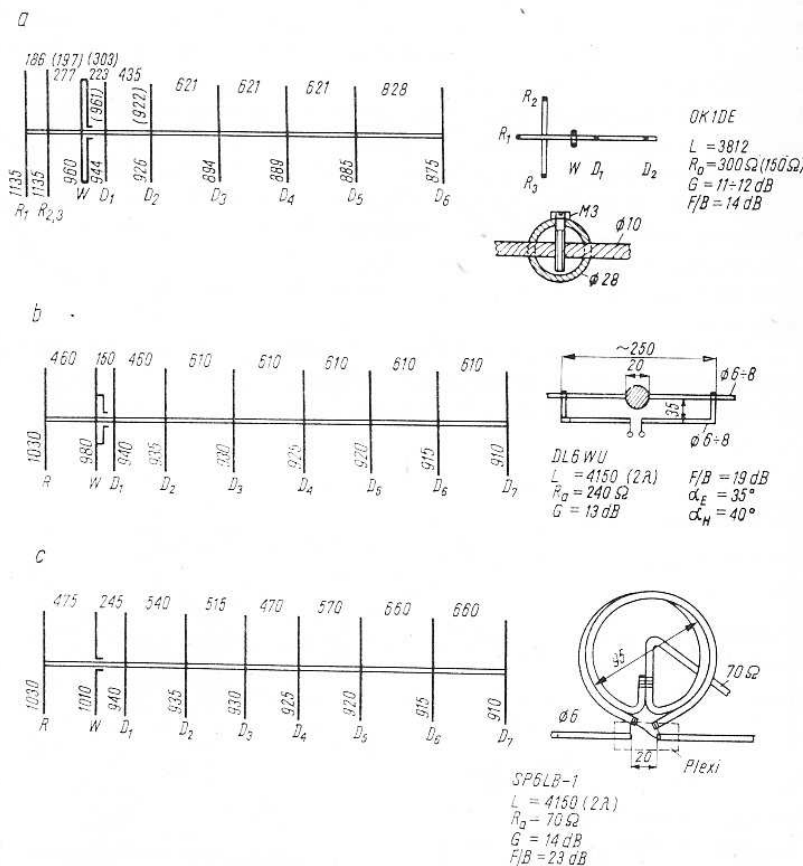


Rys. 6.35. Anteny DL3FM
a — 1,7 λ , b — 2,5 λ , c — 3,5 λ , d — zależność WFS od częstotliwości dla anteny 3,5 λ ,
e — charakterystyka anteny 3,5 λ .

Anteny dziewięcioelementowe 2 λ . Anteny o długości 3,8÷4,2 m mają już znaczny zysk. Są one najczęściej spotykanymi antenami u zaawansowanego amatora.

Antena OK1DE (rys. 6.36a) jest najkrótszą anteną tej grupy (1,8 λ), ma zysk około 11÷12 dB, słabo promieniuje do tyłu F/B = 14 dB, co jest między innymi wynikiem zastosowania potrójnego reflektora. Wibrator pętlowy jest wykonany z prętów $\phi 10$ mm przy odległości boków $e = 63,5$ mm. Przy składaniu dwóch takich anten w układ piętrowy (z odległością pięter 3100 mm) stosuje się wymiary elementów podane na rysunku w nawiasach. Antena ma $R_{AA} = 150 \Omega$, co ułatwia zasilanie dwóch takich anten połączonych równolegle.

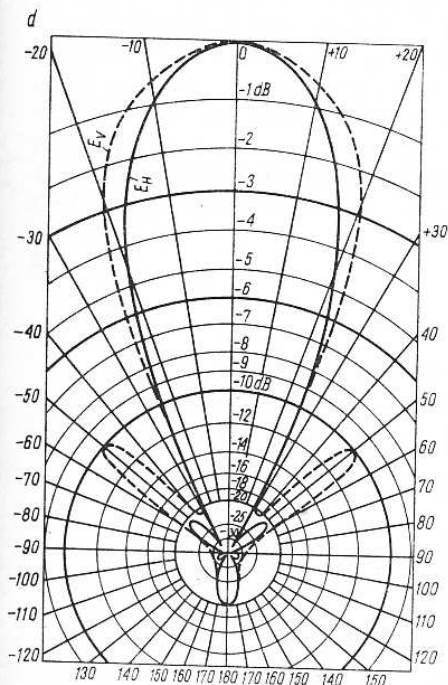
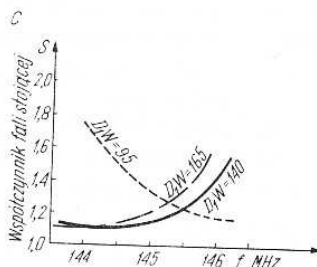
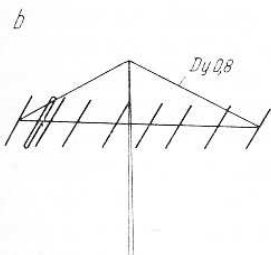
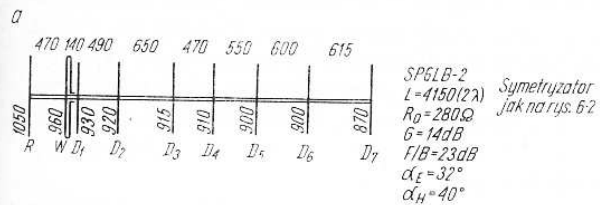
Antena ma podane wymiary gdy dipole mają $\phi 10$ mm i są przepuszczane przez rurę nośną $\phi 28$ mm. Przy zmianie tych wymiarów potrzebna jest zmiana długości elementów. Na przykładzie tej



Rys. 6.36. Anteny 2 λ L-Yagi
a — dziesięcioelementowa wg OK1DE, b — dziewięcioelementowa wg DL6WU,
c — dziewięcioelementowa wg SP6LB-1

anteny można pokazać, jak przez zmianę jednej długości D_1 i dwóch rozstawień $R-W$ i $W-D_1$ można łatwo uzyskać dużą zmianę rezystancji. Antena ta jest popularna w OK, SP i DM.

Antena DL6WU (rys. 6.36b) powstała przy uproszczonych założeniach stałego poskoku direktorów $0,3\lambda$ i stałej zbieżności po 5 mm.



Rys. 6.37. Antena dziewięcioelementowa L-Yagi SP6LB-2

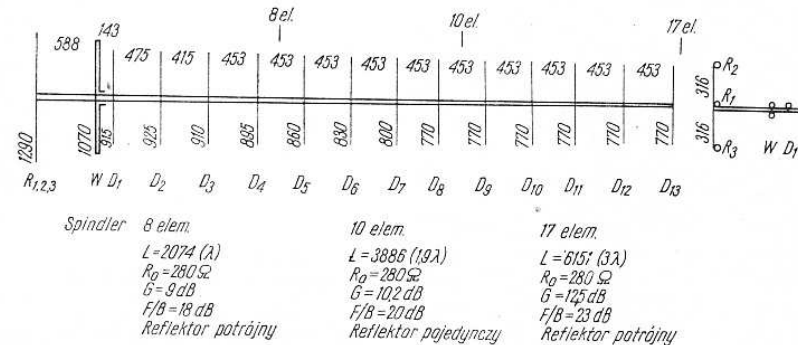
a — wymiary anteny, b — sposób podwieszania, c — WFS dla różnych odległości $W-D_1$, d — charakterystyki promieniowania

Efektom tej nieoptymalnej konstrukcji jest nietypowa rezystancja wejściowa. Dlatego też zastosowanie transformatora T umożliwia zasilanie jej linią o $Z_0 = 240\Omega$.

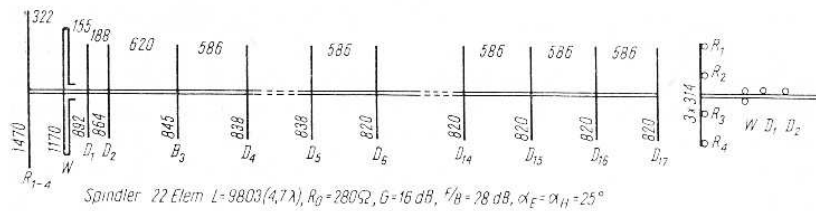
Antena SP6LB-1 (rys. 6.36c) powstała w oparciu o konstrukcję anteny DL6WU w wyniku poszukiwania układu, pozwalającego na zasilanie bez transformatora T. Uzyskano to przez zmianę rozstawienia elementów pozostawiając stopniowanie długości po 5 mm. Rezystancja wejściowa jest 75Ω pod warunkiem zastosowania symetryzatora szerokopasmowego (rys. 6.36c). Jest to istotne, gdyż symetryzator ten wnosi pojemność własną, potrzebną do dopasowania anteny do rezonansu. Wibrator rozcięty musi być umocowany do płytki izolacyjnej, co jest trochę kłopotliwe.

Wady tej nie ma popularna w kraju antena SP6LB-2, pokazana na rys. 6.37, która była wykonywana przez wytwórníę Polcat we Wrocławiu. Antena ta ma zwykły wibrator pętlowy zasilany kablem o $Z_0 = 75\Omega$ przez transformator-symetryzator (rys. 6.1). Antena nie ma zastrzałów, lecz jest podwieszona do górnego końca masztu na drucie $D_y 0,8$ lub żyłce stilonowej $\Phi 2$. Częstotliwość rezonansową i dopasowanie można zmieniać odległością $W-D_1$. Zmianę WFS przedstawiono na rys. 6.37c, a charakterystykę promieniowania na rys. 6.37d.

Antena L-Yagi wg E. Spindlera (rys. 6.38). Antena ta jest produkowana w NRD. Charakteryzuje się ona dużą szerokością pasma (6 MHz) oraz możliwością tworzenia układów zestawianych z 8, 10 i 17 do 22 elementów przy rezystancji wejściowej 240 do 280Ω . Jest to możliwe do spełnienia ponieważ pierwsze cztery direktory i reflektor nie ulegają zmianie, a dodawane direktory są znacznie skrócone (aż do $0,37\lambda$). Czteroelementowy reflektor został zbudowany tak, jak w antenie TV a w celu zwiększenia szerokowstęgowości elementy jego mają dużą długość (1470 mm). Przy innym zwymiarowaniu elementów można przy długości $4,7\lambda$ uzyskać (kosztem mniejszej szerokowstęgowości) o $1 \div 2$ dB większy zysk.

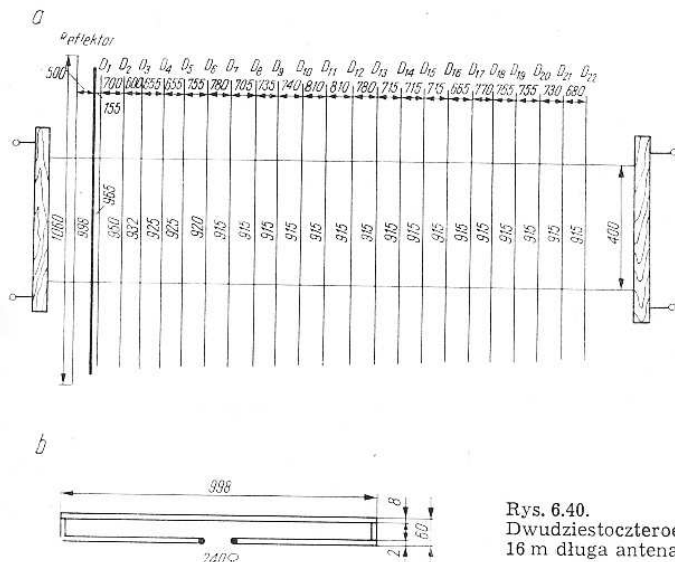


Rys. 6.38. Antena L-Yagi (składowe konstrukcji E. Spindlera) 8 — 10 — 17 elementów



Rys. 6.39. Antena L-Yagi dwudziestodwuelementowa

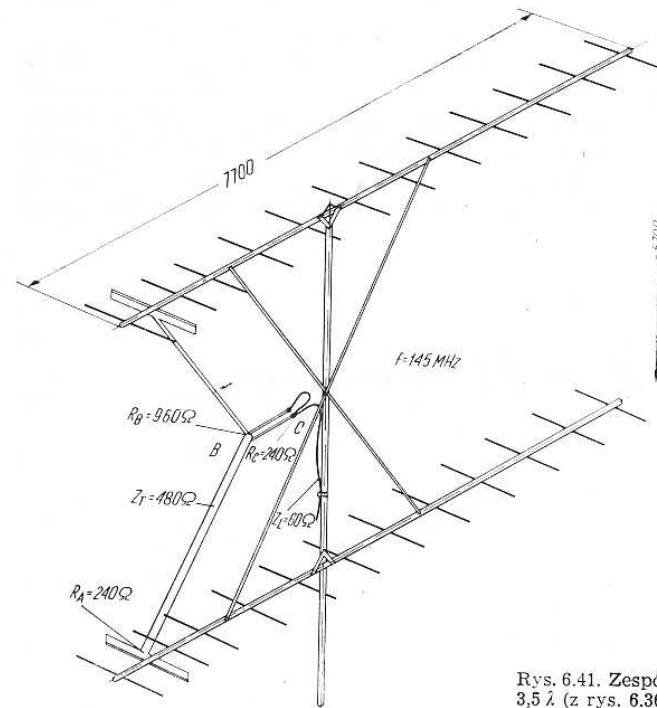
Dwudziestoczworoelementowa 8λ super L-Yagi wg DJ4OB (rys. 6.40). Antena ta o długości 15 m jest wykonana jako stacjonarna. Ma ona zysk ponad 17 dB. Wszystkie jej elementy są umocowane do dwóch żyłek stilonowych (Φ 1,5 mm). W części falowodowej wszystkie direktory (Φ 3 mm) mają tę samą długość (915 mm), zaś ich zmienne rozstawienie ma za zadanie poprawę zysku kierunkowości. Wibratory pętlowe o średnicach Φ 8 i Φ 2 mają rezystancję wejściową 240Ω (sam wibrator prosty miałby 38Ω). Na uwagę



Rys. 6.40. Dwudziestoczworoelementowa 16 m długa antena wg DJ4OB

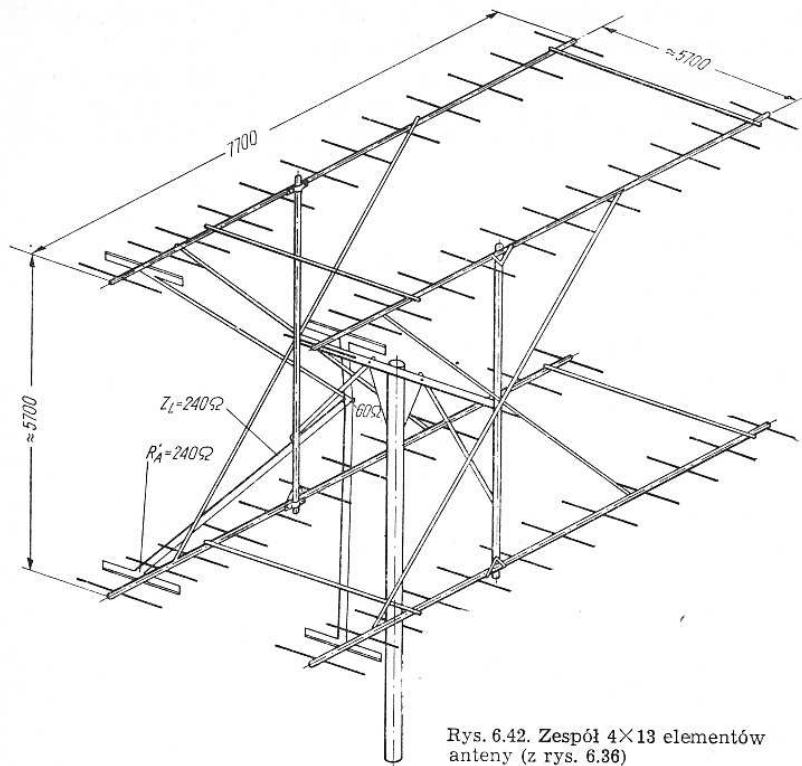
zasługuje duża długość wibratora (998 mm) i mała odległość pierwszego direktora sprzęgającego $S = 0,07\lambda = 155$ mm. Szerokość wiązki $\alpha = 23^\circ$. Antenę tę można łatwo zainstalować, jest ona także łatwa do transportu, gdyż po zdjęciu można ją zwinąć w rulon.

2×13 elementów L-Yagi (rys. 6.41). Zespół dwóch anten $3,5\lambda$ Yagi z rys. 6.35c daje zysk układu około 19 dB. Odległość między piętrami wynosi $2,7\lambda$. Zastosowano tu skomplikowany układ transformowania i fazowania. Rezystancja wejściowa anten $R_A = 240 \Omega$ transformowana jest linią $l = \lambda/4 = 3370$ mm o $Z_1 = 480 \Omega$ do punktu B do wartości rezystancji $R_N = 960 \Omega$. Równoległe połączenie daje wypadkową wartość 480Ω . Jest ona transformowana linią $\lambda/4$ o $Z_0 = 340 \Omega$ na rezystancję $R_c = 240 \Omega$. W punkcie tym dołącza się linię zasilającą 240Ω lub 60Ω z transformatorem $\lambda/2$. Można także zastosować inny sposób transformacji.



Rys. 6.41. Zespół dwóch anten $3,5\lambda$ (z rys. 6.36)

4×13 elementów L-Yagi (rys. 6.42). Podwajając liczbę anten otrzymuje się dodatkowy zysk około 2,5 dB. Układ czterech anten z rys. 6.35c ustawionych w rogach kwadratu $5,7 \times 5,7$ m teoretycznie powinien mieć zysk około 21 dB. W praktyce należy przewidzieć możliwość dobrania rozstawienia elementów w celu ukształtowania wypadkowej charakterystyki według jednego z trzech kryteriów tj. maksymalny zysk, najwęższa wiązka lub największa kierunkowość (patrz rozdz. 6.3.2).



Rys. 6.42. Zespół 4×13 elementów anteny (z rys. 6.36)

6.3.5.

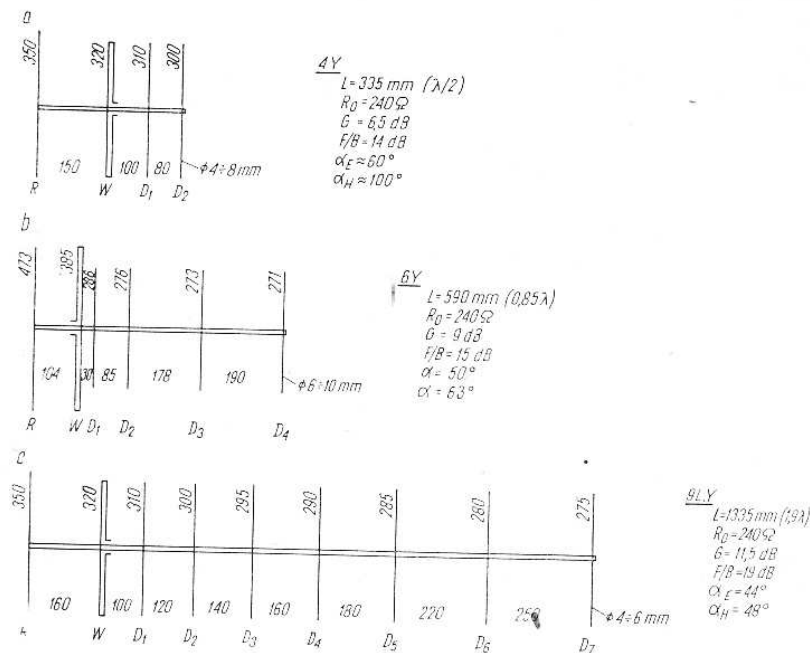
Anteny Yagi na 432 MHz

W pierwszym przybliżeniu można założyć, że przez trzykrotne zmniejszenie wymiarów anteny, przeznaczonej do pracy w pasmie 144 MHz uzyska się antenę do pracy w pasmie 432 MHz. Zwymiarowana jednak w ten sposób antena odznacza się małą sztywnością elementów ($\phi = 1,5 \div 3$ mm), a jej wysokość elektryczna nad ziemią jest trzykrotnie większa niż anteny pracującej w pasmie 144 MHz, co zmienia stopień oddziaływania ziemi na antenę. Najistotniejszy wpływ ma jednak węzeł umocowania dipoli, który z reguły zachowuje wymiary nieproporcjonalnie duże. W efekcie końcowym trzykrotnie zmniejszona antena jest dla częstotliwości $3 \times 144 = 432$ MHz nieco za długa, a ściśle za długie są dipole. Optymalnie zaprojektowana antena na pasmo 432 MHz musi być inaczej zwymiarowana, przy czym nadal są aktualne ogólne zasady projektowania podane w poprzednich rozdziałach.

