

BIBLIOTEKA
POLSKIEGO KRÓTKOFALOWCA

49

KRZYSZTOF DĄBROWSKI
OE1KDA

ANTENY KRÓTKOFALOWE
TOM 1
WYDANIE 2

WIEDENŃ 2023



© Krzysztof Dąbrowski OE1KDA
Wiedeń 2023

Opracowanie niniejsze może być rozpowszechniane i kopiowane na zasadach niekomercyjnych w dowolnej postaci (elektronicznej, drukowanej itp.) i na dowolnych nośnikach lub w sieciach komputerowych pod warunkiem nie dokonywania w nim żadnych zmian i nie usuwania nazwiska autora. Na tych samych warunkach dozwolone jest tłumaczenie na języki obce i rozpowszechnianie tych tłumaczeń.

Na rozpowszechnianie na innych zasadach konieczne jest uzyskanie pisemnej zgody autora.

Anteny krótkofalowe

Tom 1

Krzysztof Dąbrowski OE1KDA

**Wydanie 2
Wiedeń, luty 2023**

Spis treści

Wstęp	7
1. Podstawy teoretyczne	8
1.1. Klasyfikacja anten	18
2. Anteny dipolowe	24
2.1. Strojenie anten dipolowych	31
2.2. Korekta dopasowania dipola 7 MHz w paśmie 21 MHz	31
2.3. Antena kilkudipolowa	32
3. Anteny zasilane niecentralnie	35
3.1. Anteny Windom	35
3.2. Anteny sumaryczno-prądowe	37
4. Anteny zasilane na końcu	41
4.1. Antena Zeppelin	41
4.2. Antena Fuchsa	44
4.3. Anteny typu J	46
5. Formy szczególne	48
5.1. Anteny całofalowe	48
5.2. Antena odwrócone V	49
5.3. Anteny o ramionach rozwartych w płaszczyźnie poziomej	50
5.4. Anteny typu ukośny promień – dipole ukośne	51
5.5. Dipol zygzakowaty	53
5.6. Dipol wielopasmowy dopasowany strojnikiem	54
5.7. Nierezonansowe dipole wielopasmowe	54
5.8. Anteny długie	55
5.9. Dipol nierezonansowy obciążony oporowo	58
5.10. Anteny nierezonansowe zasilane na końcu	59
5.11. Dipol współosiowy	60
5.12. Anteny dwupasmowe z pułapkami rezonansowymi	61
5.13. Anteny skrócone	63
5.14. Anteny Beverage	64
5.15. Skrzyżowany dipol na pasma 10 i 12 m	65
6. Obwody dopasowujące	67
6.1. Obwody typu L	68
6.1.1. Obwody typu Z	69
6.2. Obwody typu Pi	70
6.3. Obwody typu T	70
6.3.1. Dostrajanie anteny za pomocą obwodu typu T	71
6.4. Obwód szeregowy	72
6.5. Dławiki prądów powierzchniowych	73
6.6. Symetryzatory	73
6.7. Transformatory magnetyczne	76
7. Wpływ środowiska na parametry anten	77
7.1. Odbicia fali od powierzchni ziemi	77
7.2. Wpływ parametrów gruntu	80
7.2.1. Wpływ na impedancję wejściową	80
7.2.2. Wpływ na częstotliwość rezonansu	84
7.2.3. Wpływ na charakterystykę kierunkową	87
7.2.4. Wpływ właściwości gruntu na anteny specjalne	92
7.3. Wpływ wysokości anteny	94
7.3.1. Wpływ na dipol poziomy	94
7.3.2. Wpływ na poziome anteny kierunkowe	97
7.3.3. Wpływ na anteny pionowe	99
7.4. Wpływ ukształtowania terenu	104
7.5. Anteny nad brzegiem morza	105
7.6. Wpływ pokrycia terenu	106

Literatura i adresy internetowe	108
Spis tomów „Biblioteki polskiego krótkofalowca”	109

Sommaire

Antennes décamétriques

Préface	7
1. Base théorique	8
1.1. Classification des antennes	18
2. Antenne dipôle	25
2.1. Accord des dipôles	31
2.2. Correction de adaptation de dipôle 7 MHz sur 21 MHz	31
2.3. Antenne multidipôle	32
3. Antennes alimentées du côté	35
3.1. Antenne Windom	35
3.2. Antennes à somme des courants	37
4. Antennes alimentées en extrémité	41
4.1. Antenne Zeppelin	41
4.2. Antenne Fuchs	44
4.3. Antenne en J	46
5. Formes spéciales	48
5.1. Antennes pleine onde	48
5.2. Antenne en V inversé	49
5.3. Antennes en V horizontal	50
5.4. Dipôle incliné	51
5.5. Dipôle zigzag	53
5.6. Dipôle multibande accordée avec le bras de réactance	54
5.7. Dipôle non résonant multibande	54
5.8. Antennes long fil	55
5.9. Dipôle non résonant chargée résistivement	58
5.10. Antennes non résonantes alimentée en extrémité	59
5.11. Dipôle Bazooka	60
5.12. Antennes bibandes avec les trapèzes	61
5.13. Antennes raccourcies	63
5.14. Antenne Beverage	64
5.15. Dipôle croisé pour les bandes 10 et 12 m	65
6. Adaptateurs	67
6.1. Adaptateur L	68
6.2. Adaptateur Pi	70
6.3. Adaptateur T	70
6.4. Adaptateur série	72
6.5. Selfs de mode différentiel	73
6.6. Baluns	73
6.7. Balun magnétique	76
7. Impact environnemental sur les paramètres des antennes	77
7.1. Réflexion des ondes depuis la surface de la terre	77
7.2. Les conditions du sol	80
7.3. Influence de la hauteur de l'antenne	94
7.4. Impact du terrain	104
7.5. Antennes par la mer	105
7.6. Impact de la couverture terrestre	106
Bibliographie et les pages web	108
Liste des volumes de la „Bibliothèque de radioamateur polonais”	109

Wstęp

Niezależnie od zainteresowań, stosowanych emisji, pasm, chęci polowania na DX-y albo ograniczenia się do łączności lokalnych nikt z krótkofalowców nie może zignorować tematyki antenowej. Anteny o różnych rozmiarach i stopniach komplikacji konstrukcji są potrzebne w każdym przypadku, a ich brak albo utrudnienia w ich instalacji mogą tylko uniemożliwić wyjście w eter albo poważnie ograniczyć zasięgi i możliwości pracy.

Tematyka antenowa jest więc stale aktualna, a zrozumienie zasad działania i budowy anten jest niezbędne każdemu krótkofalowcowi. Nie wszyscy muszą być oczywiście wysokiej klasy specjalistami na tym polu, ale konieczne jest zapoznanie się z podstawami i ich dobre zrozumienie. W obecnych czasach można wprowadzić bez problemu zaopatrzyć się w gotową antenę dowolnego rodzaju, zmontować ją i zestroić zgodnie z instrukcją montażową, ale to jeszcze nie wszystko. Bez należytego zrozumienia zasad działania, wpływu otoczenia, znaczenia poszczególnych wielkości i zjawisk związanych z propagacją fal można przeżyć niepotrzebne rozczarowania kiedy okaże się, że antena, która świetnie sprawdzała się u kolegi i przewyższała wszystko, co on dotąd wykorzystywał, we własnej lokalizacji spisuje się średnio, nie daje się poprawnie zestroić, jest do niczego, albo pozornie jest dobra tylko w niektórych kierunkach, dla niektórych odległości i dla łączności tylko z pewnymi regionami, podczas gdy dotychczasowa dawała lepsze rezultaty w pozostałych przypadkach. Sytuacje takie i podobne stają się zarzewiem namiętnych dyskusji, w sumie niestety nie prowadzących do celu z powodu braku należytych podstaw teoretycznych, a nie zawsze warunki zewnętrzne pozwalają na zachowanie kilku anten. Warto także zdawać sobie sprawę z tego, że antena znajdująca się zbyt blisko budynku jest narażona na silniejsze pola zakłócające aniżeli antena umieszczona możliwie daleko od budynku lub możliwie wysoko nad jego dachem. Zależnie od miejsca umieszczenia anteny, od obiektów znajdujących się w jej pobliżu, roślinności, przewodności gruntu, jakości uziemienia tam gdzie jest ono niezbędne, skuteczności przeciwwag jeśli są konieczne i innych czynników długości i ustawienia elementów mogą się znacznie różnić od podanych orientacyjnie w instrukcjach montażowych.

Tom niniejszy nie ma na celu przedstawienia całości problematyki, tak jak to zrobili autorzy wydanej już 13 razy biblii antenowej „Rothammels Antennebuch”. Autor ogranicza się jedynie do spraw podstawowych i omówienia niektórych najczęściej stosowanych przez krótkofalowców rodzajów anten. W tomie 32 szczegółowo przedstawiono rozwiązania anten o mniejszych rozmiarach i wyglądem ułatwiającym ich ukrycie przed niepowołanymi oczami. Tom obecny ogranicza się do opisu krótkofalowych anten podłużnych: diplowych i pochodnych. Inne typy anten, zarówno krótko- jak i ultrakrótkofalowych będą omawiane w planowanych przyszłych tomach naszej serii. Niektóre rodzaje amatorskich anten na fale długie i średnie opisano w tomie 18, a anteny mikrofalowe – w tomie 25.

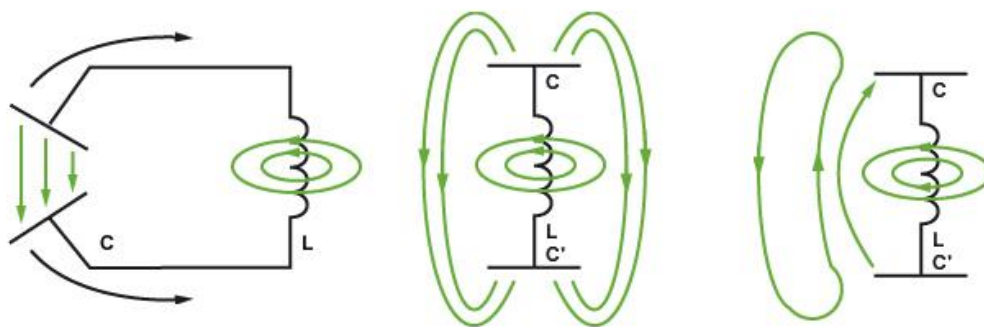
Niezależnie o d rodzaju anteny stawiamy jej i całemu systemowi antenowemu pewne określone wymagania: w antenie powinien płynąć prąd wielkiej częstotliwości o możliwie jak największym natężeniu, powinna ona znajdować się na korzystnej wysokości, możliwie daleko od obiektów zakłócających jej pracę i powinna być dopasowana do linii zasilającej, a linia opasowana do nadajnika. Wymagamy też aby straty w elementach anteny i w linii zasilającej były jak najniższe.

Omawianie tematyki antenowej bez znajomości spraw związanych z propagacją fal w sumie daje niewiele, dlatego też autor zachęca do czytelników do zapoznania się z tomem 48 poświęconym zjawiskom zachodzącym w przestrzeni między anteną nadawczą i odbiorczą. Jonosfera jest ośrodkiem kapryśnym, ale niemniej tłumienie na dalekich, światowych trasach łączności nawet przez kable o najlepszych parametrach jest o rzędy wielkości większe od tłumienia jonosfery. Wydanie drugie zostało uzupełnione o dalsze rozwiązania anten.

*Krzysztof Dąbrowski
Wiedeń, 12 lutego 2023*

1. Podstawy teoretyczne

Anteny służą do wypromieniowania lub odbioru fal elektromagnetycznych do lub z wolnej przestrzeni. Stanowią one więc elementy dopasowujące wyjście nadajnika lub wejście odbiornika do tej przestrzeni. Zasadę pracy anteny najłatwiej można zrozumieć śledząc przejście od zamkniętego obwodu rezonansowego LC do obwodu otwartego. Może to nastąpić przez rozsuniecie okładek kondensatora lub przez rozciągnięcie cewki. W pierwszym przypadku otrzymuje się anteny elektryczne, a w drugim pętlowe anteny magnetyczne. Fizycznie antena jest odcinkiem przewodnika o wymiarach porównywalnych z długością fali przez który płynie prąd zmienny. W praktyce krótkofalarskiej spotykane są również anteny o wymiarach znacznie mniejszych, o gorszych parametrach, ale za to łatwiejsze do ukrycia. W warunkach krótkofalarskich pod wymienionym prądem zmiennym rozumiemy oczywiście prąd wielkiej częstotliwości. Natężenie promieniowanego pola elektromagnetycznego maleje w miarę oddalania się od anteny. Monotoniczna zmiana natężenia pola w funkcji odległości ma miejsce dopiero w strefie dalekiej, dla odległości od anteny $l > 2a^2/\lambda$, gdzie a jest maksymalnym rozmiarem anteny, a λ – długością promieniowanej fali. W zakresie bliższych odległości od anteny, w strefie pośredniej i bliskiej, zmiany natężenia pola mają charakter oscylacyjny. W praktyce obliczenia właściwości kierunkowych anteny itp. odnoszą się zwykle do strefy dalekiej.



Rys. 1.1. Przejście od rezonansowego obwodu zamkniętego do anteny. Rozsuwając coraz dalej od siebie okładki kondensatora zamkniętego obwodu rezonansowego otrzymuje się obwód otwarty. Linie pola elektrycznego przebiegają w przestrzeni, a obwód zaczyna promieniować falę elektromagnetyczną. W przypadku dualnym przez rozciągnięcie cewki otrzymuje się antenę magnetyczną (pętlową)

Oporność promieniowania anteny jest to pojęcie określające zależność między prądem płynącym w antenie, a promieniowaną przez nią mocą $P_{\text{prom}} = I_A^2 R_{\text{prom}}$. Oporność promieniowania jest więc zastępczą wielkością obliczeniową nie występującą pod postacią fizycznego elementu (opornika). Odbiornikiem energii promieniowanej przez antenę jest wolna przestrzeń. Jej impedancja falowa czyli stosunek natężenia pola elektrycznego E do pola magnetycznego wynosi 120Π czyli w przybliżeniu 377Ω . Występujące w niej zjawiska takie jak tłumienie wolnej przestrzeni i zjawiska propagacyjne omówiono w tomie 48.

Impedancja falowa anteny jest pojęciem umownym pozwalającym na określenie właściwości anteny w sposób istotny dla użytkownika. Impedancja falowa pojedynczego przewodnika o przekroju kołowym wynosi dla promiennika niesymetrycznego

$$Z_A = 60 (\ln(1/r_p) - 1), \text{ gdzie } r_p \text{ jest promieniem przekroju przewodnika.}$$

Dla promiennika symetrycznego jest to

$$Z_A = 120 (\ln(1/r_p) - 1).$$

Jak wynika ze wzorów dla zmniejszenia impedancji falowej promiennika należy zwiększyć jego grubość, o czym pomówimy później.

Impedancja wejściowa anteny jest to stosunek napięcia na zaciskach wejściowych anteny do przepływającego przez nie prądu. W przypadku ogólnym impedancja ma charakter zespolony czyli składa się ze składowej czynnej (oporowej) i składowej reaktancyjnej, zależnie od częstotliwości ma ona charakter pojemnościowy lub indukcyjny

$$Z_w = R_w + jX_w.$$

Na ilustracji 1.2 przedstawiony jest przebieg składowych impedancji wejściowej promiennika symetrycznego w funkcji stosunku długości anteny l do długości fali λ . Jak wynika z wykresu impedancja wejściowa ma charakter rzeczywisty (opornościowy) w punkcie rezonansu $l = \lambda$. Reaktancja X_w jest wtedy równa zeru. Dla dobrego zrozumienia działania każdej anteny konieczna jest znajomość rozkładu amplitud prądów i napięć na jej elementach. Mają one kształt zbliżony do sinusoidy i są przeważnie przesunięte w fazie w stosunku do siebie o 90° .

Oporność strat anteny można wyrazić jako sumę składowych

$$R_s = R_1 + R_2 + R_3,$$

gdzie R_1 jest opornością strat przewodnika, wyraża ona straty energii w nim na ciepło,

R_2 jest opornością strat w izolatorach służących do zamontowania anteny,

R_3 jest opornością strat wprowadzonych przez system uziemienia.

Zasadniczo należałoby wprowadzić tutaj jeszcze czwartą składającą straty energii w obwodach dopasowujących i ewentualnie symetryzujących oraz piątą wyrażającą straty w otoczeniu anteny: w ziemi i w obiektach naziemnych znajdujących się w pobliżu anteny. W praktyce te ostatnie są trudne do dokładnego wyrażenia, ale nie wolno o nich zapominać, mimo że nie jest ona formalnie rzecz biorąc elementem samej anteny, a systemu antenowego jako całości.

Moc doprowadzona do anteny nie jest w całości wypromieniowywana, część z niej zostaje bezpowrotnie stracona (na ciepło). Współczynnik sprawności anteny jest określany przez stosunek mocy promieniowanej przez antenę do całkowitej mocy doprowadzonej do jej zacisków. Wyraża się on wzorem $\eta = P_w / P_{pr}$, gdzie P_w jest mocą doprowadzoną do wejścia anteny, a P_{pr} – mocą wypromieniowaną.

Sprawność η można obliczyć ze wzoru

$$\eta = R_{prom} / (R_{prom} + R_s),$$

gdzie R_{prom} jest opornością promieniowania, a R_s – opornością strat w systemie antenowym.

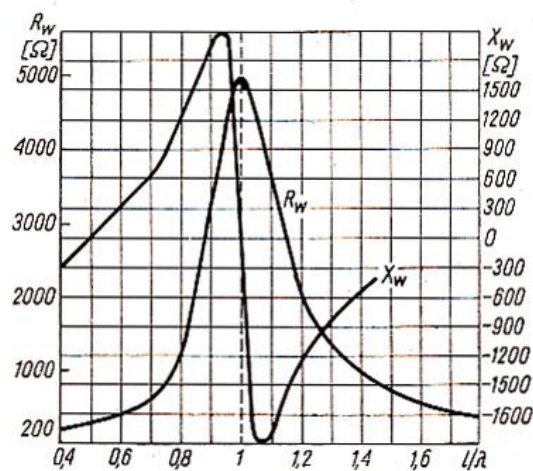
Oporność strat decyduje o dobroci anteny Q , a przez to o szerokości rezonansowego 3-dB zakresu jej pracy. Zakres 3-decybelowy oznacza też, że na jego granicy składowe rzeczywista i urojona impedancji wejściowej mają równe wartości bezwzględne. Dla anten o dużej dobroci (przykładowo omówionych dalej anten magnetycznych) zakresy pracy, zwłaszcza na niższych częstotliwościach są na tyle wąskie, że konieczne jest ich dostrajanie przy zmianie częstotliwości pracy – nawet w ramach pasm amatorskich. Straty w antenie rosną w miarę wzrostu częstotliwości pracy (m.in. wskutek wpływu efektu powierzchniowego), dlatego też zakresy pracy dla wyższych pasm poszerzają się ponad proporcjonalnie.

$Q_A = f_0 / \Delta f$, gdzie f_0 jest częstotliwością rezonansu, a Δf zakresem 3-decybelowym. Oprócz 3-decybelowej szerokości pasma podawana jest także szerokość pasma, dla której WFS (współczynnik fali stojącej) nie przekracza wartości 2. Orientacyjnie można przyjąć dla dipola szerokość pasma dla WFS mniejszego od dwóch równą około 5% częstotliwości rezonansowej. Oznacza to przykładowo, że dla pasm 160 m, 80 m i 10 m o szerokościach względnych odpowiednio 10,5%, 8,5% i 6,1% konieczne jest korekta dopasowania anteny w zależności od częstotliwości pracy, natomiast dla pozostałych pasm krótkofalowych wystarczy zestrojenie anteny na środek pasma. Przekroczenie przez WFS wartości 2 lub 3 powoduje, że w wielu modelach radiostacji i wzmacniaczy mocy dochodzi do obniżenia mocy nadawania dla ochrony wzmacniacza mocy przed uszkodzeniem.

Charakterystyka częstotliwościowa anteny obrazuje zależność jej impedancji wejściowej od częstotliwości.

Charakterystyka kierunkowości anteny (charakterystyka kierunkowa) jest graficznym zobrazowaniem mocy promieniowanej przez antenę w zależności od kierunku w przestrzeni. Antena promieniująca jednakową moc w dowolnym kierunku przestrzeni jest nazywana anteną izotropową. Jej charakterystyka przestrzenna ma kształt kuli. Antena taka nie istnieje w rzeczywistości i jest wygodną konstrukcją myślową dla celów obliczeniowych i porównawczych. Każda fizycznie istniejąca antena ma właściwości kierunkowe, a w warunkach rzeczywistych należy także uwzględniać również wpływ fali odbitej od powierzchni ziemi. Powoduje to zarówno zmiany charakterystyki kierunkowej anteny jak i jej zysku

kierunkowego. Najczęściej charakterystyki kierunkowe są przedstawiane w biegunowym układzie współrzędnych, ale czasami stosowany jest układ prostokątny.



Charakterystyka częstotliwościowa impedancji radiatora symetrycznego

Rys. 1.2

Charakterystykę kierunkowości anteny przedstawia się naogół w przekrojach płaszczyzną poziomą (azymutu) i pionową (elewacji). Bardzo użytecznym parametrem charakteryzującym właściwości kierunkowe anteny jest szerokość wiązki (głównej). Jest to kąt między punktami, w których poziom mocy promieniowanej jest dwukrotnie niższy od poziomu mierzzonego w kierunku maksymalnego promieniowania. Szerokość wiązki określana jest więc dla spadku mocy o 3 dB. Oś siły sygnału może być wyskalowana w jednostkach liniowych w skali od 0 do 1 lub logarytmicznych (dB), przy czym wartości maksymalnej odpowiada wtedy 0 dB. Trzydecybelowa szerokość wiązki dla dipola półfalowego wynosi 78 stopni. Jeżeli na skali siły sygnału naniesiona jest nie moc, a natężenie pola, wówczas połowie mocy odpowiada spadek natężenia pola do wartości 0,707 (w skali liniowej).

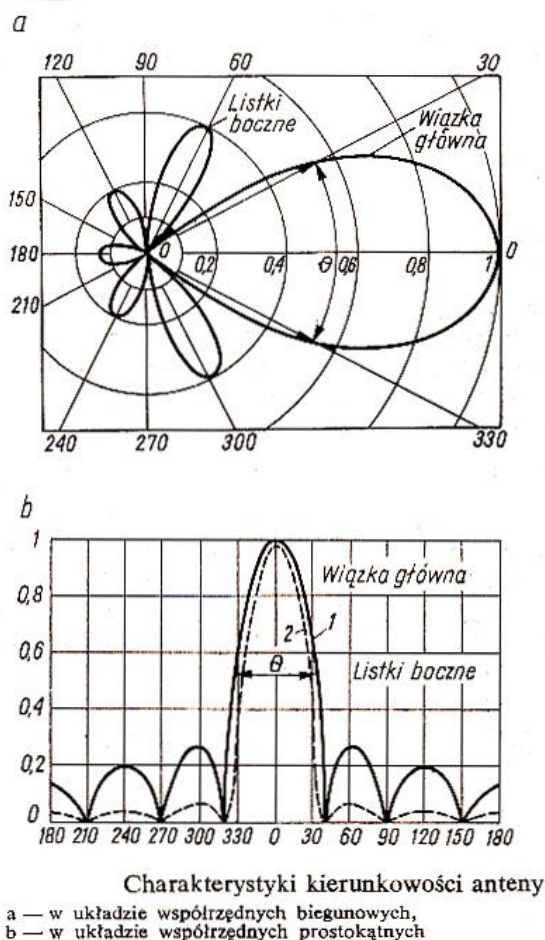
Oprócz najbardziej interesującej użytkowników wiązki głównej na wykresach charakterystyki kierunkowej widoczna jest mniejsza lub większa liczba listków bocznych o różnej wysokości (sile sygnału). Energia promieniowana w kierunku listków bocznych jest zasadniczo energią straconą, a w przypadku odbioru zwiększają one jedynie prawdopodobieństwo odbioru niepożądanych sygnałów (zakłócających). Istotnym parametrem jest też stosunek promieniowania głównego do wstecznego (stosunek przód-tył; niem. *VRV – Vorwärts-Rückwärts-Verhältnis*) odpowiadający stosunkowi natężenia pola w kierunku pożądanym (przednim) i przeciwnym do niego, a przy odbiorze tłumieniu sygnałów odbieranych z przeciwnej strony (tłumieniu wstecznym). Pożądane jest aby poziomy listków bocznych i tylnego były więc jak najniższe.

Napięciowy stosunek przód-tył (tłumienie wsteczne) wyraża się wzorem $P/T = U_P / U_T$. W przypadku kilku listków skierowanych w przybliżeniu do tyłu należy zamiast pojedynczego napięcia uwzględnić średnią arytmetyczną napięć pochodzących od nich.

Charakterystyka kierunkowa w płaszczyźnie pionowej pozwala na zorientowanie się do jakich celów dana antena przydaje się najlepiej. Każda antena promieniuje falę w pewnym zakresie kątów i w pewnym kierunku albo kierunkach występuje maksimum natężenia pola. W niektórych innych kierunkach mogą wystąpić silniejsze lub słabsze minima. Fala promieniowana odbija się od jonosfery statystycznie rzecz biorąc pod kątem równym kątowi padania po czym powraca na powierzchnię ziemi. Czym kąt ten jest niższy w stosunku do płaszczyzny ziemi przy stacji nadawczej tym dalej fala trafia na jonosferę i dociera do dalszego obszaru na powierzchni ziemi. Antena przewidziana do łączności DX-owych powinna więc promieniować możliwie dużą część energii pod niskimi kątami. Anteny przeznaczone do łączności krajowych lub z bliskimi rejonami powinny natomiast promieniować falę pod wyższymi kątami, aby osiągała mniej oddalonych korespondentów. Przypadkiem szczególnym są łączności oparte o fale promieniowane w przybliżeniu pionowo (ang. *NVIS*). Po odbiciu od jonosfery w okolicach zenitu naświetlają one obszar w promieniu stu do kilkuset kilometrów. Antena musi znaj-

dować się w stosunkowo niewielkiej odległości od ziemi, rzędu 0,15 fali, co na niższych pasmach i tak najczęściej się zdarza lub jest łatwe do spełnienia. Łączności tego typu w zależności od pory dnia i częstotliwości krytycznej jonosfery prowadzone są w pasmach 80, 60 i 40 m, czasami przy dużych wartościach MUF także w paśmie 30 m.

Nie należy zapomnieć także o znaczeniu tak zwanej martwej strefy. Zasięg fali przyziemnej na falach krótkich jest zależny od częstotliwości, wynosi od kilkunastu do kilkudziesięciu kilometrów i maleje ze wzrostem częstotliwości. Zależnie od kąta padania i odbicia od jonosfery fala jonosferyczna wraca na powierzchnię ziemi najczęściej w odległościach przekraczających zasięg fali przyziemnej. Pomiędzy tymi dwoma zasięgami istnieje szersza lub węższa strefa, w której odbiór jest niemożliwy. Jest to właśnie martwa strefa, która niestety czasami wpływa ujemnie na ocenę anteny. Strefa martwa jest tym szersza im antena ma niższy kąt promieniowania w stosunku do powierzchni ziemi, a więc czym jest bardziej anteną DX-ową.



Rys. 1.3

Współczynnik kierunkowości (funkcja kierunkowości) lub zysk kierunkowy anteny D jest stosunkiem natężeń pól w danym punkcie przestrzeni pochodzących od anteny izotropowej i anteny kierunkowej znajdujących się w tym samym miejscu i promieniujących identyczną moc P . Mówiąc inaczej zysk kierunkowy anteny wskazuje ile razy należy zwiększyć moc doprowadzoną do anteny izotropowej aby uzyskać w miejscu odbioru natężenie pola identyczne jak pochodzące od anteny kierunkowej.

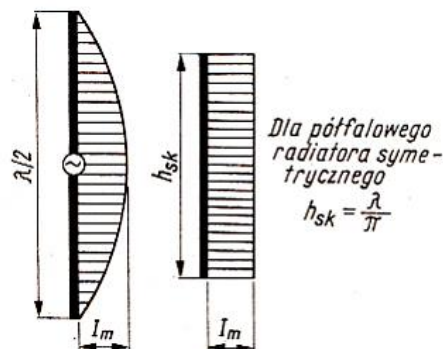
Zysk energetyczny lub współczynnik wzmocnienia anteny G jest iloczynem zysku kierunkowego na osi maksymalnego promieniowania i współczynnika sprawności η : $G = D \eta$.

Oczywiście w antenie nie zachodzi żadne wzmocnienie mocy sygnału, a zyski kierunkowy i energetyczny wynikają jedynie ze skupiania energii w pewnym kierunku. W kierunkach pozostałych moc promieniowania jest znacznie niższa i sumaryczna moc promieniowania nie ulega zmianie (o ile pominiemy straty w antenie). Jako antena porównawcza zamiast anteny izotropowej występuje bardzo często dipol. Ma on w stosunku do anteny izotropowej w wolnej przestrzeni zysk kierunkowy ok. 2,15 dBi. Zysk kierunkowy anten w stosunku do anteny dipolowej jest oznaczany jako dBd. W przypadku gdy

w prospektach zamiast oznaczeń dBi lub dBd występuje jedynie oznaczenie dB można obawiać się, że producent (lub dystrybutor) podaje w rzeczywistości zysk dBi chcąc zrobić na nabywcach lepsze wrażenie, sugerując w kontekście, że chodzi o zysk dBd lub po prostu spodziewając się, że większe liczby przyciągną nabywców.

Z zyskiem kierunkowym anteny wiążą się pojęcia równoważnych mocy promieniowanych. Równoważna moc promieniowana EIRP oznacza moc którą należałoby doprowadzić do anteny izotropowej aby otrzymać w strefie dalekiej takie samo natężenie pola (gęstość mocy) jak w przypadku anteny wykazującej zysk kierunkowy – w kierunku głównej jej wiązki. Jest to więc iloczyn mocy doprowadzonej do anteny i jej zysku odniesiony do bezstratnej anteny izotropowej.

Równoważna moc promieniowania ERP jest natomiast odniesiona do półfalowej anteny dipolowej. W iloczynie występuje zysk antenowy w stosunku do dipola półfalowego.



Wysokość skuteczna anteny

Rys. 1.4

Skuteczna długość (lub wysokość) anteny jest używana do określenia skuteczności anteny jako promiennika lub jako odbiornika energii elektromagnetycznej. Skuteczna długość anteny nadawczej jest określana jako długość zastępczej anteny liniowej, wzdłuż której płynie o stałej wartości, równej wartości skutecznej prądu na zaciskach wejściowych anteny rzeczywistej.

Powierzchnia skuteczna anteny stanowi bardzo ważny parametr anteny odbiorczej

$A_{sk} = P_{od}/S$, gdzie A_{sk} jest powierzchnią skuteczną anteny, P_{od} jest mocą przesłaną z anteny do dopasowanego odbiornika, a S – gęstością energii fali padającej na antenę. Wzór ten określa powierzchnię skuteczną przy założeniu zgodności polaryzacji anteny i padającej fali. Powierzchnia skuteczna anteny naogół nie jest bezpośrednio związana z jej powierzchnią rzeczywistą. Przypadkiem szczególnym są anteny paraboliczne stosowane w zakresach mikrofalowych, gdzie powierzchnia skuteczna anteny odpowiada powierzchni otworu czaszy.

Powierzchnia skuteczna jest obliczana ze wzoru

$A_{sk} = \lambda^2 G / 4\pi$, gdzie G jest skutecznym zyskiem antenowym uwzględniającym sprawność anteny. Dla dipola półfalowego wynosi ona $0,13 \lambda^2$. Odpowiada to powierzchni prostokąta o bokach połowy i ćwierci fali lub elipsy o długości $2/3 \lambda$ i szerokości $1/4 \lambda$. Konsekwencją zależności powierzchni skutecznej od częstotliwości jest przykładowo to, że dipol o długości 40 m zapewnia w paśmie 80 m takie samo natężenie pola co 1-metrowy dipol w paśmie 144 MHz. Przy odbiorze dipol ten w paśmie 2 m dostarcza tylko 1/40 napięcia w porównaniu z dipolem dla pasma 80 m przy tym samym natężeniu pola odbieranej fali (wyrażanym w V/m). Konieczne staje się więc zapewnienie odpowiednio większego zysku antenowego w miarę wzrostu częstotliwości pracy. Zysk ten może być rozdzielony pomiędzy anteny nadawcze i odbiorcze (jak to ma miejsce w praktyce krótkofalarskiej). Różnicę można też zmniejszyć przez wzrost mocy nadawania.

Oprócz pojęcia powierzchni skutecznej anteny istnieje także pojęcie powierzchni rozpraszania anteny. W warunkach dopasowania antena dostarcza do odbiornika nie całą odebraną moc, a jedynie jej połowę. Druga połowa jest więc z powrotem wypromieniowywana w przestrzeń. W przypadku zwarcia zacisków anteny wypromieniowywana jest całkowita moc, co odpowiada największej powierzchni rozpraszania.

Temperatura szumowa anteny jest taką temperaturą zastępczego opornika (o oporności równej części rzeczywistej impedancji wejściowej) wyrażona w stopniach Kelvina, przy której dostarcza on takiej samej mocy szumów, jak dostarczana przez antenę. Temperatura szumowa anteny uwzględnia zarówno straty energii sygnału w elementach anteny jak i szumy odbierane przez antenę.