Mniejsza popularność pasma 432 MHz znajduje swoje odbicie w mniejszej liczbie rozwiązań konstrukcyjnych anten pracujących

w tym pasmie, niektóre z nich są wadliwe. Opisane poniżej anteny pochodzą ze znanych źródeł i można je polecić do stosowania.

Czteroelementowa antena pokazana na rys. 6.43 stanowi przykład podstawowej anteny do prób terenowych i łączności lokalnych. Mimo niewielkich wymiarów ma ona duży zysk $G = 6,5$ dB. Jej szeroka



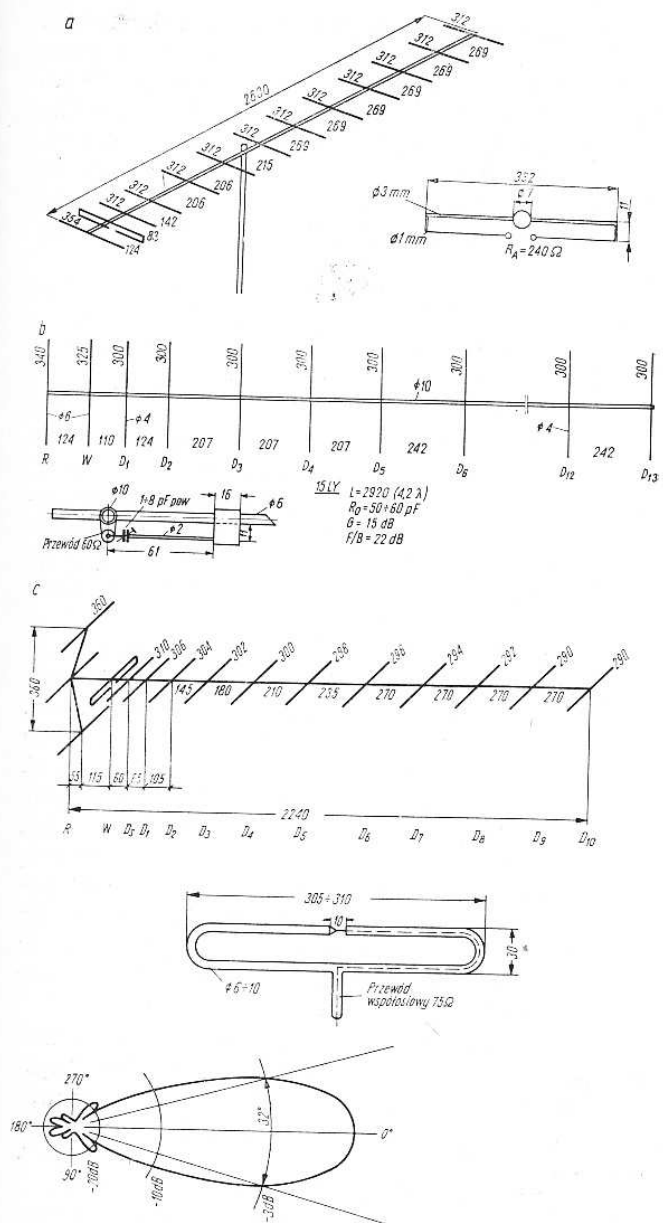
Rys. 6.43. Anteny pracujące w pasmie 432 MHz

a — 4Y do prób terenowych, b — 6Y podstawowa do łączności bliskich, c — 9LY do łączności dalekich

charakterystyka promieniowania ($\alpha_E = 60^\circ$, $\alpha_H = 100^\circ$) pozwala na nawiązanie łączności z wieloma pobliskimi stacjami bez obracania anteny. Antenę zasila się przewodem współosiowym 60Ω przez transformator półfalowy 1 : 4. Przy zasilaniu przewodem 75Ω odległość $W-D_1$ należy powiększyć do około 120 mm.

Większy zysk ma antena sześćoelementowa (rys. 6.43b). Jest to antena wybitnie szerokopasmowa, gdyż dobrze pokrywa całe pasmo $340 \div 440$ MHz. Nadaje się ona szczególnie do pracy terenowej, gdyż, poza małymi wymiarami, jest mało wrażliwa na oddziaływanie pobliskich przedmiotów.

Impedancję wejściową 280Ω otrzymuje się przy odległościach $W-D_1$ około 40 mm. Wtedy jednak jej częstotliwość rezonansowa obniża się do 432 MHz i dla pokrycia górnej części pasma vibrator skraca się do 370 mm, a reflektor do 450 mm. Pewien wpływ ma



Rys. 6.44. Long-Yagi pracujące w pasmie 432 MHz
 a — 13LY wg DL3FM, b — 14LY wg DLΦSZ, c — 15LY wg OK1VR

średnica dipoli. Większa średnica powoduje zmniejszenie częstotliwości rezonansowej.

Podstawową anteną zaawansowanego amatora może być antena 9LY podana na rys. 6.43c. Antena ta została wypróbowana przez SP6LB w wielu łącznościach DX-owych w tym także na odległość ponad 700 km. Mimo małych wymiarów ma ona duży zysk i dobrą kierunkowość. Impedancja wejściowa mieści się w granicach 240 do 280 Ω. Dokładniejsze dopasowanie uzyskuje się przez zmianę położenia D_1 w granicach ± 10 mm. Antena jest szerokopasmowa. Wibrator pętlowy z jednego pręta $\Phi 6$ mm ma rozstaw pętli 20 do 30 mm, a końce są odległe o 15 mm.

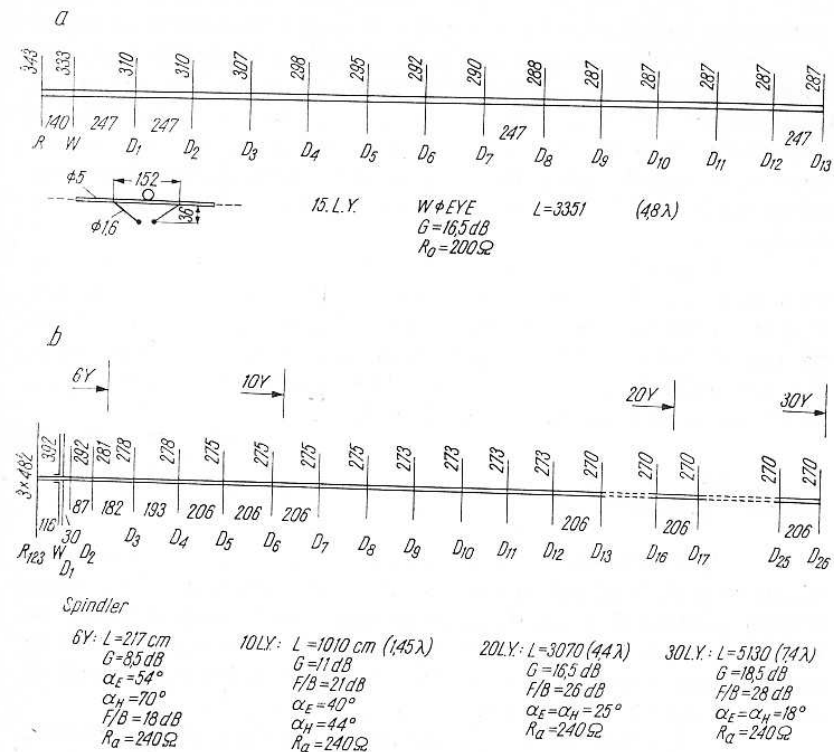
Antenę tę można łatwo samemu wykonać modyfikując odpowiednio trzynastoelementową antenę TV, przeznaczoną na jedno z wyższych pasm TV. Wymiary podane na rysunku są aktualne przy stosowaniu nośnika $\Phi 20$ i mocowników produkcji Polcat—Wrocław.

W trudnych warunkach można stosować antenę 13LY z rys. 6.44a, wg DL3FM. Podobnie jak w antenie pracującej w pasmie 144 MHz zastosowano tu prosty schemat stałej długości i wzajemnej odległości direktorów. Rozwiązanie takie nie zawsze odpowiada warunkom optymalnym. Przewidywany zysk anteny $G = 16$ dB, a rezystancja promieniowania $R_{pr} = 25 \Omega$. Dipole są wykonane z drutu Cu $\Phi 1,3$ a wibrator z drutu $\Phi 3$. Nośnik ma średnicę 7 mm. Konstrukcję wibratora z transformacją pokazano na rys. 6.44a.

Na podobnej zasadzie opiera się budowa piętnastoelementowej anteny 4,35λ Yagi wg DLΦSZ (rys. 6.44b). Antena ta, o długości trzech metrów, ma pomierzony zysk 15,2 dB, kierunkowość $F/B = 22$ dB. Antena jest zasilana przez transformator Gamma, w którym trimmerem powietrznym $1 \div 8$ pF kompensuje się indukcyjność pętli sprzęgającej. Stopniowanie średnicy wibratora $\Phi 6$ i bocznika $\Phi 2$ ma za zadanie transformowanie impedancji i powinno być zachowane tak samo jak ich rozstaw 11 mm. Opisany układ Gamma pozwala na zasilanie linią $50 \div 60 \Omega$ bez symetryzacji. Przy linii 75Ω należy wymiar 61 powiększyć do około 70 mm. Zakończenie bocznika przylutowuje się do blaszki miedzianej o szerokości 16 mm, ta zaś jest przylutowana do wibratora. Direktory mają średnicę $\Phi = 4$ mm, lecz można zastosować $\Phi = 6$ mm zmniejszając długość do 295 mm.

Krótszą odmianę poprzednio opisanej anteny stanowi antena 15LY wg OK1VR (rys. 6.44c). Ma ona długość $l = 3,25\lambda = 2,24$ m i zysk 12,5 dB. Na uwagę zasługuje oryginalny sposób zasilania. Przewód 75Ω ze zdjętą oponą jest prowadzony wewnątrz wibratora, a jego żyła środkowa jest przylutowana do drugiego końca wibratora. Próby omińnięcia symetryzacji czyniono już niejednokrotnie. Występują jednak przy tym trudności w przeciągnięciu przewodu przez pierwsze zagięcie oraz z dopasowaniem rezystancji anteny do impedancji przewodu.

W USA dużą popularnością cieszy się antena opracowana i wypróbowana przez WΦEYE pokazana na rys. 6.45a. Projektant zakłada



Rys. 6.45. Bardzo długie LY w pasmie 432 MHz
a — 15LY wg WφEYE, b — wg E. Spindlera antena składana z sekcji: Y, 10Y, 20Y, 30Y

stały poskok direktorów $0,36\lambda$, a więc dający znaczny zysk, mimo małej liczby elementów. Zastosowane łagodne stopniowanie długości wskazuje na przyjęcie kryterium dużego zysku a nie kierunkowości F/B . Impedancja wejściowa $R_A = 200 \Omega$ stanowi pewną trudność dopasowania anteny do linii zasilającej 75Ω . Stosując transformator 4:1 półfalowy można uzyskać dobre dopasowanie do linii 50Ω . Poprawienie dopasowania do linii 75Ω można uzyskać, stosując wibrator pętlowy o długości 340 mm i dodatkowy direktor pomocniczy D_0 o długości 310 mm w odległości $W-D_0$ około 40 mm . W celu poprawienia kierunkowości F/B należałoby wydłużyć reflektor do 365 mm . Autorzy mimo kilku publikacji nie podają parametrów G , F/B i α . Wartość $G = 16,5 \text{ dB}$ jest więc wartością szacunkową.

Analogicznie do anten TV na pasmo IV i V została zaprojektowana przez E. Spindlera antena składana pracująca w pasmie 70 cm . Rysunek 6.45b pokazuje sposób składania takiej anteny od sześcioelementowej 6Y poprzez 10Y i 20Y do gigantycznej 30Y o długości $l = 5230 \text{ mm}$. Antena ta ma potrójny reflektor z dipolami odległymi od

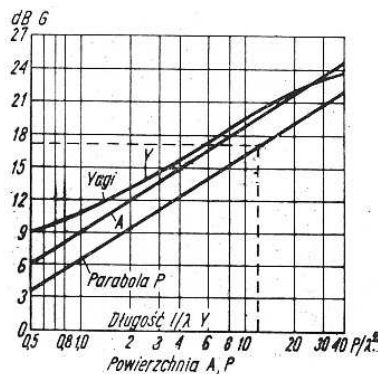
siebie o 163 mm i leżącymi w płaszczyźnie prostopadłej do płaszczyzny direktorów. Rezystancję wejściową 240Ω można powiększyć do 280Ω powiększając odległość pierwszego direktora do około 40 mm . Powiększenie tej anteny z 6Y do 10Y przez dodanie sekcji z czterema dodatkowymi direktorami w zasadzie nie zmienia impedancji wejściowej. Jeszcze mniejszy wpływ ma dodanie dalszej sekcji dziesięciu elementów. E. Spindler przestrzega jednak przed dodawaniem niepełnych sekcji, gdyż wtedy mogą wystąpić znaczne zmiany we właściwościach anteny.

Na zakończenie należy podkreślić, że (szczególnie w antenach na pasmo 432 MHz) sposób mocowania dipoli na nośniku ma duży wpływ na właściwości anteny. Zmienność styku połączenia wpływa na stopień bocznikowania dipola przez rurę nośnika lub uchwyty. Obserwuje się więc powrót do stosowania mocowników dielektrycznych, do lutowania albo spawania dipoli do nośnika.

6.4. ANTENY ŚCIANOWE

Zysk anten zależy od ich apertury. Apertura anten wzłużno-kierunkowych Yagi rośnie wolniej niż jej długość. Anteny z promieniującą powierzchnią (aperturą) mają zysk prawie proporcjonalny do tej powierzchni. Anteny promieniujące z powierzchni czynnej (anteny ścianowe) mają zysk większy o około $2,5 \text{ dB}$ od anten z powierzchnią oświetlaną (parabola, backfire).

Na rys. 6.46 podano wykresy pozwalające na porównanie takich anten. Linia A przedstawia teoretycznie osiągalny zysk przy równomier-



Rys. 6.46. Porównanie zysku anten liniowych i aperturowych
A — teoretyczny zysk przy określonej aperturze $P/2$, P — zysk paraboli przy aperturze $P/2$, Y — zysk Yagi przy długości l/λ

nym promieniowaniu stałej powierzchni. Do tego przebiegu zbliża się zysk anten ścianowych. Linia P przedstawia rzeczywisty zysk maksymalny anten z powierzchnią podświetlaną. Krzywa Y reprezentuje zysk anten Yagi odniesiony do długości l/λ . W celu osiągnięcia w pasmie

144 MHz zysku np. 17 dB antena typu Yagi powinna mieć, trudną do zrealizowania długość $6\lambda = 12$ m. Ten sam zysk może mieć antena ściannowa o równomiernym rozkładzie mocy i o powierzchni $P = 8\lambda = 32$ m², tj. ściany o wymiarach $5,6 \times 5,6$ m. Są to rozmiary anten jeszcze realne dla możliwości konstrukcyjnych amatorów.

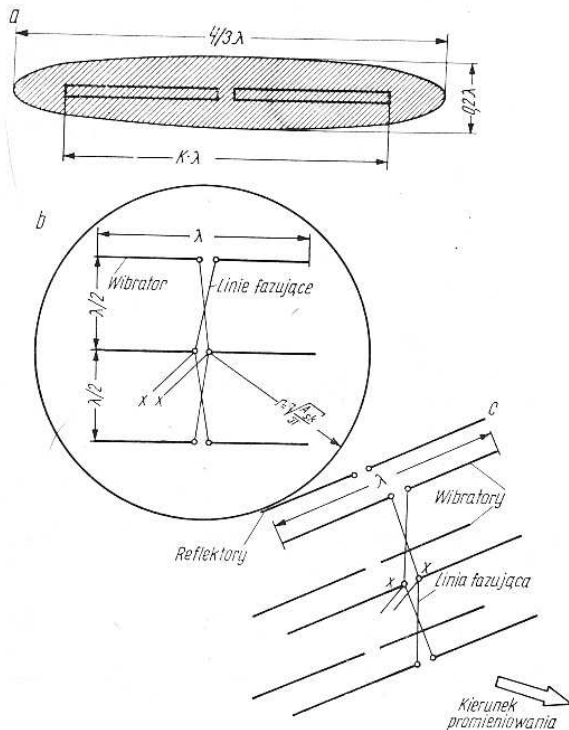
Podobny zysk otrzyma się z paraboli o powierzchni $S = 13\lambda^2 = 52$ m², czyli o średnicy 8 m. Jest to także jeszcze realne w warunkach konstrukcji amatorskich. Charakterystykę promieniowania prostokątnej apertury przy równomiernym oświetleniu pola przedstawia wzór

$$F(\theta) = \frac{\sin \frac{\pi a}{\lambda} \sin \theta}{\frac{\pi a}{\lambda} \sin \theta} \quad (6-6)$$

gdzie: $a = b$ wymiar boku prostokątnej apertury.

Szerokość wiązki głównej przy $a = b$ wynosi $a_E = a_H = 0,88 \frac{\lambda}{2} = 50,5^\circ \frac{\lambda}{a}$ położenie zaś miejsc zerowych $a_0 = 57,3^\circ \lambda/a$.

Poziom listków bocznych $F/S = 13,2$ dB. Zmieniając rozkład pola w aperturze można zmniejszyć poziom listków bocznych nawet do



Rys. 6.47. Anteny ściannowe
a — apertura dipola całofalowego,
b — apertura układu trzech dipoli całofalowych,
c — układ jednokierunkowy 3x3 dipoli

-40 dB lecz kosztem wiązki głównej, która będzie dwukrotnie szersza [2].

W antenach ściannowych jest istotne dotrzymanie zgodności faz. Wszystkie odchylenia wywołują zmniejszenie zysku, wzrost poziomu listków bocznych i wypełnianie miejsc zerowych. Większą stratę przynoszą rozległe, choć niewielkie odchylenia fazowe niż lokalne nawet duże zakłócenia. Dlatego właśnie, jeśli duża dokładność wykonania nie jest możliwa, powiększanie liczby elementów promieniujących nie przyczynia się do wzrostu kierunkowości, może nawet wpłynąć na jej zmniejszenie [1]. Podstawowym elementem anteny ściannowej jest dipol całofalowy. Odznacza się on dużą kierunkowością i dużą impedancją wejściową, co pozwala na równoległe łączenie wielu elementów, a także czyni mniej krytycznym dopasowanie impedancji.

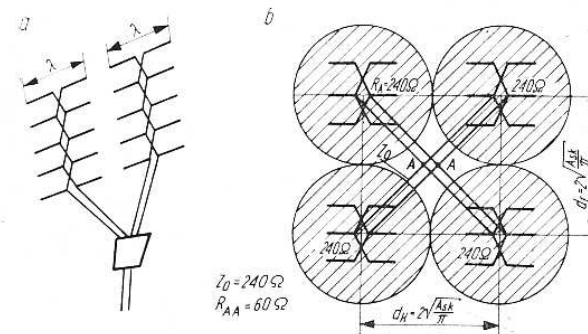
Impedancja wejściowa dipola całofalowego zasilanego w środku zależy od smukłości (rys. 2.87) i przy odchyleniach od rezonansu zmienia się znacznie (rys. 2.88).

Zysk kierunkowy dipola całofalowego $G = 1,7$ dB dodaje się do zysku układu. Jego aperturę $A_{sk} = 0,19\lambda^2$ pokazano na rys. 6.47a w postaci elipsy o osiach $0,2\lambda$ i $4/3\lambda$. Układ n dipoli całofalowych ma zysk $G = 4n$ i aperturę skuteczną $A_{sk} = \frac{2}{\pi} n$

Rysuje się ją w sposób pokazany na rys. 6.47b.

Umieszczenie za dipolami ściany reflektorów powiększa dodatkowo zysk podobnie, jak w układzie reflektor—wibrator. Odległość ściany reflektorowej wynosi zazwyczaj $R-W = 0,25\lambda$.

Istnieją dwa sposoby „obłożenia” apertury dipolami co poka-



Rys. 6.48. Anteny ściannowe
a — „pokrycie” równomierne,
b — układ gniazdowy

zono na rys. 6.48. W jednym z nich apertury skuteczne dipoli zachodzą na siebie, a w drugim są one styczne, lecz przy tym apertura fizyczna nie jest w pełni wykorzystana.

Optymalnym rozwiązaniem jest przypadek gdy $d_H = d_V \geq 1,6 \frac{A_{sk}}{\pi}$ ponieważ nie następuje jeszcze wyraźny spadek zysku, a listki boczne są silnie tłumione.

Zysk jednego zestawu 12 dipoli (6 wibratorów+6 reflektorów) (rys. 6.47c) wynosi $G = 12 \cdot 4 = 48$ (16,8 dB). Dwa takie zestawy dają teoretycznie $16,8+3 = 19,8$ dB, a cztery $16,8+6 = 22,8$ dB. W praktyce osiąga się maksymalnie 21,5 dB. Anteny takie pracujące w pasmie 144 MHz mają powierzchnię 41 m², tj. 6,4 m×6,4 m. W pasmie 432 MHz realne są układy nawet $3 \times 3 \times 12 = 108$ elementów dające zysk teoretyczny 24,3 dB. Bliższe dane na ten temat znajdują się w literaturze [28] oraz w QST 17/74.

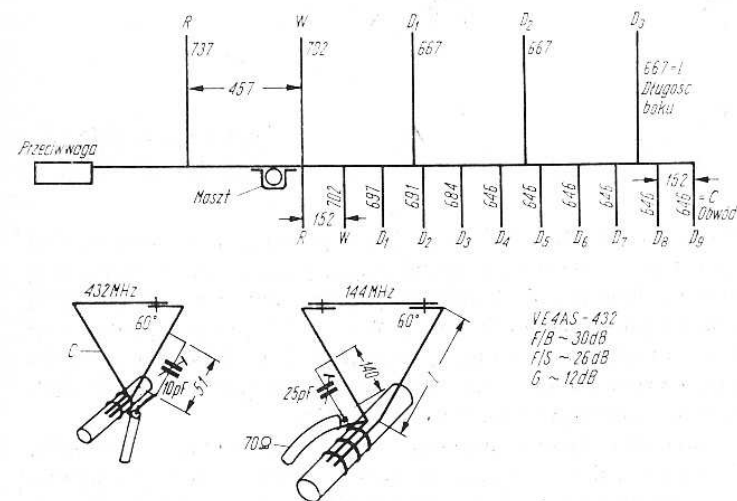
6.5. ANTENY DO ŁĄCZNOŚCI SATELITARNYCH

Przy łącznościach satelitarnych (Oscar) występują dwie okoliczności:

- satelita przemieszcza się po nieboskłonie ze znaczną prędkością kątową,
- charakter polaryzacji fali ulega ciągłym zmianom.

Istnieje więc potrzeba stałego śledzenia układem antenowym za satelitą i dokonywania potrzebnej zmiany polaryzacji anteny. Praktyka łączności przez Oscar 7 wykazała, że można ze śledzenia zrezygnować stosując antenę dookólną i odpowiednio zwiększając moc nadajnika oraz czułość odbiornika. Można również zrezygnować ze zmian polaryzacji anteny godząc się z zanikami polaryzacyjnymi.

Współczesne rozwiązania układów dwóch anten Delta pracujących w pasmach 144 i 432 MHz przedstawia rys. 6.49. Umieszczone po przeciwnej stronie nośnika dwie anteny są ze sobą słabo sprzężone.

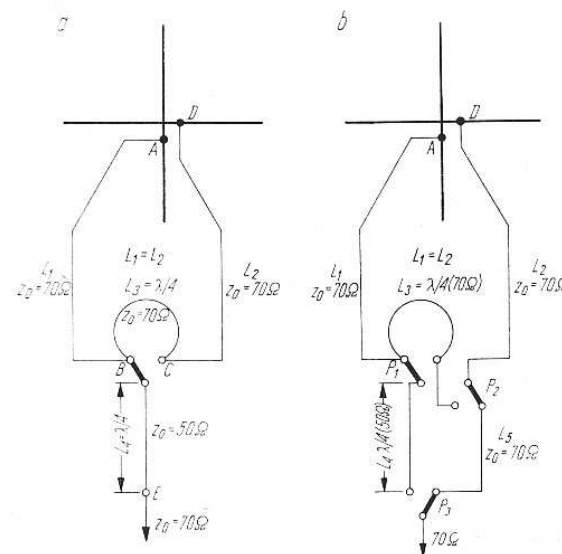


Rys. 6.49. Antena 144/432 MHz Delta Loop do łączności przez Oscara wg VE4AS (QST 11/74)

Anteny są zasilane przewodem współosiowym przez transformator Gamma.

Pętle są wykonane z odcinków pręta ($\varnothing 5-8$ mm). W czasie prób odcinki te są łączone opaskami zaciskowymi. W wykonaniu stacyjnym należy zastosować pętli o sprawdzonych wymiarach, wykonane z jednego odcinka pręta. Wymiary pętli nie są krytyczne. Przy mocowaniu anteny do masztu należy zwrócić uwagę na to, ażeby maszt przechodził przez środek ciężkości anteny. Układ mocowania powinien umożliwiać obracanie anteny w azymucie, elewacji oraz w celu zmiany polaryzacji także wzdłuż osi nośnika.

Do zmiany płaszczyzny polaryzacji w antenach typu Yagi stosuje się nakładanie na siebie dwóch jednakowych anten obroconych wzdłuż osi głównej o 90° (rys. 6.50). Przy zasilaniu anteny prądem w tej samej fazie otrzymuje się polaryzację skośną 45°. Zmieniając stosunek prądu

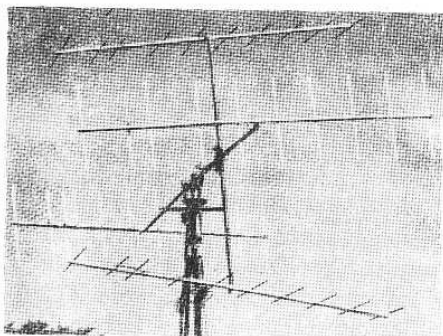


Rys. 6.50. Układ do zmiany polaryzacji anten krzyżowych

ale zachowując zgodność faz otrzymuje się polaryzację liniową skośną o zmiennym kącie skręcenia. Rozdział prądu jest dokonany za pomocą podwójnego wariometru. Jeśli między prądami anten wystąpi różnica faz otrzyma się polaryzację eliptyczną. W szczególnym przypadku przy jednakowych amplitudach prądu, przesuniętych w fazie o 90° otrzymuje się polaryzację kołową. Kierunek wirowania pola zależy od tego, czy przesunięcie fazowe wynosi +90° czy -90°.

Polaryzację kołową uzyskuje się stosując układ z rys. 6.50. W układach gdzie zależy nam na polaryzacji kołowej i to o przełączalnym zwrocie wirowania pola stosuje się układ przedstawiony na rys. 6.51. Składa się on z dwóch skrzyżowanych anten, zasilanych w punk-

tach A i D . Impedancje wejściowe anten powinny wynosić 70Ω . Anteny są zasilane przewodami L_1 i L_2 o impedancji $Z_o = 70 \Omega$, których drugie końce są dołączone do zacisków B i C przekaźnika lub przełącznika (Prz). Zaciski B i C przełącznika połączone są przewodem L_3 o $Z_o = 70 \Omega$ i o długości $\lambda/4$. W ten sposób w punkcie B lub C uzyskuje się rezystancję $R = 75 : 2 = 35 \Omega$. Za pomocą przełącznika wybiera się



Rys. 6.51. Układ krzyżowy czterech anten dla łączności satelitarnych

położenie B lub C . Za przełącznikiem znajduje się transformator ćwierćfalowy L_4 wykonany przewodem o $Z_o = 50 \Omega$, który transformuje $R_b = 35 \Omega$ do punktu D do wartości $R_D = 71,5 \Omega$. Przewód zasilający o $Z_o = 70 \div 72 \Omega$ dołączamy do punktu D . Współczynnik WFS układu bez uwzględnienia przełącznika będzie mniejszy od 1,05.

W celu uzyskania przesunięcia fazowego 90° ($\lambda/4$) linie L_1 i L_2 muszą być dokładnie równe. W położeniu przełącznika B antena pozioma ma sygnał opóźniony o 90° i otrzymuje się polaryzację kołową. Polaryzację lewoskrętną lub prawoskrętną otrzymuje się dołączając odpowiednio przewody zasilające do anteny. Zamiana końcówek daje zmianę fazy o 180° i zmianę kierunku wirowania wektora pola. Przełączenie przełącznika w drugie położenie C wywoła ponowną zmianę polaryzacji. Układ ten nie pozwala na pracę z polaryzacją liniową, gdyż wystąpi niedopasowanie ($s = 2$) nawet przy odłączonej dwustronnie linii L_3 . Aby tego uniknąć należałoby wyeliminować transformator ćwierćfalowy L_4 odłączając go obustronnie co wprowadza dodatkowe komplikacje.

Jeśli poprzestać na polaryzacji kołowej lewo- i prawoskrętnej i polaryzacji poziomej bez polaryzacji pionowej można stosować układ z rys. 6.51d z trzema przełącznikami (przekaźnikami P_1, P_2, P_3). Przełączniki P_2 i P_3 mogą mieć wspólną konstrukcję, gdyż oba są przełączane równocześnie.

6.6.

ANTENY REFLEKTOROWE

Między układami antenowymi i antenami aperturowymi występuje istotna różnica. W pierwszym przypadku właściwe zależności

fazowe i amplitudowe uzyskuje się przed wypromieniowaniem fali, dobierając w odpowiedni sposób zasilania poszczególnych źródeł. W antenach aperturowych źródło oświetlające wytwarza falę kulistą, a zadaniem reflektora jest przekształcenie tej fali w falę płaską.

W ogólnym przypadku za pomocą reflektora o odpowiednich wymiarach, kształcie i odpowiednio oświetlonego można uzyskać prawie dowolną charakterystykę promieniowania. Odbicie fal radiowych podlega prawom analogicznym jakie obowiązują w optyce.

6.6.1.

Budowa reflektora

Odbijanie promieniowania padającego na reflektor nie wymaga stosowania jednolitej metalowej powierzchni. Przy vibratorze z polaryzacją liniową wystarczy szereg gęsto obok siebie położonych prętów, które nie muszą być połączone ze sobą na końcu. Przy vibratorach z polaryzacją kołową lub eliptyczną reflektor powinien być wykonany z siatki. W praktyce w antenach przy częstotliwościach powyżej $300 \div 500$ MHz stosujemy reflektory siatkowe nawet przy polaryzacji liniowej. Energia padająca na reflektor, w wyniku wywołanych prądów na powierzchni reflektora, powinna być w jak największym stopniu odbita przy czym straty rezystancji powierzchniowej i straty na przenikanie przez reflektor powinny być jak najmniejsze.

Straty na rezystancji powierzchniowej zależą od rodzaju metalu i długości drogi przepływu prądu. Reflektor buduje się z siatki miedzianej lub stalowej ocynkowanej. Siatki te w węzłach muszą być koniecznie zlutowane, aby nie wydłużać niepotrzebnie drogi prądu i nie powodować wzrostu strat. Wydłużenie oczek w wyniku niezlutowania węzłów zwiększa ponadto stopień przenikania fali poza reflektor. Stopień przenikalności reflektora określa się współczynnikiem przenikania P

$$P = E_T/E_P \quad (6-7)$$

gdzie: E_T — amplituda fali za reflektorem,

E_P — amplituda fali padającej.

Zależność P od wymiarów siatki wyraża wzór

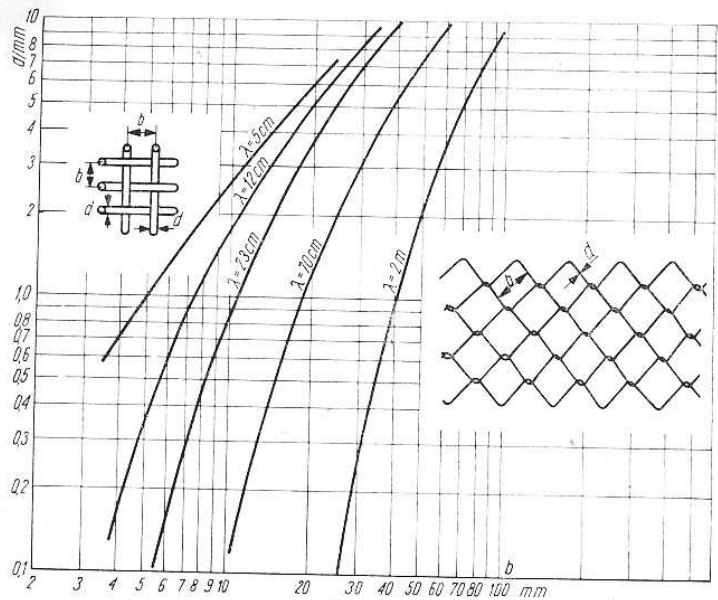
$$P = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{\lambda}{2b \lg \left(\frac{b}{\pi d} \right)} \right]^2}} \quad (6-8)$$

gdzie: b — długość boku oczek siatki,

d — średnica drutów (rys. 6.52).

Jeżeli przyjąć jako wartość graniczną $P = 0,1$, co oznacza przenikanie 1% mocy poza reflektor, to otrzymuje się zależność

$$\lambda = 20b \lg \frac{b}{\pi d} \quad (6-9)$$



Rys. 6.52. Maksymalne wymiary oczek reflektora

Posługiwanie się tym wzorem nie jest wygodne i łatwiej jest korzystać z wykresów na rys. 6.52. Sposób posługiwania się objaśnimy na przykładzie.

Przyjmijmy, że $\lambda = 70$ cm i że średnica drutu $d = 3$ mm. Prowadzimy ołówek wzdłuż linii $\lambda = 70$ cm aż do przecięcia się z linią poziomą określającą średnicę drutu $d = 3$ mm. Przez punkt ten przechodzi linia wymiaru oczek $b = 30$ mm. W wyniku odczytujemy

$$\lambda = 70 \text{ cm}, \quad d = 3 \text{ mm}, \quad b = 30 \text{ mm}$$

Podobnie dla $\lambda = 2$ m i $d = 3$ mm będzie $b = 56$ mm.

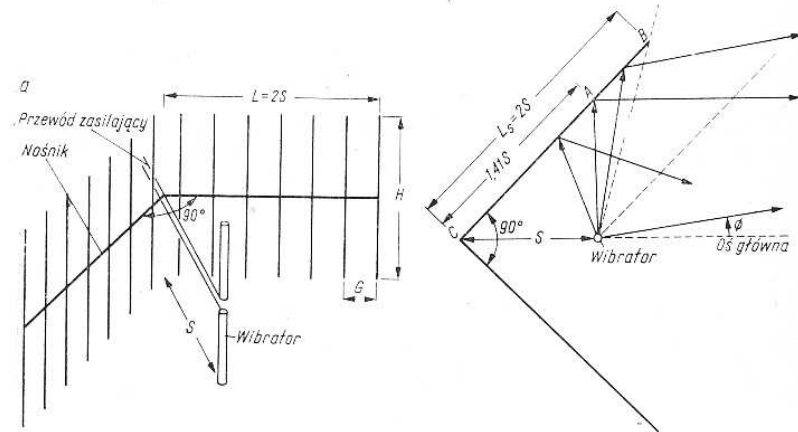
W praktyce w pasmie 2 m jako reflektor stosuje się łatwo dostępną siatkę o oczkach 40×40 mm z drutu stalowego cynkowanego ($\Phi 1$ mm). W antenach z polaryzacją liniową można zastosować tylko pręty równoległe o wymiarach b i d otrzymanych z tego samego wykresu.

6.6.2.

Anteny z reflektorem kątowym

Anteny z reflektorem kątowym są łatwe do wykonania i dlatego w latach pięćdziesiątych cieszyły się wśród radioamatorów wielką popularnością. Anteny te nie są zbyt krytyczne w budowie i strojeniu, mają zysk porównywalny z anteną L-Yagi, wymagają jednak większej ilości materiałów.

Podstawowe wymiary anteny kątowej podano na rys. 6.53a. Elementem promieniującym jest prosty dipol półfalowy, często o małej smukłości, co poszerza pasmo. Reflektor ma dwa ramiona złożone z szeregu dipoli o długościach $H \geq 0,6\lambda$ i umieszczonych w odległości $G \leq 0,1\lambda$ od siebie, długości ramion L , zależą od odległości S wibratora od wierzchołka kąta i wartości tego kąta.



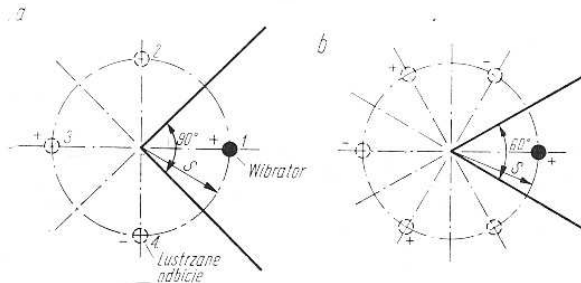
Rys. 6.53. Wymiary anteny kątowej

Najistotniejszą częścią reflektora jest obszar przyległy do punktu A (rys. 6.53b), gdyż padająca tam fala odbija się równoległe do osi anteny.

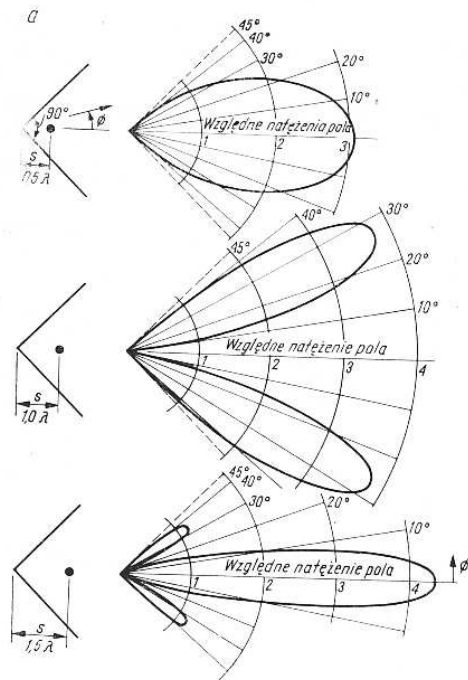
Obszary bardziej odległe odbijają w kierunkach znacznie oddalonych od osi, a więc fale te nie trafiają do korespondenta.

Przy reflektorze z kątem rozwarcia $\alpha = 90^\circ$ nie oplaca się więc wydłużać ramion reflektora L ponad $2S$. Punkt A leży w odległości $1,41 S$ od wierzchołka.