Moc szumów opornika jest niezależna od jego oporności, a jedynie od temperatury bezwzględnej i szerokości pasma

$P_{sz} = 4 k T_0 \Delta f$, gdzie T_0 jest temperaturą opornika wyrażoną w stopniach Kelvina, k – stałą Boltzmana, a Δf szerokością pasma w Hz. Warto zwrócić uwagę, że o ile moc szumów opornika nie zależy od jego oporności, o tyle napięcie szumów tak

$$U_{sz} = \sqrt{4k T_A \Delta f R_A}$$

Do szumów generowanych na opornościach elementów anteny dochodzą szumy odbierane pochodzące zarówno od pobliskich obiektów jak i z kosmosu. W przypadku ogólnym temperatura szumowa anteny zależy od kierunku, w którym jest zwrócona i różni się od jej temperatury rzeczywistej.

Dopasowanie anteny oznacza taki stan współpracy nadajnika, linii przesyłowej i anteny, w którym antena promieniuje największą moc generowaną przez nadajnik lub gdy do wejścia odbiornika przesłany jest maksymalny sygnał odebrany przez antenę. Wymaga to po pierwsze doprowadzenia do zera składowej reaktancyjnej impedancji anteny, a po drugie odpowiedniej transformacji składowej rzeczywistej.

W warunkach dopasowania nie występuje fala stojąca, a więc muszą być spełnione warunki

$$Z_{wy N} = Z_0 = Z_{we A} = R_A$$

lub

$$Z_{we O} = Z_0 = Z_{we A} = R_A,$$

gdzie

$Z_{wy N}$ jest impedancją wyjściową nadajnika, Z_0 – impedancją falową linii przesyłowej, $Z_{we A}$ – impedancją wejściową anteny, R_A – opornością promieniowania anteny i $Z_{we O}$ – impedancją wejściową odbiornika.

Warunek ten jest możliwy do spełnienia gdy:

- impedancja wejściowa anteny ma charakter rzeczywisty (opornościowy) o oporności równej impedancji charakterystycznej (falowej) linii zasilającej i oporności promieniowania. Oznacza to, że antena jest dostrojona do częstotliwości rezonansowej.
- linia zasilająca jest dobrana tak, że jej impedancja charakterystyczna (falowa) jest równa impedancji wyjściowej nadajnika. Takie idealne warunki dopasowania występują w praktyce bardzo rzadko. Najczęściej konieczne jest użycie dodatkowych obwodów dopasowujących LC (lub dobranych odcinków linii zasilającej) zwanych w gwarze krótkofalarskiej „skrzynką antenową” (ang. *tuner*, fr. *boîte de couplage*).

W stanie niedopasowania pewna część energii zostaje z powrotem odbita w kierunku nadajnika. Stan ten jest opisany za pomocą współczynnika odbicia wyrażanego jako stosunek napięcia fali odbitej do napięcia fali padającej:

$$\rho = U_o / U_p, \text{ gdzie } U_o \text{ jest napięciem fali odbitej, a } U_p \text{ – fali padającej.}$$

W warunkach dopasowania $\rho = 0$, a w warunkach pełnego niedopasowania $\rho = 1$.

Współczynnik odbicia można także wyrazić wzorem

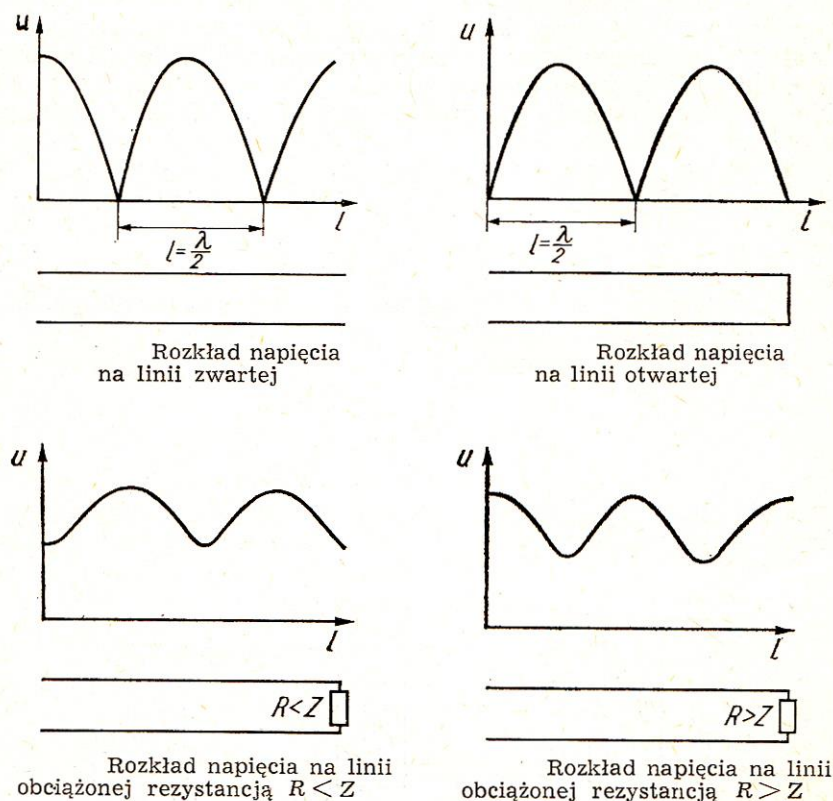
$$\rho = (Z_k - Z_0) / (Z_k + Z_0), \text{ gdzie } Z_k \text{ jest impedancją obciążenia, } Z_0 \text{ – impedancją charakterystyczną linii zasilającej.}$$

Innym sposobem opisu niedopasowania jest współczynnik fali stojącej – WFS (ang. *SWR*, niem. *SWV*, a właściwie *VSWV*, fr. *ROS*). Jest on wartością dogodnie mierzalną przez pomiar minimalnego i maksymalnego napięcia fali stojącej:

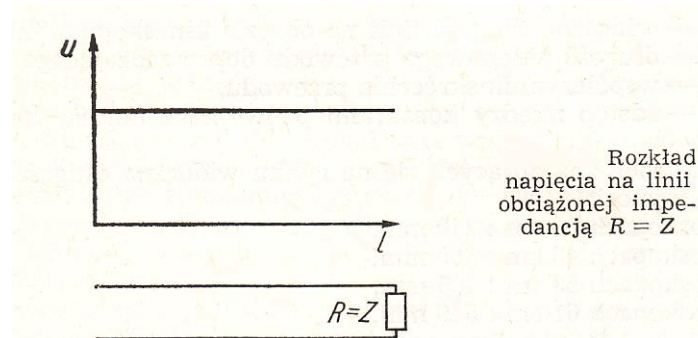
$$WFS = U_{maks} / U_{min} = (1 + |\rho|) / (1 - |\rho|).$$

W warunkach dopasowania WFS jest równy jedności, a w warunkach pełnego niedopasowania – nieskończoności. Praktycznie WFS w granicach 1,1 – 1,5 a nawet do 1,8 można uznać za dobry. Przykładowo WFS = 1,22 oznacza straty mocy 1 % (0,04 dB), 1,5 – 4% (0,18 dB), 2 – 11% (0,51 dB),

a dopiero 3 – straty 25% (1,25 dB). Oprócz współczynnika fali stojącej stosowane jest również pojęcie współczynnika fali bieżącej WFB równego odwrotności WFS.

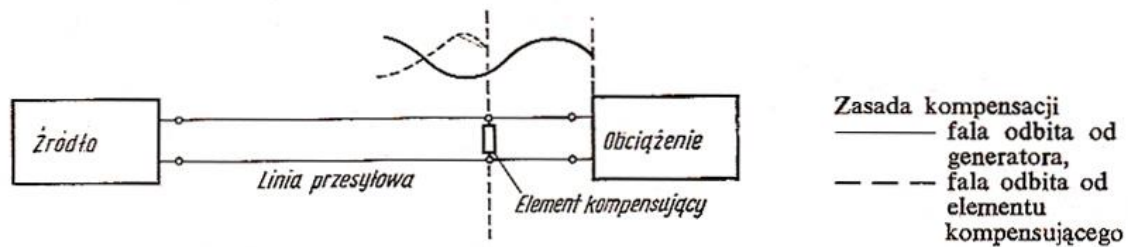


Rys. 1.5. Rozkłady napięcia w bezstratnej linii obciążonej opornością R różną od oporności falowej linii Z , dla linii zwartej $R = 0$, dla rozwartej – odpowiada nieskończoności. Rozkłady prądów mają taki sam przebieg, ale są przesunięte fazowo o 90° , czyli o $\lambda/4$. Maksimum napięcia pokrywa się z minimum prądu i odwrotnie. Przy obciążeniu linii reaktancją przebiegi napięć są podobne do dwóch ostatnich, ale zmienia się kąt przesunięcia fazowego między prądem i napięciem



Rys. 1.6. Rozkład napięcia na bezstratnej linii dopasowanej

Dopasowanie anteny metodą kompensacji polega na włączeniu w odpowiednim miejscu linii zasilającej przewodności reaktancyjnej (indukcyjnej lub pojemnościowej) o znaku przeciwnym do znaku reaktancji w miejscu linii, w którym zostaje podłączona czyli w miejscu kompensacji. W miejscu kompensacji wytwarza się dzięki temu dodatkowa fala odbita o takiej amplitudzie i fazie, aby obie fale odbite kompensowały się. W zależności od zakresu częstotliwości w charakterze boczników występują elementy skupione czyli cewki lub kondensatory albo elementy o stałych rozłożonych czyli strojniki wykonane z odpowiednio dobranych odcinków linii transmisyjnej zwartych lub rozwartych na przeciwnym końcu. Ten drugi sposób jest stosowany zwłaszcza w pasmach mikrofalowych i UKF, a w szerszym zakresie fal występuje przykładowo w antenach typu J.



Rys. 1.7

Dopasowanie anten za pomocą transformatorów stosuje się wtedy, kiedy impedancja wejściowa anteny ma charakter rzeczywisty, ale różny od impedancji falowej linii zasilającej.

Metoda ta polega na włączeniu między antenę i linię zasilającą odcinka innej linii zasilającej o długości równej ćwierci fali i o impedancji falowej

$Z_T = \sqrt{Z_0 Z_A}$, gdzie Z_T jest impedancją falową transformatora, Z_0 – impedancją falową linii zasilającej, a Z_A – impedancją wejściową anteny.

Rozważając problematykę antenową trzeba zwrócić również uwagę na dwie dalsze właściwości. Jedną z nich jest odwracalność, a druga skalowalność anten. Pierwsza z nich (zwana także zasadą wzajemności) oznacza, że anteny nadawcze pracują identycznie jako odbiorcze i mają takie same parametry. W praktyce nie do każdego z nich przywiązuje się w obu przypadkach jednakową wagę. Skalowalność anten oznacza, że zmieniając ich wymiary proporcjonalnie do długości fali otrzymuje się anteny o jednakowych parametrach. Zależność ta słuszna zawsze teoretycznie, w praktyce obowiązuje tylko w określonych granicach. Jeśli przyjmiemy dla przykładu antenę na pasmo 80 m wykonaną z linki antenowej o średnicy 2 mm otrzymamy dla pasma 10 m grubość linki 0,25 mm co staje się nierealne ze względu na jej wytrzymałość mechaniczną. Zachowując tę samą grubość linki otrzymujemy zmieniony stosunek długości anteny (i fali) do średnicy przewodu – czyli zmianę współczynnika smukłości. Wraz ze zmianą długości fali zmianie ulega (zwłaszcza w warunkach amatorskich) względna wysokość zawieszenia anteny nad ziemią w stosunku do długości fali. Przykładowo dla anteny na pasmo 80 m zawieszanej na wysokości 10 m wysokość w stosunku do długości fali wynosi $\lambda/8$, a dla anteny na pasmo 2 m – 5λ .

Przewód współosiowy:

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} \ln \frac{D}{d} [\Omega]$$

gdzie:

ϵ – względna przenikalność dielektryczna,
 d – średnica żyły wewnętrznej,
 D – średnica wewnętrzna żyły zewnętrznej.

Przewód symetryczny:

$$Z = \frac{120}{\sqrt{\epsilon}} \ln \frac{2A}{d} [\Omega]$$

gdzie:

ϵ – względna przenikalność dielektryczna,
 d – średnica żyły przewodu,
 A – odległość między osiami żył.

Wzory 1.8

W rzeczywistości więc mimo teoretycznej skalowalności w poszczególnych zakresach fal dominują różne rozwiązania anten. Trudno byłoby wyobrazić sobie wykonanie anteny parabolicznej, powszechnie spotykanej w zakresach mikrofalowych po przeskalowaniu jej na pasmo 2 m, a tym bardziej na

pasmo 6 m. Wysokości czasy wynosiłyby wówczas od kilkudziesięciu do ponad 100 m i byłyby niewykonalne i nieopłacalne nie tylko dla krótkofalowców.

Anteny symetryczne w stosunku do ziemi do prawidłowego działania nie potrzebują ziemi jako przewodu powrotnego. Do anten symetrycznych należą anteny dipolowe, pętlowe, magnetyczne, paraboliczne itd. Anteny niesymetryczne natomiast wymagają dobrego systemu uziemienia lub przeciwwag. Do anten niesymetrycznych należą przykładowo pionowe dipole ćwierćfalowe, anteny długie itp.

Anteny rezonansowe mają wymiary o równym stosunku ich wymiarów do długości fali, do jej połówek, albo ćwiartek. Ich impedancja wejściowa ma w rezonansie charakter rzeczywisty. Anteny nierezonansowe mają długości przypadkowe w stosunku do λ , ich impedancja wejściowa jest zespolona i dopasowanie ich wymaga podjęcia szczególnych, chociaż nie tak bardzo skomplikowanych, środków.

Anteny nadawcze są źródłami promieniowania elektromagnetycznego o pewnej mocy i złożonego z dwóch składowych: pola elektrycznego wyrażanego za pomocą wektora E i pola magnetycznego wyrażanego za pomocą wektora H . Gęstość mocy promieniowanej wyrażanej za pomocą wektora Poyntinga oblicza się z iloczynu wektorowego wektorów E i H , a więc $P = E \times H$, gdzie P , E i H są wektorami w przestrzeni. Dla przebiegów harmonicznym, z którymi mamy do czynienia w radiotechnice wektor Poyntinga w przypadku ogólnym ma charakter zespolony i składa się z części rzeczywistej i części urojonej. Część rzeczywista reprezentuje sobą uśrednioną w czasie moc rzeczywistą. Dla fali elektromagnetycznej w polu dalekim pola elektryczne i magnetyczne są w fazie, a ich wektory są do siebie prostopadłe. Obliczenia wektora Poyntinga upraszczają się więc do wzoru $P = |E|^2 / 2$ $Z_{pr} = |H|^2 Z_{pr} / 2$, gdzie $|E|$ i $|H|$ są odpowiednio natężeniami pola elektrycznego i magnetycznego, a Z_{pr} – impedancją wolnej przestrzeni – 120π [Ω].

Do najważniejszych parametrów linii zasilających (kable antenowych) należą impedancja falowa (charakterystyczna), współczynnik skrócenia, tłumienność linii i jej symetryczność. Impedancja falowa linii jest wyrażana przez pierwiastek kwadratowy ze stosunku jej indukcyjności (jednostkowej) do pojemności (jednostkowej). W praktyce dla linii współosiowych (koncentrycznych) jest ona zależna od stosunku średnicy ekranu do średnicy przewodu środkowego, a dla linii płaskich od stosunku odległości środków przewodów do ich średnicy. W obu przypadkach jest ona też odwrotnie proporcjonalna do pierwiastka kwadratowego ze współczynnika względnej przenikalności dielektrycznej. Impedancja falowa jest niezależna od długości linii i od częstotliwości.

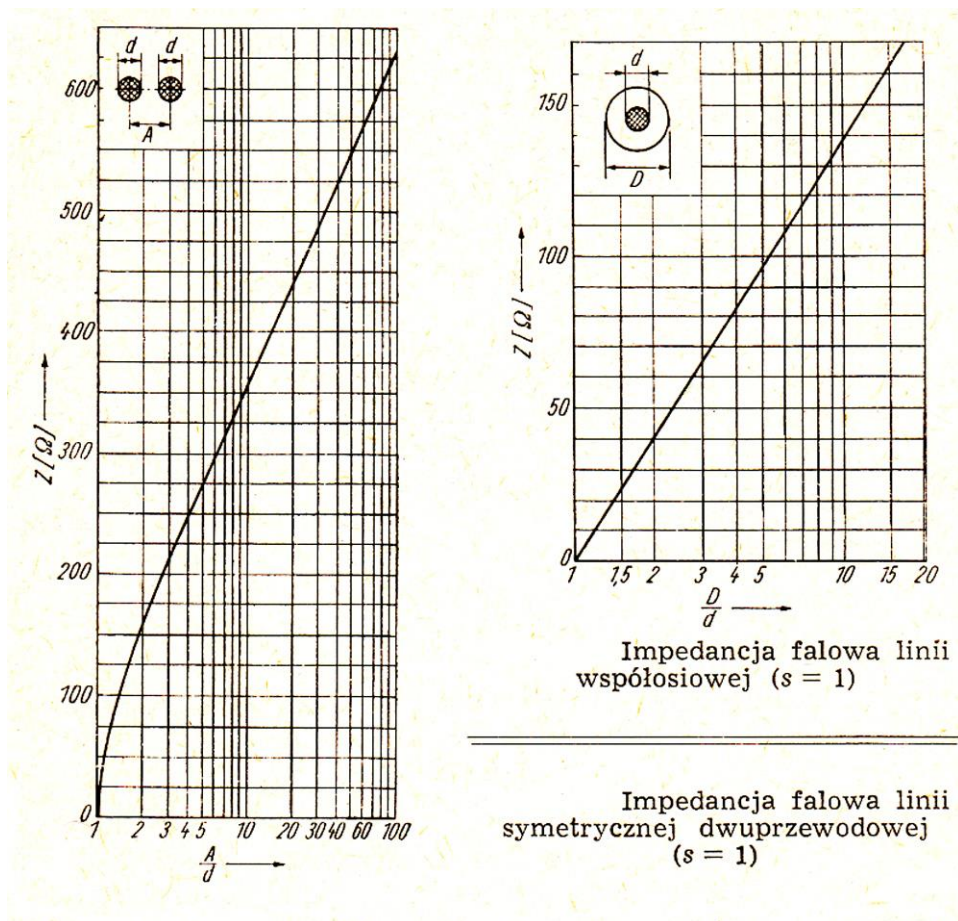
Współczynnik skrócenia określa stosunek prędkości rozchodzenia się fali elektrycznej po przewodzie do prędkości światła 3×10^8 m/s. Współczynnik ten zależy wyłącznie od rodzaju zastosowanego dielektryka izolującego żyłę wewnętrzną od zewnętrznej w przewodzie współosiowym, względnie izolującego od siebie żyły przewodu symetrycznego. Współczynnik skrócenia jest równy odwrotności pierwiastka kwadratowego względnej przenikalności dielektrycznej.

Obok obu powyższych parametrów istotne znaczenie ma jej tłumienność. Jest ona określana stosunkiem napięć na początku i końcu linii, lub takim samym stosunkiem prądów. W danych katalogowych jest ona podawana w dB na 100 m. Tłumienność jest związana ze zjawiskiem naskórkowości, stratami w dielektryku i stratami na promieniowanie, przy założeniu warunków dopasowania i rośnie proporcjonalnie do pierwiastka kwadratowego z częstotliwości, przykładowo dla czterokrotnie większej częstotliwości tłumienność wzrasta dwukrotnie. Zjawisko naskórkowości polega na ograniczaniu głębokości wnikania prądu zmiennego ze wzrostem częstotliwości, dla przewodu miedzianego głębokość ta wynosi orientacyjnie 0,07 mm przy częstotliwości 1 MHz, a 0,002 mm dla 1 GHz.

Jest ona, jak już wspomniano, w znacznym stopniu zależna od właściwości dielektryka. Powietrze jest dielektrykiem o stosunkowo najmniejszej stratności, dlatego też tłumienność kabli których przewody są w możliwie dużym stopniu (uśrednionym) otoczone powietrzem wykazują znacznie mniejszą tłumienność, aniżeli kable o litym i grubszym dielektryku z tworzywa sztucznego. Oznacza to przykładowo, że symetryczne linie drabinkowe mają tłumienność znacznie niższą aniżeli kable koncentryczne, a wśród kabli koncentrycznych kable o dielektryku piankowym albo w postaci komórek powietrznych przedzie-

lonych tylko rozpórkami mają tłumienność niższą od kabli z pełnym dielektrykiem. Różnice są zauważalne we wszystkich zakresach fal, ale szczególnie przy wyższych częstotliwościach.

Najczęściej stosowanymi przez krótkofalowców rodzajami linii zasilających są (niesymetryczne) linie współosiowe, w których przewód środkowy znajduje się w geometrycznym środku przewodu zewnętrznego – ekranu i linie symetryczne (taśmowe). Standardowymi opornościami falowymi przewodów koncentrycznych są 50 i 75 Ω , a przewodów symetrycznych 300, 450 i 600 Ω . Linie symetryczne drabinkowe o dowolnej (w pewnych granicach oczywiście) oporności falowej można wykonać samodzielnie. W praktyce profesjonalnej stosowane są również jednożyłowe linie Goubau. Linie ekranowane zapewniają większą odporność na zakłócenia, a w pewnym stopniu również na wpływy środowiska.



Rys. 1.9. Impedancje falowe w zależności od wymiarów geometrycznych

Dopasowanie anten za pomocą symetryzatorów

Sytuacją występującą często w praktyce amatorskiej jest zasilanie anteny symetrycznej za pomocą kabla niesymetrycznego (współosiowego). Antena symetryczna jest typem anteny, która ze względu na konstrukcję i rodzaj zasilania charakteryzuje się symetrią rozkładu potencjału względem potencjału zerowego ziemi. Najczęściej spotykanym rodzajem anten tego rodzaju jest promiennik półfalowy. Impedancja wejściowa promiennika jest opornością wówczas gdy jego długość stanowi wielokrotność połowy długości fali.

Często spotykanymi długościami anten nadawczych są długości połowy lub trzech połówek długości fali. Anteny całofalowe mają niekorzystną, wysoką impedancję wejściową, ale bywają stosowane jako anteny odbiorcze.

Oporność promieniowania symetrycznego promiennika (wibratora) półfalowego zależy tylko od jego długości:

$R = 80 \Pi^2 (l_{el}/\lambda)^2$, gdzie l_{el} jest długością promiennika z uwzględnieniem współczynnika skrócenia. Impedancja promieniowania wibratora półfalowego $R_p = 73 \Omega$.

Wysokości skuteczne h wibratorów pół- i całofalowego wynoszą odpowiednio λ/Π i $2\lambda/\Pi$.

W przeciwieństwie do omawianej poprzednio, antena niesymetryczna jest zasilana w ten sposób, że jeden z zacisków linii zasilającej jest doprowadzony do jednego z końców anteny, a drugi zacisk jest uziemiony. W rezultacie tego rozkład napięcia i prądu wzdłuż anteny jest asymetryczny względem potencjału ziemi. Przykładami anten niesymetrycznych są anteny masztowe, prętowe i inne rodzaje anten pionowych jak *Ground Plane*, antena Marconiego (dipol ćwierćfalowy – $\lambda/4$) itp. W przypadku dobrej przewodności ziemi, podłoża lub sztucznie wytworzonej (za pomocą przeciwwag) płaszczyzny u podnóża anteny ćwierćfalowej zachodzi jego elektryczne odbicie w niej i wobec tego pręt ćwierćfalowy można traktować jak półfalowy promiennik symetryczny, którego druga połowa znajduje się w ziemi.

Wysokość skuteczna i oporność promieniowania anteny niesymetrycznej są dwukrotnie mniejsze od odpowiednich wartości dla anteny symetrycznej.

Uziemienie i przeciwwaga

Nie można pominąć wpływu powierzchni ziemi i innych blisko położonych obiektów na charakterystyki i parametry anten. W przypadku promienników niesymetrycznych ziemię można traktować jako równoważną część składową promiennika. Aby zapewnić dobrą przewodność ziemi, szczególnie w obszarze bliskim podnóża anteny wprowadza się do ziemi pręty lub przewody metalowe, najczęściej miedziane oraz blachy, które zostają połączone z uziemionym zaciskiem linii zasilającej. Straty dielektryczne energii w ziemi są zależne od oporności uziemienia, a więc naturalnie dąży się aby była ona możliwie mała. Proste uziemienie wykonane z pręta stalowego o średnicy 1 – 2 cm wbitego do ziemi na głębokość około 0,5 m ma oporność równą dziesiątym, a w najlepszym przypadku setnym częściom Ω . Oporność uziemienia anten nadawczych można zmniejszyć wybierając lokalizacje w terenie możliwie wilgotnym (ale dotyczy to instalacji profesjonalnych, ponieważ krótkofalowcy są najczęściej ograniczeni położeniem zamieszkiwanego domu lub mieszkania) albo nasycając ziemię różnymi solami.

W wielkich skupiskach ludzkich stosowanie indywidualnych uziemień jest praktycznie niemożliwe, dlatego też można wykorzystywać w tym celu rury wodociągowe lub kaloryfery połączone galwanicznie z instalacją wodociągową.

W radiostacjach przewoźnych i w niektórych rodzajach anten, j.np. anteny *Ground Plane* i pochodne zamiast uziemienia stosowane są przeciwwagi (ang. *counterpoise*, niem. *Gegengewicht*, n, fr. *contrepoises*). Przeciwwagi są układami przewodów umieszczonych nad ziemią, często u podnóża anteny. Ekranują one jak gdyby antenę od ziemi zapobiegając stratom energii w niej. Zasadniczo sprawności anten z przeciwwagami są wyższe od sprawności anten uziemionych. W antenach samochodowych przeciwwagę stanowi metalowa karoseria samochodu, a w radiostacjach przenośnych metalowa obudowa i ciało użytkownika.

1.1. Klasyfikacja anten

Teoria anten jest identyczna wprawdzie niezależnie od zakresu pracy, ale praktyczne realizacje samych anten i ich obwodów zasilających różnią się znacznie w zależności od długości fali.

Anteny dla fal długich i średnich są zwykle krótsze lub w warunkach amatorskich znacznie krótsze od długości fali i dla nich głównym problemem jest uzyskanie możliwie jak największej sprawności. Praktycznie w warunkach amatorskich w zakresach tych uzyskuje się sprawności rzędu 0,001 – 0,01 lub nawet niższe w zależności od fizycznych wymiarów anteny, stratności elementów dostrajających itd. Często są to odpowiednio przystosowane anteny krótkofalowe.

W zakresach fal krótkich i ultrakrótkich, w których anteny półfalowe mają wymiary pozwalające na ich instalację w warunkach amatorskich znacznie łatwiej daje się uzyskać dobrą sprawność. Głównymi trudnościami są natomiast uzyskanie pożądanej charakterystyki kierunkowej lub wystarczającego zysku.

Pod względem przeznaczenia anteny można podzielić na anteny nadawcze, odbiorcze i uniwersalne. Poza takimi przypadkami szczególnymi jak pasmo 160 m w praktyce krótkofalarskiej najczęściej występuje ten ostatni rodzaj.

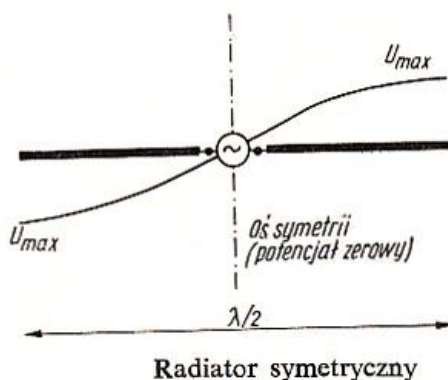
Pod względem sposobu zasilania anteny dzielą się na symetryczne i niesymetryczne. Ze względu na zasadę działania anteny dzielą się na elektryczne i magnetyczne. Kolejnym kryterium podziału może

być zakres pracy, a więc przykładowo są to anteny długofalowe, średniofalowe, krótkofalowe, ultra-krótkofalowe, mikrofalowe itp.

Patrząc od strony promieniowania anteny rozróżniamy anteny o polaryzacji liniowej: poziomej, pionowej lub ukośnej oraz anteny o polaryzacji kołowej. W przypadku polaryzacji liniowej polaryzacja anteny i promieniowanej przez nią fali odpowiada położeniu płaszczyzny składowej elektrycznej pola (fali), w przypadku polaryzacji kołowej (eliptycznej) odpowiada ona krzywej zakreślonej w przestrzeni przez koniec wektora pola elektrycznego.

W zależności od szerokości pasma rozróżniane są anteny wąsko- i szerokopasmowe, oprócz tego – anteny rezonansowe i aperiodyczne, a kształt charakterystyki promieniowania stanowi kryterium dla odróżniania anten dookólnych i kierunkowych.

Istotnym, nie tylko dla krótkofalowców, kryterium jest sposób wykonania anteny. Do najczęściej spotykanych należą anteny podłużne takie jak dipol (wibrator) półfalowy i jego odmiany takie jak anteny zasilane poza środkiem (Windom itp.), anteny długie itd. Kolejnymi często spotykanymi rodzajami anten są anteny typu odwrócone L, typu T, typu odwrócone V, anteny prętowe, anteny pętlowe, ramowe, rombówce, anteny Yagi, tubowe, reflektorowe, soczewkowe, planarne a w przypadku anten czysto odbiorczych także anteny ferrytowe. Pierwszych siedem typów spotyka się najczęściej w pasmach fal krótkich, a anteny Yagi najczęściej w zakresach UKF i dolnych pasmach mikrofalowych od 6 m wzwyż aż do pasm 23 i 13 cm. Anteny tubowe, reflektorowe, soczewkowe i planarne występują najczęściej w zakresie mikrofal – w pasmach amatorskich od 6 lub 9 cm wzwyż. W praktyce zakresy zastosowań poszczególnych rodzajów anten nie są rozłączne i przecinają się częściowo, dlatego też podział powyższy dotyczy orientacyjnego najpowszechniejszego ich występowania.



Rys. 1.1.1

Anteny typu L i T składają się z poziomego odcinka przewodu o długości najczęściej kiludziesięciu metrów (zależnie od najniższego pasma pracy) oraz z pionowego odcinka łączącego antenę z radiostacją lub odbiornikiem. Anteny takie stosuje się na falach krótkich, a po uzupełnieniu o dodatkowe indukcyjności dostrajające także w pasmach 135 i 472 kHz, czasami również w paśmie 160 m.

Krótkofalowe anteny podłużne wykonuje się z linki antenowej skręconej z cienkich przewodów miedzianych i ewentualnie wzmocnionych mechanicznie dodatkowym przewodem stalowym. Może być to linka w izolacji. Wykonanie ich z przewodu aluminiowego wymaga trzykrotnego zwiększenia jego średnicy w stosunku do przewodu miedzianego. Część pozioma anteny jest zawieszona na wspornikach za pomocą izolatorów porcelanowych lub wykonanych z małostratnego i odpornego na wpływy środowiska tworzywa sztucznego.

W zależności od liczby elementów promieniujących rozróżnia się jeszcze anteny pojedyncze i ich grupy.

Przy konstrukcji anten zewnętrznych należy zwrócić uwagę na to, żeby:

- doprowadzenie anteny było wyposażone w łatwo dostępny przełącznik służący do połączenia anteny z uziemieniem w czasie występowania lub zbliżania się wyładowań atmosferycznych (w czasie burzy); jako uziemienie mogą służyć instalacje wodociągowe;
- antena nie powinna znajdować się w pobliżu przewodów sieci energetycznej, przewodów telefonicznych, zbyt blisko murów budynków i rynien;
- w miarę możliwości należy umieścić antenę jak najdalej od strefy zakłóceń domowych i stosować ekranowaną linię zasilającą;

– należy unikać wykonywania anteny z kilku odcinków przewodu, dlatego też w przypadku konstrukcji własnych w początkowej fazie antena powinna być dłuższa od obliczonej (dostrojona do częstotliwości niższej od pożądanej) i dopiero w trakcie strojenia można stopniowo skracać długość przewodu.

Anteny magnetyczne

Anteny te są tak nazywane ponieważ reagują na składową magnetyczną pola elektromagnetycznego przy odbiorze lub ją promieniują w czasie nadawania. Są one natomiast prawie niewrażliwe na składową elektryczną, dzięki czemu odbierają znacznie słabiej wszelkie pobliskie zakłócenia domowe, dla których w bliskiej strefie dominuje składowa elektryczna.

Są one wykonywane jako anteny ramowe o kształcie prostokątnym, kwadratowym albo romboidalnym albo jako kołowe anteny pętlowe. W przypadku umieszczenia anteny w płaszczyźnie pionowej mają one charakterystykę kierunkową zasadniczo zbliżoną do ósemki. W połączeniu z umieszczoną w pobliżu anteną pionową charakterystyka kierunkowa przyjmuje kształt nerki.

Wysokość skuteczna anteny ramowej jest proporcjonalna do powierzchni obejmowanej przez ramę i do liczby zwojów, a odwrotnie proporcjonalna do długości fali:

$h_s = 2\Pi ns/\lambda$ [m], gdzie n jest liczbą zwojów, s – obejmowaną powierzchnią w m^2 , λ – długością fali w metrach.

W porównaniu z anteną podłużną o tej samej długości przewodu wysokość skuteczna anteny ramowej jest kilkunastokrotnie mniejsza.

Magnetyczne anteny nadawcze zawierają kondensator zmienny, który w połączeniu z indukcyjnością pętli tworzy obwód rezonansowy o dużej dobroci. W trakcie odbioru eliminuje on dzięki temu znaczną część sygnałów zakłócających i zapobiega w ten sposób przeciążeniu wejścia odbiornika. W czasie nadawania eliminuje on także w znacznym stopniu harmoniczne i inne niepożądane składowe zawarte w promieniowanym sygnale. Wąskie pasmo przenoszenia wymaga jednak częstego dostrajania anteny przy zmianie częstotliwości pracy, zwłaszcza jest to odczuwalne w dolnych pasmach KF.