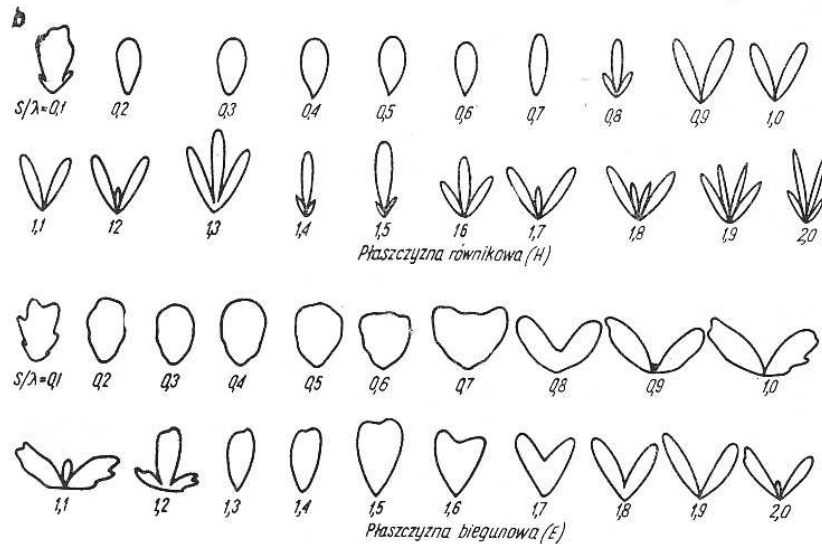
Jeśli zmniejszyć kąt rozwarcia z 90° np. do 60° bez zmiany długości ramion L , nie powiększa się zysku, gdyż punkt A przesuwa się na odległość $1,73 S$ od wierzchołka. Chcąc utrzymać ten sam zysk



Rys. 6.54. Układ zastępczy anteny kątowej



Rys. 6.55. Wpływ odległości wibratora od wierzchołka na charakterystykę promieniowania
 a — obraz szczegółowy,
 b — przekroje w płaszczyźnie biegunowej i równikowej



naależy ramiona wydłużyć do około $L = 3S$. Ponieważ nie daje to dużego przyrostu zysku (a wiąże się z dużym wzrostem nakładu materiałów i zmniejszoną wytrzymałością) zazwyczaj stosuje się anteny z kątem rozwarcia 90° .

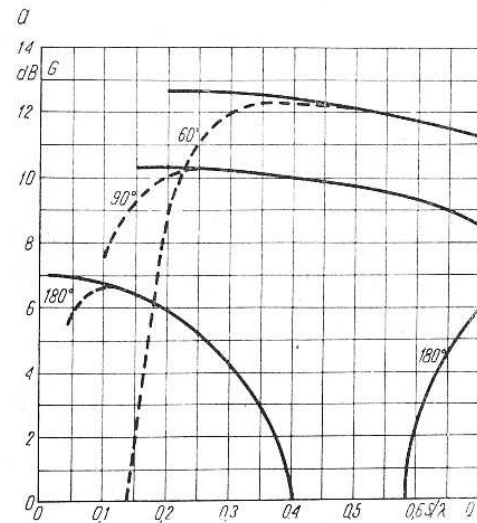
Zmniejszanie wysokości H od 0,6 do 0,3 początkowo zmniejsza jednokierunkowość anteny, a w końcu zmienia kierunek jej promieniowania, tj. promieniuje „do tyłu”.

Najmniejszą i jeszcze dość dobrą anteną otrzymuje się przy $S = 0,35\lambda$; $L = 0,7\lambda$.

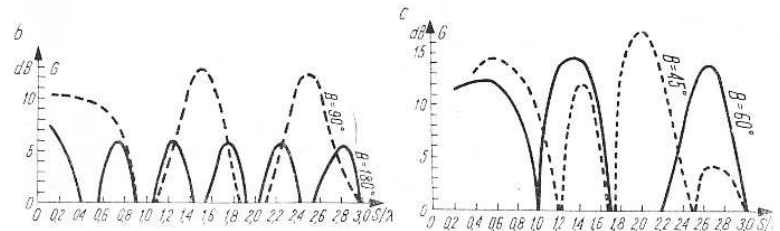
W celu uzyskania większego pasma należy stosować wibrator szerokopasmowy i antenę o wymiarach $S = 0,5\lambda$ i $L = 1,0\lambda$.

Antena kątowna ma aperturę A_{sk} w granicach $(1 \div 2) \lambda^2$ zależnie od kąta rozwarcia i długości ramion. Antenę kątowną można zastąpić równoważnym układem wibratora i jego lustrzanych odbić (rys. 6.54). Z rysunku wynika, że przy kącie 90° występują 3 „odbite” wibratory, z których jeden ma prąd w fazie zgodnej a dwa w przeciwnej. Wibratory 2 i 3 o zgodnej fazie są odsunięte od siebie na odległość $2S$ i współdziałają jak układ wzdłużnokierunkowy. Wibratory 2 i 4 działają jak układ poprzecznokierunkowy wzbudzony synfazowo. Charakterystyka promieniowania anteny jest więc wypadkową tych dwóch układów. W antenie z kątem 60° występuje 5 odbić i charakterystyka jest jeszcze bardziej złożona.

Z wykresów na rys. 6.56 widać, że zwiększona odległość S wprowadza w kształcie charakterystyki zasadnicze zmiany.

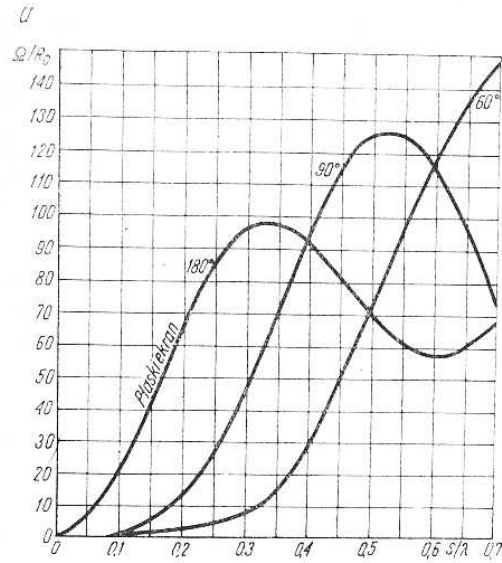


Rys. 6.56. Zysk anten kątowych

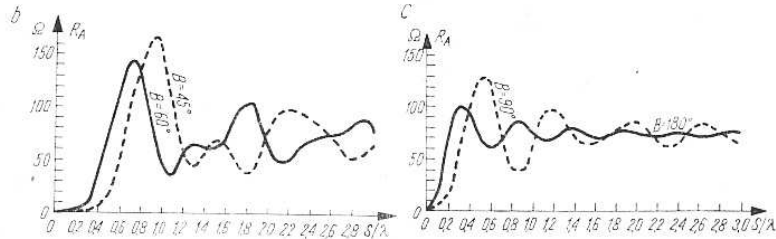


Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie biegunowej E wibratora jest dużo szersza niż w płaszczyźnie równikowej H , gdyż w tej płaszczyźnie (H) reflektor spełnia główną rolę. Chcąc oddziaływać także w płaszczyźnie E należy stosować reflektor paraboliczny. O wpływie odległości S na kształt charakterystyki można zorientować się z rys. 6.55b, na którym pokazano zbiór charakterystyk w płaszczyźnie E i H przy kącie rozwarcia 90° .

Zmiana kąta rozwarcia i odległości wibratora S zmienia zysk anteny. Przy małych odległościach zysk zmienia się w sposób przedstawiony na rys. 6.56a, a przy większych jak na rysunkach b i c. Jest to zysk odniesiony do dipola półfalowego w wolnej przestrzeni. Kąt 180° oznacza reflektor płaski. Linie przerywane oznaczają rzeczywisty zysk przy założeniu, że rezystancja strat $R_s = 1 \Omega$. Z wykresu na rys. 6.56b i c wynika, że zysk zmienia się prawie regularnie wraz ze wzrostem S/λ . Przy małych odległościach S/λ antena pracuje w tzw. pierwszym modzie.*) Dalsze maksima odpowiadają modom następnym. Ze względu na nieproporcjonalnie duży wzrost wymiarów anteny w sto-



Rys. 6.57. Rezystancja wejściowa wibratora w antenie kątowej



*) mod — sposób powstawania drgań (pola stojącego).

sunku do wzrostu zysku, anteny pracujące w wyższych modach buduje się rzadko.

Rezystancja wejściowa R_A zależy od odległości S i kąta β anteny. Zależności te przy małych odległościach S/λ pokazują wykresy na rys. 6.57a. Przy większych odległościach można posłużyć się rysunkiem 6.57b i c. Okazuje się, że przy bardzo dużych odległościach rezystancja wejściowa zbliża się do rezystancji wejściowej samotnego dipola półfalowego. Wykres z rys. 6.57a pozwala na dokładne dopasowanie anteny do linii zasilającej. Konkretny wymiary anten pracujących w pasmach 2 m i 70 cm podaje tablica 6.3.

Tablica 6.3

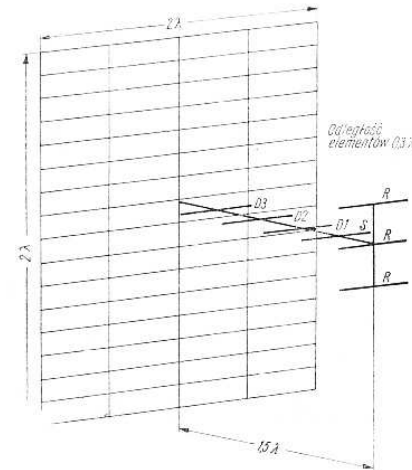
WYMIARY ANTENY KĄTOWEJ UKF mm

Częstotliwość w MHz	145	145	432	432	432
Kąt rozwarcia	90°	60°	90°	60°	45°
Długość boku L	1370	2060	460	700	830
Szerokość boku	1250	1250	420	420	420
Odległość wibratora S	683	1035	228	345	414
Długość wibratora	970	970	320	320	320
Rozstawienie prętów G	125	125	40	40	40
Zysk dB	10	12,5	10	12,5	14,5
Rezystancja wejściowa Ω	60	75	60	75	50

6.6.3.

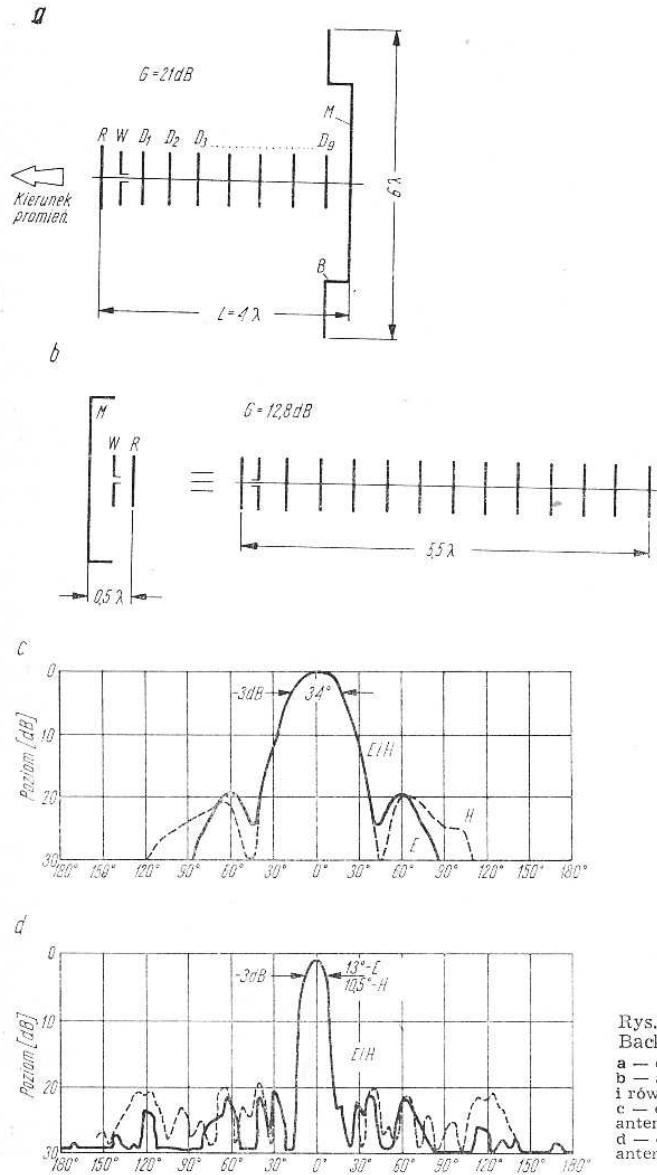
Antena Backfire

Antena ta, znana od dość dawna, powstała w wyniku prób powiększenia zysku anten ścianowych. Jej budowę pokazano na rys. 6.58. Jest to w zasadzie antena Yagi promieniująca ku reflektorowi. Promie-



Rys. 6.58. Pierwotna antena Backfire

niowanie odbite od reflektora powraca wzdłuż szyku dyrektorów i w ten sposób antena pracuje tak, jakby miała dwukrotnie większą długość. Reflektor wibratora przesłania część promieniowania. Jego działanie ekranizujące jest niewielkie, ponieważ jest on mniejszy od reflektora ściennego. Nowsze badania wykazały, że antena taka ma zysk większy od spodziewanego i dlatego konstrukcja jej zasługuje na uwa-



gę. Znajdują one zastosowanie w urządzeniach namiarów radiosatelitarnych oraz pokładowych urządzeniach nadawczych, ale tam tylko, gdzie jest możliwa instalacja ekranu o dużej powierzchni. Anteny Backfire mają zwykle zysk ok. $15 \div 30 \text{ dB}$. Anteny te wypełniają lukę między antenami L-Yagi, które dla tych zysków byłyby za długie, a parabolami, które ze względu na koszt budowy mogą być jeszcze nieekonomiczne. Antena Backfire ma niewielki poziom listków bocznych w obu płaszczyznach E i H.

Typowy przykład przekształcenia anteny Yagi w antenę Backfire pokazano na rys. 6.59. Antena Yagi złożona z reflektora R, wibratora W i szeregu dyrektorów D promieniuje na powierzchni reflektora M zakończonego pierścieniem B o wysokości $0,25\lambda$. Reflektor M może być wykonany z blachy lub siatki. Antena Backfire promieniuje natomiast w kierunku przeciwnym do promieniowania wzbudzonej anteny Yagi. Długość anteny l jest określona długością układu wzbudzającego. Jako falowód fali powierzchniowej można stosować nie tylko układ płaski Yagi, ale także układ krążków lub walec z dielektryku. Zysk anteny L-Yagi wynosi $G_i = 10 l/\lambda$. W antenie Backfire natomiast zysk osiąga wartość $G_i = 60 l/\lambda$.

Wzrost zysku wynosi około 8 dB w stosunku do anteny L-Yagi o tej samej długości, przy czym korzystnie maleją listki boczne (o $8 \div 12 \text{ dB}$). Rysunek 6.59b pokazuje dwie równorzędne anteny: Backfire dwuelementową o długości $0,5\lambda$ i L-Yagi o długości $5,5\lambda$. Źródło tak dużego zysku kryje się w lepszym sprzężeniu układu wibratora z przestrzenią otaczającą w wyniku tworzenia się fali stojącej między dwoma reflektorami. Układ taki zachowuje się jak rezonator spotykany w laserach, gdzie zamiast reflektorów występują lustra. Reflektor M gra rolę lustra nieprzezroczystego, a R częściowo przepuszczalnego. Promieniowanie następuje z apertury M pomniejszoną o aperturę R. W antenach z układem wzbudzającym wieloelementowym należy tak dobrać rozkład tych elementów, by wytworzył się falowód z falą stojącą.

Projektowanie anten Backfire [29] (rys. 6.60)

1. Układ wzbudzający S w postaci anteny Yagi z falą powierzchniową powinien być zaprojektowany na optymalną prędkość fazową, odpowiadającą antenie o długości $2l$, a nie tylko l (rys. 6.60a).

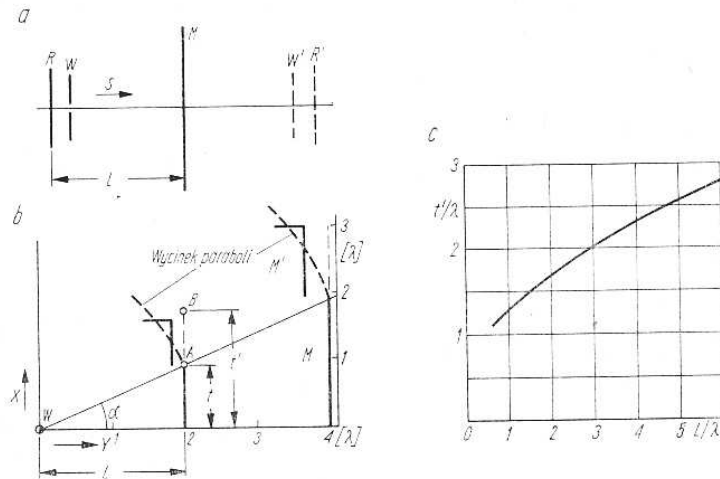
2. Zysk anteny Backfire powinien wynosić 6 dB w stosunku do zastosowanej anteny Yagi: 3 dB dzięki koncentracji fali powierzchniowej na drodze dwa razy dłuższej ($2l$), oraz +3 dB dzięki temu, że antena Yagi i jej odbicie zasilane w punkcie W zgodnie promieniają do otwartej przestrzeni. Badania wykazały, że przy bardzo dużym reflektorze M zysk rośnie tylko o 4,5 dB. Jeśli wymiary reflektora M ograniczyć do takich, przy których nie występuje na skrajach reflektora promieniowanie w przeciwfazie, zysk rośnie do 6 dB. W celu

uzyskania fali stojącej odległość $R-W = L$ musi spełniać warunek $L = n \frac{\lambda}{2}$ ($n = 1, 2, 3, \dots$).

3. Wymiary reflektora wynikają z rys. 6.60b. Promień reflektora t powinien spełniać warunek

$$\frac{t}{\lambda} = 0,57 \sqrt{\frac{l}{\lambda}} \quad (6-10)$$

Jeśli reflektor jest dłuższy i wynosi t' to różnica dróg WB i WA może osiągać wartość $\lambda/2$ (180°). Wówczas reflektor będzie odbi-



Rys. 6.60. Wymiarowanie anteny Backfire

jał promieniowanie w niekorzystnej fazie i zysk zmaleje. Idealnym rozwiązaniem byłoby ukształtowanie obrzeża reflektora w parabolę określoną równaniem

$$X + \sqrt{X^2 + Y^2} = l + \sqrt{l^2 + t^2} \quad (6-11)$$

gdzie: X i Y są współrzędnymi liniowymi liczonymi od punktu W ; obrzeże na rys. 6.60b zaznaczono linią przerywaną.

Jeśli założyć dopuszczalną różnicę dróg $WB-WA = \lambda/3$ otrzymuje się zależność przedstawioną na rys. 6.60c; wynik ten został potwierdzony pomiarami. Dla $l > 2\lambda$ zależność tę można zapisać w postaci uproszczonej

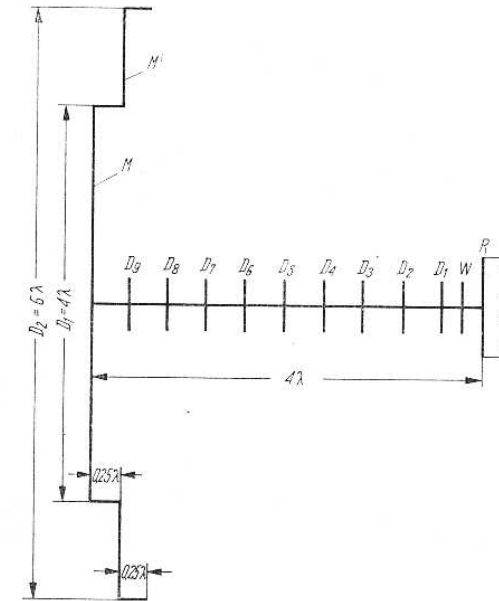
$$t'/\lambda = 1,1 \sqrt{l/\lambda} \quad (6-12)$$

Jeśli zamiast reflektora prostego (z obrzeżem o wysokości $\lambda/4$), o średnicy $2t'$ zastosuje się reflektor schodkowy przesunięty o $\lambda/4$ i zaopatrzony w takie samo obrzeże, to dodatkowy zysk wzrośnie do $+8$ dB w stosunku do zysku anteny wzbudzającej.

Reasumując można zastosować reflektor M płaski o promieniu nie większym niż t' lub schodkowy, w którym część płaska ma wymiar t . Przedłużenie stanowi wycinek paraboli lub zastępcza płaszczyna M' w postaci pierścienia z obrzeżem $\lambda/4$.

Antena Backfire 4λ (rys. 6.61)

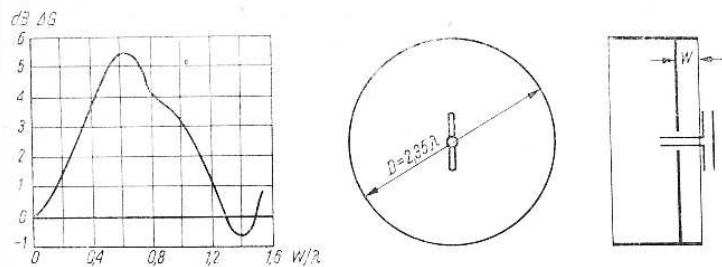
Jest to antena o zysku około 21,4 dB w stosunku do dipola półfalowego z charakterystyką przedstawioną na rys. 6.59d. Układ wzbudzający składa się z wibratora, reflektora i 9 dyrektorów. Reflektor kołowy ma średnicę jednej długości fali, wibrator ma długość $K\lambda/2$ taką jak dla anteny 8λ L-Yagi. Pierwszy dyrektor jest w odległości



Rys. 6.61. Antena Backfire o zysku 21 dB

$W-D_1 = 0,2\lambda$, dalsze — wzajemnie co $0,4\lambda$. Wszystkie dyrektory mają jednakową długość zależną od średnicy. Całość ma długość 4λ . Reflektor M ma średnicę $D_1 = 4\lambda$. Przed nim w odległości $0,25\lambda$ znajduje się drugi reflektor w postaci pierścienia o średnicy $D_2 = 6\lambda$, otoczony krawędzią o wysokości $0,25\lambda$. Badania anteny wykazały zysk większy o 8 dB w stosunku do L-Yagi o długości 8λ .

Zwykle wysokość pierścienia wynosi $W = 0,25\lambda$. Późniejsze badania wykazały, że wysokość ta wpływa na dodatkowy zysk ΔG . Na rys. 6.62 pokazano wykres ΔG w zależności od W/λ dla jednej tylko średnicy reflektora $D = 2,35\lambda$. Dodatkowy zysk ΔG dodaje się do zysku układu oświetlacz — równa płaszczyna, który w tym przypadku wynosił $6,5 \pm 8$ dB.



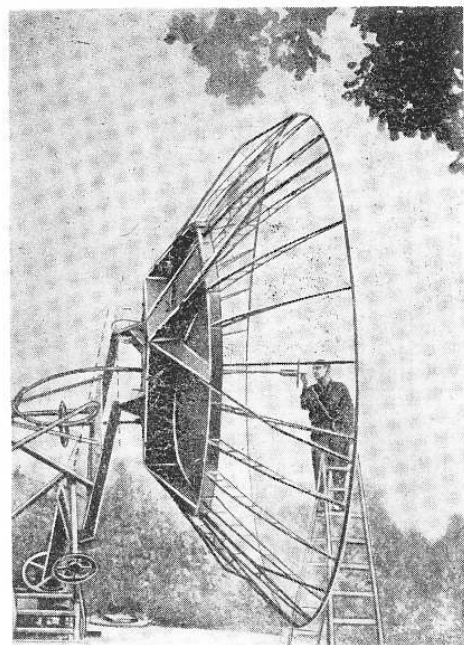
Rys. 6.62. Wpływ głębokości pierścienia W na dodatkowy zysk w antenie Backfire

Wbrew pozorom, anteny Backfire o dużym zysku przeznaczone do pracy w pasmie 144 MHz są trudniejsze do wykonania niż układ kilku anten Yagi. Średnice reflektora są duże (np. 6λ) i wymagają sztywnej konstrukcji nośnej. Zaletą tych anten jest duży zysk, proste zasilanie i mało krytyczne wymiary.

6.6.4.

Anteny paraboliczne

Anteny o zysku większym od 20 dB w pasmach UKF budowane są przeważnie jako parabole. Mają one przewagę nad antenami ścianowymi, gdyż przy tej samej mniej więcej masie urządzeń mają



Rys. 6.63. Przykład anteny parabolicznej

prostszy sposób zasilania i większą sprawność oraz lepsze wykorzystanie apertury fizycznej. Poza tym, zmianę pasma uzyskuje się prostą wymianą naświetlacza, co w antenach ścianowych nie jest możliwe. Budowane dziś parabole profesjonalne mają średnicę kilkunastu metrów a nawet dochodzącą do 300 m (Arecibo — Puentorico). Przy dużych zyskach szerokość wiązki jest mała, ale wymagana dokładność profilu — duża. Przykład:

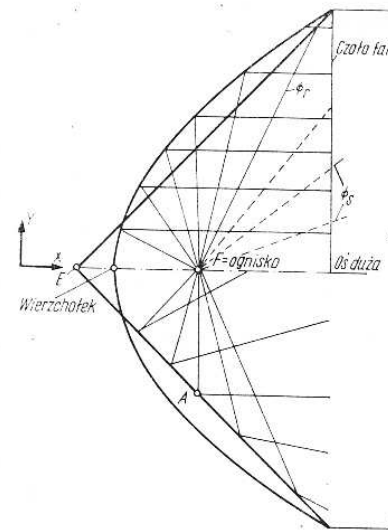
zysk	30 dB	40 dB	50 dB
szerokość wiązki	5°	$1,5^\circ$	$0,5^\circ$
tolerancja $[\lambda]$	1%	0,5%	0,1%

Stawia to duże wymaganie w zakresie sztywności układu anteny, odporności na wpływy termiczne i wiatru co komplikuje układ obracania. W warunkach amatorskich udało się wykonać szereg uproszczonych konstrukcji anten do pracy w pasmach 432 i 1296 MHz (rys. 6.63). Ich opisy znajdują się w czasopismach (QST, CQ).

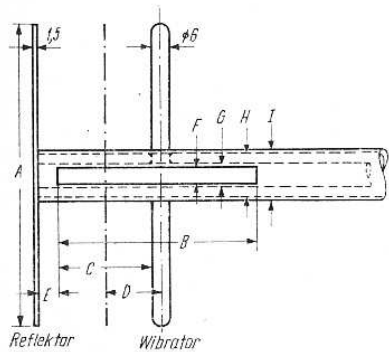
Poniżej podane będą podstawowe wiadomości potrzebne dla wstępnego zaplanowania anteny.

1. W antenach kątowych (rys. 6.53b) promienie odbite tylko w punkcie A rozchodzą się wzdłuż osi anteny, pozostałe ulegają rozproszeniu. W antenie parabolicznej w zasadzie wszystkie promienie odbite tworzą wiązkę równoległą. Wiązka ta może mieć płaskie czoło fali, jeśli zostaną dobrane odpowiednie stosunki fazowe na powierzchniach paraboloid (rys. 6.64).

2. Tylko część Φ_1 promieniowania oświetlacza dociera do reflektora, znaczna część Φ_2 jest jednak wypromieniowana poza reflektorem i jest w zasadzie tracona.



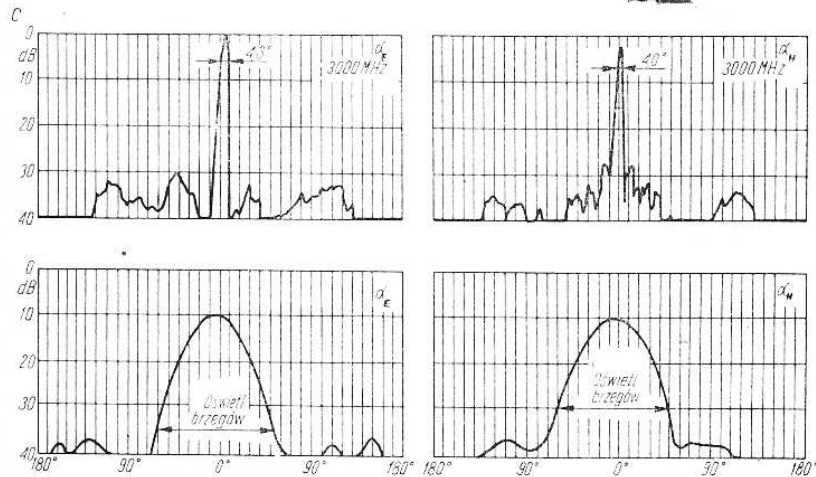
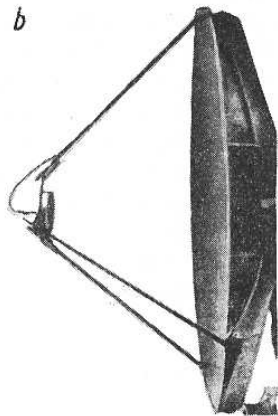
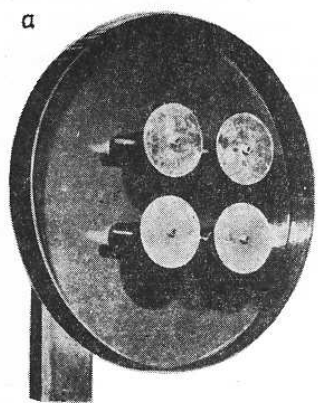
Rys. 6.64. Odbicie promieni w paraboli



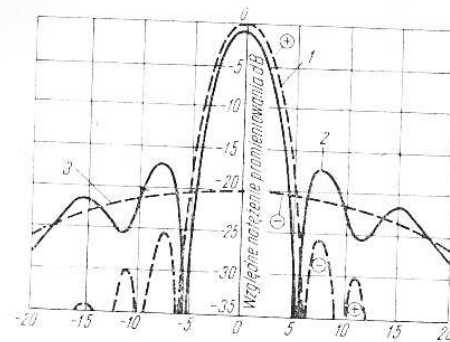
A	B	C	D	E	F	G	H	I
103,0	103,0	57,9	28,6	8,7	6,3	4,9	15,8	1,9

Wymiary w [mm], pasmo 23 cm

Rys. 6.65. Oświetlacz R—W w pasmie 1296 MHz



Rys. 6.66. Oświetlacz Backfire w antenie parabolicznej
 a — oświetlacz poczwórny, b — widok anteny na 3000 MHz, c — charakterystyka promieniowania anteny (górna) i oświetlacza (dolna)



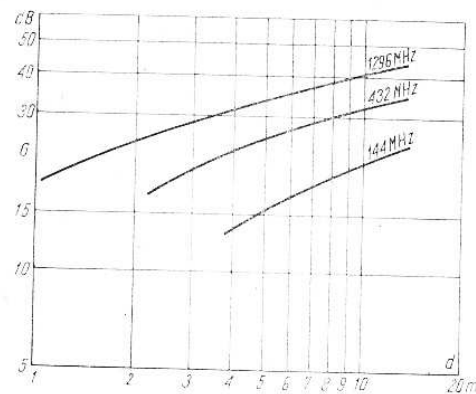
Rys. 6.67. Charakterystyka promieniowania paraboli
 1 — charakterystyka apertury,
 2 — charakterystyka wypadkowa,
 3 — promieniowanie oświetlacza

3. Zwiększenie stosunku Φ_r/Φ_s uzyskuje się dzięki oświetlaczom kierunkowym. Są to najczęściej układy R-W (rys. 6.65). Mogą to być także anteny Backfire. Przykład takiego czterokrotnego Backfire — oświetlacza pokazano na rys. 6.66a, zaś całą antenę na rys. 6.66b. Rysunek 6.66c pokazuje charakterystykę całej anteny i oświetlacza.

4. Największy zysk występuje przy równomiernym oświetleniu czaszy reflektora. Równomierność oświetlenia określa się w dB. Podobnie jak w antenach ścianowych największemu zyskowi towarzyszy duży poziom listków bocznych, obniżając oświetlenie krawędzi reflektora o 20 dB uzyskuje się bardzo duży stosunek F/S .

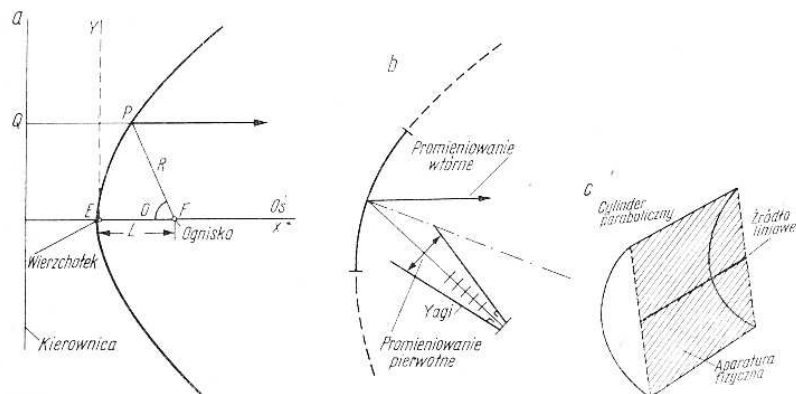
5. Charakterystyka anteny jest wypadkową dwóch charakterystyk promieniowania. Na rys. 6.67 oznaczono cyfrą 1 promieniowanie apertury, cyfrą 2 — promieniowanie wypadkowe, a 3 — bezpośrednie promieniowanie oświetlacza. Znaki ϕ — oznaczają fazy promieniowanych fal.

6. Szerokość wiązki w stopniach między minimami przy równomiernym oświetleniu wynosi $\theta_{\min} = 140/D_L$, a między kierunkami połowy mocy $\theta_{0,47} = 58/D_L$. Zysk takiej anteny $G = (\pi D_L)^2$, gdzie D jest średnicą anteny (rys. 6.68). Apertura anteny wynosi $A_{sk} = 8,35 L^2$ (gdzie L — ogniskowa paraboli).



Rys. 6.68. Zysk anteny parabolicznej w zależności od średnicy d reflektora

7. Oświetlacz powinien znajdować się w ognisku F paraboli (rys. 6.69). Ogniska te mogą znajdować się wewnątrz lub zewnątrz czasy paraboli. Zależy to od kształtu paraboli określonej równaniem $y^2 = 4 L x$. Oznaczenia podano na rysunku przy czym głębokość paraboli q określa wzór $q = 16 \frac{L^2}{D^2}$. W praktyce amatorskiej przyjmuje się $q = 2 \div 3$. Przy kreśleniu wycinka paraboli można posługiwać się zależnością wyrażającą długość promienia $R = 2 L / (1 + \cos \theta)$.



Rys. 6.69. a — parabola, b — oświetlacz wysunięty z osi anteny, c — reflektor cylindryczny

8. W celu zmniejszenia „cienia” wywołanego przez naświetlacz, może on być wysunięty z obszaru, utworzonego przez wiązkę główną promieni odbitych, lecz musi pozostawać w ognisku. Otrzymuje się w ten sposób antenę z reflektorem podświetlanym. Reflektor taki jest nadal wycinkiem paraboloidy. Przy niewielkich wymiarach reflektora i wibratorze dipolowym można reflektorowi nadać kształt wycinka cylindra parabolicznego. Antena taka jest lepsza niż kątowna, gdyż więcej promieniowania formuje w wiązkę równoległą. Oświetlaczem może być także antena typu Helical, gdyż w promieniowaniu odbitym kierunek wirowania wektora jest przeciwny do padającego i nie interferuje z naświetlaczem. Układ taki ma polaryzację kołową. Polaryzację taką może wywołać także układ skrzyżowanych dipoli.

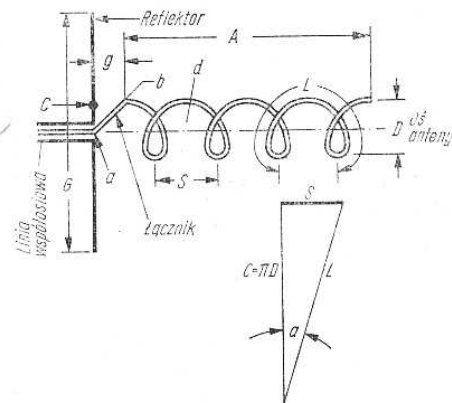
6.7. ANTENY HELICAL

6.7.1. Wiadomości podstawowe

Budowę anteny Helical (śrubowej) pokazano na rys. 6.70. Jest to zwinięta z drutu spirala (śruba) o średnicy zwojów D , długości zwoju L i skoku S odpowiadającym kątowi (śruby) α . Spirala jest zasilana

linią współosiową przez łącznik zasilający, który łączy spiralę z żyłą środkową przewodu linii. Ekran (żyła zewnętrzna) łączy się do reflektora o średnicy G wykonanego z blachy lub siatki.

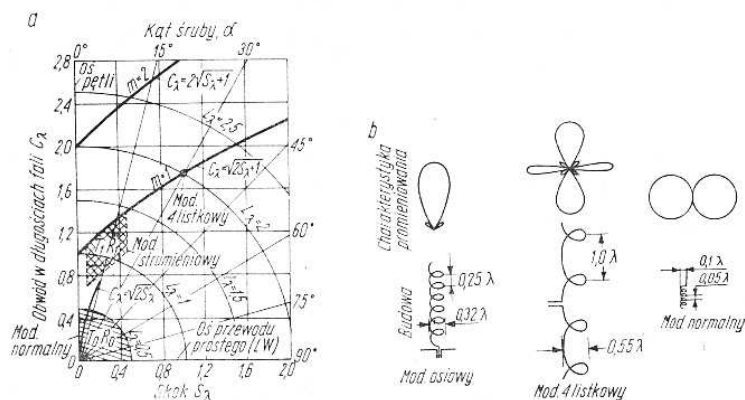
Sposób promieniowania anteny Helical zależy od obwodu zwoju C_2 i skoku S_2 mierzonego w długościach fali λ . Rodzaj promieniowania zależy od sposobu tworzenia fali elektromagnetycznej, czyli od



Rys. 6.70. Konstrukcja anteny Helical

modu. Na rys. 6.71a pokazano mody promieniowania. Linii dłuższej jako antenie o obwodzie $C_2 = 0$ odpowiada oś pozioma. Pętli natomiast o skoku $S_2 = 0$ odpowiada oś pionowa. Antenom spiralnym o wartościach $S_2 \neq 0$; $C_2 \neq 0$ i o różnych kątach skoku śruby $\alpha \neq 0$ odpowiadają więc charakterystyki pośrednie.

W obszarze $T_0 R_0$ antena promieniuje podobnie do krótkiego dipola w kierunku poprzecznym do osi (rys. 6.71b). W obszarze $T_1 R_1$ Helical stanowi antenę zdecydowanie strumieniową (beam). Przy dal-



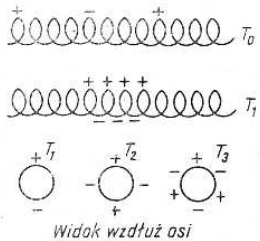
Rys. 6.71. Właściwości anteny Helical
a — mod promieniowania w zależności od skoku S_2 i długości zwoju C_2 ,
b — charakterystyki promieniowania

szym zwiększeniu długości zwoju ($L_\lambda = 2$) pojawia się mod cztero-listkowy.

Na sposób promieniowania ma wpływ układ faz napięcia na sąsiednich zwojach (rys. 6.72). Przy modzie T_0 zmiana fazy następuje na kilku zwojach, przy modzie T_1 — co jeden zwoj, a przy modzie T_2 — co pół zwoja itd.

Praktyczne zastosowanie znajduje mod T_0 w antenach dookólnych (patrz 5.5.3.8 i 6.2.3.4) oraz T_1 w antenach strumieniowych.

Wymiary anteny Helical w przeciwieństwie do anten dipolowych nie są krytyczne. Wynika to z dużego obszaru $T_1 R_1$, w którym antena utrzymuje mod strumieniowy. Obejmuje ona zakres obwodu spiral C_λ od 0,8 do 1,4 oraz skoku S_λ od 0,1 do 0,5, przy kątach α $5^\circ \div 20^\circ$.