Mała oporność promieniowania rzędu ułamka Ω powoduje, że przy większych mocach (już nawet kilkudziesięciu do stu watów) w antenie płyną tak duże prądy w.c.z., że mogą one wywierać szkodliwy wpływ na organizmy ludzi znajdujących się w pobliżu. Przy mocach tego rzędu na kondensatorze strojeniowym występują także wysokie napięcia kilku lub więcej kilowoltów, co oznacza że muszą one posiadać konstrukcję zapewniającą odpowiednią wytrzymałość napięciową.

Przy mocach QRP 5 – 10 W zarówno natężenia prądów jak i występujące wysokie napięcia stanowią znacznie mniejsze zagrożenie.

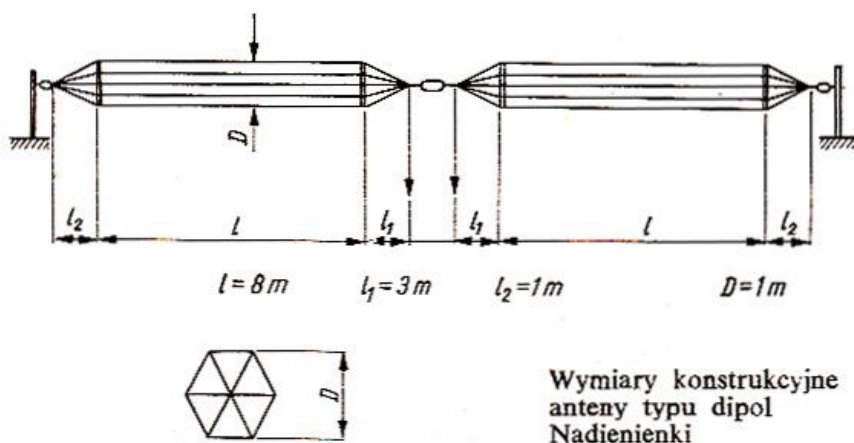
Niska oporność promieniowania wymaga także konstrukcyjnego zapewnienia jak najniższych oporności strat dla uzyskania możliwej do przyjęcia sprawności. Sprawność ta szybko maleje w miarę obniżania częstotliwości pracy, dlatego też nawet dobrze wykonane anteny fabryczne nadają się (nadawczo) zasadniczo do użytku w przybliżeniu w górnej oktawie podawanego w danych technicznych zakresu tzn. od górnej częstotliwości pracy do jej połowy.

W przenośnych odbiornikach radiofonicznych na fale długie i średnie, a w niektórych przypadkach także i na część zakresu fal krótkich anteny ramowe zostały już dawno zastąpione przez anteny ferrytowe. Anteny te składają się z pręta ferrytowego o dużej przenikalności magnetycznej, na którym w zależności od zakresu pracy nawinięta jest cewka zawierająca co najmniej kilkadziesiąt zwojów przewodu. Podobnie jak pozostałe rodzaje anten magnetycznych również anteny ferrytowe mają ósemkową charakterystykę kierunkową i są mniej wrażliwe na pobliskie sygnały zakłócające, w których dominuje składowa elektryczna.

Anteny elektryczne

Do najprostszych i bardzo rozpowszechnionych wśród krótkofalowców i nie tylko rodzajów anten elektrycznych należy dipol półfalowy. Charakterystyka kierunkowa dipola ma w płaszczyźnie poziomej kształt ósemkowy, a w płaszczyźnie pionowej dolny segment ósemki jest zniekształcony wskutek odbicia fali od ziemi. Dla trzeciej harmonicznej charakterystyka przyjmuje kształt mocno zwężonej ósemki z dodatkowymi listkami bocznymi usytuowanymi pod kątem zbliżonym do 45 stopni w stosunku do anteny. Korzystne właściwości dipola na trzeciej harmonicznej pozwalają na łatwie wykorzystanie go dla kombinacji pasm 7 i 21 MHz, albo 144 i 430 MHz.

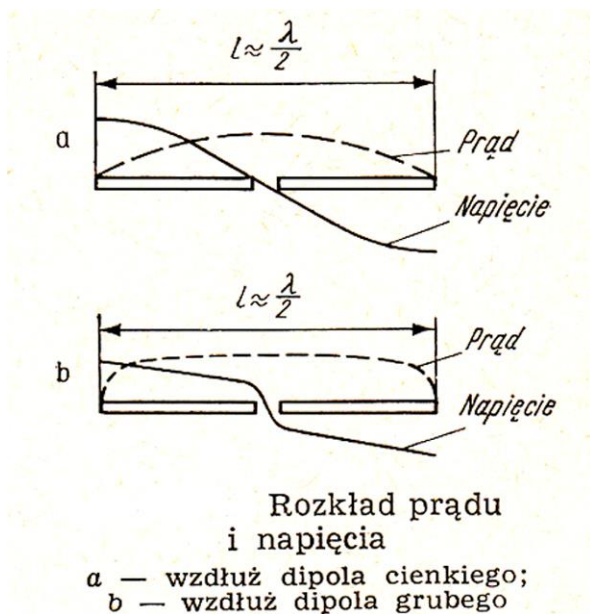
Anteny dipolowe na fale krótkie są wykonywane z linki antenowej, natomiast na zakres UKF z prętów lub rurek o średnicach zapewniających dostateczną wytrzymałość mechaniczną. Występują one w postaci dipoli prostych albo pętlowych. Impedancja wejściowa dipola pętlowego jest czterokrotnie wyższa niż prostego. W zakresach UKF i niższych pasmach mikrofalowych gdzie wymiary anten na to pozwalają anteny są uzupełniane o dodatkowe elementy kształtujące charakterystykę kierunkową – reflektory i direktory, w wyniku czego otrzymuje się anteny Yagi. Szczególnym przypadkiem anten kilkuelementowych są anteny HB9CV zawierające dwa elementy czynne (promieniujące): reflektor i direktor. Brakuje w nich oddzielnego wibratora – dipola. Anteny te jako całość mogą jednak stanowić element promieniujący anten Yagi. Użycie w antenach krótkofalowych linki w izolacji powoduje konieczność pewnego skrócenia długości ramion w zależności od rodzaju i grubości izolacji – najczęściej jest to skrócenie anteny do 94 – 99 % długości fali w powietrzu. Izolacja otaczająca przewód powoduje pewnie zmniejszenie prędkości rozchodzenia się fali w stosunku do powietrza (i próżni) gdyż jej względny współczynnik przenikalności dielektrycznej jest większy od jedności. Oczywiście jest to wpływ ważony zależny od grubości warstwy izolacji. Dodatkowym powodem skrócenia anten jest pojemnościowe obciążenie ich końców w stosunku do ziemi, a więc zależy on również od odległości anteny od ziemi i innych przedmiotów. Wpływ obciążenia pojemnościowego zależy od częstotliwości, dlatego też współczynniki skrócenia anten są dla harmonicznych różne od współczynnika na częstotliwości podstawowej i różne dla każdej harmonicznej. Współczynnik skrócenia zależy również od smukłości elementów anteny czyli stosunku długości fali do grubości przewodu.



Rys. 1.1.2. Dipol Nadienienki na pasma amatorskie. Gdy $l + l_1 + l_2 = 8\text{ m}$ pokrywa on pasma 7 – 28 MHz, l_1 może być równe $l_2 = 1\text{ m}$

Pasmo przenoszenia dipola symetrycznego jest proporcjonalne do średnicy przewodu lub pręta, z którego został wykonany. Możliwości prostego zwiększania grubości przewodu są jednak dosyć ograniczone choćby ze względu na jego ciężar i malejącą elastyczność. W antenie klatkowej (więcierzowej; ang. *cage antenna*, niem. *Reusenantenne*, fr. *antenne en forme de nasse*), znanej również pod nazwą dipola Nadienienki zamiast pojedynczych elementów o dużych średnicach ramiona są wykonane z kilku przewodów naciągniętych na obręczach-rozpórkach – nie muszą one mieć kształtu koła – jak

w więcierzu na ryby¹. Rozpórki mogą być wykonane z metalu lub materiału nieprzewodzącego, np. drewna.



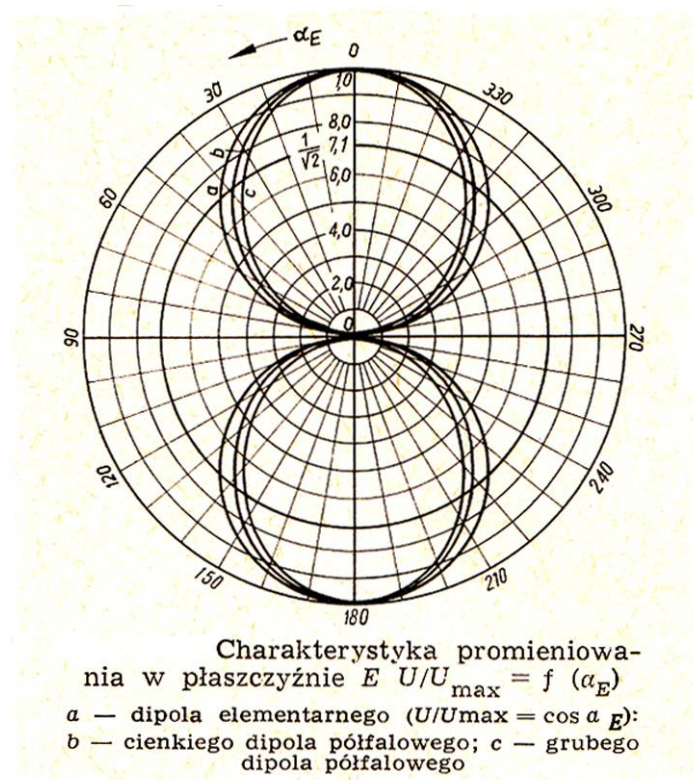
Rys. 1.1.3. Zależność rozkładów prądu i napięcia od smukłości dipola

Przedstawiony na rys. 1.1.2 dipol Nadienienki pracuje w pasmach 7 – 28 MHz przy całkowitej długości każdego z ramion 8 m i ma charakterystykę kierunkową zgodną z dipolem. Do konstrukcji wystarczy 6–8 przewodów miedzianych o średnicy 2–3 mm. Przewody powinny być utrzymywane w stałej odległości od siebie za pomocą obręczy plastikowych albo z innego tworzywa o kształcie okręgu lub wieloboku. Antenę należy zasilać przewodem symetrycznym o oporności falowej 300 Ω lub kablem koncentrycznym przez transformator symetryzujący o przekładni 1:4. Wymiary 11 można skrócić do 1 m.

Również szerokość listków charakterystyki kierunkowej dipola zależy w pewnym stopniu od jego smukłości (rys. 1.1.4).

Dipole symetryczne mogą być zawieszono poziomo albo każde z ramion ukośnie w kształcie odwróconej litery V, albo też w całości ukośnie. W przypadku braku miejsca na pełną długość anteny jej końce (orientacyjnie o długościach do $0,1 \lambda$) mogą być załamane i skierowane w bok, w górę albo w dół. Anteny o długościach przekraczających długość połowy lub całej fali nazywane są antenami długimi. Pionowe anteny prętowe mają długość ćwierci fali i wymagają dobrego uziemienia albo systemu przeciwwag. W przypadku anten krótszych od $1/4$ fali ich impedancja wejściowa ma charakter pojemnościowy. Reaktancja pojemnościowa anteny rośnie w miarę jej skracania, zmniejszając jej pojemności. i staje się w związku z tym coraz wyższa. Krótkie prętowe anteny odbiorcze wymagają więc dopasowania do wejścia odbiornika. W antenach aktywnych stosuje się do tego celu wtórniki emiterowe lub źródłowe.

¹ Więcierz jest pułapką na ryby mającą kształt cylindra, na którego rozpórkach rozpięta jest sieć.



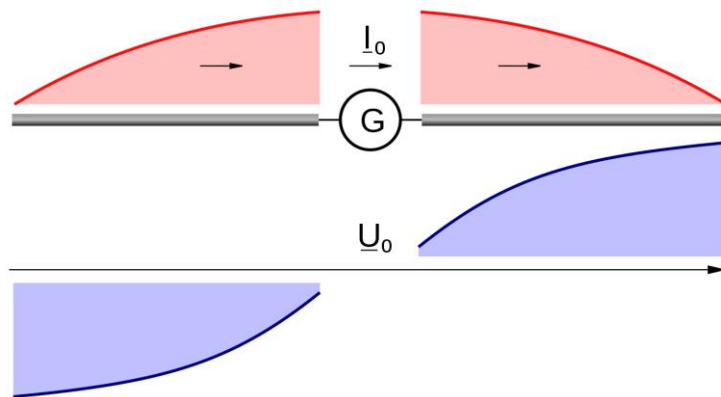
Rys. 1.1.4

Wszystkie przedstawione dotąd anteny zaliczają się do anten pasywnych, nie posiadających żadnego elementu wzmacniającego. W technice odbiorczej stosowane są również anteny aktywne posiadające układ wzmacniacza zapewniającego nie tylko konieczne wzmocnienie sygnału (przeważnie musi być ono tylko wystarczające do pokrycia strat w linii łączącej antenę z odbiornikiem) ale także dopasowanie impedancji anteny do wejścia odbiornika.

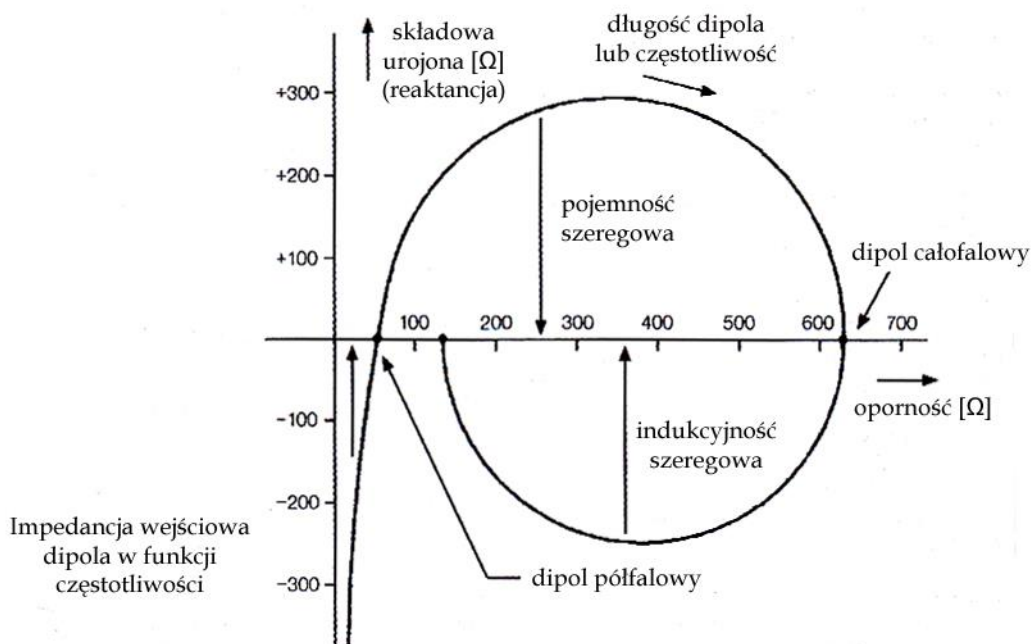
Istotnymi parametrami anten aktywnych są jej wzmocnienie (uwzględniające także zysk antenowy), czułość (zależną od poziomu szumów własnych wzmacniacza), punkty przecięcia n -tego rzędu (wyróżające odporność na przesterowania i modulację skrośną), 1-dB punkt kompresji, czyli punkt w którym amplitudowa charakterystyka wzmocnienia odchyła się od liniowej o 1 dB (informujący o maksymalnych dopuszczalnych napięciach sygnału wejściowego) i zakres dynamiki wolny od modulacji skrośnej.

Do pozostałych, bardziej praktycznych niż czysto elektrycznych i zależnych od wykonania anteny parametrów należą zakres częstotliwości pracy, faliistość przebiegu WFS w tym zakresie, maksymalna dopuszczalna moc doprowadzona z nadajnika typ gniazda przyłączeniowego, masa, wymiary itp.

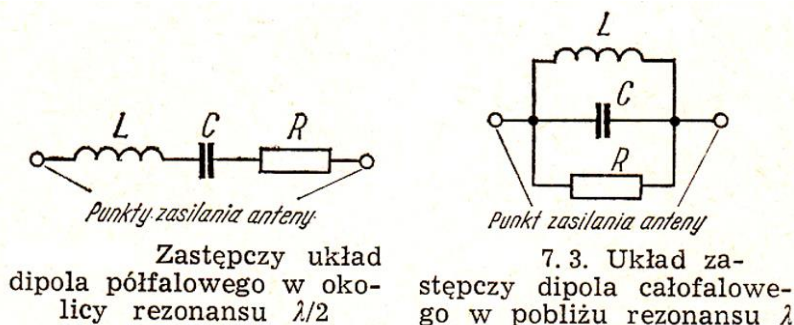
2. Anteny dipolowe



Rys. 2.1. Zasilanie dipolowej anteny półfalowej, rozkłady amplitud napięcia i prądu w rezonansie. Napięcie w punktach zasilania i prąd na końcach nie przyjmują wartości zerowych, a jedynie pewne wartości minimalne. Zerowe napięcie oznaczałoby zasilanie anteny zerową energią, prąd na końcach płynie do ich pojemnościowego obciążenia. Zmiany wartości napięcia i prądu w każdym punkcie dipola oznaczają, że ich stosunek, czyli impedancja wejściowa, przyjmuje w każdym punkcie inną wartość, od dużej na krańcach do niskiej w środku



Rys. 2.2

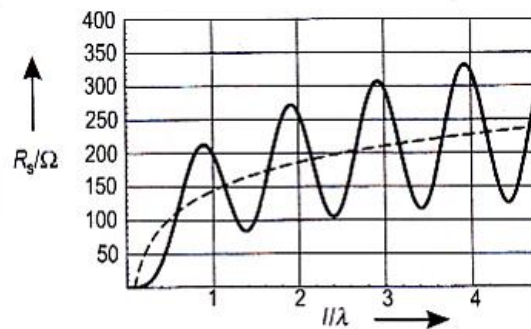


Rys. 2.3. Układy zastępcze dipola w rezonansie pół- i całofalowym

Antena dipolowa składa się w najprostszym przypadku z dwóch metalowych ramion (części) umieszczonych współliniowo. Na środku konstrukcji obie połowki są izolowane od siebie i na ich końcach

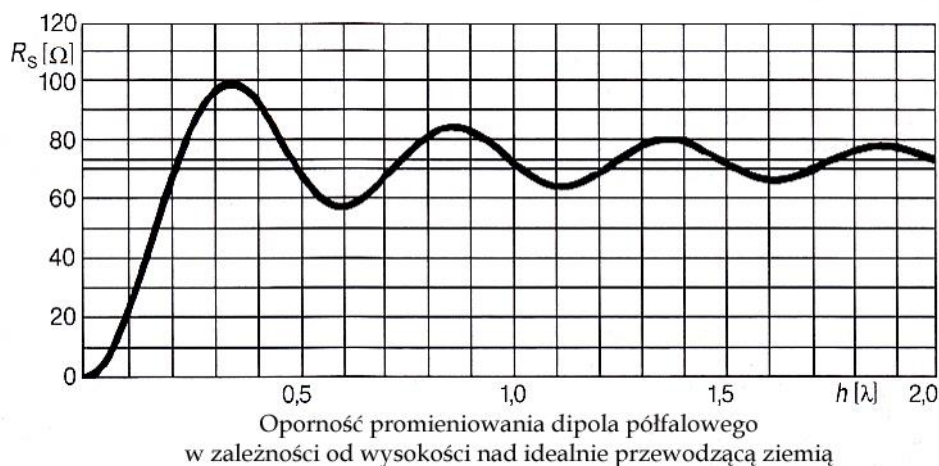
znajdują się zaciski wejściowe anteny (rys. 2.1). Impedancja wejściowa anteny dipolowej $Z_w = R_w + jX_w$ zależy w pierwszym rzędzie od częstotliwości, smukłości elementów i wysokości nad powierzchnią ziemi. Część jej przebiegu w funkcji stosunku długości fali do długości dipola przedstawiono na ilustracji 2.2. Ma ona charakter rzeczywisty dla długości dipola równej wielokrotności połówek fali, przy czym dla nieparzystej liczby połówek fali jest ona niska, a dla parzystej – wysoka. Dla dipoli krótszych od następnej nieparzystej liczby połówek fali ma ona charakter impedancji pojemnościowej i do skompensowania tej reaktancji konieczne jest włączenie szeregowej indukcyjności. Dla pozostałych zakresów impedancja wejściowa ma charakter indukcyjny i dla skompensowania reaktancji indukcyjnej konieczne jest włączenie szeregowej pojemności. Dalszy przebieg wykresu ma kształt spirali dążącej ku środkowi. Oporności wejściowe anten o długościach $3/4 \lambda$, $5/4 \lambda$ będą więc wyższe od oporności dla połowy fali, a oporności dla całej fali i jej wielokrotności coraz niższe. Dla anten cienkich (o dużym współczynniku smukłości elementów) średnica spirali jest większa, i maleje ona dla anten o większej grubości.

W przypadku idealnej anteny bezstratnej część rzeczywista R_w jest równa oporności promieniowania anteny, w antenach rzeczywistych odpowiada ona szeregowemu połączeniu oporności promieniowania i oporności strat. Dopasowanie anteny polega na kompensacji składowej reaktancyjnej jej impedancji wejściowej przez element mający impedancję o przeciwnym znaku i przez transformację składowej opornościowej do wartości równej oporności falowej linii zasilającej. Po zmianie częstotliwości pracy konieczne jest jej ponowne dopasowanie. Przesunięcie punktu zasilania dipola ze środka w kierunku jednego z jego końców daje zwiększenie impedancji wejściowej anteny.



Oporność promieniowania
cienkiego dipola w wolnej
przestrzeni w funkcji długości

Rys. 2.4



Rys. 2.5. Oporność promieniowania dąży oscylacyjnie do 73 Ω

Impedancja wejściowa idealnego bezstratnego dipola półfalowego wynosi wg obliczeń $73 + j42,5 \Omega$. Posiada więc ona pewną składową indukcyjną. Dla uzyskania rezonansu konieczne jest jego skrócenie

tak aby X_w była równa zero. Oporność wejściowa ulega zmniejszeniu do wartości nieco poniżej 73Ω , przykładowo dipol o średnicy $0,005 \lambda$ ma w rezonansie oporność $\sim 67 \Omega$.

Impedancja wejściowa dipola rzeczywistego zależy od jego stopnia smukłości, odległości od ziemi (obliczanej w stosunku do długości fali) i od wpływu otoczenia.

Impedancja wejściowa ćwierćfalowego dipola pionowego nad idealnie przewodzącą ziemią jest równa połowie wartości dla dipola półfalowego, a więc wynosi $36,5 + j21,25 \Omega$. W warunkach rzeczywistych oporność rzeczywista zależy od przewodności ziemi i ewentualnych przeciwwag. Impedancja anten krótkich ma charakter pojemnościowy i leży w zakresie kilku kiloomów.

Oporność promieniowania anteny jest zależna od miejsca, dlatego też dla anten, w których występuje brzusiec (maksimum) prądu jest ona podawana dla brzuśca, natomiast dla anten krótkich jest ona podawana dla zacisków wejściowych anteny. Jest to oporność zastępcza odpowiadająca mocy wypromieniowanej przez antenę, a nie dający się zlokalizować element skupiony (opornik). Oporność promieniowania zależy przede wszystkim od długości dipola, jego smukłości i wysokości zawieszenia nad powierzchnią ziemi w stosunku do długości fali. Dla niższych pasm krótkofalowych leży ona w warunkach amatorskich poniżej długości fali, jedynie na najwyższych pasmach KF i w zakresach UKF przekracza ona długość fali, ewentualnie nawet wielokrotnie. Oporność promieniowania dipola półfalowego oscyluje w funkcji wysokości wokół 73Ω . Dla dipoli pętlowych (pętlicowych) impedancja wejściowa i oporność promieniowania są czterokrotnie, a dla podwójnie pętlowych – 9-krotnie wyższe.

Oporność falowa przewodu poziomego dipola półfalowego jest obliczana ze wzoru

$Z_f = 120 \ln(0,575 l/d)$, gdzie l jest długością anteny, a d – średnicą przewodu.

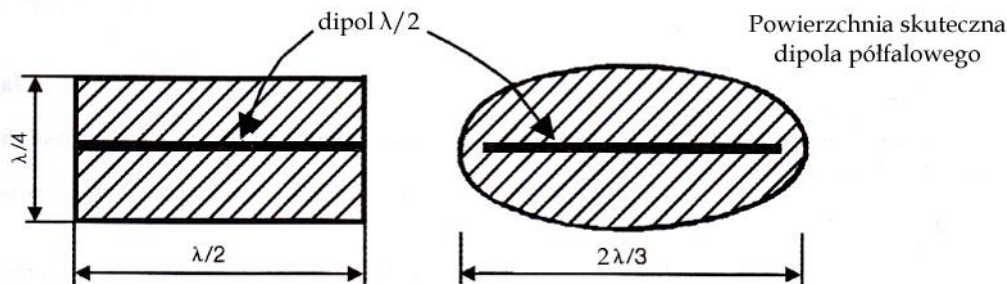
Dla ćwierćfalowych anten pionowych

$Z_f = 60 \ln(1,15 l/d)$.

Oporność strat samego dipola zależy od właściwości materiału, długości i średnicy przewodu i częstotliwości pracy (zmianie ulega głębokość wnikania prądów w.c.z., dlatego też możemy tutaj podać jedynie kilka orientacyjnych przykładów dla anteny półfalowej wykonanej z przewodu miedzianego o średnicy 2 mm: pasmo 3,5 – oporność strat około $3,1 \Omega$, dla dipola na pasmo 7 MHz – $2,2 \Omega$, dla dipola na pasmo 14 MHz – $1,6 \Omega$ itd. Przewodność właściwa przewodu stalowego wynosi około 1/50 przewodności miedzi dlatego też oporność strat anteny rośnie w stosunku pierwiastka drugiego stopnia z 50, czyli w przybliżeniu 7-krotnie. Straty w izolatorach, ziemi i innych pobliskich obiektach zbytnio zależą od konkretnej instalacji, otoczenia i użytych materiałów aby można było je tutaj omawiać w sposób ogólny. Warto jednak pamiętać, że dzięki prostocie konstrukcji antena dipolowa wykonana zgodnie z zasadami sztuki charakteryzuje się sprawnością przewyższającą inne rozwiązania anten – oczywiście nie uwzględniając zależnego od indywidualnej sytuacji wpływu otoczenia.

Zysk kierunkowy dipola w wolnej przestrzeni w stosunku do anteny izotropowej wynosi 1,64 w skali liniowej czyli 2,15 dBi w skali logarytmicznej. Dla dipoli krótszych od 1/5 fali zysk wynosi 1,5 czyli 1,76 dBi, dla dipola całofalowego – 2,41 czyli 3,82 dBi, a dla ćwierćfalowego dipola pionowego – 3,28 czyli 5,16 dBi.

Zysk kierunkowy dipola znajdującego się nie w wolnej przestrzeni, a nad powierzchnią ziemi różni się od teoretycznego ponieważ należy uwzględnić sumowanie się fali bezpośrednio promieniowanej i fal odbitych od ziemi. W zależności od odległości między ziemią a anteną i wynikającej stąd różnicy faz fale te mogą się sumować ze sobą lub częściowo znosić i efekt ten jest zależny od kierunku (kąta elewacji) i przewodności ziemi. Przykładowo przy wysokości $\lambda/2$ i kącie elewacji 30° rachunkowy zysk dipola wynosi 8,43 dBi, a teoretycznie najwyższy zysk 9,2 dBi otrzymuje się dla wysokości nad ziemią $0,6 \lambda$ i kąta elewacji 25 stopni.



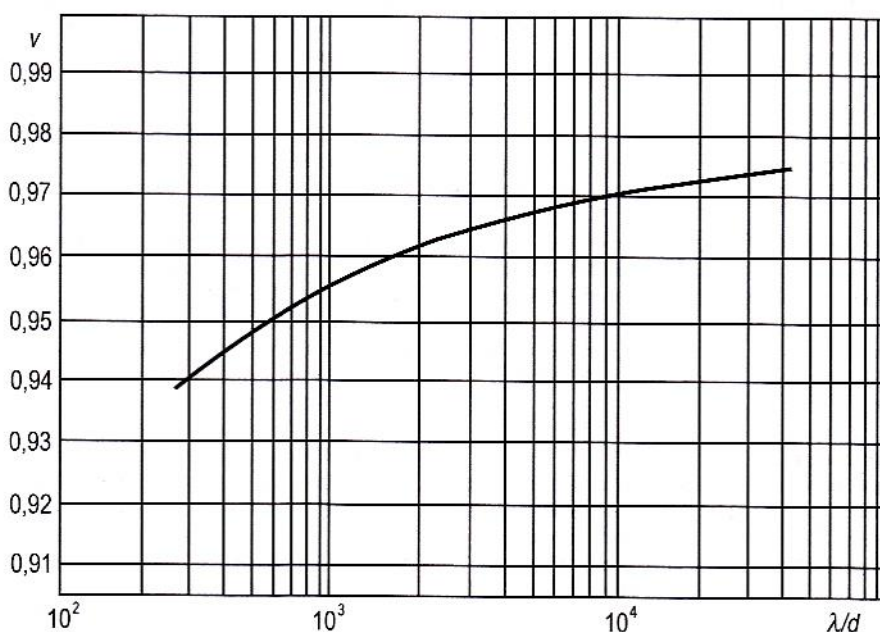
Rys. 2.6. Powierzchnia skuteczna dipola półfalowego wynosi w przybliżeniu $0,13 \lambda^2$

Powierzchnię skuteczną dipola półfalowego oblicza się ze wzoru $A_{sk} = 30 \lambda^2 / 73 \Pi$, a jego wysokość skuteczną ze wzoru $l_{sk} = \lambda / \Pi$. Dla krótkich anten pionowych wysokość skuteczna wynosi $h / 2$, gdzie h jest fizyczną wysokością anteny.

Uwzględniając praktyczną wartość współczynnika skrócenia 0,97 otrzymuje się następujący wzór na rzeczywistą długość dipola półfalowego $l \text{ [m]} = 145,4 / f \text{ [MHz]}$. Podawana dawniej w literaturze wartość współczynnika skrócenia 0,95 dająca licznik wzoru równy 142,5 skutkuje w praktyce zbyt dużym skróceniem w zakresie krótkofalowym. W zakresie UKF przy mniejszych długościach fali i grubszych elementach wykonanych z metalowych prętów zamiast z linki współczynnik 0,95 lub zbliżony staje się bardziej realny.

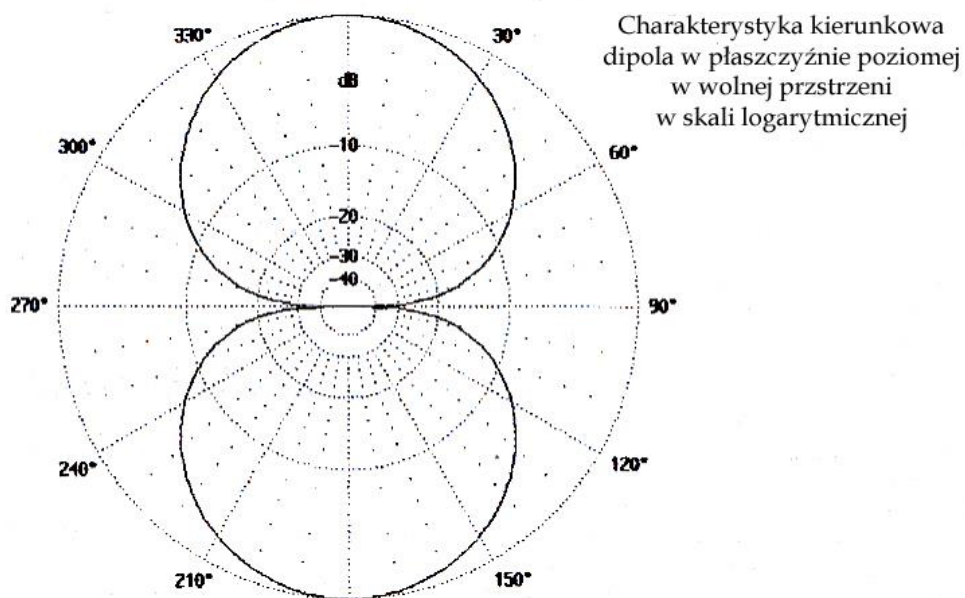
Na ilustracjach 2.8 i 2.9 przedstawione są charakterystyki kierunkowe dipola w wolnej przestrzeni w skalach logarytmicznej i liniowej. Dla dipola półfalowego szerokość wiązki na poziomie połowy mocy (0,707 napięcia w.cz.) wynosi 78° . Charakterystyka dipola w wolnej przestrzeni jest symetryczna względem niego i nie posiada listków bocznych. Stosunek promieniowania głównego do wstecznego (stosunek przód-tył, tłumienie wsteczne) wynosi 0 dB.

Antena ma polaryzację liniową zgodną z położeniem przewodu – najczęściej poziomą.