Rys. 6.72. Rozkład fazy na antenie Helical przy modach T_0 , T_1 i T_2

Optimum występuje przy $C_\lambda = 1$, $S_\lambda = 0,25$ i $\alpha = 12^\circ \div 14^\circ$. Duża tolerancja wymiarów jest równoznaczna z dużą szerokością przepuszczonego pasma i znacznym ułatwieniem konstrukcji zwłaszcza w pasmach decymetrowych.

Rezystancja wejściowa R_A dla obwodów $C_\lambda < 0,66$ jest bardzo zależna od częstotliwości. Dla warunków odpowiadających modowi T_1 tj. $0,75 < C_\lambda < 1,33$ i odpowiednim α (przy niezbyt małej liczbie zwojów n) rezystancja R_A praktycznie się nie zmienia. Pewien wpływ ma postać łącznika (rys. 6.70) i średnica reflektora ($G > 0,5 \lambda$). Wpływ średnicy przewodów jest w modzie T_1 niedostrzegalny.

Zmianę impedancji w układzie współrzędnych $R + jX$ dwóch anten

$$\alpha = 12^\circ, \quad n = 8 \text{ zwojów}$$

$$\alpha = 18^\circ, \quad n = 5 \text{ zwojów}$$

w zależności od obwodu C_λ przedstawia rys. 6.73. Ogólnie można przyjąć dla $12^\circ \leq \alpha \leq 15^\circ$ i $0,75 \leq C_\lambda \leq 1,33$ oraz $n > 3$, że

$$R_A = 140 C_\lambda \quad [\Omega] \quad (6-13)$$

co oznacza w praktyce $R_A = 100 \div 200 \Omega$.

Szerokość wiązki (do połowy mocy — 3 dB) zależy przede wszystkim od długości spirali (rys. 6.74). Długość tę mierzymy liczbą zwoi w mierze falowej w wolnej przestrzeni tj. $n \cdot S_\lambda$. Wpływ ma także długość obwodu spirali wyrażona w długościach fali C_λ . Z analizy rysunku wynika, że tę samą szerokość wiązki np. 30° można otrzymać

bądź przy $n \cdot S_\lambda = 2$ i $C_\lambda = 1,2$ lub $n \cdot S_\lambda = 4,8$ i $C_\lambda = 0,8$. W tym drugim przypadku antena będzie węższa lecz dłuższa.

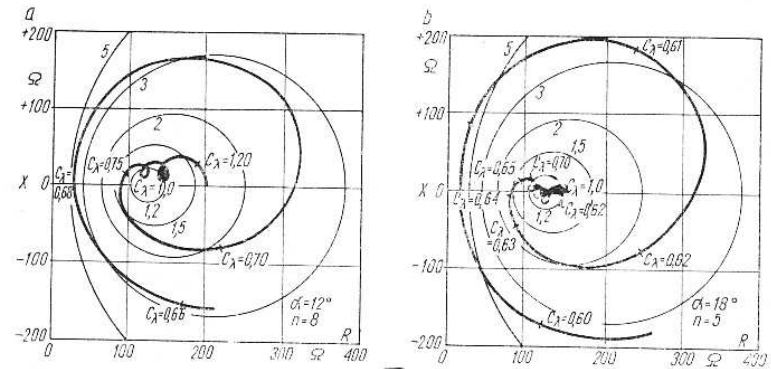
Wpływ liczby zwojów na szerokość wiązki, przy niezmiennych pozostałych parametrach przedstawia rys. 6.74b.

Różnica między dwoma prostopadłymi przekrojami E_ϕ i E_θ wzdłuż osi jest nieznaczna i dotyczy głównie listków bocznych. Ogólny wzór na szerokość wiązki w stopniach (do połowy mocy) ma postać

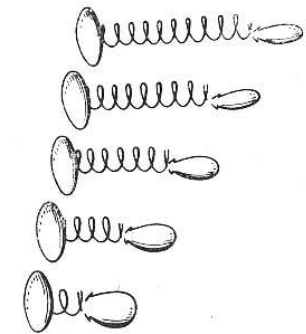
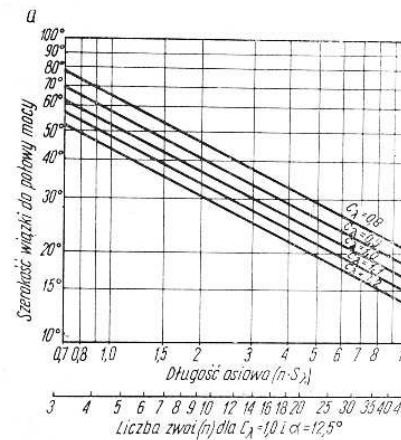
$$\alpha_{1/2} = \frac{52}{C_\lambda \sqrt{n S_\lambda}} \quad (6-14)$$

przy czym kąt między najbliższymi minimami (zerami) wynosi

$$\alpha_0 = \frac{115}{C_\lambda \sqrt{n S_\lambda}} \quad (6-15)$$

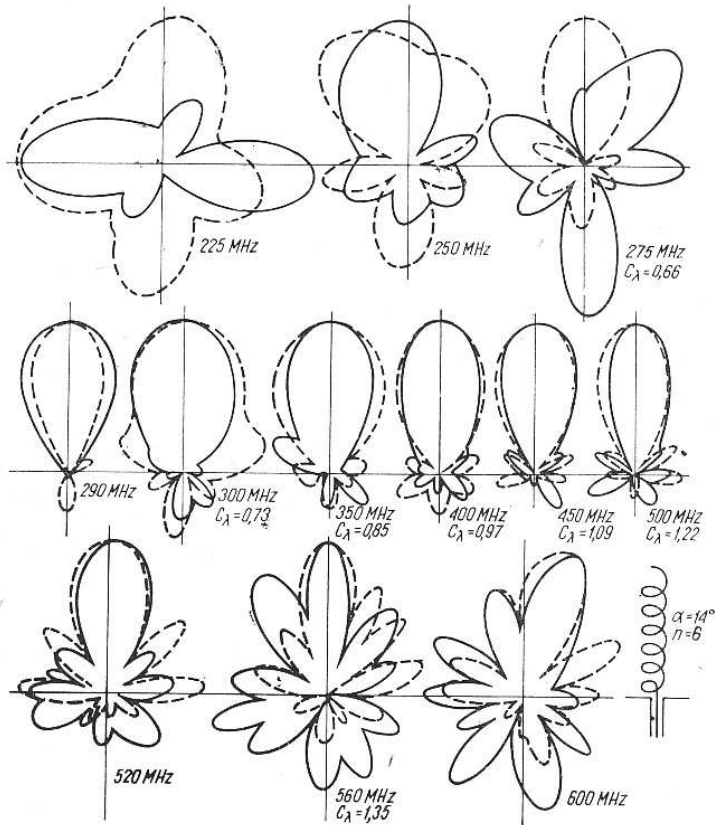


Rys. 6.73. Impedancja anteny Helical
a — $\alpha = 12^\circ$, $n = 8$, b —
 $\alpha = 18^\circ$, $n = 5$, w zależności od długości obwodu C_λ



Rys. 6.74. Szerokość wiązki w zależności od liczby zwojów i obwodu spirali (a), wpływ liczby zwojów na kształt charakterystyki promieniowania (b)

Charakterystyki promieniowania są zależne od odchylenia częstotliwości od częstotliwości projektowej. Wiąże się to (przy zmianie długości fali) z równoczesną zmianą S_λ i C_λ . Przykłady takich zmian pokazano na rys. 6.73. Rozpatrywana antena ma $n = 6$ zwojów i charakteryzuje się kątem $\alpha = 14^\circ$. Przy zmianie częstotliwości od 275 MHz do 560 MHz średnica spirali zmienia się od $C_\lambda = 0,66$ do $C_\lambda = 1,35$. Spostrzegamy, że optymalny zakres występuje między $C_\lambda = 0,97$ do $C_\lambda = 1,22$.



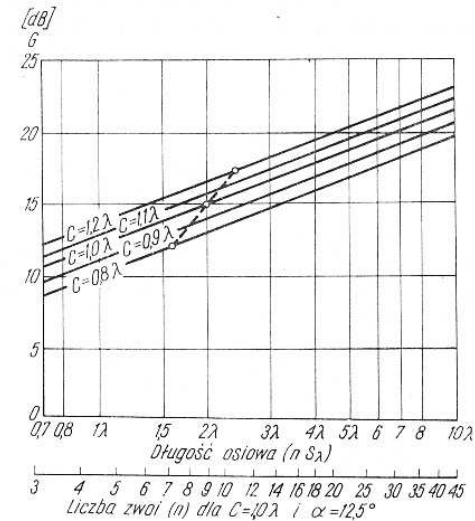
Rys. 6.75. Wpływ częstotliwości na charakterystykę promieniowania

Zysk anteny zależy od jej długości $n S_\lambda$ i obwodu C_λ . Kierunkowość D określa zależność

$$D = 15 C_\lambda^2 n S_\lambda \quad (6-16)$$

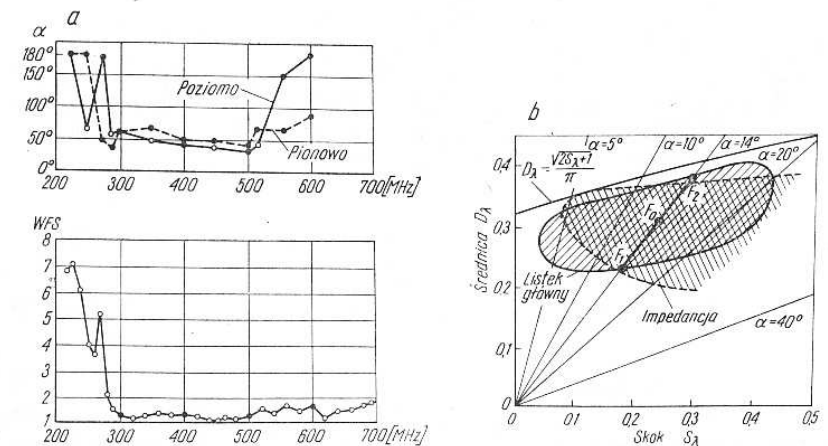
Uwzględniając zależność między kierunkowością D i zyskiem G otrzymuje się przebieg pokazany na rys. 6.76. Szerokość wstęgi przenieszonej przez antenę wynika z dwóch kryteriów — kierunkowości

i dopasowania. Jako przykład można przyjąć antenę Helical o 6 zwojach przy kącie $\alpha = 14^\circ$, której charakterystyki promieniowania podano na rys. 6.75. Dla anteny tej przy zmianie częstotliwości zmienia się szerokość wiązki i dopasowanie (rys. 6.77a).



Rys. 6.76. Zysk anteny Helical

Przenosząc dane te na układ o współrzędnych: średnica D_λ i skok S_λ otrzyma się obraz pokazany na rys. 6.77b. Częstotliwości F_1 i F_2 są częstotliwościami granicznymi, dla których występuje dominujący listek główny, a WFS jest dopuszczalny. Jako częstotliwość projektową przyjmuje się F_0 .

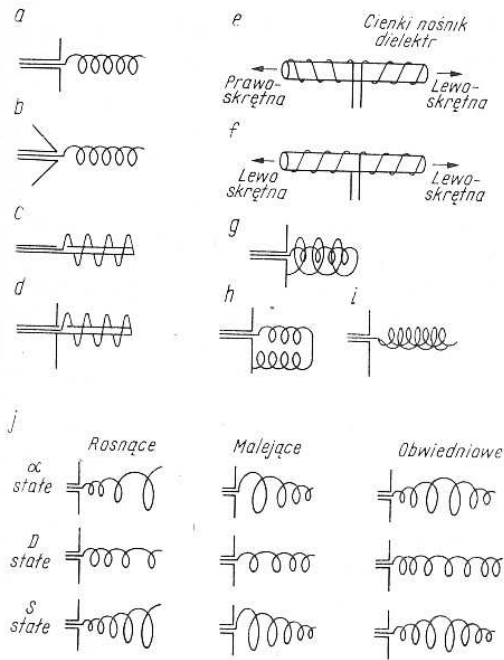


Rys. 6.77. Wpływ częstotliwości na szerokość α wiązki i WFS anteny Helical (a), zbiór wartości S_λ i D_λ , przy których antena promieniuje modem T_1 (b)

Wersje anteny Helical

Antena Helical może być w różny sposób ukształtowana i zasilana (rys. 6.78). Zmiany kształtu (konstrukcyjne) wpływają na zakres częstotliwości, rozmiary listków bocznych lub impedancję wejściową. Ponieważ antena ta nie jest czuła na zmiany wymiarów, pokazane odmiany kształtów tylko nieznacznie wpływają na parametry anteny. Na rys. 6.78 pokazano następujące wersje:

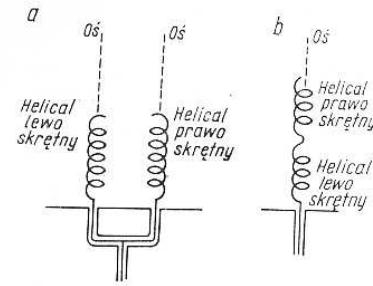
- reflektor płaski, najczęściej spotykany,
- reflektor kątowy,
- bez reflektora lecz na cienkim rdzeniu metalowym,
- to samo lecz z reflektorem (do charakterystyki dodaje się niewielka składowa wzdłużna),



Rys. 6.78. Odmiany anten Helical

- zwoje nawinięte przeciwnie na cienkim pasku dielektrycznym dają różne polaryzacje,
- tak samo jak w p. e zwoje nawinięte zgodnie,
- g), h), i) układy o dwóch spiralach tej samej lub różnej średnicy,
- j), k), l) układy o stopniowanym kształcie.

Polaryzacja fali w antenie Helical jest prawie kołowa. Kierunek wirowania wektora (zwrot) zależy od sposobu zwinienia śruby. Prawoskrętna śruba wprowadza polaryzację prawoskrętną (patrz 2.1.6).



Rys. 6.79. Metody otrzymywania polaryzacji liniowej

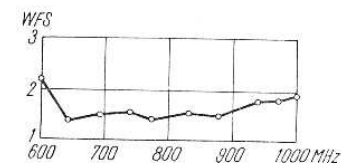
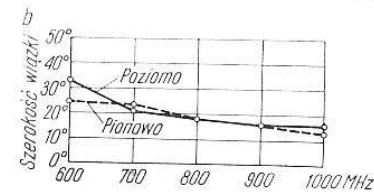
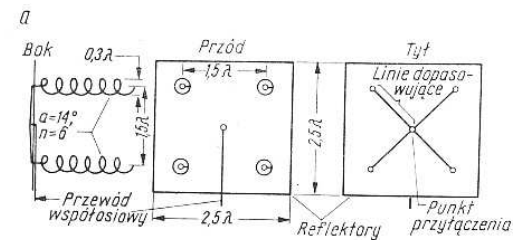
W celu otrzymania polaryzacji liniowej należy połączyć w jednym układzie dwie anteny o przeciwnych zwrotach (rys. 6.79). Obie anteny można ustawić obok siebie, lub w jednej osi.

Układ (a) pozwala wykorzystywać każdą z anten osobno do nadawania z polaryzacją kołową. Chcąc uzyskać zmiany płaszczyzny polaryzacji należy ustawić anteny nad sobą.

6.7.2.

Układy anten Helical

Układy Helical tworzymy w celu powiększenia zysku. Obowiązują tu te same zasady co i w antenach dipolowych, tj. apertury anten składowych nie powinny się pokrywać. Przykładem jest zestaw



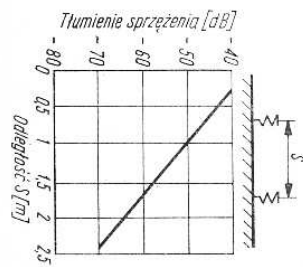
Rys. 6.80. Zespół czterech Helicali $\alpha = 14^\circ$, $n = 6$
a — układ, b — charakterystyki

czterech anten sześciowojowych o kącie śruby $\alpha = 14^\circ$ pokazany na rys. 6.80. Anteny mają jednakową budowę i są ustawione zgodnie (w jedną stronę). Reflektor ma wymiary 94×94 cm przy częstotliwości środkowej 800 MHz. Szerokość wiązki do połowy mocy i WFS podaje rys. 6.80b. Zysk układu anten wynosi ok. 19 dB.

Dopasowanie do linii zasilającej opiera się na innej niż dotychczas zasadzie. Przy czterech antenach i linii zasilającej np. $Z_0 = 50 \Omega$, każda antena w punkcie przyłączenia jej do linii powinna wносить rezystancję $4 \times 50 \Omega = 200 \Omega$. Ponieważ antena ma rezystancję około 140Ω istnieje konieczność transformacji jej impedancji z 140 na 200Ω . Do tego celu stosuje się transformator aperiodyczny o stałych rozłożonych. Jest nim linia położona blisko nad powierzchnią tylną reflektora w zmiennej odległości ale tak dobranej, aby na wejściu stanowiła impedancję falową $Z_0 = 140 \Omega$, a na wyjściu $Z_0 = 200 \Omega$. O sposobie ułożenia przewodu okrągłego nad powierzchnią wypukłą można się zorientować z rys. 2.29, a przewodu płaskiego nad płaszczyzną z rys. 2.26. Układ taki umożliwia bezodbiciowe przejście z rezystancji 140Ω na 200Ω i uzyskanie dopasowania do linii zasilającej. Stosowanie linii ćwierćfalowej transformującej nie jest wskazane, gdyż likwiduje ona cenną zaletę — szerokopasmowość.

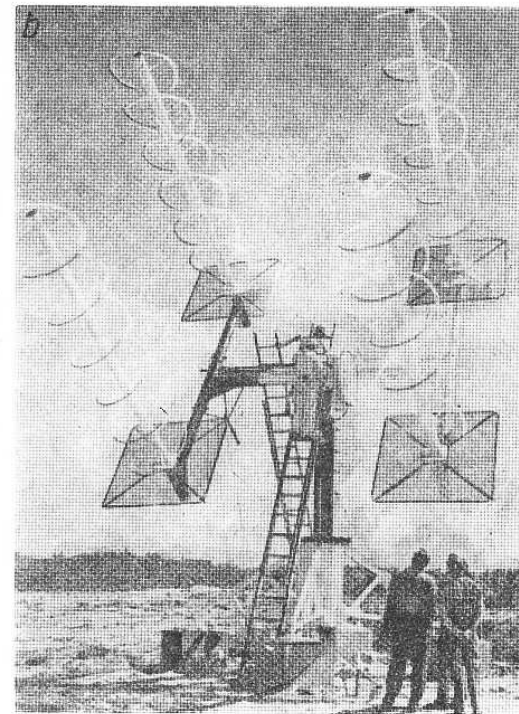
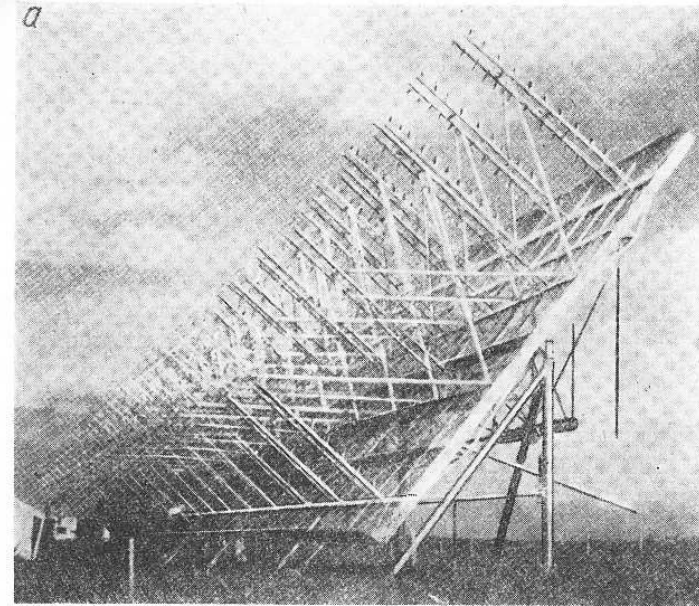
Między poszczególnymi antenami występuje słabe sprzężenie.

Wyniki pomiarów dla anteny Helical na 400 MHz przedstawia wykres na rys. 6.81. Przy bezpośrednim zwarciu anten przyjęto poziom przeniesienia sygnału 0 dB. Pomiary wykonano zasilając jedną antenę stałą mocą i mierząc napięcie na drugiej antenie przy różnych odległościach.



Rys. 6.81. Tłumienie sprzężenia dwóch anten w odległości S

Duży zestaw anten Helical dla celów radioastronomii pokazano na rys. 6.82a. Są one złożone z 96 anten w układzie $48 \text{ m} \times 6,6 \text{ m}$. Inny zestaw $4 \times$ Helical pokazano na rys. 6.82b. Jest to antena przeznaczona do obserwacji satelitarnych z układem śledzącym automatycznie ruch satelity. Uwagę zwraca duża odległość poszczególnych anten potrzebna do maksymalnego wykorzystania apertury.

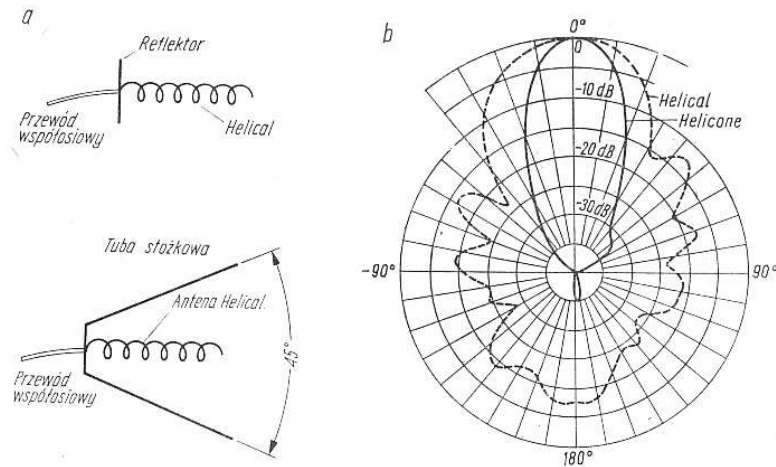


Rys. 6.82. Anteny Helical w radioteleskopach
a — radioteleskop w Ohio State University — 96 Helicali w płycie $48 \times 7 \text{ m}$,
b — poczwórny Helios do śledzenia satelitów

6.7.3.

Anteny Helicone

Poszukiwania anteny o promieniowaniu jednostrumieniowym (pencil beam — strumień ołówkowy) doprowadziły do opracowania anteny Helicone. Antena ta ma spiralę i reflektor tak, jak w antenie Helical, ale także reflektor stożkowy (tubę) o kącie rozwarcia 45° . Typowa antena Helicone ma parametry: $n = 10$ zwojów, $\alpha = 45^\circ$, średnica reflektora płaskiego $0,75 \lambda$, światło wyjściowe (średnica brzegu stożka $d = 3 \lambda$, przy czym długość boków powinna być taka, aby w tubie zmieściła się cała spirala (rys. 6.83). Porównanie charakterystyki



Rys. 6.83. Anteny Helicone
a — budowa, b — charakterystyka

tej samej anteny z reflektorem stożkowym i bez niego wyraźnie wskazuje na mniejszy poziom listków bocznych, a w szczególności pierwszego i tylnego (-14 dB Helical, -33 dB Helicone). Szerokość listka głównego jest przy Helicone dwukrotnie mniejsza niż przy Helical. Gęstość mocy na aperturze szybko maleje wraz z odległością od osi. Szerokość pasma ulega zawężeniu, a rezystancja wejściowa jest $R_A = 100 \Omega$ przy czym reaktancja zmienia się w granicy od 20 do 50Ω .

Kierunkowość D przy średnicy brzegu stożka $d_1 = 2 \div 4$ wynosi $D = 7,8 d_1^2$. Np. Helicone o średnicy brzegu stożka $d = 3,2 \lambda$ ($d_1 = 3,2$) ma kierunkowość $D \cong 80$, co odpowiada zyskowi $G_i = 19$ dB. Taki sam wynik można uzyskać z anteny Helical ale czterokrotnie dłuższej.

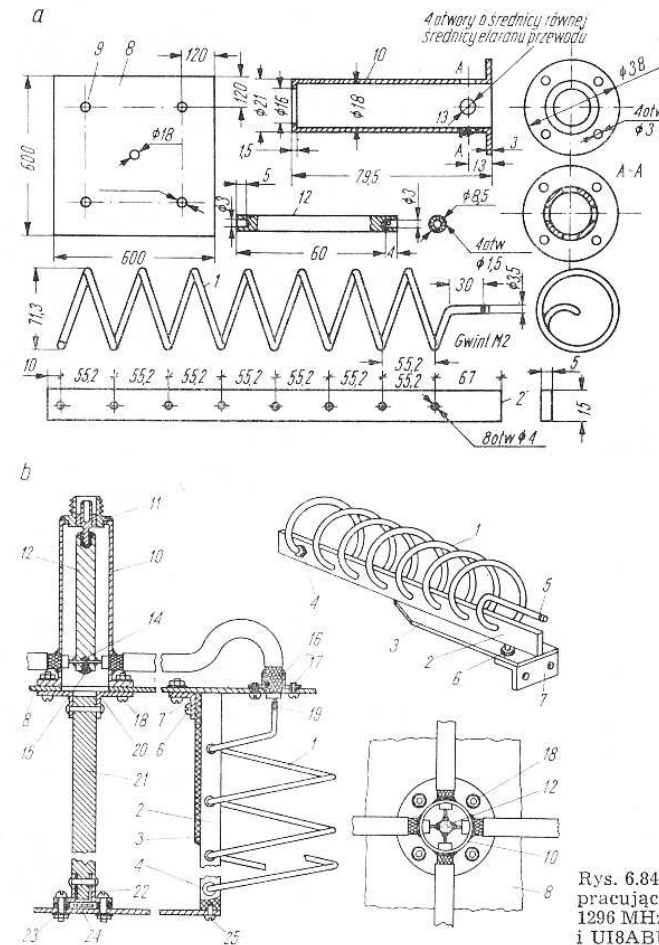
6.7.4.

Przykłady anten Helical

Wśród licznych przykładów wybrano tylko kilka dobrze sprawdzonych.

Antena $4 \times$ Helical pracująca w pasmie 1296 MHz

Antena ta została opracowana przez UJ8AAD i UI8ABW (rys. 6.84). Składa się ona ze wspólnego reflektora o wymiarach 600×600 mm wykonanego z blachy aluminiowej i czterech spiral ($\phi 71,3$ mm o $n = 7$ zwojów). Kąt śrubowy $\alpha = 14^\circ$. Skok śruby $S_1 = 0,24$ ($S = 55,2$ mm). Spirala wykonana jest z drutu $\phi 3,5$ mm Cu.



Rys. 6.84. $4 \times$ Helical
pracująca w pasmie
1296 MHz wg UJ8AAD
i UI8ABU

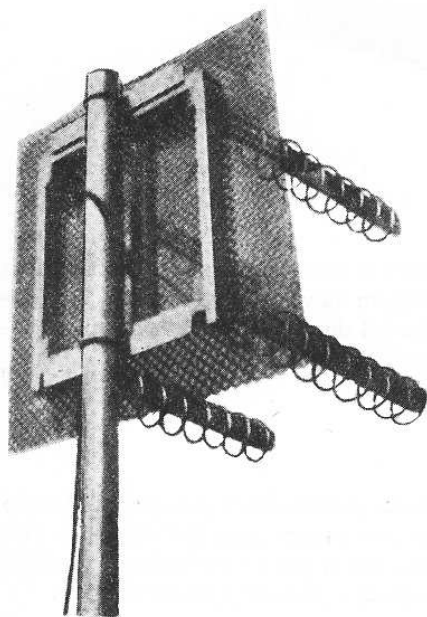
Transformator dopasowujący ma stosunek średnicy drutu wewnętrznej i wewnętrznej średnicy rury zewnętrznej równy 2,46, co gwarantuje dopasowanie. Spirale (1) umocowane są na nośnikach ze szkła organicznego (plexi) (2) o grubości 5 mm (rys. 6.84b). Nośniki są przyklejone do uchwytów usztywniających (3) także z plexi. Koniec

spiralali ma otwór 2 mm (5) służący do przylutowania żyły środkowej przewodu współosiowego 120÷140 Ω o długości 35÷45 cm. Wszystkie cztery odcinki muszą być dokładnie tak samo długie. Przy braku przewodu 120 Ω można stosować przewód o $Z_0 = 75 \Omega$ lecz należy przyjąć jego długość dokładnie $n\lambda/2$ (np. $4 \times \lambda/2$). Jako gniazdo zasilające najlepiej jest stosować BNC75 i zasilać antenę przewodem 75 Ω. Przy linii 50 Ω należy przeliczyć transformator do innej wartości.

Antena Quadhelix

Antena ta wykonana przez K6UQH jest podobna do opisanej poprzednio. Jako reflektor zastosowano płytę aluminiową perforowaną (rys. 6.85) o wymiarach 600×600 mm (2,5 λ). Nośnikiem są drewniane beleczki 25×50 mm impregnowane w parafinie i malowane ochronnie. Beleczki mocowane są wkrętami do drewnianej ramy nośnej wzmocnionej kątownikami metalowymi.

Spirala ma 10 zwojów drutu Cu 3 mm bez izolacji. Linie transformujące wykonane są tym samym drutem i transformują impedancję



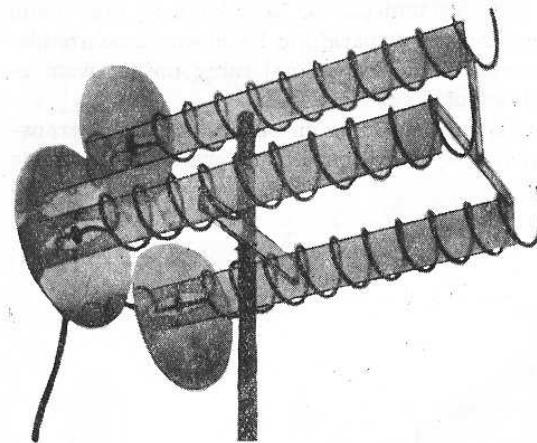
Rys. 6.85. Quadhelix pracująca w pasmie 1296 MHz wg K6UQH

140 Ω na 200 Ω. Odległość od reflektora linii transformującej wynosi na wejściu spirali 6,5 mm, na wyjściu ze złącza (wspólny punkt czterech przewodów) 18,0 mm. Anteny są odległe o 1,5 λ, czyli o 347 mm. Zysk anteny wynosi ok. 20 dB. Skok zwoju 55 mm, pierwsza połowa zwoju jest odległa od reflektora o 27,5 mm. Nie zastosowano łącznika

— przedłużony przewód spirali umocowany na wsporniku izolacyjnym spełnia rolę transformatora. Średnica spirali — 80 mm.

Antena 3×Helical pracująca w pasmie 1296 MHz

Antena ta przeznaczona na pasmo 23 cm została wykonana przez W4SGI (rys. 6.86). Stosował on polietylenowe nośniki 6×80×600 mm, na których nawinięto 10 zwojów 6 mm rurki Cu od instalacji hydraulicznych w samochodach. Trzy reflektory stanowią krążki blachy aluminiowej (110 mm). Odległość między antenami wynosi 305 mm



Rys. 6.86. 3×Helical pracująca w pasmie 1296 MHz wg W4SGI

(bok trójkąta równobocznego). Każda z anten zasilana jest przewodem RG11/u o długości $5/4 \lambda$ doprowadzonym do wspólnego miejsca. W miejscu tym przyłącza się transformator $\lambda/4$ do zasilania przewodem współosiowym.

6.8.

UWAGI NA TEMAT PRZEPISÓW

W Polsce nie zostały wydane jednoznaczne przepisy dotyczące instalowania anten. W związku z tym należy przy instalowaniu kierować się wymaganiami stawianymi przez prawo budowlane, przepisy ochrony odgromowej i przepisy dotyczące instalacji elektrycznych.

Najważniejsze wymagania to:

1. Antenę można instalować tylko za zgodą właściciela (administratora) budynku. Wymaga to wykonania małego projektu i uzgodnień. W zakresie mocowania konstrukcji na dachu wymagany ewentualnie projekt zabudowy. Pomóc w tym mogą wyspecjalizowane komórki.

2. Maszt musi być przyłączony do instalacji odgromowej. Instalacja powinna być uziemiona przez przełącznik, bezpiecznik zaworowy, neonowy lub iskrowy.

3. Instalacja nie może przebiegać nad lub pod liniami sieci elektrycznej. Powinna przebiegać z dala od sieci W.N. i nie może być równoległa do linii telefonicznych.

4. Konstrukcja powinna być trwała i przy jej zniszczeniu np. w czasie wichury nie może zagrażać przechodniom.

5. Wszelkie roboty dachowe na wysokości należy wykonywać zgodnie z wymaganiami BHP.

6. Wykonana instalacja nie powinna szpecić wyglądu budynków i okolicy.

Przy korzystaniu z pomocy kolegów należy pamiętać, że za wypadki, jakie im się w czasie pomocy zdarzą odpowiedzialność cywilną ponosi ten, komu pomoc jest udzielana. A więc lepiej jest korzystać z usług fachowców i osób uprawnionych, gdyż wtedy oni przejmują na siebie ryzyko pracy.

DODATEK

Dodatek D1

TABLICA PRZELICZEŃ DECYBELI, STOSUNKÓW NAPIĘĆ I MOCY ORAZ NEPERÓW

dB	U_1/U_2	P_1/P_2	N	dB	U_1/U_2	P_1/P_2	N
0,0	1,00	1,00	0,00	21	11,20	125,9	2,40
0,1	1,01	1,02	0,01	22	12,60	158,5	2,53
0,2	1,02	1,05	0,02	23	14,10	199,5	2,65
0,3	1,04	1,07	0,04	24	15,90	251,2	2,76
0,4	1,05	1,10	0,05	25	17,78	316,2	2,88
0,5	1,06	1,12	0,06	26	20,00	398,1	2,99
0,6	1,07	1,15	0,07	27	22,40	501,2	3,00
0,7	1,08	1,18	0,08	28	25,10	631,0	3,22
0,8	1,10	1,20	0,09	29	28,40	794,3	3,33
0,9	1,11	1,23	0,10	30	31,62	1000	3,45
1,0	1,12	1,26	0,12	31	35,5	1259	3,57
1,5	1,19	1,41	0,17	32	39,8	1585	3,68
2,0	1,26	1,59	0,23	33	44,7	1995	3,80
2,5	1,33	1,78	0,29	34	50,1	2512	3,91
3,0	1,41	2,00	0,35	35	56,2	3162	4,03
3,5	1,50	2,24	0,40	36	63,1	3981	4,14
4,0	1,59	2,51	0,46	37	71,0	5012	4,25
4,5	1,68	2,82	0,52	38	79,4	6310	4,37
5,0	1,78	3,16	0,58	39	89	7943	4,50
5,5	1,88	3,55	0,63	40	100	10000	4,61
6,0	2,00	3,98	0,69	41	113	12590	4,70
6,5	2,11	4,47	0,75	42	125,9	15850	4,83
7,0	2,24	5,01	0,81	43	141	19950	4,94
7,5	2,37	5,62	0,86	44	158,5	25120	5,06
8,0	2,51	6,31	0,92	45	177,8	31620	5,18
8,5	2,66	7,08	0,98	46	199,5	39810	5,30
9,0	2,82	7,94	1,04	47	224	50120	5,40
9,5	2,99	8,91	1,09	48	251,2	63100	5,53
10	3,16	10,00	1,15	49	284,0	79430	5,56
11	3,55	12,59	1,27	50	316,2	10 ⁵	5,76
12	3,98	15,85	1,38	55	562,3	3,162·10 ⁵	6,33
13	4,47	19,95	1,50	60	1000	10 ⁶	6,91
14	5,01	25,11	1,61	70	3162,3	10 ⁷	8,06
15	5,62	31,62	1,73	80	10 ⁴	10 ⁸	9,21
16	6,31	39,81	1,84	90	31623	10 ⁹	10,36
17	7,08	50,12	1,96	100	10 ⁵	10 ¹⁰	11,51
18	7,94	63,10	2,07	110	3,16·10 ⁵	10 ¹¹	12,66
19	8,91	79,43	2,19	120	10 ⁶	10 ¹¹	13,82
20	10,00	100,00	2,30	130	3,16·10 ⁶	10 ¹³	14,97

Przykład interpolacji: 6,2 dB = 6 + 0,2 dB, odpowiada temu $U_1/U_2 = 2,00 \times 1,02 = 2,04$; $P_1/P_2 = 3,98 \times 1,05 = 4,18$; $N = 0,69 + 0,02 = 0,71$.

Dodatek D2

LINKI ANTENOWE MIEDZIANE WG PN-59/T-90101

Oznaczenie	Przekrój mm ²	Budowa	Średnica mm	Masa kg/100 m	Rezystancje Ω/100 m	Wytrzymałość kG
LA 1,5	1,5	7×0,52	1,6	1,4	1,27	52
LA 2,5	2,5	7×0,67	2,0	2,4	0,76	87
LA 4	4	7×0,85	2,6	3,7	0,48	140
LA 6	6	7×1,03	3,1	5,6	0,32	210
LA 10	10	7×1,35	4,0	9,3	0,19	350
LAg 0,75	0,75	49×0,14	1,3	0,7	2,54	26
LAg 1,5	1,5	49×0,20	1,8	1,5	1,27	52
LAg 2,5	2,5	49×0,25	2,3	2,6	0,76	87
LAg 4	4	49×0,32	2,9	3,9	0,48	140

Dodatek D3

PRZEWODY TAŚMOWE WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI WG PN-64/T-90602 O IMPEDANCJI FAŁOWEJ 300±20 Ω

Oznaczenie	Budowa (mm)			Pojemn. pF/m	Tłumienność dB/100 m przy częstotliwości		
	Średn. d	rozst. e	szer. całk.		40 MHz 200 MHz 430 MHz		
PSD 300-0,5/5,0	0,50	5,0	6,5	13,4		10,0	
PSD 300-0,9/7,8	0,90	7,8	9,7	12,7		6,5	
PSL 300-0,9/7,4	7×0,3	7,4	9,3	12,8	3	7	13
PSL 300-1,5/13	7×0,5	13	17,5	—	1,5	2,8	—

Parametry tłumienności dotyczą przewodu nowego suchego. Przewód po rocznej eksploatacji w stanie mokrym ma tłumienność 3÷4 razy większą.