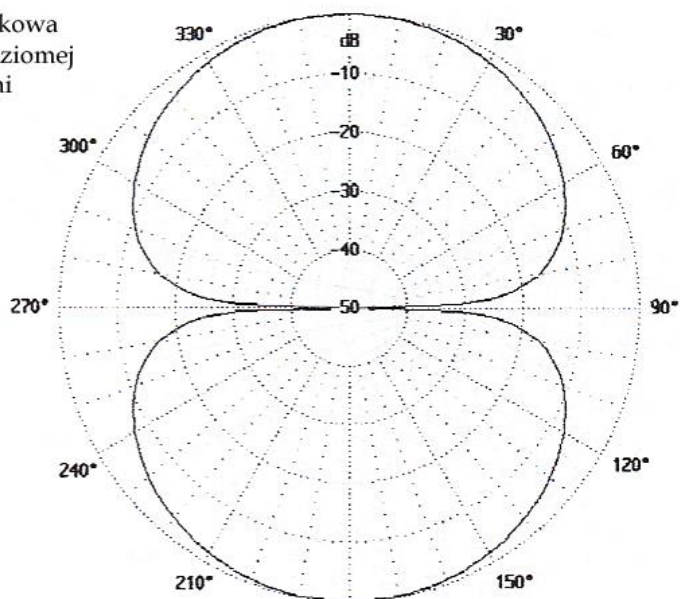
Współczynnik skrócenia dipola półfalowego w zależności od stosunku λ/d

Rys. 2.7. Współczynnik skrócenia anteny zależy od prędkości rozchodzenia się fali w izolacji przewodu, jego średnicy i od pojemnościowego obciążenia anteny na jej końcach



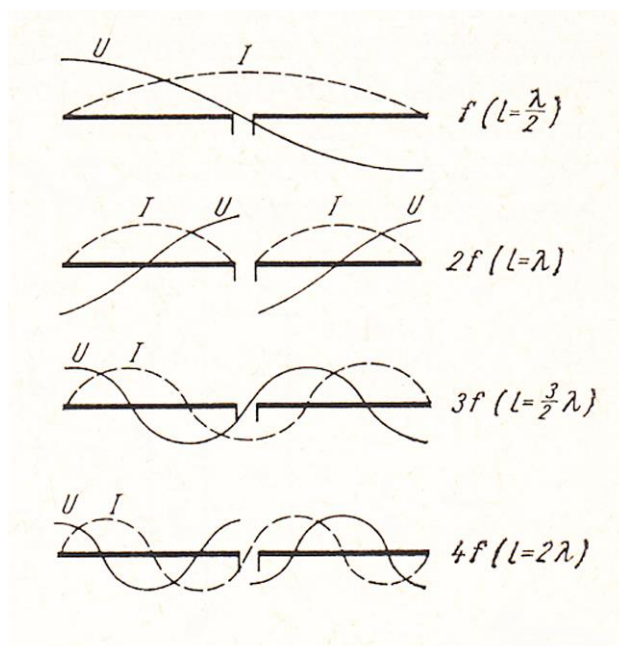
Rys. 2.8

Charakterystyka kierunkowa dipola w płaszczyźnie poziomej w wolnej przestrzeni w skali liniowej



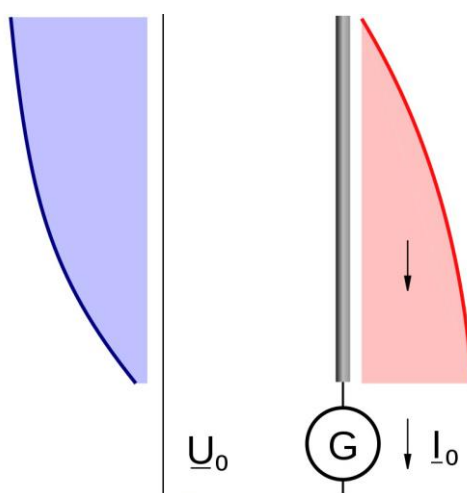
Rys. 2.9

Dipole półfalowe są wprawdzie najczęściej zasilane na środku ale w użyciu są też anteny zasilane w bocznej części (niecentrycznie), pomiędzy środkiem, a jednym z końców oraz anteny zasilane na końcach. Oddalanie punktu zasilania od osi symetrii dipola powoduje wprawdzie zwiększenie impedancji wejściowej anteny i częściowo komplikuje jej dopasowanie, ale w niektórych sytuacjach ułatwia lub wogóle umożliwia jej instalację. Dla anten $\lambda/2$ zasilanych na końcach podawane są w literaturze orientacyjnie impedancje 2500Ω dla dipoli poziomych i 1500Ω dla pionowych.



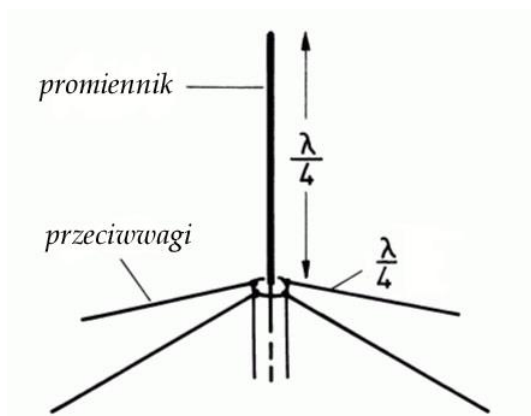
Rys. 2.10. Rozkłady amplitud prądów i napięć w dipolu na częstotliwościach harmonicznych

Oprócz poziomych dipoli półfalowych duże znaczenie mają także dipole pionowe. Najczęściej spotykaną odmianą są pionowe dipole ćwierćfalowe zwane również antenami Marconiego. Dipol umieszczony nad dobrze przewodzącą ziemią (albo zastępującym ją zespołem przeciwwag; ang. *radials*, niem. *Gegengewicht, n*) odbija się w jej powierzchni tworząc razem z odbiciem antenę półfalową. Impedancja wejściowa pionowego dipola ćwierćfalowego wynosi w przybliżeniu 36Ω . W pobliżu gruntu o złej przewodności impedancja rośnie wskutek szeregowego połączenia oporności promieniowania z opornością strat, co oznacza pogorszenie sprawności anteny. Jego charakterystyka w płaszczyźnie poziomej ma kształt okręgu – czyli jest dookólna, natomiast w płaszczyźnie pionowej odpowiada połowie ósemki. Pionowa antena ćwierćfalowa bywa nazywana często anteną Marconiego. Antena jest zasilana u dołu niesymetrycznie w stosunku do ziemi. Jednym z popularnych rozwiązań pionowych anten ćwierćfalowych jest antena *Ground Plane*. Promiennik anteny jest umieszczony nad zespołem kilku przeciwwag izolujących ją od wpływu przewodności ziemi. Zmiana kąta pochylenia przeciwwag w stosunku do ziemi oddziałuje na impedancję wejściową anteny, co pozwala nawet na otrzymanie impedancji 50Ω . Impedancja wejściowa jest także zależna od ich liczby. Najczęściej spotykane są konstrukcje z trzema lub czterema przeciwwagami.

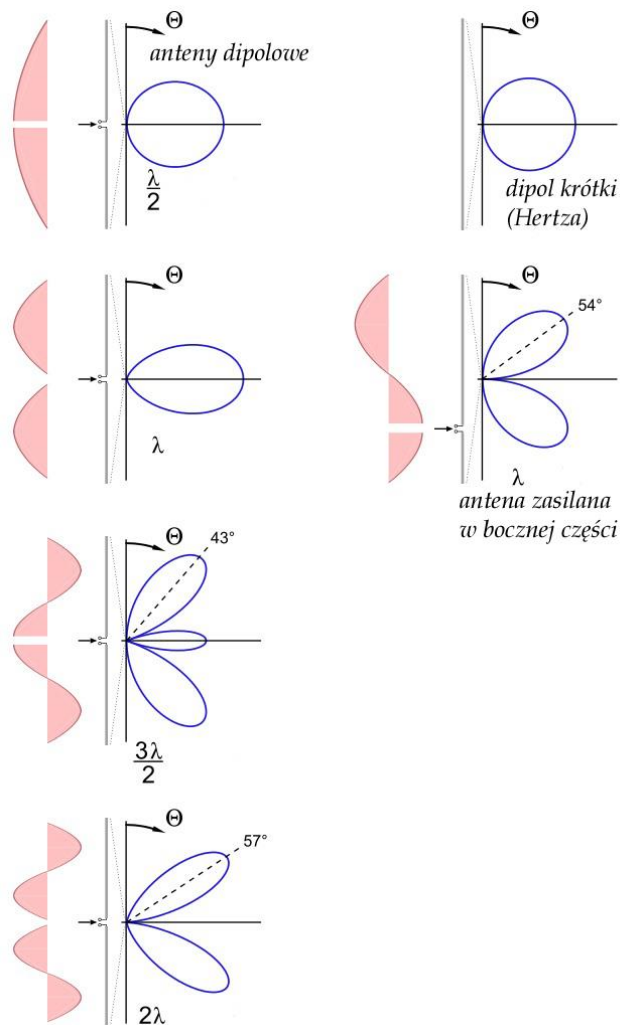


Rys 2.11. Rozkłady amplitud prądów i napięć w pionowym dipolu ćwierćfalowym. Jest on zasilany niesymetrycznie w stosunku do ziemi i wymaga dobrej przewodności gruntu lub instalacji przeciwwag. Uzupełnieniem anteny jest jej odbicie w płaszczyźnie ziemi lub przeciwwag, tak że powstaje dipol $\lambda/2$

Oprócz dipoli ćwierćfalowych stosowane są (zwłaszcza na UKF-ie) pionowe dipole półfalowe, najczęściej jako elementy anten Yagi i podobnych. Właściwości pionowych dipoli półfalowych w wolnej przestrzeni są identyczne jak dipoli poziomych, nad gruntem rzeczywistym w dostatecznej odległości od gruntu są praktycznie zbliżone do właściwości dipoli poziomych (patrz rozdział 7).



Rys.2.12. Antena *Ground Plane*. Dzięki nachyleniu przeciwwagi uzyskano impedancję wejściową 50Ω



Rys.2.13. Zależność charakterystyki kierunkowej anten dipolowych od ich długości i punktu zasilania

2.1. Strojenie anten dipolowych

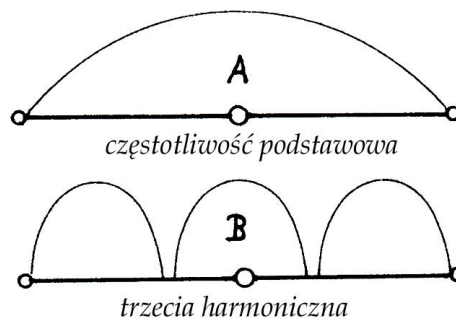
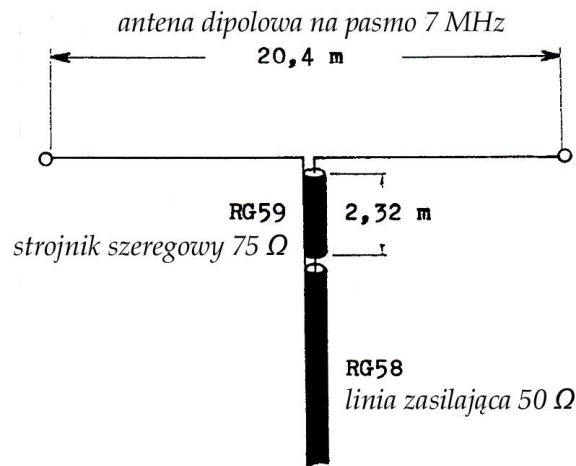
Ze względów praktycznych (skracanie przewodu jest łatwiejsze od jego przedłużania) antena powinna być początkowo nieco dłuższa od obliczonej i następnie skracana stopniowo do potrzebnej długości po wykonaniu pomiaru jej współczynnika fali stojącej lub w sposób najwygodniejszy całego przebiegu za pomocą analizatora antenowego. Często spotykanym w literaturze zaleceniem jest przyjęcie początkowej długości większej o 5% od obliczonej. Skracanie nie powinno polegać na obcinaniu przewodu, a jedynie na zakładaniu albo zwijaniu jego końca aż do uzyskania rezonansu na pożądanej częstotliwości. Dopiero na zakończenie można obciąć zbędną część przewodu. W przypadku anten wielopasmowych (np. złożonych z kilku razem rozwieszonych i zasilanych dipoli, albo kilkuodcinkowej anteny z pułapkami rezonansowymi) należy strojenie rozpocząć od najwyższego pasma i kolejno dostrajać antenę do coraz niższych. W innych rozwiązaniach, j.np. w antenach złożonych z kilku połączonych równolegle elementów dla różnych pasm sytuacja wygląda akurat odwrotnie – dostrajanie należy rozpocząć od najniższego pasma.

Przedłużanie anteny (jeżeli nie da się już go uniknąć) powinno polegać na dodaniu na końcach krótkich zwisających odcinków przewodu – najlepiej podłączyć je za pomocą kostki od instalacji elektrycznych. W trakcie strojenia odcinki te można skracać, albo też wymienić na dłuższe zależnie od konieczności.

W przypadku gdy mimo wszystko nie uda się osiągnąć niskiego WFS należy sprawdzić czy:

- oba ramiona dipola mają tę samą długość elektryczną; obiekty bliskie takie jak dach, maszty itp. mogą powodować dodatkowe obciążenie pojemnościowe jednego z ramion i przez to jego przedłużenie elektryczne; konieczne może być jego mechaniczne (i zarazem elektryczne) skrócenie,
- antena nie jest zawieszona za nisko.

2.2. Korekta dopasowania dipola 7 MHz w paśmie 21 MHz



Rys. 2.2.1

Oporność wejściowa anteny dipolowej jest na trzeciej harmonicznej wyższa aniżeli na częstotliwości podstawowej i wynosi około 100 Ω. Również jej współczynnik skrócenia nie jest równy współczyn-

nikowi dla pasma podstawowego. Częstotliwość rezonansu dipola na trzeciej harmonicznej jest z tych powodów wyższa od trzykrotnej częstotliwości rezonansu w paśmie podstawowym.

Dla uzyskania lepszego dopasowania anten na pasmo 7 MHz przy pracy na 3 harmonicznej, w paśmie 21 MHz, można użyć szeregowego strojnika wykonanego z kabla o oporności falowej 75Ω . W dolnej części rys. 2.2.1 przedstawiono rozkłady amplitud prądów dla częstotliwości podstawowej i trzeciej harmonicznej. Antena jest nieznacznie skrócona w porównaniu z anteną na pasmo 7 MHz.

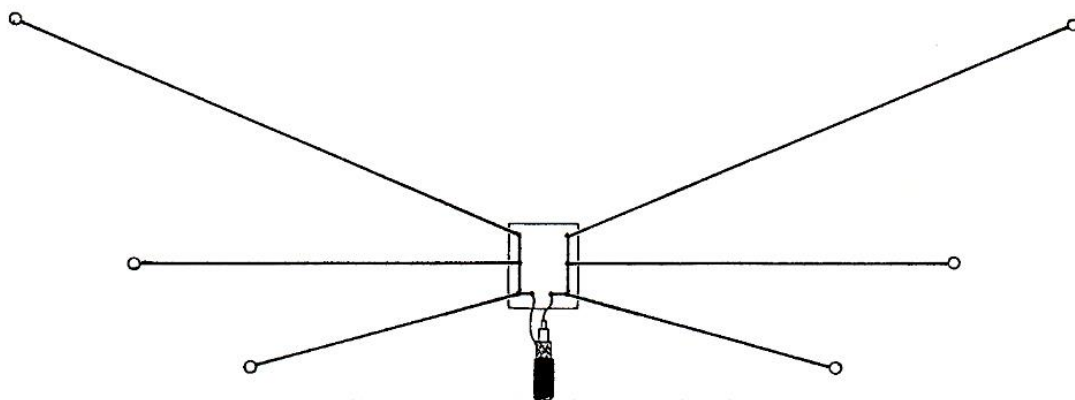
2.3. Antena kilkudipolowa

Do pracy wielopasmowej stosowane są również kombinacje kilku dipoli połączonych równolegle z linią zasilającą. Promienniki znajdujące się blisko siebie wywierają na siebie wzajemnie wpływ przez sprzężenie indukcyjne. Powoduje to przesunięcie częstotliwości rezonansowych w porównaniu z anteną pojedynczą. Długości elementów anteny złożonej różnią się więc od długości anten jednopasmowych na te same pasma. Dostrojenie poszczególnych anten przez ich skracanie jest również trudniejsze. W przypadku równoległego połączenia dwóch anten na dwa różne pasma częstotliwość rezonansu anteny na pasmo wyższe ulega przesunięciu w górę, a anteny na pasmo niższe – w dół (oddalenie rezonansów od siebie). Antena na pasmo wyższe wymaga więc przedłużenia, a na niższe skrócenia. W przypadku anteny trzypasmowej oba dipole na wyższe częstotliwości wymagają przedłużenia, a dipol na najniższą – skrócenia. Przy obliczaniu długości elementów pomija się współczynnik skrócenia przewodu, a dla dipoli na pasma wyższe należy dodać do obliczonej długości co najmniej 10%. Dla dipola na pasmo najniższe należy spodziewać się skrócenia o co najmniej 5%. Właściwości najdłuższego dipola ulegają więc stosunkowo najmniejszej zmianie w porównaniu z innymi. Szerokość pasma dipola na najwyższą częstotliwość ulega z kolei największemu zawężeniu w porównaniu z anteną dipolową na jedno pasmo. Zmniejsza się również impedancja wejściowa dipola na środkowy zakres (w przypadku anten trzypasmowych).

Konstrukcja anteny na wszystkie lub prawie wszystkie pasma krótkofalowe jest dość trudna ze względu na wzajemny wpływ promienników na siebie, ale antena na dwa albo trzy pasma nie przysparza zasadniczo trudności konstrukcyjnych.

Strojenie anteny rozpoczyna się od doboru długości dipola na najniższe pasmo, następnie dostroja się dwa pozostałe w kolejności pasm. Ich wpływ na dostrojenie elementów dłuższych jest niewielki.

Elementy anteny mogą być umieszczone równolegle do siebie lub ukośnie. Można także antenę na najniższe pasmo umieścić poziomo, a pozostałe ukośnie w płaszczyźnie pionowej czyli jako odwrócone V. W podobny sposób można też instalować anteny zasilane w innych miejscach, np. anteny Windom.



Kilkupasmowa kombinacja dipoli

Rys. 2.3.1. Zasada konstrukcji

Tabela 2.3.1

Wymiary anten dwu- (20, 40 m) i trzypasmowych (10, 15, 20 m; 12, 17, 20 m) konstrukcji DK7ZB („Funkamateu” 8/2021)

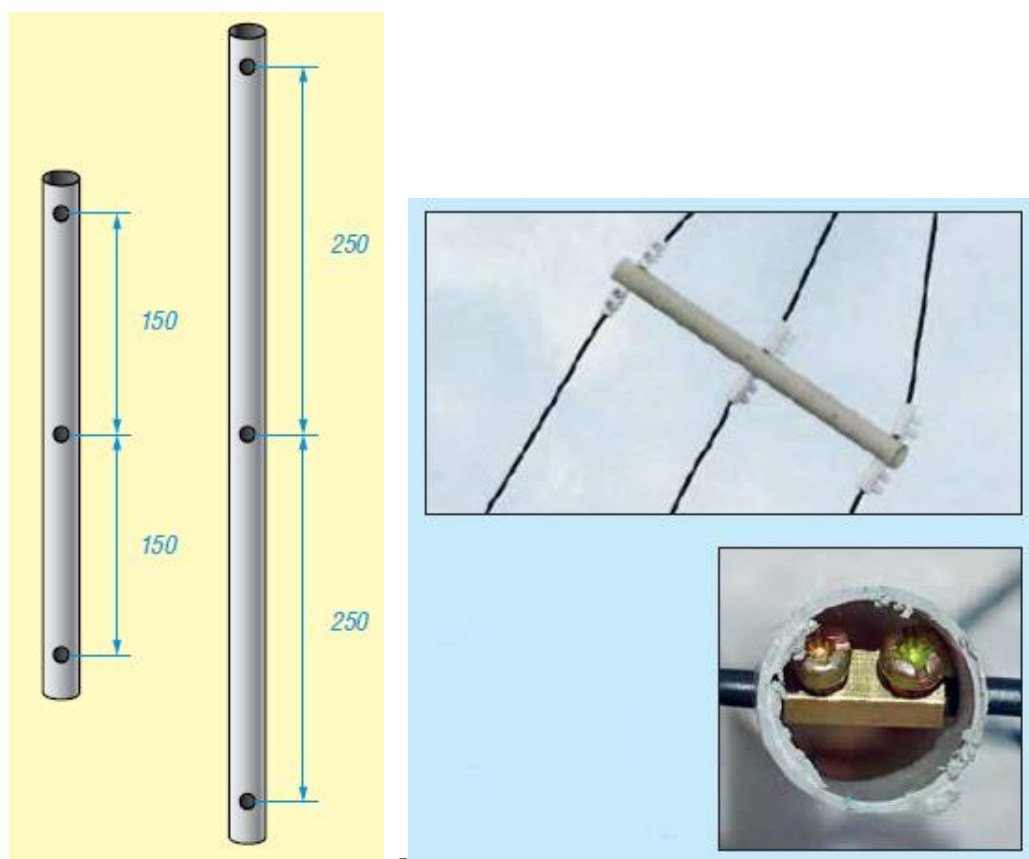
Pasma [m]	Długość [cm]	Pasma [m]	Długość [cm]
10	259	12	296
15	349	17	396
20	498,5	20	680
20	525		
40	984		

Uwaga: w tabeli podano długości połówek dipoli

Tabela 2.3.2

Korekcja długości dipoli (na 100 kHz)

Pasma [m]	Korekcja [mm]	Pasma [m]	Korekcja [mm]
10	9	20	36
12	12	30	70
15	16	40	140
17	22		



Rys. 2.3.2. Wymiary rozpórek dla anten trzypasmowych

Fot. 2.3.3. Sposób mocowania rozpórek za pomocą kostek elektrycznych. Dla przewodów zewnętrznych dipoli można umieścić kontakt kostki wewnątrz rurki

Konstrukcję rozpórek anten trzypasmowych przedstawia rys. 2.3.2. Do ich umocowania na przewodach można użyć kostek od instalacji elektrycznych. Dla słumienia prądów powierzchniowych konstruktor

zastosował dławik W1JR. Przy mocach do 1 kW 2 x 5 zwojów kabla Aircell 5 należy nawinąć na rdzeniu FT240-43, a przy mocach nie przekraczających 600 W można nawinąć 2 x 7 zwojów kabla koncentrycznego RG316 na rdzeniu pierścieniowym FT140-43. W przypadku anten zasilanych niecentrycznie w ekranie kabla płyną znacznie większe prądy powierzchniowe i moc tracona w rdzeniach jest większa niż w antenach dipolowych. Granice mocy nadajnika dla poszczególnych typów rdzeni są więc niższe.

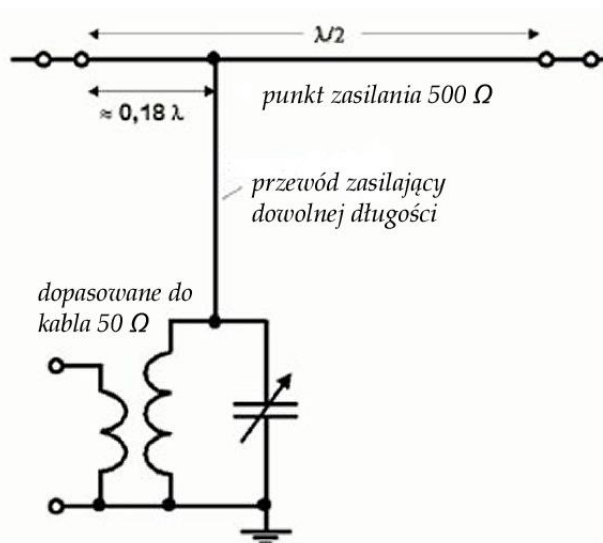


Fot. 2.3.4. Dławiki W1JR, po lewej Aircell 5 na rdzeniu FT240-43, po prawej RG316 na rdzeniu FT140-43

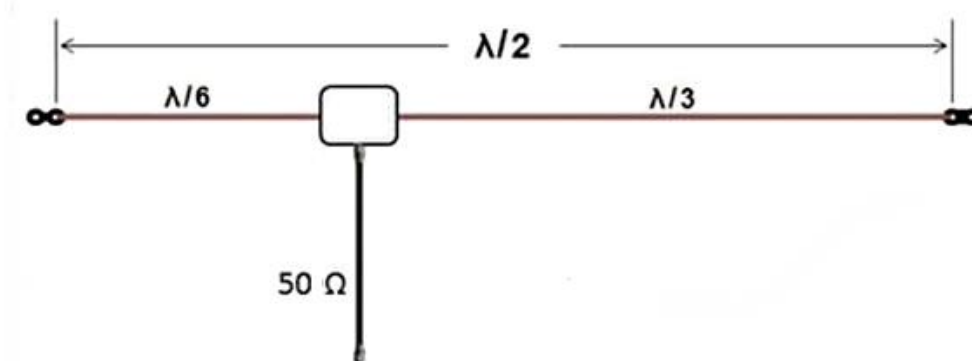
3. Anteny zasilane niecentralnie

Anteny liniowe można zasilac nie tylko w srodku ich dlugosci, ale zasadniczo w innych dowolnych miejscach, przy czym niektore z nich okazuja sie praktyczniejsze od innych ze wzgledu na latwiejsze dopasowanie albo z powodow mechanicznych. Oczywiscie niezaleznie od miejsca zasilania rozklad pradu i napiecia wzdluz anteny pozostaje niezmieniony. W wyniku sprzeczzenia elektromagnetycznego linii zasilajacej z antena przy jej dlugosciach rownych $\lambda/2$ lub wielokrotnosci linia zasilajaca moze rowniez promieniowac. Niebezpieczenstwo to moze byc w pewnym stopniu zminimalizowane przez uzycie symetryzatora, ale nie zawsze jest to wystarczajace. Linia zasilajaca powinna miec dlugosc nierezonansowa i byc na mozliwie jak najdluzszym odcinku poprowadzona prostopadle do promienika.

3.1. Anteny Windom



Rys.3.1.1. Klasyczne rozwiązanie anteny Windom zasilanej pojedynczym przewodem



Rys. 3.1.2. Umieszczony w punkcie zasilania transformator symetryzujący pozwala na zasilanie anteny kablem 50-omowym. Końce uzwojenia wtórnego symetryzatora są podłączone odpowiednio do końców obu ramion. Spotykane jest również zasilanie anteny za pomocą linii symetrycznej 300 Ω. W antenie na pasma 40 i 20 m konstrukcji DL1BU ramiona mają długości 14 i 6,7 m

Antena Windom (w terminologii angielskiej znana również jako antena *OCF – Off -Center-Fed*) jest półfalowym promiennikiem zasilanym w punkcie położonym pomiędzy jego środkiem i końcem. Impedancja wejściowa anteny zasilanej w niesymetrycznie położonym punkcie rośnie w miarę oddalania się od jej środka i zbliżania do końca przewodu. Antena jest zasilana pojedynczym przewodem, a ponieważ oporność falowa pojedynczego przewodu o średnicy 1,5 – 2 mm nad dobrze przewodzącą

ziemią wynosi w przybliżeniu 500Ω jest on dla zapewnienia dopasowania podłączony w miejscu o tej samej impedancji wejściowej. Dla półfalowego promiennika punkt ten leży w odległości $0,18 \lambda$ od końca. Dla zakresu impedancji $400 - 600 \Omega$ w literaturze podawany jest zakres odległości $0,163 - 0,181 \lambda$, co oznaczałoby, że dla impedancji 500Ω należałoby raczej przyjąć odstęp $0,17 \lambda$ od końca. Ciekawym przypadkiem jest też punkt, w którym impedancja wejściowa leży w pobliżu 450Ω , gdyż pozwala on na dopasowanie anteny także za pomocą transformatora magnetycznego o przekładni 9:1. W przypadku ogólnym należy pamiętać, że impedancja jest zależna od wysokości anteny nad ziemią i współczynnika smukłości, dlatego też dane te trzeba uważać za przybliżone. W literaturze spotyka się też zalecenie aby minimalna długość przewodu zasilającego wynosiła $\lambda/3$.

Warunkiem prawidłowej pracy anteny jest umieszczenie jej nad dobrze przewodzącą ziemią. Przewód zasilający powinien być poprowadzony prostopadle do anteny na możliwie jak najdłuższym odcinku aby zminimalizować jego sprzężenie z promiennikiem.

Długość promiennika jest obliczana ze wzoru $l \text{ [m]} = 143 / f \text{ [MHz]}$, a odległość punktu zasilania od końca anteny $A \text{ [m]} = 54 / f \text{ [MHz]}$.

W porównaniu z antenami zasilanymi na środku antena Windom ma niższą dobroć i przez to zapewnia większą szerokość zakresu pracy. Podawana w literaturze sprawność anteny przekracza 80%. Ogólnie rzecz biorąc jest ona zależna od średnicy przewodu i długości odcinka linii zasilającej więc wartość podana ma znowu charakter orientacyjny. W przypadku zasilania przez transformator symetryzujący należy również uwzględnić straty w nim.

Podobnie jak w przypadku dipola zasilanego na środku również w przypadku anten Windom można jej końce o długościach dochodzących do $0,1 \lambda$ załamać i skierować w dół albo w bok. Końce mogą być załamane pod dowolnymi kątami, niekoniecznie tylko pod kątem prostym. W analogiczny sposób można także zasilac pionowe dipole półfalowe.

Dla uzyskania szerszego zakresu pracy promiennik anteny Windom może być wykonany jako klatkowy jak w antenie Nadienienki. W punkcie zasilania umieszczona jest przewodząca obręcz rozpięta analogiczna jak na zakończeniach promiennika. Średnica promiennika w jednej z opisywanych w literaturze konstrukcji wynosiła 1 m. Można także te sześć do ośmiu przewodów umieścić w jednej płaszczyźnie obok siebie i połączyć w miejscu zasilania anteny (jak gdyby przez przecięcie i rozwinięcie wycierza).

Zasilanie anteny za pomocą pojedynczego przewodu o stosunkowo wysokiej impedancji falowej niesie ze sobą ryzyko zakłócania pracy innych urządzeń przez występujące na nim wysokie napięcia w.cz., a także indukowanie się w nim zakłóceń utrudniających odbiór. Znacznie korzystniejszym jest zastosowanie na jak najdłuższym odcinku kabla koncentrycznego. Konieczne staje się wówczas dopasowanie przewodu zasilającego do impedancji kabla 50-omowego. Niebezpieczeństwo powodowania zakłóceń w pracy innych urządzeń zwiększa się dodatkowo ponieważ jako przeciwwaga służą zależnie od przypadku przewody sieci energetycznej, telefoniczne, instalacji pomocniczych (np. domofonu). Przy pracy terenowej jest to jednak przeważnie bez znaczenia.

Przy pracy wielopasmowej antena przyjmuje długość połowy fali na najniższym paśmie, np. 80 m. Na wyższych pasmach pracuje ona jako antena długa. Zwiększenie szerokości pasma pracy w stosunku do anten zasilanych na środku jest najbardziej zauważalne na paśmie 80 m, dlatego też w antenach wielopasmowych przyjmuje się to właśnie pasmo jako podstawowe, trochę rzadziej pasmo 160 m.

Wielopasmowa antena Windom na pasma amatorskie ma najczęściej długość ok. 41 m i jest zasilana w odległości ok. 30% długości od końca. Spotykane są również długości w zakresie 39,1 – 42,1 m. Położenie punktu zasilania nie jest też sztywne i leży w granicach 28,9% do 36%. Często przyjmuje się impedancję zasilania 200 lub 300Ω .

W konstrukcji anteny wielopasmowej VS1AA (GM3IAA) antena wykonana z przewodu o średnicy 2 mm ma długość 41 m (w późniejszych konstrukcjach przyjęto długość 42 m) i jest zasilana w odległości 13,6 m od końca, albo ma długość 20,43 m przy zasilaniu w odległości 6,84 m od końca. Przewód zasilający ma średnicę 1 mm i jego impedancja falowa jest równa 800Ω . Antena VS1AA pracuje zasadniczo na wszystkich klasycznych pasmach amatorskich poza 15 m, ale nigdzie nie zapewnia bardzo dobrego dopasowania. W paśmie 80 m jest ona dipolem półfalowym o charakterystyce prostopadłej do przewodu, w paśmie 40 jest anteną całofalową, na 20 i 10 m ma długość odpowiednio dwóch i czterech długości fali. Proponowana długość przewodu zasilającego wynosi 10 – 15 m.

Podobnie jak w przypadku podwójnej anteny Zeppelina spotykana jest również konstrukcja podwójnej anteny Windom. Antena składa się z dwóch identycznych anten Windom, zasilanych w ten sam sposób

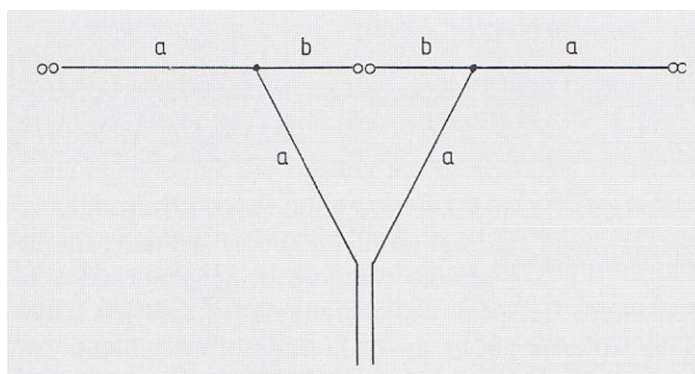
co pojedyncza. Jako linia zasilająca służy linia płaska 300 lub 450 – 600 Ω , z tym że jej przewody rozchodzą się w pobliżu anteny do punktów zasilania. Powstaje coś w rodzaju układu dopasowującego typu delta (rys.3.1.3). Przy zasilaniu kablem 50 Ω konieczny jest transformator symetryzujący o przekładni 9:1 lub 6:1.

Anteny Windom mogą być zawieszane nie tylko poziomo, jak się to spotyka najczęściej, ale również ukośnie albo w kształcie odwróconej litery V. Wygodniej jest gdy punkt zasilania anteny ukośnej znajduje się od strony ziemi.

Tabela 3.1.1

Przykładowe wymiary podwójnej symetrycznej anteny Windom

Pasma	Element a	Element b
3,5 MHz	13,6 m	6,8 m
7 MHz	6,8 m	3,4 m



Rys. 3.1.3. Podwójna symetryczna antena Windom

Na zasadzie przedstawionej na rys. 3.1.2. pracują m.in. fabryczne anteny FD („Fritzel Dipol”). Przykładowo antena FD-4 o długościach ramion 13,5 i 28 m pracuje na pasmach 80, 40 20 i 10 m, a FD-3 o długościach ramion 6,6 i 13,6 m – pasma 40, 20 i 10 m. Szerokopasmowy transformator symetryzujący ma przekładnię 6:1.

Antena Windom została opracowana w latach 1928 – 1929 przez grupę studentów-krótkofalowców, a jej opis opublikowany w 1929 r. w *QST* przez Lorena Windoma W8GZ i w *Proceedings IRE* przez dwóch innych członków zespołu z prof. W. L. Everittem na czele.

Odmianą anteny Windom jest antena Carolina Windom zasilana w punkcie o impedancji wejściowej 200 Ω . Przekładnia transformatora symetryzującego wynosi tutaj 4:1. Przykładowo antena na pasma 10 – 40 m ma długość 20,12 m (ramiona 7,62 i 12,50 m), a antena na pasma 80 – 10 m – długość 40,24 m (ramiona 15,24 i 25 m). W dobranej odległości od punktu zasilania anteny w linii zasilającej znajduje się dławik tłumiący prądy powierzchniowe w ekranie, dzięki czemu odcinek kabla między anteną i dławikiem służy jako pionowy element promieniujący. Antena może być rozwieszona poziomo, jako odwrócone V lub jako odwrócone U (ze zwisającymi w dół końcowymi odcinkami ramion).

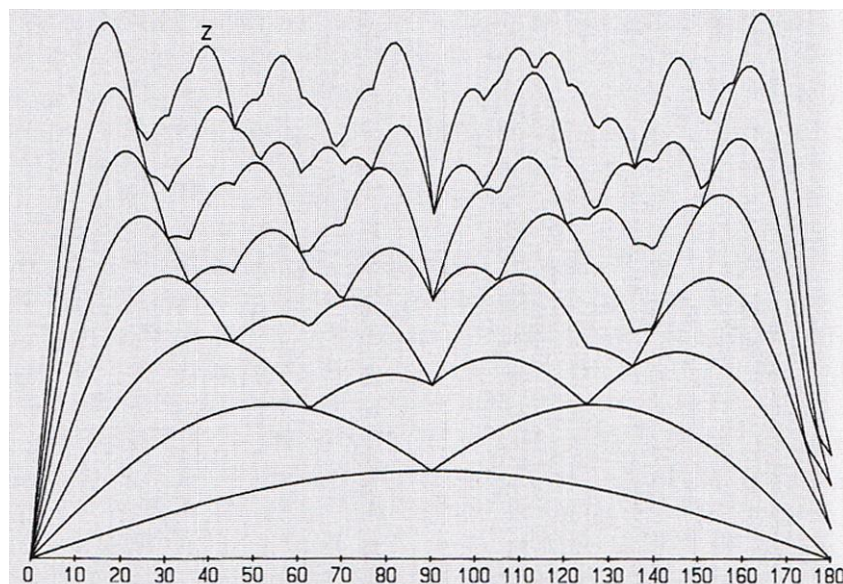
Przykładowo przy długości całkowitej anteny 40,5 m (15,2 + 25,3 m) dla pasma 80 m część pionowa ma długość 6,7 m, a dla pasma 40 odpowiednio długości są równe 20,1 m (7,6 + 12,5 m) i 3,0 m. Przy montażu jako odwrócone U długość całkowita dla pasma 80 m wynosi 40,5 m (10,4 + 20,1 m), długość części pionowej 6,7 m a długość zwisających końców 4,9 m; dla pasma 40 długość wynosi 5,2 + 10,0 m, długość elementu pionowego 3,0 m a długości odcinków zwisających 2,4 m.

3.2. Anteny sumaryczno-prądowe

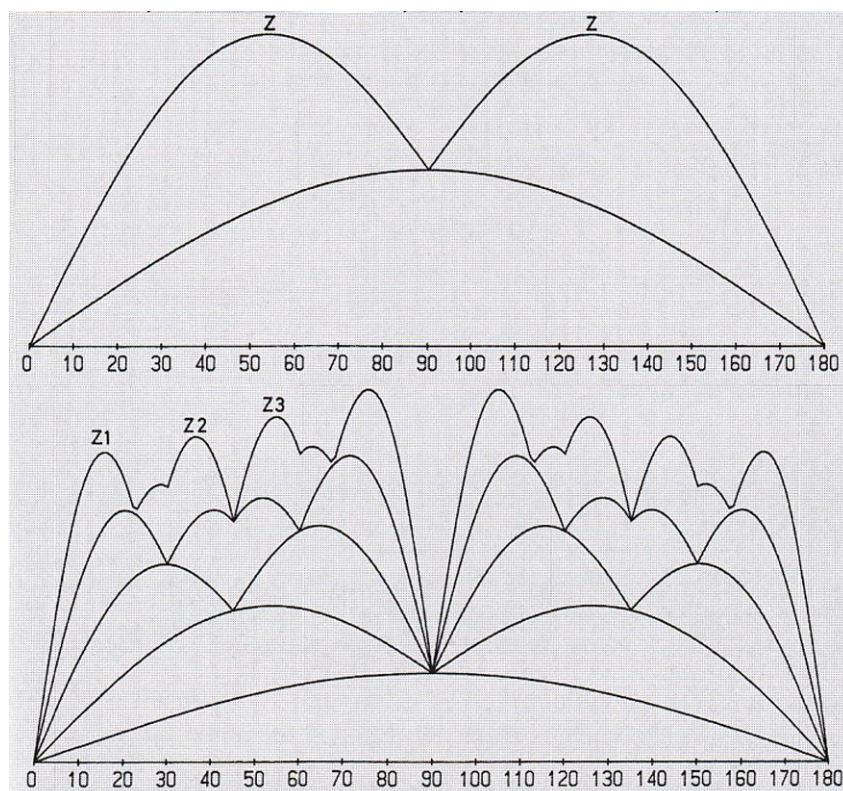
Głównym problemem przy projektowaniu wielopasmowych anten Windom jest niemożliwość uzyskania anteny pokrywającej jednocześnie klasyczne pasma krótkofalowe 3,5, 7, 14, 28 MHz oraz pasma 15 m i 30 m.

Pomysł anteny sumaryczno-prądowej (niem. *Stromsummenantenne*, *f*) – wywodzącej się od anteny Windom – pochodzi od Karla Hille DL1VU. Autor poszukiwał możliwych punktów zasilania prądo-

wego (o niskiej impedancji wejściowej) do zasilania anteny płaskim kablem 450Ω . Analizując rozkłady prądów na 42 m antenie ($\lambda/2$ dla 80 m) poszukiwał on maksimum amplitud prądów dla sumy pobudzenia wszystkich pasm. Otrzymuje się w ten sposób razem znaczną liczbę maksimum – potencjalnych punktów zasilania prądowego.

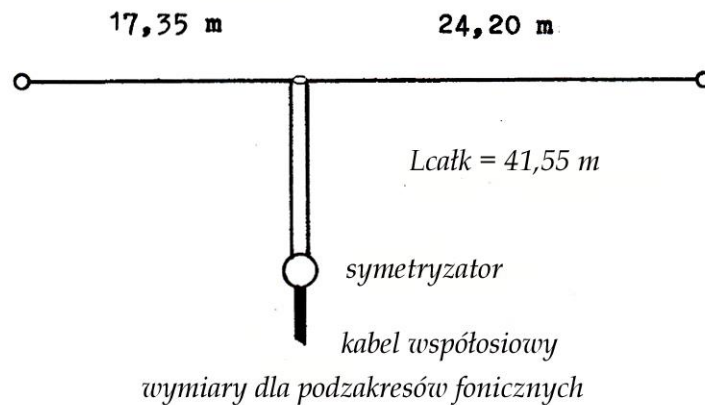
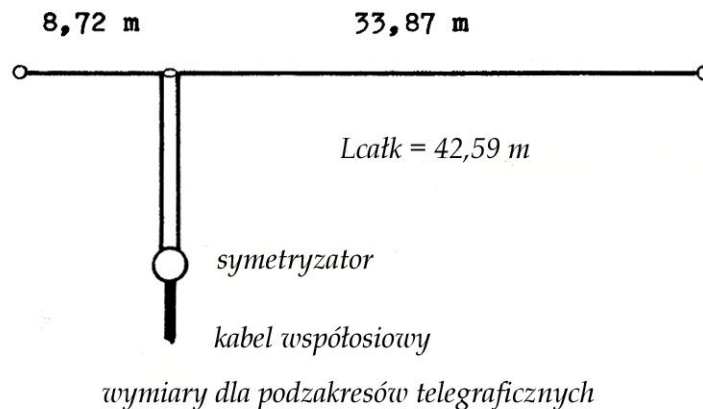


Rys. 3.2.1. Rozkład sumy amplitud prądów dla anteny na podzakresy telegraficzne pasm 3,5/7/10,1/14/18,068/24,89/28 MHz. Na osi X skala w stopniach kątowych. Jak wynika z prawej strony wykresu antena jest nieco za krótka i wartości prądów nie osiągają zera. Długość anteny została dobrana dla pasma podstawowego czyli 80 m, ale różnica leży w możliwych do przyjęcia granicach. Możliwe jest też jej przedłużenie do 185° kątowych. Dogodnym punktem zasilania jest punkt Z



Rys. 3.2.2. U góry rozkład sumy amplitud prądów dla pasm 3,5 i 7 MHz, u dołu dla czterech klasycznych pasm 80, 40, 20 i 10 m.. Dogodnymi punktami zasilania są odpowiednio Z, Z1 – Z3

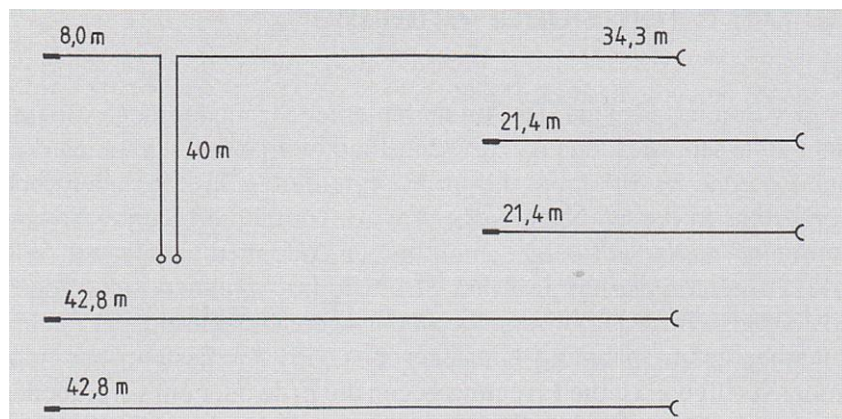
Projektowanie anteny rozpoczyna się od najwyższego pasma 10 m. Przy skróceniu o ok. 3% otrzymuje się antenę o długości ośmiu połówek fali czyli ok. 42,6 m dla podzakresu telegraficznego lub 41,6 m dla fonii. Anteny składają się więc z ramion o długościach 8,72 + 33,87 m lub 17,35 + 24,20 m.



Rys. 3.2.3. Jedne z typowych wymiarów anten pokrywających wszystkie pasma pomiędzy 80 i 10 m

Antena sumaryczno-prądowa o częstotliwościach środkowych pasm 1,83 MHz, 3,65 MHz, 7,06 MHz, 14,2 MHz, 21,2 MHz i 28,6 MHz ma długość 17,8 + 144,2 m = 162 m.

W jednej z nowszych konstrukcji anteny na podzakresy telegraficzne pasm 80 – 10 m przyjęto długość 42,3 m = 8,0 + 34,3 m.



Rys. 3.2.4. Składany zestaw anteny sumaryczno-prądowej DL1VU pozwala na uzyskanie przybliżonych długości 42, 63, 84, 105, 126, 147, 168 m. Antena podstawowa o wymiarach 8,0 + 34,3 m (42,3 m) jest obliczona dla pasma 14 MHz

Antena z rys. 3.2.4 jest zasilana płaskim kablem drabinkowym o impedancji falowej 450Ω . Długość kabla może dochodzić do 40 m. Elementy promiennika są wykonane z brązowej linki antenowej o średnicy 1,6 mm. Na końcach odcinków umieszczono izolatory bakelitowe oraz kable łączące z wtyczkami i gniazdkami. Konstruktor korzystał z niej wielokrotnie w trakcie egzotycznych podróży.

Dzięki niskim impedancjom wejściowym dopasowanie anteny za pomocą standardowych „skrzynek antenowych” nie przysparza większych trudności.

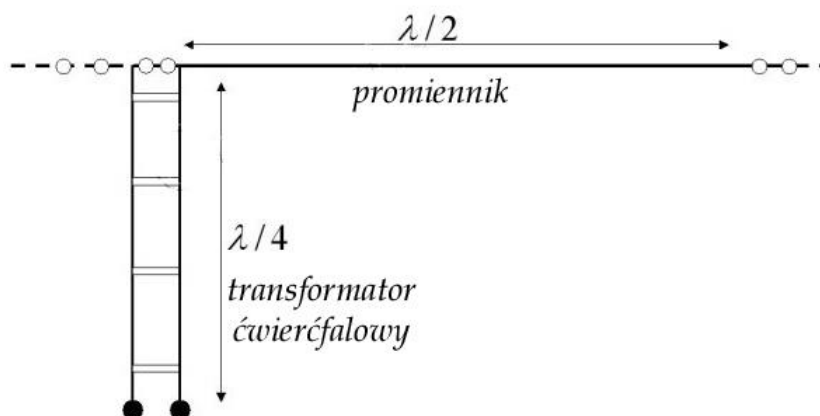
4. Anteny zasilane na końcu

Na końcu dipola półfalowego występuje maksimum napięcia i minimum prądu, co oznacza wysoką impedancję wejściową. W literaturze podawane są często wartości (zakresy) zbliżone do 2500Ω dla dipoli poziomych i 1500Ω dla pionowych. Są to oczywiście tylko wartości orientacyjne i w żadnym wypadku nie można ich traktować jako dokładne. Anteny te są zasilane albo za pomocą rozwartego na jednym końcu, po stronie anteny, ćwierćfalowego odcinka linii zasilającej o dowolnej oporności charakterystycznej (falowej), poprzez równoległy obwód rezonansowy albo za pomocą obwodu typu L. Jeżeli drugi koniec linii ćwierćfalowej jest zwarty to linia zasilająca o standardowej oporności falowej musi być podłączona w odpowiednio dobranej odległości od zwanego końca. Możliwe jest także pozostawienie tego końca rozwartego i podłączenie bezpośrednio do niego linii zasilającej od nadajnika. W pierwszym przypadku zwarcie na „dolnym” końcu, a w drugim niska impedancja linii są transformowane przez linię ćwierćfalową są transformowane na bardzo wysoką, przy czym w praktyce nieistotne jest czy teoretycznie będzie to oporność nieskończona, czy tylko bardzo duża. W miejscu połączenia linii transformującej z anteną równoległe do tej wysokiej impedancji włączona jest skończona impedancja wejściowa anteny i to ona odgrywa dominującą rolę.

Anteny zasilane przez obwód rezonansu równoległego są znane jako anteny Fuchsa od nazwiska ich konstruktora, austriackiego radiotechnika i krótkofalowca Josefa Fuchsa OE1JF, UO1JF, UOAA, EAAA.

Anteny zasilane na końcu wymagają stosowania przeciwwag. W przypadku ich braku jako przeciwwagi służą inne znajdujące się w pobliżu obiekty, przykładowo ekran współosiowej linii zasilającej, inne pobliskie przewody albo powierzchnie metalowe itp. Zaindukowane w nich prądy w.c.z. mogą jednak powodować zakłócenia w odbiorze radiowym i telewizyjnym albo w działaniu komputerów i innych urządzeń. Należy także unikać uziemiania ekranu kabla gdyż może dojść do sytuacji, w której kabel będzie promieniował silniej niż antena. W takim przypadku pomocne może być zainstalowanie na kablu dławika tłumiącego prąd powierzchniowy na zewnętrznej stronie ekranu.

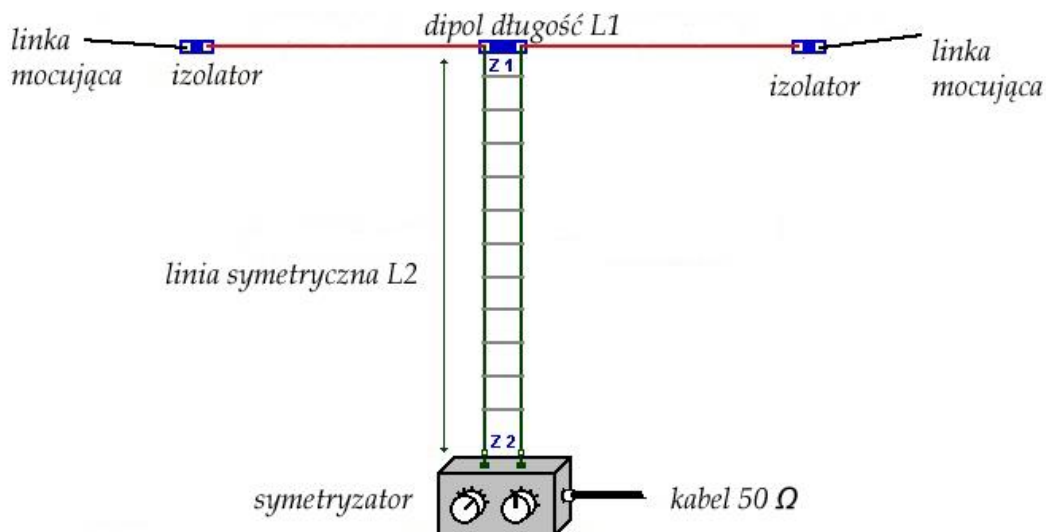
4.1. Antena Zeppelin



Rys. 4.1.1. Antena Zeppelin

Antena, opatentowana już w 1909 roku i przewidziana pierwotnie do użytku na balonach-sterowcach Zeppelin, składa się z półfalowego promiennika zasilanego na jednym z końców przez ćwierćfalowy odcinek symetrycznej linii transformującej wysoką impedancję występującą na końcu promiennika na niską impedancję po stronie radiostacji. Zapobiegało to występowaniu po stronie radiostacji wysokich napięć mogących spowodować zapłon i wybuch gazu, którym był napęczniony balon. Sama antena znajdowała się w pewnej odległości od kosza (kabiny) balonu i dlatego istniejące na jej końcach wysokie napięcia nie zagrażały balonowi. Jeden z przewodów linii symetrycznej jest połączony z promiennikiem, natomiast drugi nie jest nigdzie podłączony. We współczesnych konstrukcjach impedancja falowa linii leży przeważnie w zakresie około $300 - 600 \Omega$, a jej długość $\lambda/4$ lub jej nieparzystą wielokrotność. Wadą

rozwiązania jest trudność osiągnięcia symetrii na linii transformującej. Dlatego też obecnie najczęściej antena Zeppelina występuje w postaci symetrycznej (o podwójnej długości) z podłączonym do drugiego przewodu linii następnego promiennika półfalowego. Antena taka ma więc długość całej fali (lub jej wielokrotności).



Rys. 4.1.2. Antena typu podwójny Zeppelin. Każde z ramion ma długość $\lambda/2$

Symetryczny dipol zasilany przez linię drabinkową, anteny typu podwójny Zeppelin (fr. *Lévy dipol*), stanowi świetną antenę wielopasmową. Długości ramion są dobrane kompromisowo, tak aby były jak najbliżej do długości rezonansowej dla wszystkich pasm. Antena jest zasilana powietrzną linią drabinkową o impedancji falowej 600Ω albo też liniami w izolacji plastikowej o impedancji $300 - 450 \Omega$.

Tabela 4.1.1. Wymiary dipola wielopasmowego dla klasycznych pasm amatorskich przy grubości przewodu $\sim 2 \text{ mm}$

Pasma [MHz]	Długość λ	Długość [m]
3,5	0,5	41,72
7,0	1,0	42,21
14,0	2,0	42,47
21,0	3,0	42,57
28,0	4,0	42,68

Uwagi: dipol półfalowy dostrojony do 3,5 MHz ma dla pasma 10 MHz przybliżoną długość $1,5 \lambda$ (odchyłka $+4\%$), 18 MHz – $2,5 \lambda$ (odchyłka $-3,5\%$) i dla 24 MHz – $3,5 \lambda$ (odchyłka $-1,6\%$). Stosunek długości nie jest całkowicie harmoniczny, ale dobrym przybliżeniem może być antena o długości albo $2 \times 21,1 \text{ m}$ (całkowitej $42,2 \text{ m}$). Przyczyną różnic są m.in. zmieniające się współczynniki skrócenia dla poszczególnych pasm. Przykładowo dla rezonansu $\lambda/2$ w powyższym przykładzie współczynnik wynosi $0,974$, a dla rezonansu $3 \lambda - 0,994$

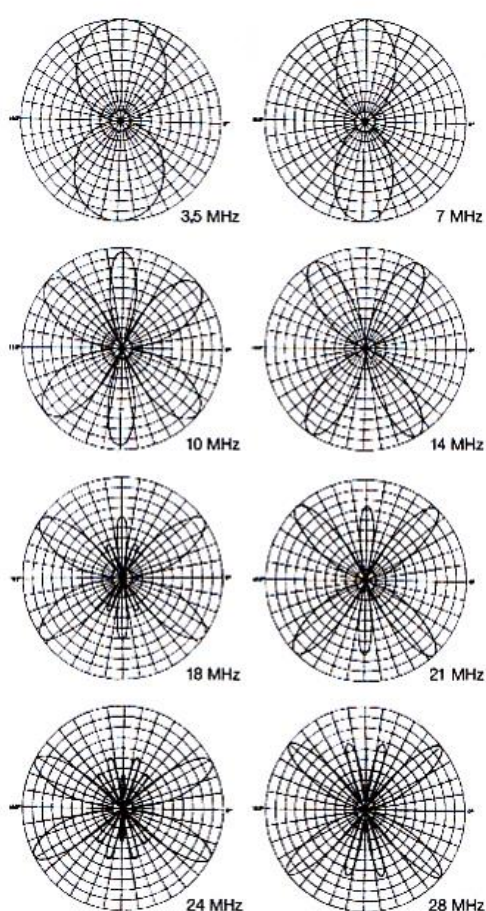
Tabela 4.1.2. Wymiary L1 i L2 dla anteny wielopasmowej 80, 40, 20, 15 i 10 m

Promiennik L1 [m]	Linia L2 [m]	Pasma
41,15	12,80	80, 40, 20, 15, 10
41,15	23,60	80, 40, 20, 15, 10
20,42	12,95	40, 20, 15, 10
20,42	19,50	40*, 20, 15*, 10

* Niska impedancja wejściowa, zasilanie prądowe, dla pozostałych przypadków – wysoka, zasilanie napięciowe

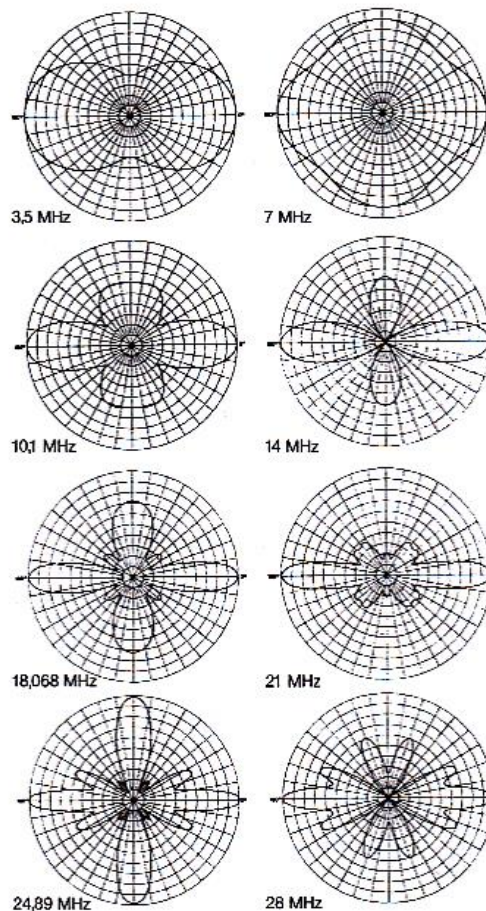
W literaturze fachowej spotykane są także długości różniące się od podanych w tabeli. Charakterystyka kierunkowa zmienia się z ósemkowej na zawierającą dla wyższych pasm po kilka listów o kierunkach ukośnych. Ramiona anteny można rozwinąć również skośnie w stosunku do siebie, czyli pod kątami różnymi od 180 stopni. Antena przyjmuje w płaszczyźnie poziomej kształt mniej lub bardziej rozwartej litery V. Charakterystyka kierunkowa staje się wielokierunkową, a dla niektórych pasm nawet prawie dookólną.

Na ilustracjach 4.1.3 i 4.1.4 przedstawiono charakterystyki anten o orientacyjnej długości 2 x 20 m odpowiednio dla ramion umieszczonych pod kątem 180° (w jednej linii) i 90° (pod kątem prostym do siebie).



dla kąta 180° między ramionami

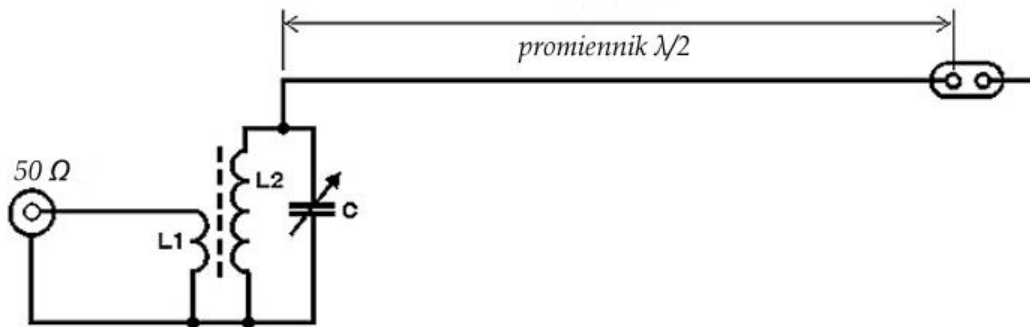
Rys. 4.1.3



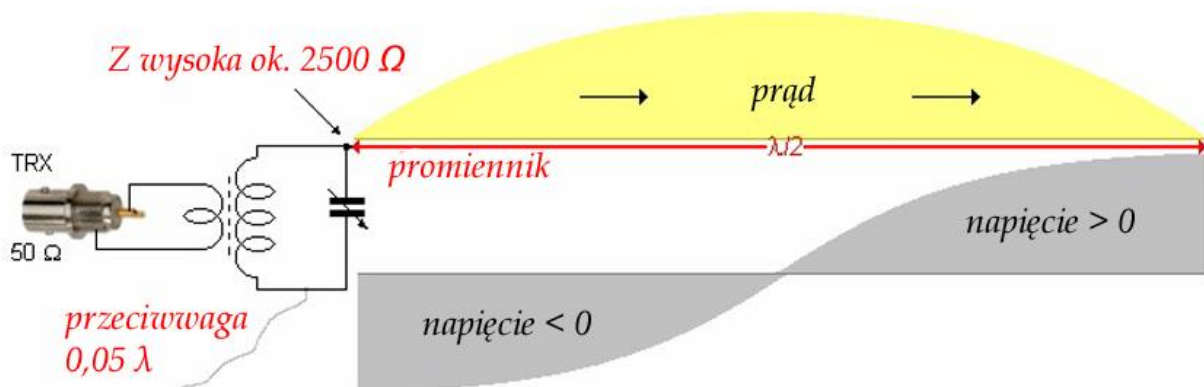
dla kąta prostego między ramionami

Rys. 4.1.4

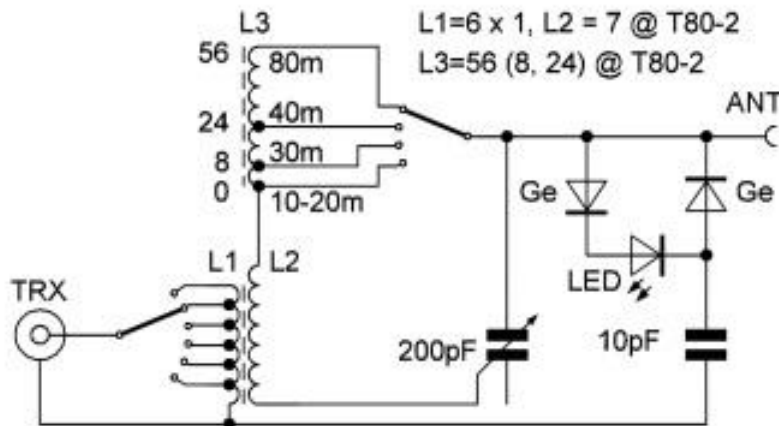
4.2. Antena Fuchsa



Rys. 4.2.1. Konstrukcja anteny Fuchsa. Uzwojenie wtórne transformatora stanowi równoległy obwód rezonansowy dostrojony do częstotliwości pracy



Rys. 4.2.2. Rozkłady amplitud prądów i napięć w antenie Fuchsa. Dla promienników pionowych w literaturze podawana jest impedancja wejściowa zbliżona do 1500 Ω



Rys. 4.2.3. Układ dopasowania wielopasmowej anteny Fuchsa dla mocy QRP, firmy *QRPPProject* z diodowym wskaźnikiem dostrojenia. L1, L2 i L3 są nawinięte na proszkowych rdzeniach pierścieniowych T80-2 (czerwonych). Dla L3 w nawiasie podano miejsca odczepów (w zwojach), na L1 odczepy po każdym zwoju

Antena opatentowana w 1927 roku przez austriackiego krótkofalowca i specjalistę w dziedzinie radiotechniki, późniejszego dra i wykładowcę na Politechnice Wiedeńskiej, Josefa Fuchsa. Antena składa się z półfalowego promiennika zasilanego na końcu przez równoległy obwód rezonansowy dostrojony do częstotliwości pracy. Linia zasilająca o niskiej impedancji falowej jest sprzężona z obwodem za pomocą dodatkowego uzwojenia albo jest podłączona do odczepu obwodu. Obwód rezonansowy powinien mieć możliwie dużą dobroć (duży stosunek L/C), ale jednocześnie oznacza to, że płynie w nim prąd

w.cz. o dużym natężeniu i jego elementy muszą być do tego przystosowane – zwłaszcza przy większych mocach nadawania. Jako wskaźnik dostrojenia może służyć wskaźnik napięcia w.cz. Dawniej stosowano do tego celu neonówkę (co i teraz może być przydatne przy większych mocach), a obecnie spotyka się często wskaźniki na diodach elektroluminescencyjnych (LED). Niedogodnością jest fakt, że obwód strojony znajduje się w pobliżu anteny co utrudnia jego dostrajanie. Przy znacznej dobroci obwodu jest ono niestety konieczne już przy niewielkich zmianach częstotliwości pracy (w wąskich podzakresach telegraficznym lub dla emisji cyfrowych dostrajanie może nie być konieczne). Antena może być przydatna w warunkach terenowych albo w pokojach hotelowych, gdzie wygodnie jest zawiesić antenę tylko w jednym odległym punkcie i drugim końcem przy oknie albo na podpórcie w pobliżu radiostacji. Wysokie napięcia na końcu anteny mogą powodować zakłócenia w odbiorze radiowo-telewizyjnym, zwłaszcza przy większych mocach nadajników. Podłączenie przeciwwagi do drugiej strony obwodu rezonansowego zapobiega indukowaniu się powierzchniowych prądów w.cz. w ekranie kabla zasilającego, ale niepotrzebne jest uziemienie dolnego końca obwodu (obwód uziemiony przestaje być obwodem Fuchsa i staje się „zwykłym” uziemionym transformatorem rezonansowym).