Dodatek D4

PRZEWODY WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI WSPÓŁOSIOWE

Oznaczenie	Średnice (mm)			Pojemn. pF/m	Z ₀	Tłumienność α [dB/100 m] przy częstotl. 200 MHz	Napięcie próby kV
	d	D	D _z				
PRZEWODY KRAJOWE WG PN-64/T-90601							
WL 50—0,51/1,5	7×0,17	1,50	2,8	100	50	45	2
WL 50—0,96/2,95	7×0,32	2,95	5,0	100	50	24	4
WD 50—0,90/2,95	0,50	2,95	5,0	100	50	22	4
WDek 50—0,90/2,95	0,90	2,95	5,6	100	50	22	4
WL 50—2,25/7,25	7×0,75	7,25	10,3	100	50	11	10
WD 50—5,0/17,3	5,0	17,3	22,0	100	50	5,6	22
WL 75—0,63/3,7	7×0,21	3,70	6,0	67	75	22	4,2
WD 75—0,59/3,7	0,59	3,70	6,0	67	75	19	4,2
WL 75—1,2/7,25	7×0,40	7,25	10,3	67	75	12	8
WD 75—1,15/7,25	1,15	7,25	10,3	67	75	10	8
WD 75—2,7/17,3	2,7	17,3	22,0	67	75	5,6	18

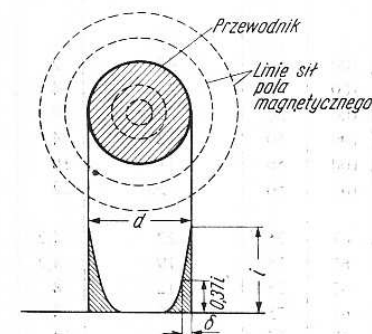
cd. Dodatku D4

Oznaczenie	Średnice (mm)			Pojemn. pF/m	Z ₀	Tłumienność [dB/100 m] przy częstotl. MHz			Napięcie próby kV
	d	D	D _z			10	200	500	
PRODUKCJA NRD									
L 50—2—1	0,5	1,5		100	50	8,2	43	70	
L 50—3—1	0,9	2,95		100	50	4,5	22	30	
L 50—7—2	2,3	7,25		100	50	2,4	6,5	17	
L 60—4—1	1,0	6,1		85	60	3,5	17	30	
L 60—7—1	1,5	9,3		85	60	1,9	11	19	
D 60—7—2	1,5	9,3		85	60	1,9	9,5	16	
D 75—4—4	0,58	3,7		67	75	3,7	17	30	
D 75—4—15	0,68	4,6		65	75	2,9	15		
PRODUKCJA ZSRR									
RK 1	0,68	4,6	5,2	66	77	3	20	40	3
RK 2	0,68	6,8	7,4	55	92	2	14	33	4,5
RK 3	1,37	9,0	9,6	68	75	2	13	26	5,5
RK 6	7×0,35	9,2	9,8	96	52	2	12	27	5,4
RK 47	7×0,71	7,3	7,9	96	52	2	14	33	1,0
PRODUKCJA USA									
RG 5/U			8,4		54	2,5	8,7	19,5	
RG 6/U			8,4		76	2,5	8,7	19,5	
RG 8/U			10,3		52	1,8	6,7	15,2	
RG 14/U			13,9		52	1,4	6,6	10,2	
RG 59/U			6,3		73	3,6	11,2	22,9	
RG 63/U			10,4		125	1,7	4,9	11,2	

Dodatek D5

ZJAWISKO NASKÓRKOWOŚCI

Prądy wielkiej częstotliwości, płynąc w przewodniku wywołują w nim jak i w jego otoczeniu zmienne pole magnetyczne (rys. D1). Efektem tego jest wypieranie prądu ku powierzchni przewodnika. Przy częstotliwościach radiowych cały niemal prąd płynie w cienkiej przypowierzchniowej warstwie tak, że środk-



D-1 — Rozkład prądu w przekroju przewodnika przy większej częstotliwości

wa część przewodu nie bierze udziału w przewodzeniu prądów w.cz. i może być usunięta. Korzysta się z tego stosując w miejsce przewodów pełnych rurki np. miedziane.

Głębokość wnikania δ (w mm) zależy od częstotliwości f (w Hz) względnej przenikalności magnetycznej μ_r , rezystywności ρ (w Ω cm) i jest określona zależnością:

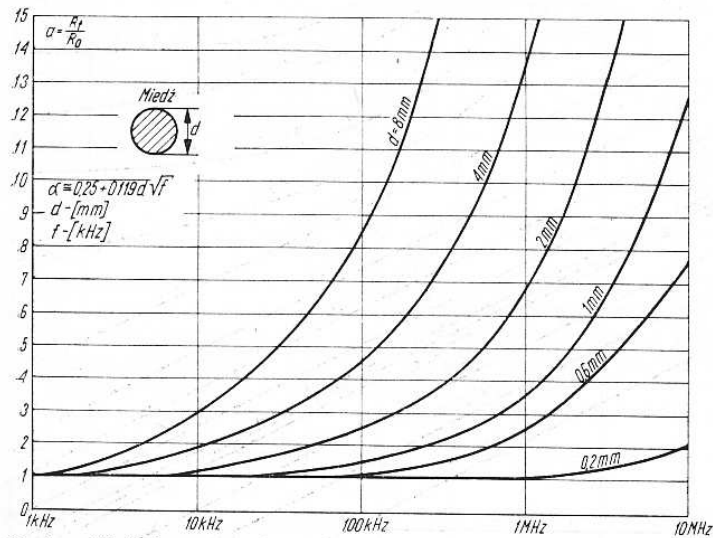
$$\delta = 50\,330 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} = \frac{k}{\sqrt{f}} \quad (D-1)$$

gdzie:

Wartość k dla niektórych materiałów wynosi:

metal	nichrom	brąz	aluminium	miedź	munmetal
k	500	127	83	66,2	4

Malejący skuteczny przekrój przewodu przy wzroście częstotliwości powoduje wzrost rezystancji przewodu R_f w stosunku do rezystancji tegoż przewodu przy prądzie stałym R_0 . Przyrost rezystancji zależy od średnicy przewodu i jest szybszy dla większych średnic. Przy rosnącej średnicy przewodu d rezystancja dla prądu stałego R_0 maleje proporcjonalnie do d^2 , zaś dla dużych częstotliwości R_f maleje proporcjonalnie do d , gdyż w przewodnictwie bierze udział tylko pierścień przewodu o grubości $\pi d \delta$.



D-2 — Względny przyrost rezystancji przewodu wskutek zjawiska naskórkowości

Rezystancja przewodu, łącznie z przyrostem wywołanym naskórkowością, wyraża się wzorem:

$$\text{dla } x \ll 1: R_f = R_0 \left(1 + \frac{x^4}{3}\right) \quad (D-2)$$

$$\text{dla } x \gg 1: R_f = R_0 \left(x + \frac{1}{4}\right) \quad (D-3)$$

gdzie:

$$x = \frac{\pi \cdot d}{20} \sqrt{\frac{\mu_r}{\rho} f \cdot 10^{-5}} \quad (D-4)$$

przy czym: d — mm, ρ — Ω cm, f — Hz.

Zależność R_f/R_0 od częstotliwości dla miedzianego przewodu przy różnych średnicach oblicza się ze wzoru uproszczonego:

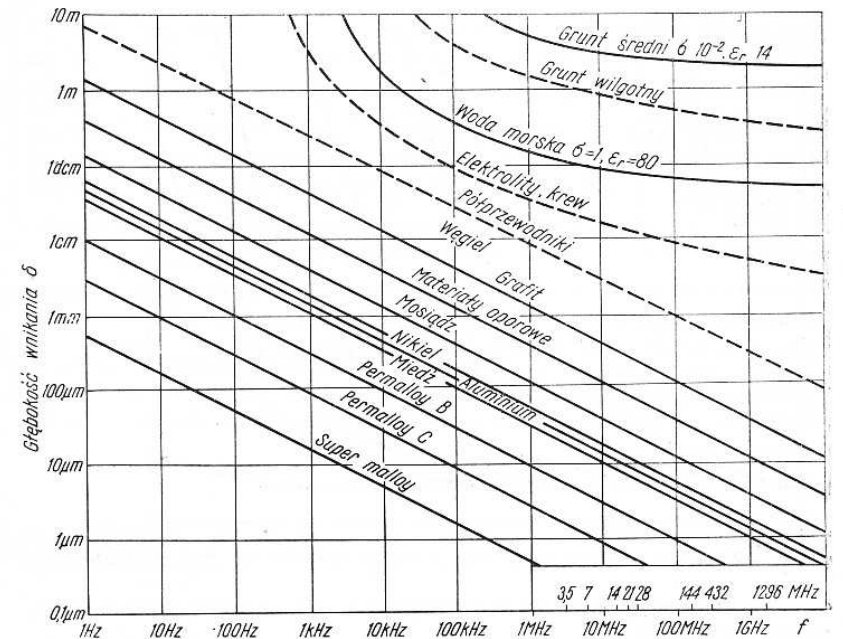
$$a = R_f/R_0 \approx 0,25 + 0,119d \sqrt{f} \quad (D-5)$$

Przebieg tej zależności dla przewodów o różnych średnicach podaje rys. D-2. Dla lepszego uzmysłowienia wpływu częstotliwości podano poniżej przykład przewodu miedzianego Φ 1 mm o długości 1 m:

f [MHz]	0	3,5	28	144	432	1296
a	1	7,3	20	45	78	135
R [Ω]	0,023	0,17	0,46	1,03	1,80	3,10
δ [mm]	1	0,035	0,012	0,005	0,003	0,002

Ze zjawiska naskórkowości wynika, że nierówność powierzchni (rysy, wżery, korozja) wydłużając drogę prądu dodatkowo powiększa rezystancję. Z tych względów stosuje się pokrycia galwaniczne polerowane, malowane ochronnie.

Głębokość wnikania dla innych materiałów ilustruje rys. D-3.



D-3 — Głębokość wnikania dla różnych materiałów w funkcji częstotliwości

WYKAZ LITERATURY

1. Bem J. D.: Anteny i rozchodzenie się fal radiowych. WNT 1973
2. Ajzenberg G. Z.: Anteny krótkofalowe. WNT 1966
3. Hahn S.: Podstawy radiokomunikacji. WKŁ 1964
4. Lisicki W.: Propagacja fal radiowych. Warszawa 1962, WKŁ
5. Dołuchanow M. P.: Rozprostranienije radiowołn. Moskwa 1952, Swjazizdat
6. Wojnar A.: Poradnik inżyniera radioelektryka, WNT
7. Aaroni, tłum. Szpuntow A.: Antenny — Sowietoskoje Radio. Moskwa 1951
8. Dombrowskij I. A.: Antenny — Swjazizdat. Moskwa 1951
9. Jasik H.: Antenna Engineering Handbook. Mc Graw Hill 1961
10. Kraus D. J.: Antennas. Mc Graw Hill 1950
11. Grundinskaja G. R.: Rozprostranienije radiowołn. Wyssza Szkoła, Moskwa 1967
12. Smirenin B. A.: Sprawocznik po radiotechnikie. Gos-Energo-Izdat, Moskwa 1950
13. Kulikowski R. — Praca zbiorowa: Radiotechnika. Warszawa 1971, WKŁ
14. Antoniewicz J. — Praca zbiorowa: Poradnik Radio- i Teleelektryka, PWT 1959
15. Streng K.: Odbiór telewizyjny na falach decymetrowych. WKŁ 1966
16. Łapiński T., Perkowski Z.: Przewody telekomunikacyjne. WKŁ 1972
17. Rothe G., Spindler E.: Technika antenowa. WKŁ 1967
18. Rothammel (DM2ABK): Antennenbuch — Verlag Sport und Technik. 1969 r.
19. Sawicki J.: Anteny, WKŁ 1965
20. Łapiński M.: Miernictwo teleelektryczne, T. IV. WKŁ 1972
21. Antenna Book, The ARRL. USA 1969
22. Orr W. J. (W6SAI): Beam Antenna Hand Book. Radio Publications. Wilton, Conn. USA 1955
23. Biekietow W., Charczenko K.: Pomiary, badania i regulacja anten amatorskich. Warszawa 1974, WKŁ
24. Troickij: Rozprostranienije Ultrakrotkich Wołn w Gorach. Swjazizdat 1968
25. Ajzenberg G. Z. i inni: O Primienieniji Passiwnych Retranslacji Antenny. Moskwa 1969, Swjazizdat
26. Żuk M. S., Mołoczko Jn. B.: Projektowanie Antenno-fidernych Ustrojstw. Izdat. Energia. Moskwa 1966
27. Orr W. J. (W6SAI): Quad Antennas Radio Publications. Wilton, Conn. USA 1959

28. Lieckfeld K. (DL3FM): VHF und UHF Richtantennen. Franckische Verlags-handlung. Stuttgart 1964
29. Zucker F.: The Backfire Antenne a Qualitative Approach to Its Design. Proceeding of the IEEE 7/1965
30. Pistolkors A.: Antenny. Swjazizdat. Moskwa 1947
31. Dołuchanow M. P.: Propagacja fal radiowych. WKŁ, Warszawa 1975

CZASOPISMA

1. Amatorskie Radio. UV. SVAZARM, CSSR, Praha
2. CQ: TROSSMAN, New York, USA
3. CQ: DL-DARC, RFN. Baunatal
4. DUBUS — Neue Claus. 1 Berlin 62
5. Electron — VEROM, Arnhem, Holandia
6. Funk Amateur, GST, NRD, Berlin
7. Funktechnik-Radio-Foto-Kinotechnik, 1. Berlin 52
8. Radio, DOSAAF, ZSRR, Moskwa
9. Radioamator i Krótkofalowiec Polski — WKŁ
10. Radio Communication, RSGB, Londyn, Wielka Brytania
11. UKW Berichte, Dohlus-Erlangen, NRF

SKOROWIDZ

- Antena aperiodyczna 298
- aperturowa 13, 321
 - Backfire 13, 484
 - Bird Cage 399
 - Bisquare 329
 - Bruce'a 331
 - dipolowa dla 3,5 i 7 MHz 265
 - — asymetryczna 257
 - — krzyżowa 448
 - — pierścieniowa 447
 - — z falą bieżącą 308
 - Cubical Quad 390, 405
 - DDRR 422
 - Delta 290
 - — Loop 384, 402, 475
 - Diamond-Quad 382
 - DL1FK 3-pasmowa 378
 - DL3FM 460, 469
 - DL6WU 462
 - DL7AB 266
 - do łączności satelitarnej 475
 - Franklina 318
 - Fuchsa 247
 - 6P pętlowa 415
 - — wielopasmowa 418
 - Ground Plain 6P 410, 413
 - G4ZU 369
 - G5RV 255
 - HA5DM 280
 - HA5DR 361
 - harmoniczna 13, 237
 - HB9CV 427, 340, 358
 - Antena Helical 449, 493
 - Helicone 503
 - HY-Gain 361, 377
 - kątowna 479
 - KH6OR 380
 - L 428
 - „Leżące H” 326
 - liniowa 13
 - Longwire, LW 262
 - — obciążona 299
 - — załamana 296
 - Long Yagi 456
 - mobil 421
 - motylkowa 124
 - nakładana 381
 - OK1DE 460
 - paraboliczna 13, 489
 - pasmowa 252, 268
 - — wielopasmowa 246, 256, 267, 418, 388
 - pętlowa 384
 - pionowa 370, 410
 - — kolinearna 370, 446
 - Quad 384
 - — 3-pasmowa 388
 - — Swiss 400

- — X 395
- Quadhelix 505
- ramowa 407
- reflektorowa 13, 471
- rombowa 13, 298, 304
- Antena skeleton slot 443
- Spindlera 464
- spiralna 366, 449
- SP6LB 462, 468
- strumieniowa 344
- szczelinowa 29, 443
- ścianowa 321, 329, 472
- T 281
- Tripleleg, trójnożna 419
- T2FD 302
- UA3FU 3-pasmowa 377
- V długa 293
- — gwiazdowa 294
- — odwrócone V 282
- — piętrowa 295, 328
- — piramidowa 288
- — pozioma 292
- — skrócona 286
- — 7-pasmowa 287
- VK2ABQ 365
- VK2AOU 360, 373, 388
- Windom 258
- WØEYE 471
- W2EEY 363
- W3DZZ 272, 375
- W4FKC 381
- W8FYR 381
- W8HRF — Minibeam 362
- W8JK 332
- Yagi-Vola 344, 351, 426
- Antena z charakterystyką dookólną 445, 449
- — — formowaną 291, 439
- — falą powierzchniową 14, 451, 456
- — odsprzęgaczami 268, 279
- Zeppelin 250, 320
- ZL-Specjal 337
- Antenowy układ, zryk 14, 309
- — bierny 310
- — czynny 310
- — fazujący, kolinearny, płaski, poprzeczny, równoległy wzdłużny 310, 321, 331
- zespół 335, 466
- — „5 nad 5” 438
- Apertura 13, 29, 91, 96
- skuteczna A_{sk} 90, 97, 425
- rozproszenia 97
- zbiorcza 98
- Apertura, wymiary 100
- Bilans energetyczny 219, 228
- Charakterystyka promieniowania 84
- kierunkowa dipoli 87, 105, 110, 154, 319
- Czułość odbiornika 226
- dB, decybel 11, 508
- Dipol elektryczny 25
- Hertza 25
- magnetyczny 28
- pętlowy 125, 243
- pionowy 109, 112
- poziomy 109
- półfalowy 116
- ,dobroć 122
- szerokopasmowy 123
- Długość skuteczna 94, 412
- Dyfrakcja 187
- Dyspersja 21
- Fala bieżąca, padająca, odbita 63, 72
- Fala elektromagnetyczna 17
- płaska, kulista 24
- powierzchniowa 193
- ,czoło 17
- ,długość 18
- F/B, F/S 350
- Fazowanie anten 437
- Funkcja kierunkowości 106
- Impedancja falowa 28, 38
- — przewodu 46, 55
- — wzajemna 314

Jonosfera 196

Kierunkowość 32, 89

Linia długa 36, 62

— —, dobroć 73

— —, dopasowanie 74

— —, rozkład impedancji 67

— —, rozkład napięć 63

— —, straty dodatkowe 78

Linia Goubau 59

Linia przesyłowa 43

— — czterożyłowa 50

— — dwużyłowa 44, 509

— — jednożyłowa 44, 509

— — paskowa 51

Linia współosiowa 51, 509

Łączność przez Księżyc EME 214

— — —, poziom sygnału 220

— — meteory MS 203

— — rozproszenie troposferyczne 193

— — zorzę A 211

Mod promieniowania 483, 495, 498

Naskórkowość 510

Neper 41, 508

Odbicie od ziemi 234

Optymalny kąt elewacji 202

Ośrodek propagacji 15

Pasmowość anteny 121, 127, 351

Polaryzacja 17, 32, 476

—, skrócenie płaszczyzny 217

Prędkość falowa, fazowa 21

Propagacja, rodzaje 180

— nad ziemią 185

— w wolnej przestrzeni 181

— — troposferze 193

Przeciwwagi 233

Przepisy 506

Przesuwność k 20, 38

Reflektory anten 478

Rezystancja anteny 92, 347

— promieniowania 32, 92, 117, 119

Rój meteoroidów 206

Skuteczna moc promieniowania 182

Skuteczność ekranowania 58

Skuteczny potencjał DX 235

Smukłość dipola 117

Spowolnienie K 454

Sprawność anteny 92

— — pionowej 233

— linii 42

Straty dodatkowe 78

Strefy działania 26

— Fresnela 183

Stroiki liniowe 78

Symetryzator 146, 170

— aperiodyczny 160, 163

— beta 160

— dwuprzewodowy 156

— dwustronny 151

— ferrytowy 167

— Pawseya 152

— pętlowy 155

— rezonansowy 149

— rękawowy 150

— szczelinowy 154

— taśmowy 161

Szerokość pasma 122

Szumy 221—224

Transformator ćwierćfalowy 68, 82, 132, 137

Transformator Delta 139

— Gamma 82, 142

— Omega 144

— spinkowy 157

— T 84, 140

— X 83

Tamowność 38

Tłumienie, tłumienność 40, 47

— linii 57, 79

— niedopasowania 77

— promieniowania 47

— przeszkody 190

— trasy 102, 189, 220

— ucieczki 453

— wolnej przestrzeni 183

TM, TE, TEM 29

Wektor Umowa Poyntinga 30

Wiązka główna 84

Współczynnik fali stojącej WFS 67, 75, 79

— odbicia r 76

— skrócenia K 19, 37, 118, 458

Wpływ ekranu 108

— przewodności ziemi 112, 234

— wysokości 121

Zasada wzajemności 103

— Huyghensa 183

Zasięg łączności 230

— — optyczny, radiowy 192

Zasilanie anteny 128, 174

— — bocznikowe 139

— — linią dopasowaną 136

— — — symetryczną 134, 175

— — napięciowe, prądowe 135

— — nierezonansowe 130

— — rezonansowe 131

Zysk anteny 89, 91, 228, 425, 455

— — dodatkowy 436

— — energetyczny 92

Źródło izotropowe 24