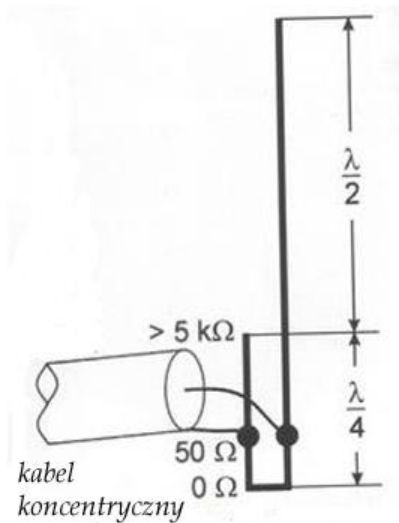
Przykład realizacji dla pasma 7 MHz dla mocy 10 – 20 W: indukcyjności nawinięte na rdzeniu pierścieniowym T200-2, uzwojenie wtórne 24 zwoje (ok. 8 μ H), uzwojenie pierwotne 4 zwoje między zwojami wtórnego, kondensator zmienny 100 pF (60 – 70 pF) o odstępnie płytek ok. 1 mm (dla większych mocy 2 – 3 mm), długość promiennika ok. 21 m, niekrytyczna ponieważ pewna składowa reaktancyjna może wchodzić do obwodu rezonansowego i być kompensowana przez jego dostrojenie. Ze względu na znaczne prądy płynące w obwodzie rezonansowym lepiej zastosować rdzeń „o numer większy” aby uniknąć jego przegrzewania się. Natomiast obwód QRP dla pasma 30 m można wykonać nawijając 35 zwojów przewodu w emalii na rdzeniu T80-2 (czerwonym), w jego dolnej części znajdują się 4 zwoje uzwojenia pierwotnego. Jako pojemność obwodu służy trymer 50 pF. Antena dla pasma 30 m ma długość około 14,5 m. Obwód na pasmo 20 m (antena 10,14 m) nawinięty na rdzeniu T50-2 składa się z uzwojeń 2 (Cuem 0,5 mm) i 24 zwoje (Cuem 1 mm) dla trymera 50 pF.

Tabela 4.2.1.

Długości promiennika anteny Fuchsa wg instrukcji *QRPPProject*

Pasma [MHz]	Liczba połówek fali	Długość [m]
3,55	1	40,14
7,025	2	41,64
10,125	3	43,70
14,05	4	42,17
18,08	5	41,07
21,05	6	42,40
24,9	7	41,87
28,05	8	42,51

4.3. Anteny typu J

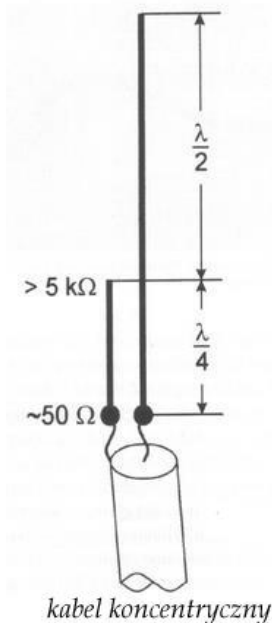


Rys. 4.3.1. Równolegle zasilana antena J

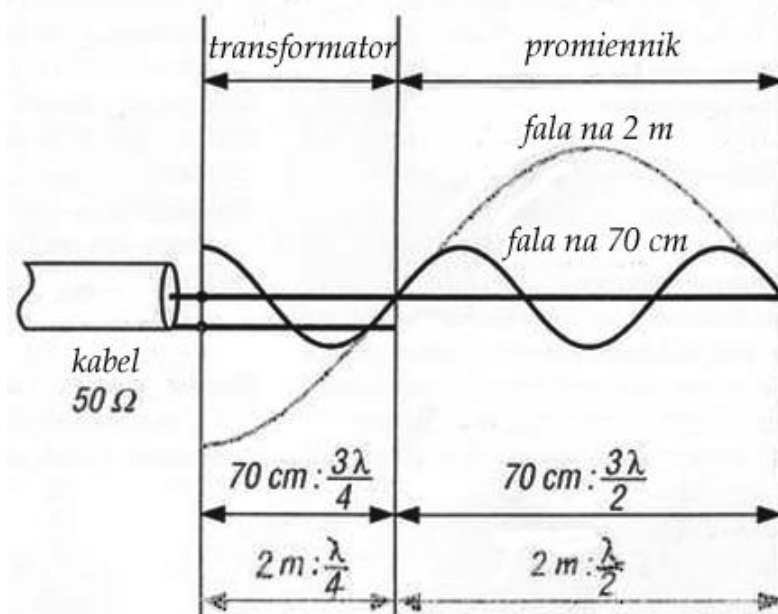
Anteny typu J (ang. *J-Pole antenna*, niem. *J-Antenne*, fr. *antenne en J*) składają się z półfalowego promiennika zasilanego na końcu przez ćwierćfalowy transformator wykonany z odcinka kabla zwartego na końcu. Linia zasilająca jest podłączona do transformatora w miejscu, w którym panuje impedancja równa impedancji falowej kabla. Końcowy odcinek transformatora pomiędzy punktem zasilania a zwarcim można też traktować jako strojnik.

Przy doborze długości linii transformującej należy uwzględnić współczynnik skrócenia kabla. Transformator można wykonać zarówno z kabla koncentrycznego jak i płaskiego kabla symetrycznego o dowolnej impedancji falowej. Nie musi ona być w żadnym wypadku równa impedancji falowej kabla zasilającego. Często spotykane jest wykonanie anteny w całości z płaskiego kabla, w którym jedna żyła jest odłączona w miejscu końca odcinka

transformującego. Wykonanie transformatora z płaskiego kabla symetrycznego (zwłaszcza drabinkowego) jest korzystniejsze, ponieważ kabel ten wnosi mniejsze straty.



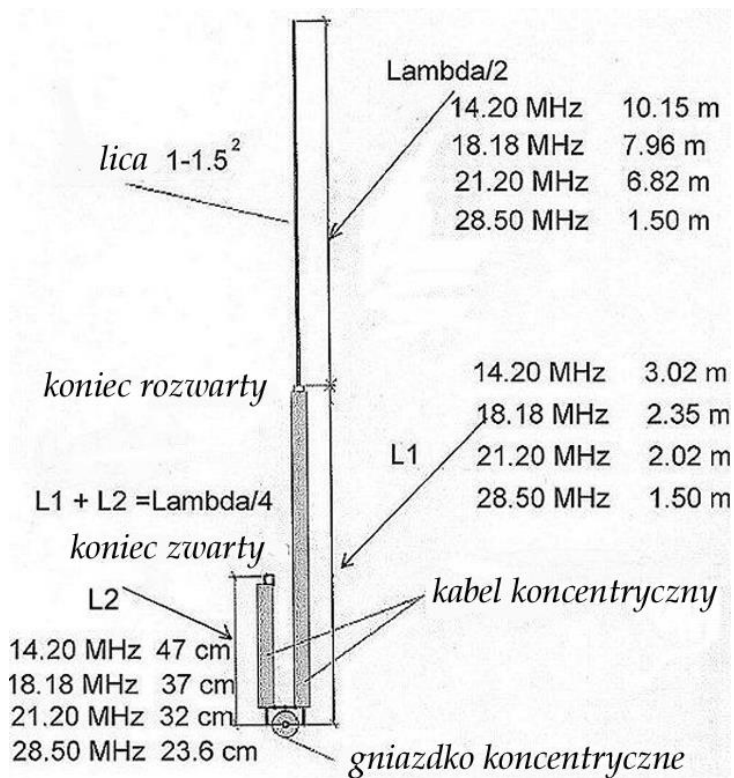
Rys. 4.3.2. Zasilanie szeregowo



Rys. 4.3.3. Rozkład fali w antenie dwupasmowej na 2 m i 70 cm

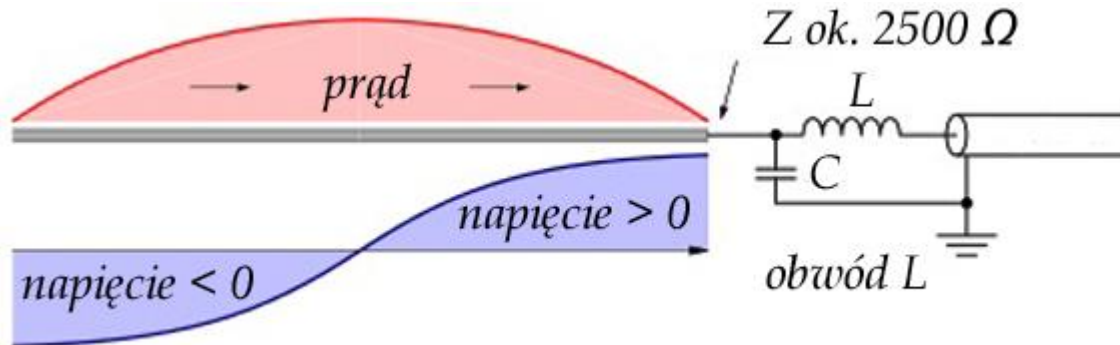
Transformator może mieć długość nieparzystej wielokrotności ćwiartki fali, a ponieważ promiennik pracuje równie dobrze na nieparzystych wielokrotnościach połówki fali anteny tego typu można wykorzystywać na tych wielokrotnościach, przykładami mogą być anteny na pasma 7/21 albo 144/432 MHz. Promiennik anteny J może być umieszczony poziomo lub pionowo, w zależności wymaganej polaryzacji.

Zasadniczo antena Zeppelin z dopasowaniem za pomocą linii ćwierćfalowej jest tylko odmianą anteny J z promiennikiem umieszczonym prostopadle do transformatora.



Rys. 4.3.4. Konstrukcja anteny J na wyższe pasma krótkofalowe

4.4. Dopasowanie za pomocą obwodu typu L



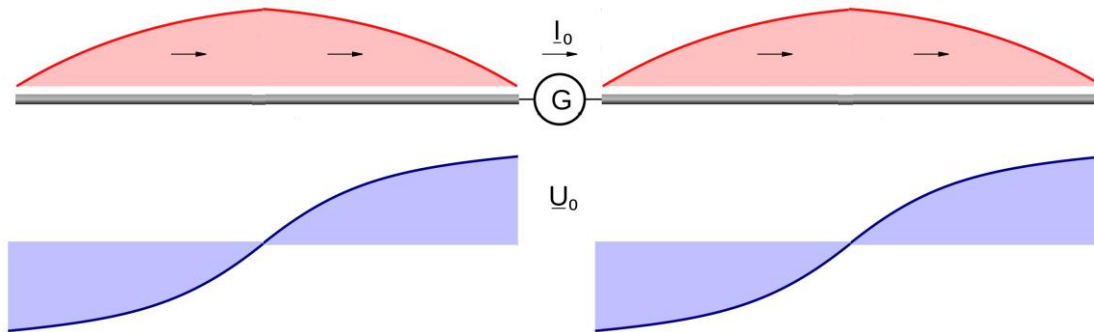
Rys. 4.4.1. Zasada dopasowania anteny zasilanej na końcu za pomocą obwodu typu L

Impedancja szeregowego połączenia indukcyjności L i pojemności C jest niska w rezonansie lub w jego pobliżu, jednocześnie reaktancja każdego z elementów jest od niej wyższa. Sytuacja ta pozwala na dopasowanie wyższej impedancji do niższej. W przypadku przedstawionym na ilustracji 4.4.1. obwód typu L wykorzystano do dopasowania wysokiej impedancji anteny półfalowej zasilanej na końcu do niskiej oporności falowej linii zasilającej. Zamiast układu dolnoprzepustowego LC można równie dobrze użyć górnoprzepustowego CL. Obwody dopasowujące typu L omówiono dokładnie w rozdziale 6.

5. Formy szczególne

5.1. Anteny całofalowe

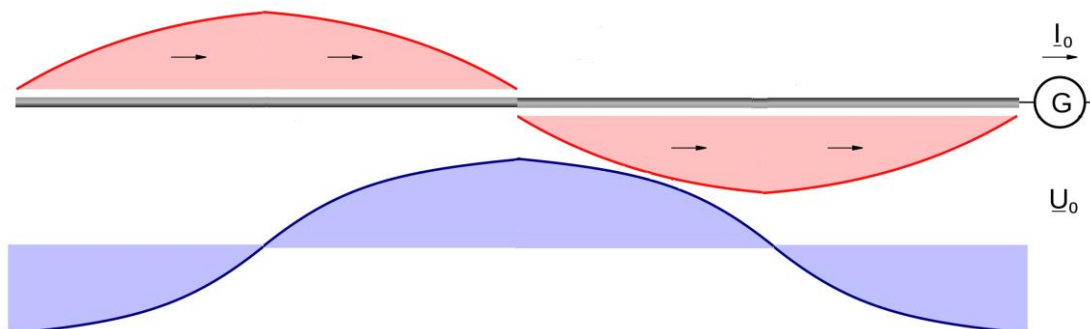
Dipole o długości promieniowanej fali zasilane na środku występują m.in. w postaci symetrycznych anten Zeppelin. Dipol pełnofalowy stanowi też główny element anten szerokopasmowych. Jego impedancja wejściowa jest zależna od współczynnika smukłości, stosunku λ/d , w większym stopniu niżeli dla anten półfalowych i może być dzięki temu dobierana stosunkowo łatwo. Szerokość pasma anteny rośnie w miarę zmniejszania się tego współczynnika, czyli przy zwiększaniu grubości elementów. Jest ona zawsze większa od szerokości pasma dipola półfalowego przy tym samym stosunku λ/d .



Rys. 5.1.1. Rozkład amplitud napięć i prądów w dipolu całofalowym. Ramiona są zasilane w przeciwnych fazach

Charakterystyka kierunkowa dipola całofalowego (ok. $0,956 \lambda$ z uwzględnieniem współczynnika skrócenia) w wolnej przestrzeni jest wąską ósemką, o szerokości 47° dla -3 dB w płaszczyźnie poziomej i 65 stopni w płaszczyźnie pionowej. Zysk kierunkowy w stosunku do anteny izotropowej wynosi $2,41$ czyli $3,82$ dBi, w stosunku do dipola półfalowego $1,47$ czyli $1,7$ dBd. Oporność promieniowana leży w pobliżu 200Ω .

Dla dipola całofalowego znajdującego się na wysokości 1λ nad gruntem o średniej przewodności ($0,005$ S/m) zysk w stosunku do anteny izotropowej może dochodzić do $9,23$ dBi (ok. $7,1$ dBd), szerokość wiązki 51° , kąt promieniowania 14 stopni w stosunku do ziemi. Impedancja wejściowa w tym przypadku wynosi $\sim 4464 - j1,8 \Omega$. Dipol całofalowy można również zasilac na końcu, ale wówczas konieczne jest dodanie na środku ćwierćfalowego strojnika zwartego na końcu dla odwrócenia fazy o 180 stopni (w miejscu generatora na rys.5.1.1).



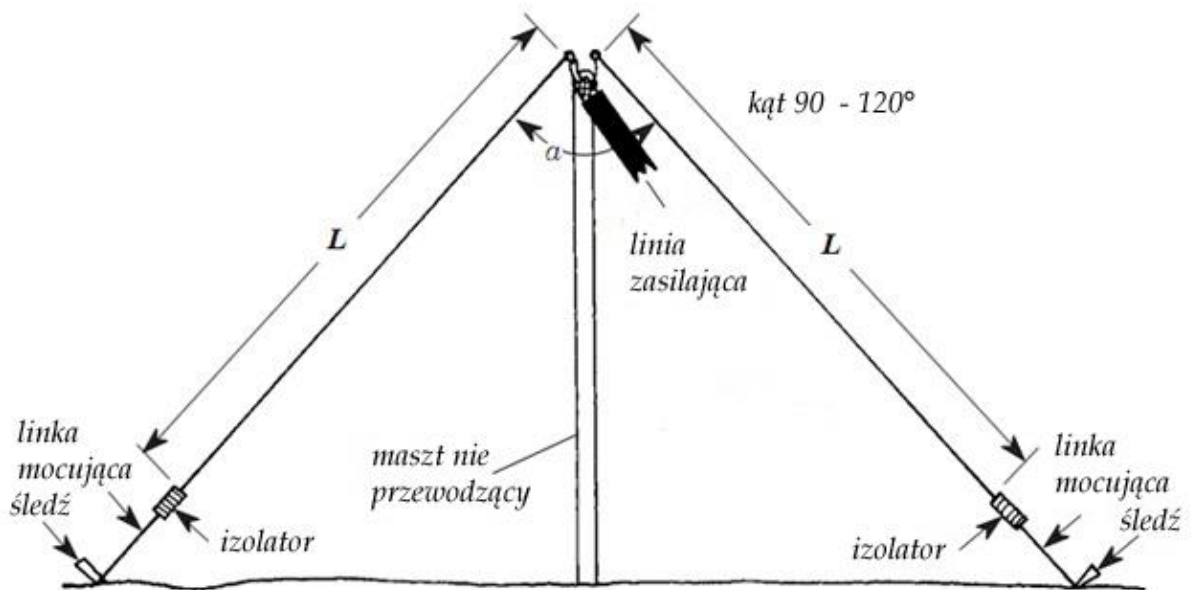
Rys. 5.1.2. Antena całofalowa zasilana na końcu

Antena całofalowa (rys. 5.1.2) bez elektrycznej przerwy na środku może być zasilana na jednym z końców. Jej charakterystyka kierunkowa zawiera 4 listki o maksimach skierowanych pod kątem 54° w stosunku do anteny, a zysk kierunkowy jest równy około $0,5$ dBd. Przy zasilaniu kablem 50Ω w odległości $\lambda/4$ od końca (w brzuścu prądu) konieczne jest użycie transformatora o przekładni $2:1$. Impedancja wejściowa wynosi $\sim 90 \Omega$ i pozwala na zasilanie linią 75Ω przez symetryzator $1:1$.

5.2. Antena odwrócone V

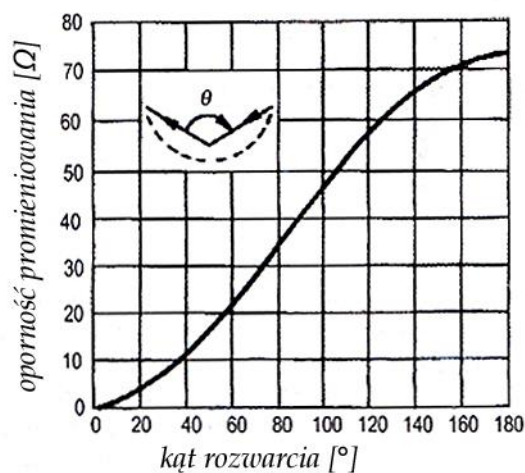
Półfalowy dipol z ramionami pochylonymi w dół, do ziemi, jest nazywany anteną typu odwrócone V, co może również kojarzyć się z dużą literą lambda. Kąt pomiędzy ramionami wynosi przeważnie $90 - 120^\circ$.

Zaletą anteny jest konieczność zastosowania tylko jednego podwyższonego punktu do jej zawieszenia, co może być korzystne w wielu sytuacjach, np. w terenie. Dzięki ukośnemu zawieszeniu ramion antena promieniuje falę o polaryzacji mieszanej zawierającą składowe poziomą i pionową. Udział składowej poziomej rośnie w miarę zwiększania kąta między ramionami. Minimum charakterystyki kierunkowej w kierunku długości anteny jest płytsze, aniżeli dla dipola półfalowego, ale poza tym jej parametry promieniowania są bardzo zbliżone do dipola. Zysk kierunkowy według danych podawanych w literaturze ma być w przybliżeniu o 0,5 dB niższy. Jest to jednak różnica niezauważalna w praktyce.



antena typu "odwrócone V"

Rys. 5.2.1



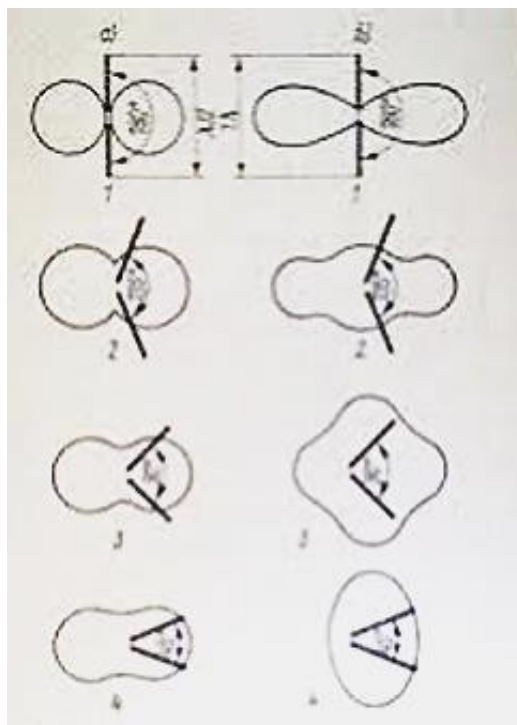
Oporność promieniowania anteny odwrócone V w funkcji kąta rozwarcia

Rys. 5.2.2

W miarę zmniejszania kąta między ramionami (bardziej pionowego rozwieszenia) maleją oporność promieniowania, szerokość pasma i w mniejszym stopniu również sprawność anteny. Dobierając kąt rozwarcia można uzyskać poprawę dopasowania anteny do kabla 50Ω .

5.3. Anteny o ramionach rozwartych w płaszczyźnie poziomej

Ramiona dipola mogą być również rozwarte w płaszczyźnie poziomej na kształt leżącej litery V. W miarę zmniejszania kąta rozwarcia minima charakterystyki promieniowania dipola półfalowego stają się płytsze zmieniając stopniowo kształt z ósemki do zbliżonego do orzeszka ziemnego. Dla dipola całofalowego można uzyskać kształt zbliżony do pofalowanego kwadratu lub nawet elipsy.



Rys. 5.3.1. Zmiana kształtu charakterystyki kierunkowej anteny w zależności od kąta rozwarcia ramion dla kątów 180, 135, 90 i 45 stopni. Po lewej stronie dla dipola półfalowego, po prawej dla całofalowego

W miarę zmniejszania kąta rozwarcia charakterystyka zbliża się wprawdzie coraz bardziej do swego rodzaju dookólnej, ale jednocześnie maleje nieznacznie sprawność anteny. Zmniejszenie kąta rozwarcia poniżej 90° powoduje zwiększenie wzajemnego wpływu ramion dipola na siebie co wpływa ujemnie nie tylko na sprawność anteny ale także na jej oporność promieniowania i szerokość pasma pracy. Znacznie korzystniejszą charakterystykę zbliżoną do dookólnej uzyskuje się dla dipoli całofalowych przy kącie rozwarcia 90° . Dla kąta 60° ma ona nawet kształt zbliżony do sześciokąta.

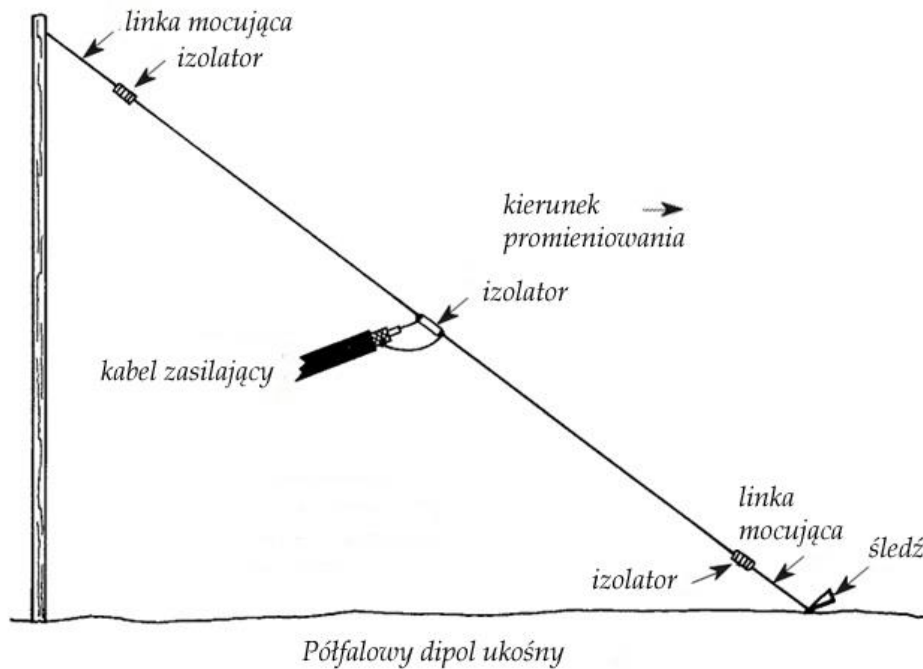
Tabela 5.3.1

Zależność parametrów w rezonansie od kąta rozwarcia dla przewodu o średnicy 2,1 mm (obliczone w programie NEC)

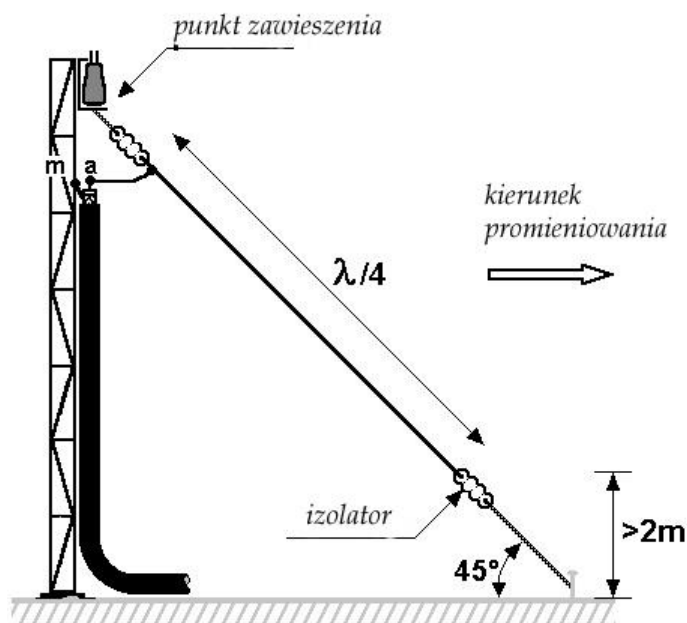
Kąt rozwarcia [$^\circ$]	Dipol półfalowy		Dipol całofalowy	
	Zysk [dBi]	Impedancja wejściowa [Ω]	Zysk [dBi]	Impedancja wejściowa [Ω]
180	2,07	$73,3 + j0,4$	3,84	$5014 - j2274$
135	1,86	$65,0 - j1,9$	3,17	$4801 - j2508$
90	1,25	$43,4 + j1,3$	0,89	$4236 - j3424$
45	0,31	$15,7 - j1,5$	2,11	$3292 - j5922$

5.4. Anteny typu ukośny promień – dipole ukośne

Są to anteny o długościach wynoszących przeważnie $\lambda/2$ lub $\lambda/4$, zawieszane ukośnie z jednej strony masztu, a więc podobnie jak jedno z ramion anteny odwrócone V (ang. *sloper*, fr. *le dipôle incliné*, *le slopeur*). Ich charakterystyka promieniowania ma charakter kierunkowy, zwłaszcza gdy do zawieszenia zastosowano metalowy maszt. Kąt między masztem i anteną leży najczęściej około 45° (w zakresie $40 - 50^\circ$). Dipole półfalowe są zasilane w środku długości, ale ze względu na niesymetrię w stosunku do ziemi można zrezygnować z symetryzatora. Korzystnie jest aby wysokość dolnego punktu anteny nad ziemią wynosiła przynajmniej $\lambda/10$.



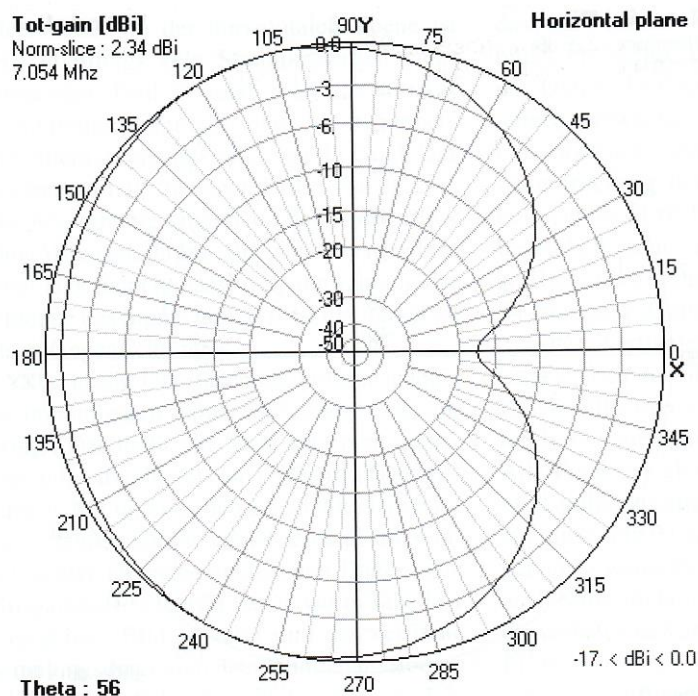
Rys. 5.4.1



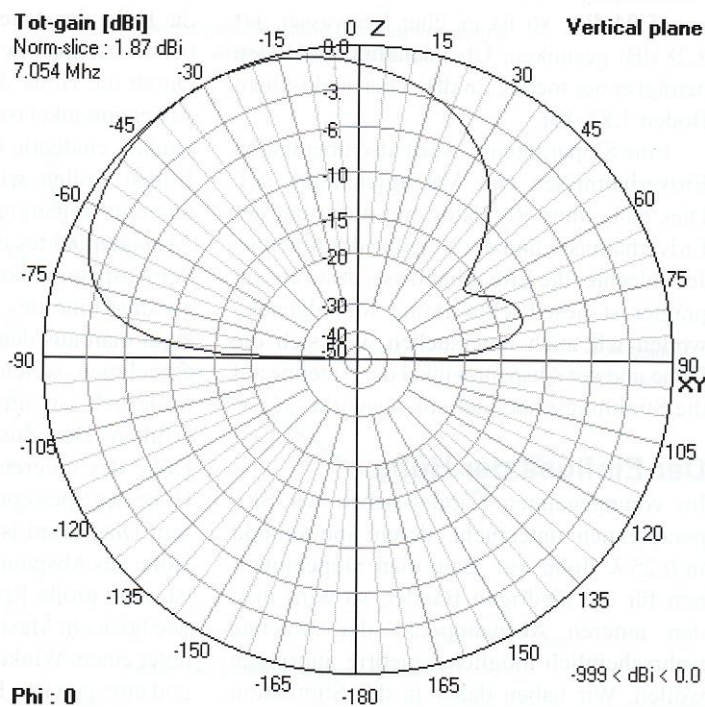
Rys. 5.4.2. Ćwierćfalowy dipol ukośny

W przypadku dipoli ćwierćfalowych punkt zasilania znajduje się u góry. Reszta konstrukcji jest podobna do pokazanej na rys. 5.4.1. Wysokość masztu zmniejsza się o połowę, ale musi być to koniecznie maszt metalowy służący za przeciwwagę. Antena może być zasilana bezpośrednio kablem współosio-

wym, ale zalecane jest użycie dławika tłumiącego prądy na zewnętrznej stronie jego ekranu. Dla dobrej pracy anteny konieczny jest dobrze przewodzący grunt lub rozłożenie w ziemi przeciwwag. Linki mocujące powinny być albo nieprzewodzące albo nie mieć długości, przy których mogą wpaść w rezonans z promieniowaną falą. W razie potrzeby można je podzielić na krótsze izolowane od siebie segmenty (patrz rozdział 7).



Rys. 5.4.3. Przykładowa pozioma charakterystyka promieniowania półfalowej anteny ukośnej nachylonej pod kątem 34° w stosunku do powierzchni ziemi nad gruntem miejskim o przeciętnej przewodności



Rys 5.4.4. Charakterystyka kierunkowa tej samej anteny w płaszczyźnie pionowej

Instalacja trzech czy czterech ukośnych dipoli wokół masztu pozwala na zmianę kierunku promieniowania anteny przez ich przełączanie. Elementy nie używane po dołączeniu strojników służą jako reflektory, powiększając w pewnym stopniu zysk kierunkowy.

Ukośnie zawieszono mogą być nie tylko proste anteny jednopasmowe ale także różne warianty anten wielopasmowych.

Poprawę kierunkowości anteny ukośnej w płaszczyźnie poziomej daje instalacja dwóch identycznych anten zwróconych w tym samym kierunku, oddległych od siebie o $0,65 \lambda$ i zasilanych synfazowo. Zysk kierunkowy tego zespołu anten wzrasta o 4 dB w stosunku do pojedynczej anteny ukośnej.

5.5. Dipol zygzakowaty

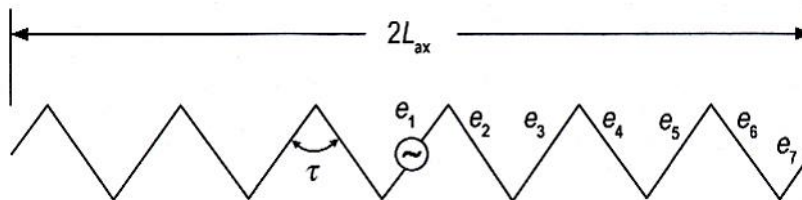
Skrócenie mechanicznej długości anteny uzyskuje się przez zygzakowany przebieg przewodu. Każde z ramion dipola o całkowitej długości $2L_p = 0,5 \lambda$ jest podzielone na 7 odcinków. Odcinki e_1 i e_7 mają długości $0,0208 \lambda$, a pozostałe $e_2 - e_6$ po $0,0416 \lambda$. Antena znajduje się w rezonansie gdy $2L_{ax} = 0,45 \lambda$, przy czym kąt między odcinkami e wynosi $\tau = 129^\circ$. Impedancja wejściowa w rezonansie jest równa w przybliżeniu 65Ω .

Współczynnik skrócenia anteny zygzakowatej równy 10% przewyższa wartość 4% dla anten prostych. Charakterystyka kierunkowa jest zbliżona do charakterystyki prostego dipola półfalowego. Kąt rozwarcia wiązki 80° jest tylko nieznacznie większy od 78° dla dipola prostego. Zysk w stosunku do anteny izotropowej wynosi 2,1 dBi.

Dalsze skrócenie długości mechanicznej anteny można uzyskać przez zmniejszenie kąta rozwarcia, ale powoduje to zmniejszenie oporności wejściowej w rezonansie.

Przykłady konstrukcyjne

- $2L_p = 0,58 \lambda$, $2L_{ax} = 0,33 \lambda$, kąt rozwarcia odcinków ramion = 81° , współczynnik skrócenia 24%, oporność w rezonansie 46Ω , szerokość wiązki 82° , zysk 2 dBi.
- $2L_p = 0,67 \lambda$, $2L_{ax} = 0,38 \lambda$, kąt rozwarcia odcinków ramion $\tau = 59^\circ$, współczynnik skrócenia 34%, oporność w rezonansie 37Ω , szerokość wiązki 84° , zysk 1,9 dBi.

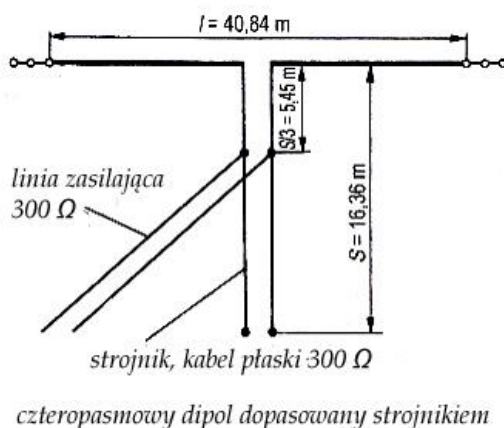


Rys.5.5.1. Dipol zygzakowaty

5.6. Dipol wielopasmowy dopasowany strojnikami

Czteropasmowy dipol dopasowany strojnikami ma długość $\lambda/2$ dla najniższego pasma pracy i jest zasilany na środku długości. Przy rezonansie dipola w paśmie 80 m antena pracuje również w pasmach 40, 20 i 10 m. Otwarta na końcu ćwierćfalowa linia strojnikowa ma na paśmie 40 m długość $\lambda/2$, na paśmie 20 m – λ , a na 10 m – 2λ . Na jej długości można znaleźć punkt, w którym dla wszystkich pasm występuje impedancja 300Ω . Leży on w przybliżeniu na $1/3$ długości licząc od zacisków anteny. W punkcie tym można podłączyć linię o impedancji falowej 300Ω i dowolnej długości. Współczynnik skrócenia dla standardowych kabli telewizyjnych 300Ω wynosi około 0,8. Trzystuomową linię zasilającą można zastąpić kablem koncentrycznym 50Ω podłączając w podanym punkcie strojnika transformator symetryzujący o przekładni 6:1.

Dla wymiarów podanych na rys. 5.6.1 antena jest dostrojona do dolnego krańca pasma 80 m (WFS dla górnej granicy pasma dochodzi do 4). Na wyższych pasmach nie przekracza on 2,5 – 3, a nawet na paśmie 15 m jest do przyjęcia. Charakterystyka kierunkowa składa się z kilku listków o kierunkach zmieniających się w zależności od pasma.



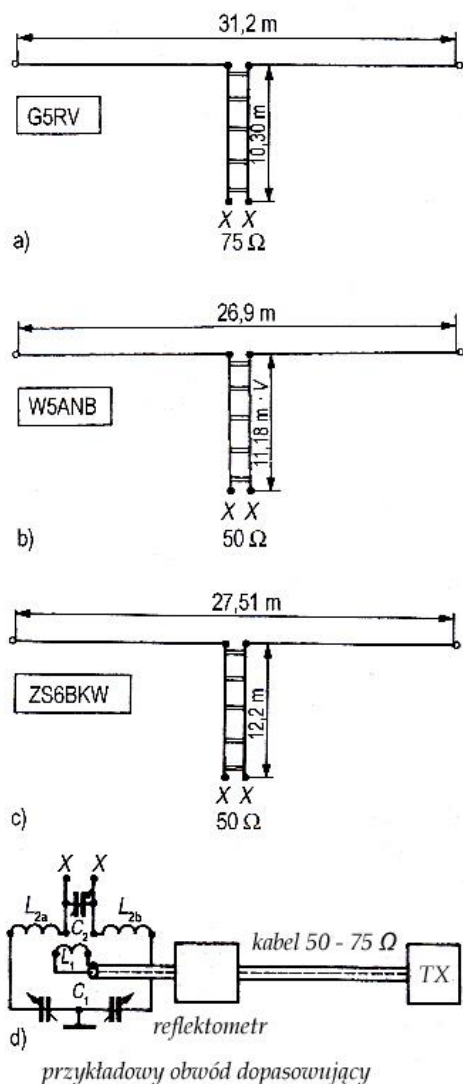
Rys. 5.6.1

5.7. Nierezonansowe dipole wielopasmowe

Najbardziej znanymi przedstawicielami anten tego rodzaju są anteny pracujące na zasadzie G5RV. Jest ona dalszym rozwinięciem anteny opracowanej w USA w latach międzywojennych. Antena zawiera na wejściu półfalowy odcinek symetrycznej linii drabinkowej, charakteryzuje się łatwą konstrukcją i niskim WFS. Do pracy wielopasmowej konieczne jest jednak stosowanie obwodów dopasowujących i symetryzatora.

Antena o długości 31,2 m pracuje w paśmie 20 m (rezonans na 14,2 MHz) jako dipol $3\lambda/2$ i jej oporność wejściowa leży w pobliżu 100Ω . Długość linii dopasowującej przy uwzględnieniu współczynnika skrócenia 0,975 wynosi 10,3 m. Dla pokazanej na rys. 5.7.1 linii 75Ω WFS wynosi 1,33. Można bez problemu przeliczyć długości elementów dla innych częstotliwości rezonansu w paśmie 20 m. Charakterystyka kierunkowa posiada cztery główne listki i dwa słabsze.

W paśmie 10 m element poziomy ma długość około $6\lambda/2$ i na jego zaciskach, jak również w punktach X-X linii dopasowującej panuje wysoka impedancja. W paśmie 12 m na zaciskach części poziomej panuje niska impedancja, która po przetransformowaniu daje na wejściu linii dopasowującej oporność 90 – 100 Ω . W paśmie 15 m element poziomy ma długość 2,5 fali i w punktach X-X panuje wysoka impedancja. Również i w paśmie 17 m przy długości elementu poziomego 2λ w punktach X-X panuje wysoka impedancja. Dla pasma 30 m antena jest dipolem całofalowym, a linia transformująca nie wywiera żadnego pozytywnego wpływu, na jej wejściu panuje impedancja zawierająca składową urojoną. Podobna sytuacja panuje również w paśmie 40 m. Dla pasma 80 m antena stanowi skrócony dipol półfalowy i impedancja w punktach X-X ma charakter indukcyjny.



Rys. 5.7.1. Antena G5RV i jej pochodne

Długość linii dopasowującej wynosi 10,3 m dla powietrznej linii drabinkowej 400/600 Ω, 9,3 m dla kabla płaskiego 450 Ω i 8,9 m dla kabla płaskiego 300 Ω.

W literaturze spotykane są opisy wielu zmodyfikowanych wersji anteny. Nie wszystkie z nich przyniosą zadowalające rezultaty. Do najważniejszych należą anteny W5ANB i ZS6BKW. Antena W5ANB o wymiarach pokazanych na rysunku nie wymaga dodatkowego dopasowania na pasmach 40, 17 i 10 metrów. Impedancja w punktach X-X wynosi wówczas 50 Ω, a WFS poniżej 2. Linia transformująca ma impedancję falową 300 Ω. W paśmie 20 m impedancja wejściowa jest wysoka.

Pięciopasmowa antena ZS6BKW charakteryzuje się impedancją wejściową 50 Ω i nie wymaga dodatkowych obwodów dopasowujących. Drabinkowa linia dopasowująca ma impedancję falową 400 Ω. Przy wykonaniu jej przykładowo z przewodu o średnicy 1,63 mm i odstępach przewodów 23 mm współczynnik skrócenia wynosi 0,9. Właściwości anteny zależą też od wysokości jej zawieszenia nad ziemią, przy czym konstruktor podaje jako korzystne wysokości 7 i 13 m. Możliwe jest też jej zawieszenie jako odwróconego V na maszcie o zalecanej wysokości 12 m.

Przy użyciu kabla 300 Ω długość linii dopasowującej wynosi 11,2 m, a długość części poziomej – 28,1 m. Antena musi być zasilana przez symetryzator. Nie nadaje się on do pracy w pasmach 15 i 30 m.

5.8. Anteny długie

Za anteny długie uważa się anteny liniowe dłuższe lub wyraźnie dłuższe od promieniowanej fali. Są to podobnie jak dipole anteny proste w konstrukcji, stosunkowo niedrogie i skuteczne. W miarę wydłużania anteny rośnie zysk kierunkowy, główna wiązka zawięza się, a charakterystyka zbliża się do kierunku podłużnego. Charakterystyka kierunkowa jest symetryczna w obu kierunkach w stosunku do przewodu. W miarę wzrostu długości anteny pojawia się coraz więcej listków bocznych. Kąt promieniowania w płaszczyźnie pionowej jest nieduży, przykładowo przy wysokości 2λ nad powierzchnią ziemi jest to około 10° , a przy wysokości $0,5\lambda$ – około 35° . Kąt ten można w pewnym stopniu skompensować obniżając wysokość zawieszenia na oddalonym końcu anteny. Impedancja wejściowa oscyluje wokół rosnącej wartości średniej w cyklu pół- i ćwierćfalowym, przy czym maksima wypadają w pobliżu wielokrotności połówek fali, a minima pomiędzy (rys. 5.8.1).

W większości przypadków są to anteny zasilane na końcu, ale możliwe jest też ich symetryczne zasilanie w brzuscu prądu, np. w odległości $\lambda/4$ od końca (rys.5.8.2). Długość anteny jest obliczana dla najniższego pasma pracy a antena pracuje dobrze na harmonicznych. Główną wadą anten długich jest

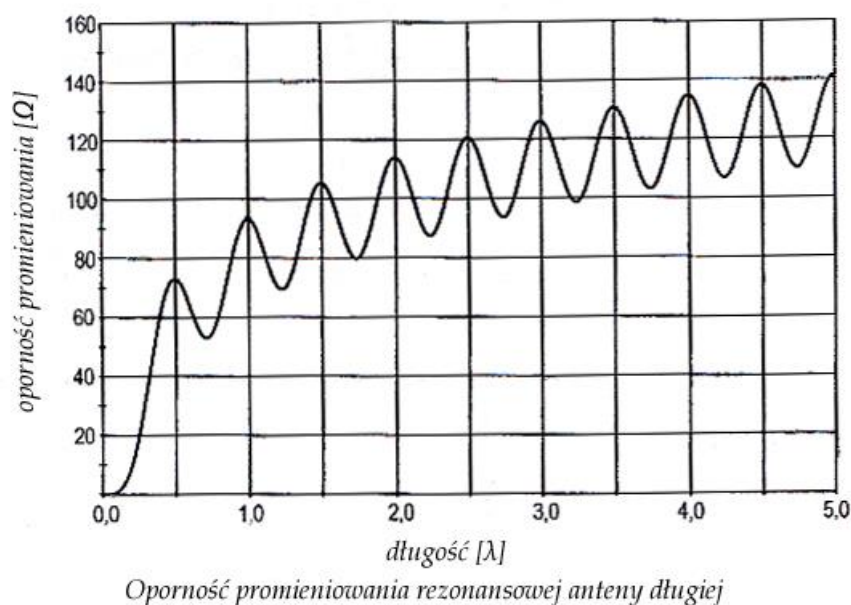
konieczność zapewnienia miejsca na tak dużą konstrukcję. Długość anten rezonansowych jest równa wybranej wielokrotności fali, a ich drugi koniec pozostaje otwarty.

Tabela 5.8.1

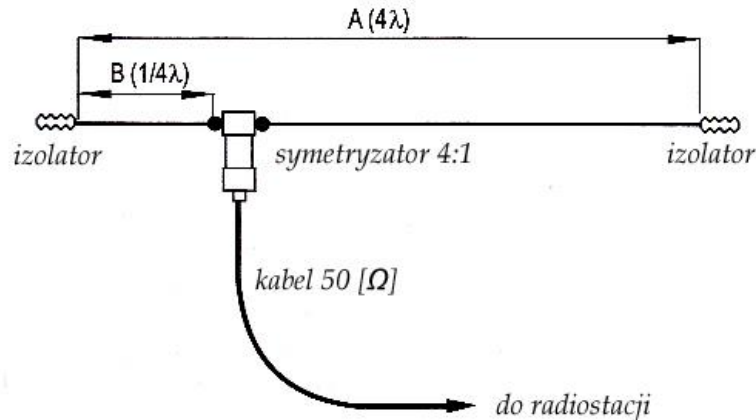
Właściwości anten długich w zależności od ich długości

Długość anteny [λ]	Kąt odchylenia wiązki od kierunku przewodu [$^{\circ}$]	Oporność promieniowania [Ω]	Zysk [dBd]
1,0	54	93	0,5
2,0	36	114	2,1
3,0	29	126	3,2
4,0	25	135	4,1
5,0	22	142	4,9
6,0	20	147	5,5
7,0	19	152	6,0
8,0	18	156	6,4
9,0	17	159	6,8
10,0	16	162	7,2

Dla zwiększenia zysku i zawężenia głównych listków charakterystyki można zawiesić dwie anteny długie w kształcie poziomo leżącej litery V. Jeżeli kąt między ramionami będzie dwa razy większy od kąta odchylenia wiązki od przewodu wiązki pokryją się, a zysk kierunkowy wzrośnie o 3 dB. Przykładowo dla anteny o długości 2λ , dla której kąt odchylenia wiązki wynosi 36° kąt między ramionami powinien być równy 72° . Impedancja, zasilanej na końcu, anteny V jest wysoka. W celu jej dopasowania przy pracy wielopasmowej najlepiej jest użyć dostrojonej do częstotliwości pasma linii zasilającej, a przy pracy jednopasmowej zastosować ćwierćfalowy strojnik zwarty na końcu. Przy bardzo długich ramionach oporność wejściowa zbliża się do 600Ω i wtedy można użyć 600-omowej linii zasilającej.



Rys. 5.8.1



Zasilanie rezonansowej anteny długiej w brzuścu prądu

Rys. 5.8.2

Przykładem konstrukcji o korzystnych parametrach jest antena o długości ramion 63,05 m i kącie rozwarcia 47°. Na paśmie 15 m ramiona mają długości po $4,5 \lambda$ i antena daje zysk około 6,5 dBd. Jednocześnie daje ona w paśmie 10 przy długościach ramion 6λ zbliżony zysk, a w paśmie 20 m przy długościach 3λ zysk około 5 dBd. Kąt rozwarcia ramion nie jest wprawdzie optymalny dla pasm 10 i 20 m, ale spadek zysku w stosunku do możliwego maksimum jest do przyjęcia. Zysk w pasmach 80 i 40 m jest niewielki. Podane zyski są wartościami obliczonymi dla idealnego gruntu i w rzeczywistych warunkach mogą się różnić od teoretycznych.

Podobna do anteny z rys. 5.8.2 jest antena o długości $3\lambda/2$. Jest ona zasilana kablem 50Ω w tej samej odległości od końca $0,25 \lambda$ przez transformator symetryzujący o przekładni 2:1. Drugie ramię anteny ma długość $5\lambda/4$. Jej pozioma charakterystyka kierunkowa posiada cztery listki odchylone o $\sim 45^\circ$ od kierunku przewodu i dwa nieco węższe i słabsze poprzeczne do niego. Kąt rozwarcia listków ukośnych wynosi 34° . Zysk w stosunku do dipola półfalowego jest równy 1 dB.

Identyczne właściwości ma dipol $1,5 \lambda$ zasilany na środku, z tą jedynie różnicą, że jego impedancja wejściowa wynosi 100Ω . Dipol powinien być zasilany przez transformator symetryzujący o przekładni 2:1 (dla kabla 50Ω).

Szczególną odmianą anteny długiej jest antena o pojedynczym przewodzie załamany w środku długości. Można ją sobie wyobrazić jako połowę anteny rombowej.

Tabela 5.8.2

Optymalny kąt załamania ramienia w zależności od długości anteny z rys. 5.8.3

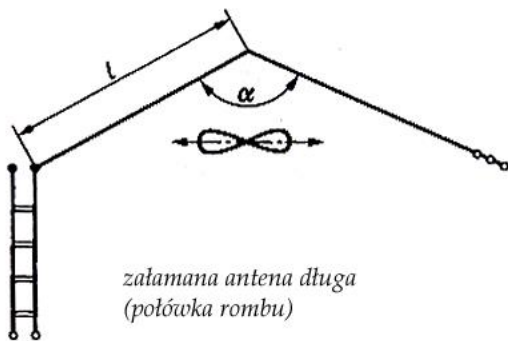
Długość ramienia anteny l [λ]	Kąt pomiędzy półwkami ramienia α [°]
2	110
3	122
4	130
5	137
6	140
7	142
8	144
9	146
10	147

Załamując oba ramiona anteny V w powyższy sposób uzyskuje się otwartą anteną rombową – antenę dającą największy zysk spośród stosowanych przez krótkofalowców anten liniowych. Zysk w stosunku do anteny V jest wyższy o 3 dB przy większej szerokości pasma.

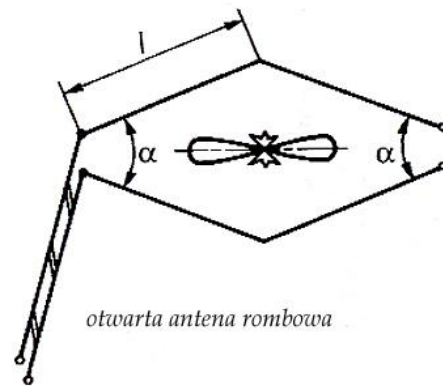
Tabela 5.8.3

Właściwości anteny rombowej z rys. 5.8.4 w zależności od długości ramion (kąt załamania ramion jest równy $180^\circ - \alpha$)

Długość boku rombu l [λ]	Kąt rozwarcia ramion α [$^\circ$]	Zysk [dBd]
1,0	105	6,5
1,5	85	7,0
2,0	73	7,5
2,5	64	8,0
3,0	58	8,5
3,5	54	9,0
4,0	50	9,5
4,5	48	10,0
5,0	45	10,5



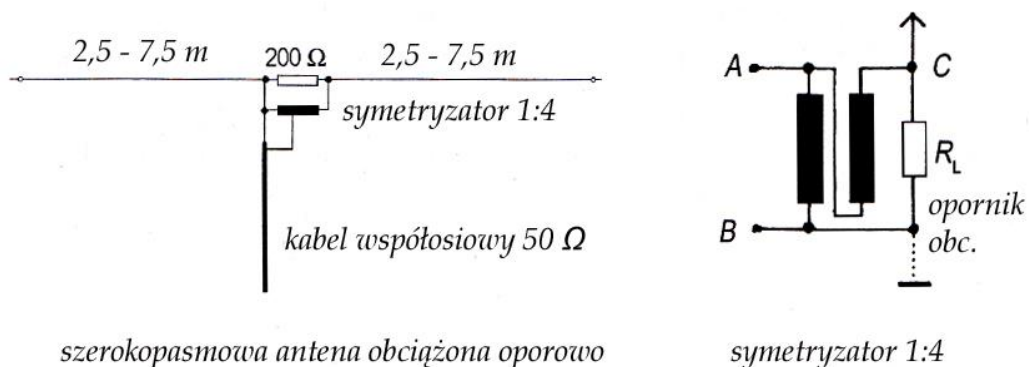
Rys. 5.8.3



Rys. 5.8.4

Długie anteny nierezonansowe są obciążone na końcu opornością równą oporności wejściowej anteny. Oporność obciążenia może być także włączona w szereg z przewodem w odległości $\lambda/4$ od końca. Najbardziej znanym przykładem anten tego rodzaju jest antena Beverage. Obecnie są one najczęściej stosowane przez krótkofalowców jako anteny odbiorcze w paśmie 160 m. Charakterystyka kierunkowa jest niesymetryczna i skierowana w kierunku zbliżonym do przebiegu przewodu w kierunku obciążenia.

5.9. Dipol nierezonansowy obciążony oporowo



Rys. 5.9.1

Obciążenie wejścia dipola opornikiem, w którym tracona jest niestety część mocy, umożliwia przy stosunkowo niedługich ramionach wykorzystanie go w pełnym zakresie krótkofalowym. Minimalne długości ramion dipola powinny leżeć w zakresie 2,5 – 7,5 m. Antena jest obciążona opornikiem 200 Ω o obciążalności równej 35 – 40% doprowadzonej mocy w.c.z. Dla zmniejszenia wpływu indukcyjności opornika i lepszego odprowadzenia traconej mocy najlepiej aby opornik obciążenia stanowił równoległe połączenie większej liczby oporników (np. 11 x 2,2 k Ω). Sprawność anteny maleje o 3 dB, a WFS dochodzi do 2. Transformator symetryzująco-dopasowujący najlepiej jest nawinąć bifilarnie na proszkowym rdzeniu pierścieniowym z materiału nr 2 (czerwonego), o wymiarach dostosowanych do maksymalnej mocy (T80-2, T130-2 itp.). Materiał nr 2 jest przewidziany do użytku w zakresie 1 – 30 MHz. Dla mocy 100 W wystarczy zasadniczo rdzeń T130-2. Autor zetknął się również z konstrukcją, w której cewka symetryzatora nawinięta była na rdzeniu i wyższej stratności i w ten sposób pełniła rolę opornika obciążającego.

Zaletami anten tego rodzaju jest szerokopasmowość nie wymagająca dostrajania w szerokim zakresie i zapewniająca dobre dopasowanie, natomiast wadą mniejsza sprawność, zwłaszcza dla niższych częstotliwości.

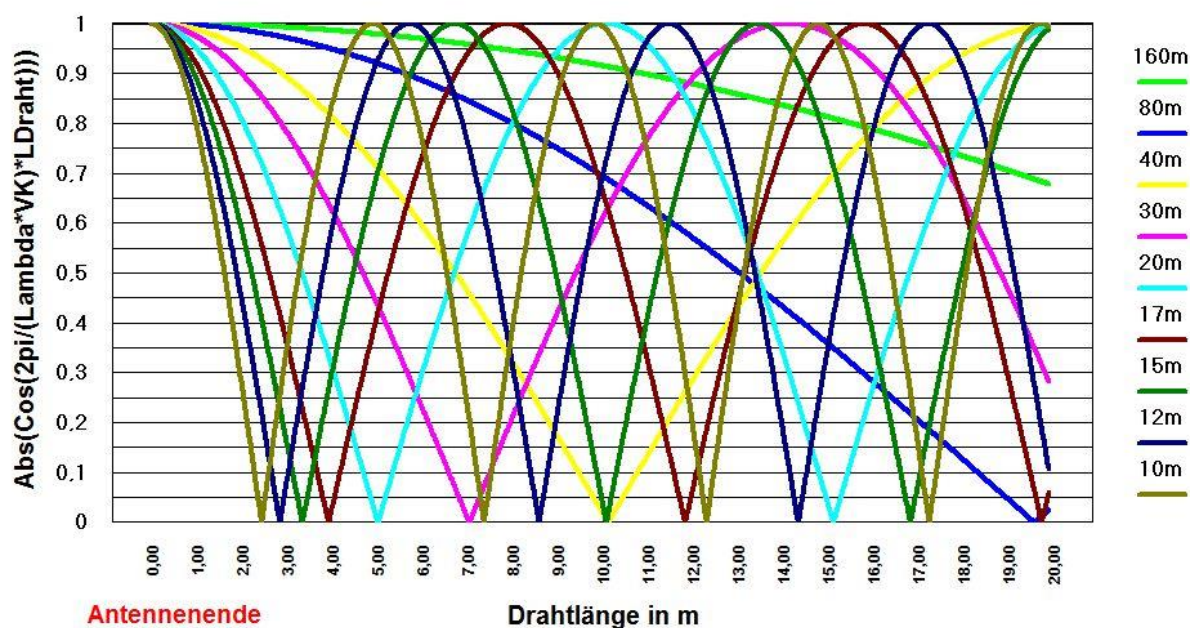
5.10. Anteny nierezonansowe zasilane na końcu

Impedancje wejściowe anten nierezonansowych zasilanych na końcu leżą w szerokim zakresie w zależności od stosunku długości anteny do długości fali. Dla pewnych długości promiennika uzyskuje się dla kilku pasm korzystne impedancje równe wielokrotnościom 50 Ω (albo do nich zbliżone), np. 4-krotnie czyli ~ 200 Ω , 9-krotnie czyli ~ 450 Ω albo 16-krotnie czyli ~ 800 Ω itd.

Transformację wyższych impedancji wejściowych na impedancję zbliżoną do 50 Ω uzyskuje się łatwo za pomocą transformatorów o przekładniach 4, 9, 16 itd. Najczęściej są one nawijane dwu-, trzy-, cztero-przewodowo na pierścieniowych rdzeniach proszkowych i są znane jako transformatory magnetyczne (p. 6.7). Najczęściej spotykane wykonania mają przekładnię 1:9 i transformują impedancje zbliżone do 450 Ω na standardowe ~ 50 Ω , ale popularne są również wykonania z kilkoma wyjściami dla wymienionych już przekładni. Dla impedancji nie różniących się zbyt wiele po transformacji uzyskuje się wartości na tyle zbliżone do 50 Ω , że różnica albo nie stanowi problemu, albo odchyłka ta daje się łatwo dopasować za pomocą wbudowanej do radiostacji skrzynki antenowej. Jedynie dla impedancji wyraźnie niższych od 450 Ω (dla przekładni 9:1; lub odpowiednio dla innych) dopasowanie staje się trudniejsze. Transformatory magnetyczne są elementami niesymetrycznymi, a więc zależnie od rodzaju anteny konieczny może okazać się dodatkowy symetryzator.

Antennenlängen 0-20m

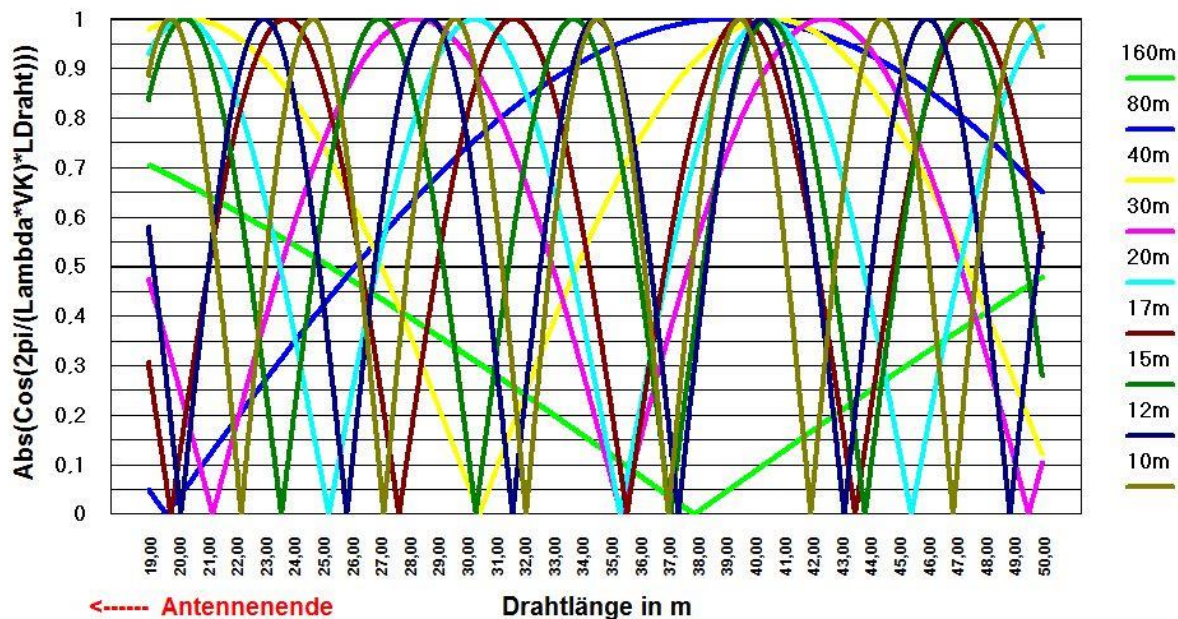
Dipl. Ing. Arthur Wenzel 20. 09. 2006



Rys. 5.10.1. Na znormalizowanej skali pionowej wartość 1 odpowiada impedancji 1 k Ω

Antennenlängen 19 - 50m

Dipl. Ing. Arthur Wenzel 20. 09. 2006



Rys. 5.10.2

Na przedstawionych na wykresach 5.10.1 (dla anten o długościach 0 – 20 m) i 5.10.2 (dla długości 19 – 50 m) znormalizowanych przebiegach impedancji w funkcji długości przewodu dla pasm amatorskich można wprawdzie dla każdego znaleźć długości zapewniające impedancję 450Ω , ale w punktach szczególnie korzystnych zbiegają się przebiegi dla większej liczby pasm. Pozwala to na dopasowanie długości anteny w zależności od pożądanego wyboru pasm.

Jak wynika z wykresów do korzystnych długości, w pobliżu których krzyżuje się więcej przebiegów dla różnych pasm, należą m.in. 13 – 15 m, 26 m, oraz okolice 9, 18 – 19 m, 23 m, 27 m, 37 m i 50 m. W doborze optymalnej długości dla wybranych pasm może skutecznie pomóc symulacja komputerowa. Antena nie może dla żadnego z pasm roboczych mieć długości równej $\lambda/2$ lub wielokrotności gdyż wówczas na jej końcach występują znacznie wyższe impedancje i co za tym idzie i napięcia w.c.z. Sposoby dopasowania półfalowych anten zasilanych na końcu zostały omówione oddzielnie. Oczywiście niezależnie od sposobu zasilania sprawność anten krótkich w stosunku do długości fali szybko maleje.

Anteny długie pracujące poza rezonansem można także dopasowywać za pomocą obwodu typu L.

5.11. Dipol współosiowy

Dipol koncentryczny, zwany jest też czasami anteną Bazooka (albo podwójną anteną Bazooka) jest praktyczną anteną do pracy terenowej. Charakteryzuje się on stosunkowo znaczną (wynikającą z grubości elementów) szerokopasmowością, dochodzącą (w zależności od pasma) do 1 MHz i większą odpornością na wpływy otoczenia. Również wysokość zawieszenia wywiera niewielki wpływ na jego rezonans. Antena dobrze nadaje się wobec tego do pracy różnych warunkach. Oprócz instalacji w położeniu poziomym możliwe jest też jej zawieszenie jako odwrócone V. Jako antena symetryczna wymaga ona zasilania przez symetryzator albo zastosowania dławika tłumiącego prądy powierzchniowe. W konstrukcji można użyć zarówno kabla 50Ω jak i 75Ω . Zysk antenowy jest równy zyskowi zwykłego dipola.

Długości elementów obliczane są ze wzorów:

$L_{całk} [m] = 142,5 / f [MHz]$, w innych źródłach podawany jest współczynnik 140,2;

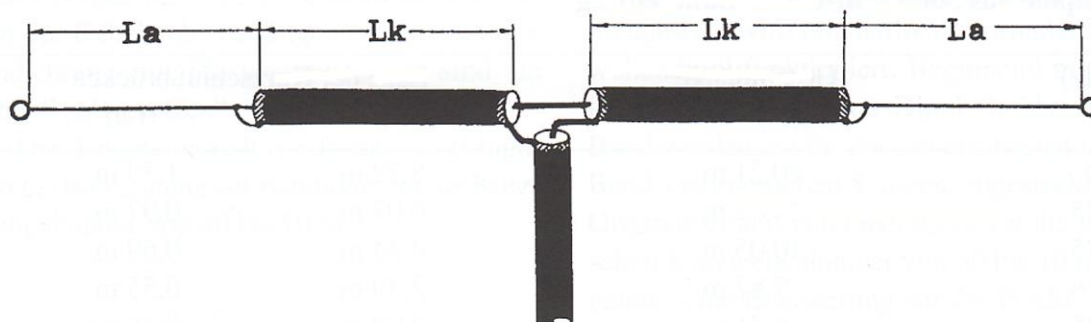
$L_k [m] = 49,5 / f [MHz]$, dla RG-213, RG-58, albo ogólnie $75 w_{skr} / f [MHz]$, gdzie w_{skr} jest współczynnikiem skrócenia kabla

$L_a [m] = (L_{całk} - 2L_k) / 2$.

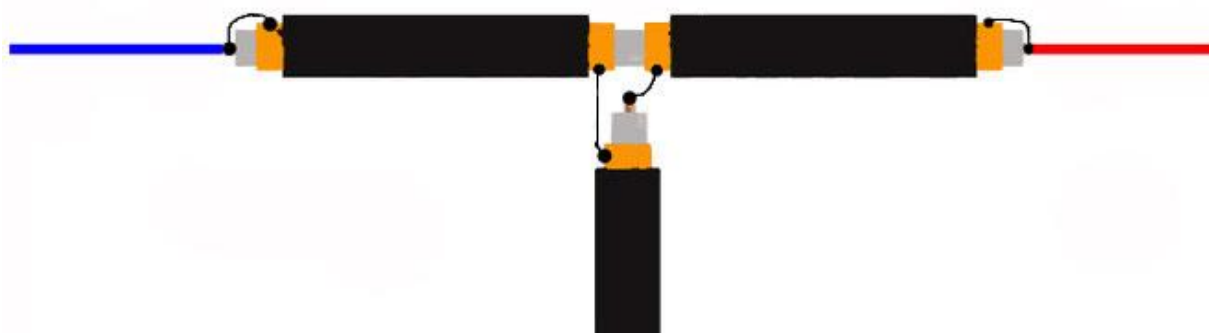
Tabela 5.11.1

Długości elementów dipola współosiowego dla pasm amatorskich i kabli RG-58, RG-213

F [MHz]	Całkowita długość L _{całk} [m]	Odcinek współosiowy L _k [m]	Odcinek końcowy L _a [m]
7,050	20,10	14,10	3,05
10,125	14,07	9,78	2,15
14,175	10,05	7,00	1,53
18,118	7,87	5,46	1,21
21,225	6,71	4,66	1,03
24,940	5,71	3,97	0,87
28,500	5,00	3,47	0,77



Rys. 5.11.1. Dipol współosiowy, typ kabla dowolny, przykładowo RG-58, RG-213



Rys. 5.11.2. Szczegóły połączenia elementów

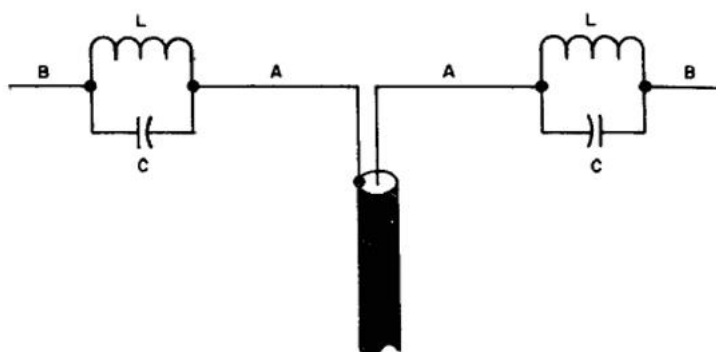
5.12. Anteny dwupasmowe z pułapkami rezonansowymi

Ramiona dipolowych anten tego typu składają się z dwóch części oddzielonych od siebie za pomocą równoległego obwodu rezonansowego (ang. *trap*). Długość segmentów środkowych A jest dobrana tak, aby były one w rezonansie dla wyższego pasma pracy. Również obwody rezonansowe LC są w rezonansie dla tego pasma i dzięki wysokiej impedancji rezonansowej odcinają od anteny segmenty zewnętrzne. Dla pasma niższego obwód stanowi indukcyjność włączoną szeregowo pomiędzy obydwoma segmentami ramion. Jest ona elementem przedłużającym antenę elektrycznie dlatego też segmenty zewnętrzne B są mechanicznie krótsze.

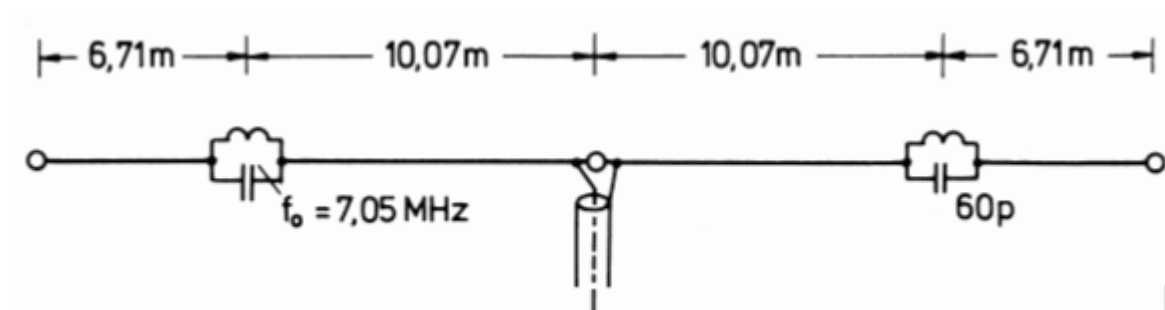
Podobnie jak każda antena dipolowa także i ta powinna być zasilana symetrycznie, mimo że na uproszczonym rysunku pokazano inaczej. Zasadniczo możliwa jest konstrukcja anteny na prawie dowolną kombinację pasm, ale często spotykane są rozwiązania obliczone na dwa sąsiadujące pasma np. 80 i 40 m.

Istnieje także druga możliwość, dla której częstotliwość rezonansowa pułapki leży poza pasmami pracy. Dla pasma wyższego pojemność C obwodu powoduje skrócenie anteny tak, aby była ona na nim w rezonansie. Dla niższego pasma indukcyjność L powoduje z kolei takie przedłużenie anteny, aby zapewnić w nim rezonans. Na obu pasmach czynne są więc oba segmenty anteny. Tak więc pojemność

C jest dobierana dla uzyskania rezonansu na paśmie wyższym, a indukcyjność – dla uzyskania rezonansu w niższym. Wynikła stąd częstotliwość rezonansu obwodu wypada w przypadkowym miejscu z dala od pasm pracy.



Rys. 5.12.1. Antena dwupasmowa z pułapkami rezonansowymi



Rys.5.12.2. Antena W3DZZ na pasma 80 i 40 m

W antenie W3DZZ na pasma 80 i 40 m konstrukcji DK7ZB („Funkamateur” 10/2023) długości odcinków wynoszą 10,10 i 7 m. Pułapki dostrojone do częstotliwości 7,05 MHz składają się z ceramicznego kondensatora 56 pF/3 kV (może być to przykładowo szeregowe połączenie 4 x 220 pF/500 V) – przy mocach do 200 W – i indukcyjności 9,1 μ H. Indukcyjność obwodu uzyskano przez nawinięcie 29 zwojów przewodu Cuem 1,2 mm (o długości 110 cm) na rdzeniu pierścieniowym T130-2 (czerwonym). Rdzenie T130-2 i T130-6 pozwalają na nadawanie z mocami do 200 W. Dostrojenie pułapek do częstotliwości rezonansowej polega w pierwszym rzędzie na rozsuwaniu lub zbliżaniu zwojów na rdzeniu. Konieczne może być też odwinięcie jednego lub dwóch zwojów. Pułapki najlepiej wbudować do plastikowego pudełka od instalacji elektrycznych. Jako symetryzatora użyto dławika W1JR nawiniętego kablem RG188 (2 x 5 zwojów) na rdzeniu FT140-43. Użycie kabla RG178 ogranicza dopuszczalną moc do 100 W.

Całkowita długość anteny 34 m jest mniejsza od długości dipola półfalowego na pasmo 80 m – 42 m. Część środkowa jest nieco krótsza niż dla dipola na 40 m wynoszącej 10,24 m. Dobór elementów pułapki daje w paśmie 20 m rezonans $3\lambda/2$. Niestety impedancja wejściowa w tym paśmie odbiega znacznie od 50 Ω . Podobnie ma się sprawa dla rezonansów $5\lambda/2$ i $7\lambda/2$ w pasmach 15 i 10 m. Mimo to możliwa jest również praca w tych pasmach jeśli radiostacja jest wyposażona w automatyczną skrzynkę antenową. Antena może być zawieszona poziomo lub jako odwrócone V, z kątem u góry nie mniejszym niż 135°. Dla łączności za pomocą fali skierowanej prawie pionowo (ang. NVIS) korzystny jest kąt 90°, ale konieczne może być przedłużenie ramion.

Również zasadniczo możliwe są konstrukcje anten z większą liczbą pułapek i pokrywających dzięki temu kilka pasm, ale w praktyce antena taka jest bardzo trudna do zestrojenia ze względu na wpływ promieniowanej fali na obwody rezonansowe – powodujący ich przestrojenie. Proces dobierania długości segmentów i dostrajania obwodów pułapek staje się wówczas bardzo żmudny.

Dostrajanie anteny rozpoczyna się od wyższego pasma, po czym po dobraniu długości elementów A można przystąpić do doboru długości elementów B dla pasma niższego.

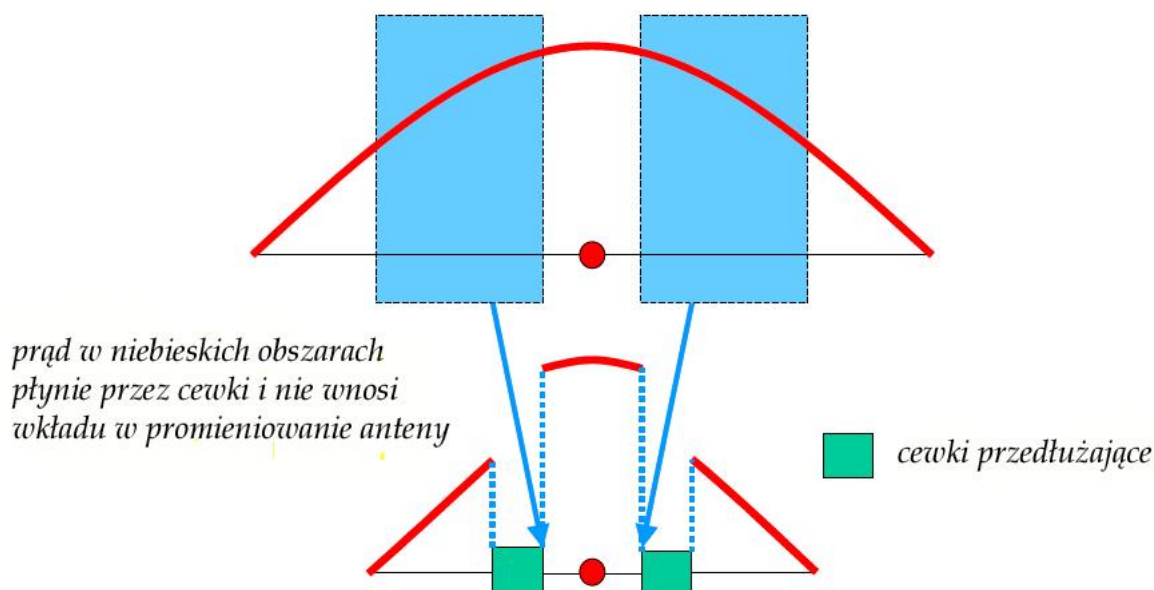
Wadą anten tego typu są dodatkowe straty energii w cewkach obwodów rezonansowych. Częstotliwość dostrojenia obwodów zmienia się pod wpływem warunków otoczenia, np. wskutek wilgoci, przylegającego śniegu albo lodu, zmian temperatury itd. Wpływy te odbijają się w jeszcze większym stopniu na antenach posiadających większą liczbę pętli.

Obwody-pętli mogą być także wykonane z odcinków kabla koncentrycznego zamiast z elementów dyskretnych. Oddzielna zmiana pojemności i indukcyjności nie jest możliwa w tym przypadku, dlatego też pętli koncentryczne są dostrajane do wyższego pasma pracy.

5.13. Anteny skrócone

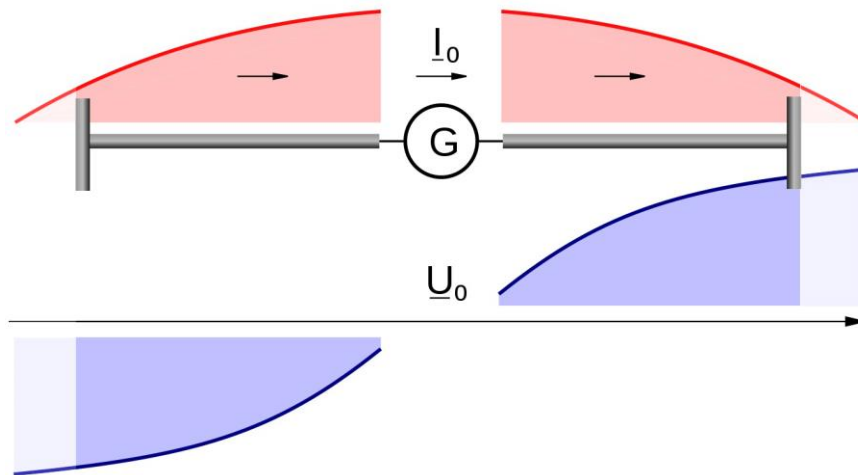
Anteny skrócone są przydatne w sytuacjach kiedy brakuje miejsca na zainstalowanie anteny pełnowymiarowej (o wymiarach równej części lub wielokrotności długości fali) albo gdy antenna musi być ukryta przed niepowołanymi (nieprzyjaznymi) oczami. Konstrukcje tego rodzaju zostały już omówione w osobnym tomie i dlatego rezygnujemy z powtarzania szczegółów ograniczając się do najważniejszych spraw podstawowych. Skrócenie promiennika uzyskuje się najczęściej przez wprowadzenie w dogodnych miejscach indukcyjności doprowadzającej do rezonansu skrócony promiennik. Sposób ten ma kilka ujemnych stron. Każda rzeczywista cewka ma ograniczoną dobroć i wprowadza zauważalne straty do obwodu, w tym przypadku do instalacji antenowej. Straty te są spowodowane opornością rzeczywistą przewodu, z którego została wykonana. W związku z występowaniem efektu naskórkowego (prądy wielkiej częstotliwości płyną w cienkiej warstwie metalu na powierzchni przewodu, a jej grubość zależy od częstotliwości) dobroć cewki i wprowadzane przez nią straty zależą od częstotliwości pracy anteny. Kolejnym źródłem strat jest promieniowanie energii przez cewkę.

Zastąpienie części promiennika przez cewkę oznacza skrócenie go, ale jednocześnie dochodzi do obniżenia skuteczności promieniowania anteny. Jest ono zależne od miejsca wprowadzenia cewki w stosunku do natężenia prądu w antenie. Największy negatywny skutek występuje w miejscach, w których natężenie prądu jest większe i słabnie w miarę przesuwania cewki tam, gdzie ono maleje, a więc w przypadku dipola bliżej jego końców. Jednocześnie czym bliżej końca tym konieczna jest większa indukcyjność, a więc straty w cewkach dodatkowo rosną. Stosunkowo duże i ciężkie cewki stanowią obciążenie mechaniczne anteny. Ze względów praktycznych cewki umieszczane są więc w miejscach możliwie najniekorzystniejszych, a więc w pobliżu punktu zasilania, albo co najwyżej w okolicach połowy długości. W amatorskich pasmach fal długich i średnich praktycznie nie da się ominąć konieczności przedłużenia anteny (krótkofalowej) przy użyciu odpowiedniej indukcyjności.



Rys. 5.13.1. Wpływ cewek przedłużających na promieniowanie anteny na przykładzie dipola półfalowego

Drugim sposobem jest pojemnościowe obciążenie końców anteny. Polega ono na umieszczeniu na końcach promiennika dodatkowych elementów zwiększających ich pojemność w stosunku do ziemi (rys. 5.13.2). Obciążenie to pozwala na skrócenie długości promiennika, przy czym rozkład prądu w pozostałej części jest bardziej równomierny i średnio bardziej zbliżony do wartości maksymalnych. Jest to więc rozwiązanie korzystniejsze elektrycznie i zapewniające mniejsze straty, ale nie zawsze możliwe mechanicznie. Inne stosowane sposoby polegają na załamaniu przebiegu przewodu, tak aby tworzył on meander, zygzak, ułożeniu go tak, aby częściowo przebiegał równoległe do głównej części anteny, albo na zastępowaniu części promiennika przez elementy wykonane z innych rodzajów kabla. Sposobem na zmniejszenie mechanicznych wymiarów anteny jest też nawinięcie przewodu (ramion) spiralnie na izolującym nośniku. Jeżeli średnica nawinięcia jest mała w stosunku do długości fali, co jest praktycznie zawsze spełnione na falach krótkich, charakterystyka promieniowania pozostaje poprzeczna w stosunku do kierunku anteny (dopiero anteny, dla których średnica nawinięcia jest porównywalna z długością fali pracują w trybie osiowym promieniując w kierunku osi zwiniętego elementu, przykładowo są to anteny spiralne dla pasm 23 albo 13 cm). Mechaniczne skrócenie uzyskuje się również przez załamanie końców dipola pod kątem prostym lub skośnym. W odróżnieniu od poprzednich takie załamanie w połowie ramion dipola lub o długości $\lambda/10$ nie powoduje zauważalnego pogorszenia parametrów anteny. Możliwość jest stosunkowo dużo i najczęściej w konkretnej sytuacji da się wybrać taką, która najbardziej odpowiada potrzebom.



Rys. 5.13.2. Pojemnościowe obciążenie anteny na końcach pozwala na ich odcięcie – skrócenie anteny przy zachowaniu niezmiennego rozkładu amplitud prądu w pozostałej części anteny. Silny prąd płynący w niej oznacza większą skuteczność promieniowania niż w przypadku zastępowania części promiennika przez cewki. Dobroć powstałego w ten sposób kondensatora, którego drugą okładkę stanowi ziemia jest wyższa niż dobroć cewki, co wyraźnie zmniejsza straty energii. Odcięte części są na rysunku zaznaczone jaśniejszym kolorem

Skracanie anteny powoduje obniżenie jej oporności promieniowania, w skrajnych przypadkach do wielkości niepraktycznie małych. Na znaczeniu zyskują wówczas wszelkie pozostałe źródła strat, stosunek oporności promieniowania do oporności strat anteny, a co za tym idzie i jej sprawność, silnie maleją. Wszelkie anteny skrócone są więc siłą rzeczy antenami kompromisowymi, ale niestety nieraz kompromis ten jest nieunikniony.

5.14 Anteny Beverage

Anteny Beverage są antenami długimi – co najmniej o długości λ dla najniższego pasma pracy, a przeważnie o wielokrotnej długości fali – obciążonymi na końcu opornością falową 470 – 600 Ω i zainstalowanymi na bardzo małej wysokości 1 – 3 m. Praktycznie spotykane długości dochodzą do 60 – 300 m w zależności od lokalnych warunków. Uziemienie drugiego zacisku opornika najlepiej jest wykonać w postaci zakopanych w ziemi przeciwwag.

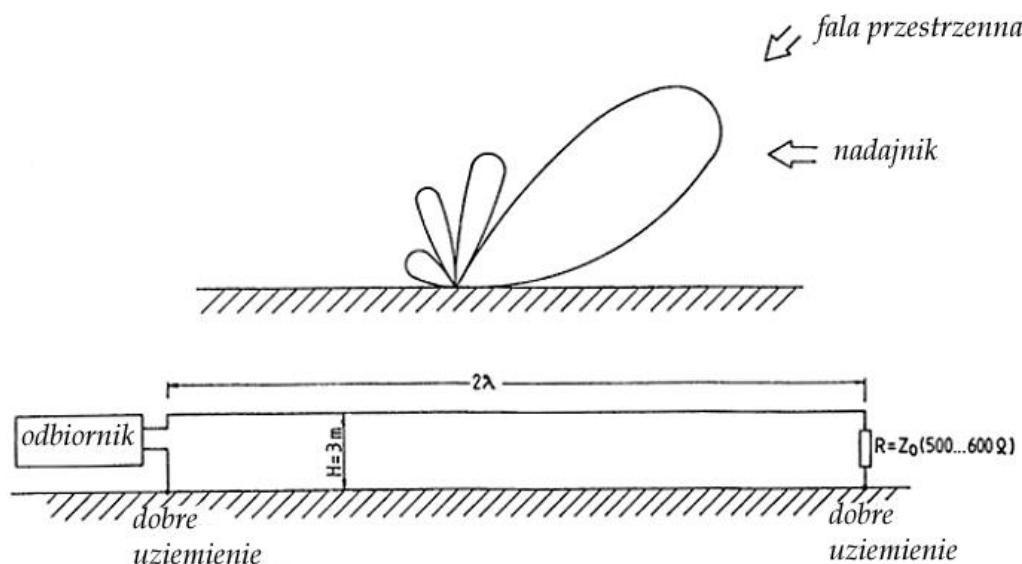
Anteny Beverage służą do odbioru na niższych pasmach, w paśmie 160, 80, 40 m, na falach średnich itp. Ich niska sprawność nie pozwala na użycie jako anteny nadawcze pomimo bardzo dobrych włas-

ności kierunkowych. Jako oporniki obciążające stosowane są bezindukcyjne oporniki węglowe o mocy strat 0,25 W. Antena musi być połączona z wejściem odbiornika przez transformator dopasowujący o przekładni 9:1 lub 6:1.

Długości anten Beverage pozwalają na ich instalację głównie na rzadko zaludnionych terenach wiejskich i peryferiach. Rzadkie zalesienie, sady, pojedyncze drzewa, rzadka zabudowa nie wywierają ujemnego wpływu na jej pracę.

Antena daje o kilka dB lepsze wyniki na dolnych pasmach jeśli znajduje się nad gruntem o gorszej przewodności aniżeli nad gruntem o przewodności wyższej. Na górnych pasmach od 25 MHz wzwyż występuje odwrotna sytuacja. Zysk antenowy zależy tylko w niewielkim stopniu od wysokości zawieszenia, przykładowo różnica pomiędzy antenami zawieszonymi na wysokościach 1 i 3 m wynosiła w przybliżeniu 1,3 dB, a przy umieszczeniu jej na wysokości 30 cm strata w porównaniu z anteną o wysokości 3 m wynosiła 2 dB. Zysk zależy natomiast w znacznym stopniu od długości anteny, przykładowo antena o długości 200 m na wysokości 1 m dawała zysk o 3,5 dB wyższy w porównaniu z anteną 100 m, a 400 m o 5 dB – 7 dBi. Dla długości możliwych do realizacji w warunkach amatorskich zysk anteny Beverage w odniesieniu do anteny izotropowej jest zawsze ujemny o kilka dB. Przyczynami tego stanu rzeczy są straty w oporniku obciążającym, w stosunkowo długim i cienkim przewodzie antenowym i w gruncie.

Szerokość wiązki głównej w płaszczyźnie pionowej jest mniejsza aniżeli w płaszczyźnie poziomej. Kierunek wiązki powoduje tłumienie większości zakłóceń lokalnych i zapewnia dobry odbiór dalekich stacji.



Rys. 5.14. Antena Beverage i jej charakterystyka kierunkowa

5.15. Skrzyżowany dipol na pasma 10 i 12 m

Anteny typu skrzyżowany dipol znajdują przeważnie zastosowanie w łącznościach satelitarnych ze względu na promieniowanie w górę fali o polaryzacji kołowej. Antena konstrukcji DK6ED („Funk-amateur” 4/2022) udowadnia przydatność takiego rozwiązania także na pasmach 10 i 12 m.

Antena taka zapewnia również dookólną charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie poziomej. Dzięki temu bywała stosowana również w radiofonii średnionfalowej. Fala o polaryzacji prawoskrętnej pobudza promień zwyczajny w jonosferze i jest odbijana od jonosfery z minimalnymi stratami.

Równoległe połączenie dwóch dipoli powoduje jednak obniżenie impedancji wejściowej anteny i jej oporności promieniowania. Impedancja wejściowa dipola w wolnej przestrzeni wynosi 73 Ω, a w przypadku połączonych równoległe dwóch dipoli spada do 37 Ω. W antenie zastosowano więc dopasowanie za pomocą ćwierćfalowego odcinka kabla koncentrycznego RG-59 o oporności falowej 75 Ω i współczynnika skrócenia 0,66.

Elektromagnetyczne sprzężenie obydwu dipoli zapewnia znaczą szerokopasmowość anteny. Dla WFS poniżej 2 zakres jej pracy wynosi ok. 24,4 – 20,2 MHz, a dla WFS poniżej 1,5 – ok. 24,9 – 28,7 MHz. Tak znaczna szerokopasmowość anteny pozwala na konstruowanie również anten na pasma 15 i 17 m. Dla uzyskania prawoskrętnej polaryzacji fali należy po podłączeniu pierwszej połówki dipola patrząc na antenę od dołu do góry znaleźć połówkę położoną w kierunku ruchu wskazówek zegara (czyli w prawo) i do niej podłączyć żyłę środkową odcinka dopasowującego. Ekrany kabla zasilającego i dopasowującego należy połączyć odpowiednio z drugimi połówkami dipoli.

Antenę wykonano z czterech odcinków rury aluminiowej o średnicy 12 mm przymocowanych do wspólnej podstawy z blachy (fot. 5.15.1) za pomocą obejm izolujących. Do długości odcinka dopasowującego wlicza się odległości pomiędzy punktami połączenia dipoli – w przypadku konstrukcji DK6ED odległości te wynosiły 17 cm. Średnica rurek, z których wykonano dipole jest mało krytyczna. Przy umieszczeniu anteny na wysokości większej niż połowa długości fali antena promieniuje pod niskimi kątami około 30° , tak jak jest to wymagane dla anten DX-owych.

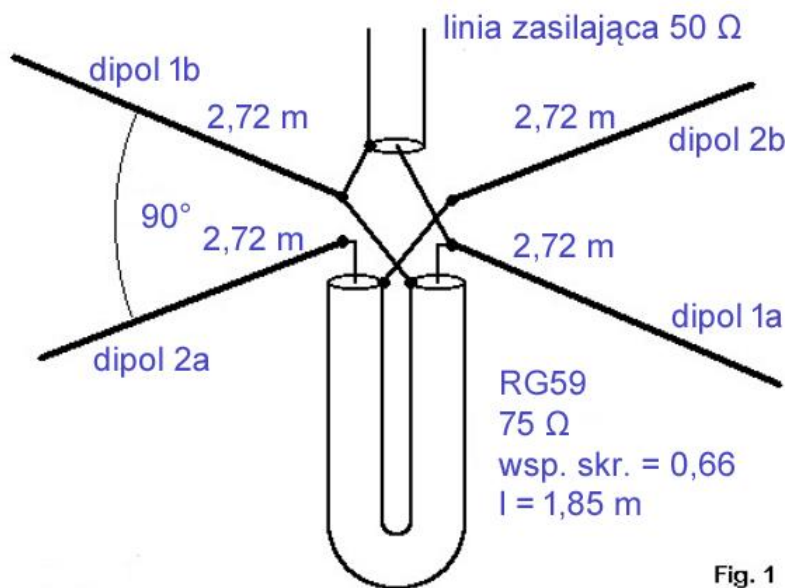


Fig. 1

Rys. 5.15.1. Wymiary anteny dla pasm 10 i 12 m (dla dipoli podana długość elektryczna)



Fot. 5.15.1. Sposób umocowania dipoli. Środkowa rura służy do umocowania podstawy na maszcie, a więc odcinki dipola znajdują się u dołu. Końce kabli umieszczono w puszcze plastikowej od instalacji elektrycznych znajdującej się po drugiej stronie podstawy, czyli u góry. Z puszki wyprowadzone są też przewody połączeniowe do połówek dipoli przechodzące przez otwory w podstawie i podłączone do rurek aluminiowych za pomocą śrubek

6. Obwody dopasujące

Przekazanie maksymalnej mocy z nadajnika do obciążenia – anteny – jest możliwe jedynie w warunkach pełnego dopasowania. Oznacza to zarówno konieczność dopasowania anteny do linii zasilającej jak i linii zasilającej do wyjścia nadajnika, które musi być obciążone odpowiednią opornością rzeczywistą.

Obwody dopasujące mają za zadanie wzajemne dopasowanie – zrównanie ze sobą – dwóch różnych impedancji występujących w punkcie połączenia dwóch elementów systemu transmisyjnego. Mogą być to przykładowo impedancja wejściowa anteny $Z_A = R_A + jX_A$ i impedancja falowa (charakterystyczna) linii zasilającej. Impedancja wejściowa dowolnej anteny zmienia się wraz z częstotliwością pracy i przyjmuje wartość rzeczywistą jedynie w rezonansie anteny (w praktyce w stosunkowo wąskim zakresie wokół rezonansu, w którym wpływ reaktancji jest jeszcze pomijalny). Wartość oporności wejściowej najczęściej różni się od oporności falowej linii zasilającej. W pozostałym zakresie częstotliwości impedancja wejściowa anteny zawiera mniejszą lub większą składową reaktancyjną o charakterze pojemnościowym (ujemnym) lub indukcyjnym (dodatnim).

Współczesne radiostacje posiadają wyjścia niesymetryczne dla podłączenia 50-omowych kabli koncentrycznych. W konsekwencji konieczne jest dopasowanie impedancji wejściowej anteny do impedancji falowej kabla 50 Ω. Teoretycznie najlepszym punktem dla podłączenia obwodów dopasowujących jest punkt styku kabla z anteną czyli podłączenia kabla do zacisków anteny. Ze względu na to, że stanowią one dodatkowe mechaniczne obciążenie anteny i znajdują się prawie zawsze poza zasięgiem ręki operatora, co uniemożliwia zmianę ustawień, praktyczne obwody dopasujące umieszcza się na przeciwnym końcu linii zasilającej, po stronie radiostacji. Wiele nowoczesnych modeli jest wyposażonych w obwody dostrajane automatycznie, a w przypadku przeciwnym konieczne jest dołączenie zewnętrznej „skrzynki antenowej”.

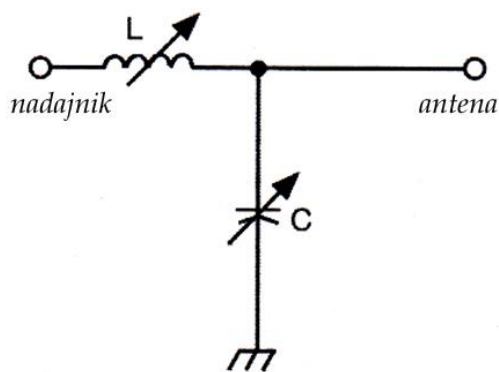
Umieszczenie obwodów na końcu kabla po stronie radiostacji oznacza jednocześnie, że niedopasowanie po stronie anteny przenosi się – transformuje – na tą stronę kabla i ta właśnie przetransformowana impedancja może być dopiero dopasowana do nadajnika. Zapobiega to w praktyce występowaniu zbyt wysokich napięć albo przeciążeń mogących uszkodzić jego stopień mocy, ale nie zapobiega ewentualnemu promieniowaniu linii zasilającej ani odbiciom nadawanego sygnału od wejścia anteny i związanych z tym strat energii w kablu. Dopasowywana jest całość instalacji antenowej – antena z linią – a nie sama antena. Warto też zwrócić uwagę, że w takiej sytuacji występują dwa zmienne czynniki. Z jednej strony zachodzi ciągła i przewidywalna zmiana impedancji wejściowej anteny, a z drugiej strony impedancja ta jest transformowana przez linię zasilającą o przypadkowej długości (w stosunku do długości fali). W miarę zmian częstotliwości ta długość względna ulega zmianom w wyniku zmian długości promieniowanej fali. Jedynym sposobem na usunięcie tego drugiego czynnika jest zapewnienie, aby długość linii zasilającej była równa połowie długości fali lub jej wielokrotności. O ile dla anten jednopasmowych jest to możliwe w pewnym wąskim zakresie częstotliwości, o tyle dla anten wielopasmowych i szerokopasmowych sprawa staje się bardzo trudna lub wręcz niemożliwa do zrealizowania.

Dobrze rozwiązane obwody dopasujące powinny umożliwić dopasowanie w całym zakresie częstotliwości od 1,8 (lub 3,5) MHz do 30 MHz impedancji o części rzeczywistej 10 – 250 Ω i części urojonej +/- j120 Ω.

W przypadku anten elektrycznie symetrycznych obwody muszą też zapewnić symetryzację, czemu niestety często poświęca się mniejszą uwagę. Antena „odwdzięcza się” w takich przypadkach wzbudzeniem prądów powierzchniowych w ekranie kabla zasilającego, co oznacza silniejsze pola zakłócające w jego sąsiedztwie, w pomieszczeniach radiostacji i w radioodbiornikach, telewizorach i innych urządzeniach domowych.

Warto też pamiętać, że w obwodach dopasowujących występują również straty energii zależne od ich konstrukcji i od konkretnych warunków dopasowania. Jako typowe wartości podawane są w literaturze straty 10 – 15%, a w sytuacjach ekstremalnych dochodzące nawet do 40%. W przypadku nieznacznego niedopasowania anteny do reszty systemu i stosunkowo niskich strat wynikających z tego niedopasowania próba poprawy dopasowania może się nie opłacić gdyż straty energii w obwodzie dopasującym przewyższą zysk wynikający z lepszego dopasowania.

6.1. Obwody typu L

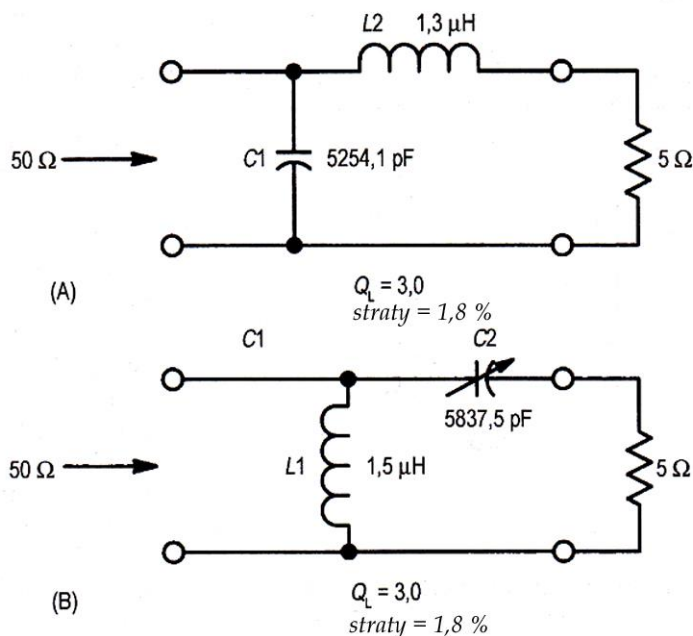


Zasada działania obwodu typu L

Rys. 6.1.1

Obwody dopasowujące
typu L (przykłady)

A) dolnoprzepustowy
B) górnoprzepustowy



Rys. 6.1.2

Najprostszym obwodem dopasowującym jest obwód typu L. Składa się z dwóch zmiennych elementów: szeregowego i równoległego. W układzie filtra dolnoprzepustowego elementem szeregowym jest indukcyjność, a równoległym kondensator. W układzie filtra górnoprzepustowego jest odwrotnie. Stosunkowo niskie zawartości harmonicznych w sygnałach nowoczesnych nadajników pozwalają na korzystanie z układów górnoprzepustowych bez żadnych obaw. Te dwa elementy wystarczają do uzyskania dopasowania z WFS równym 1. Dopasowywana wyższa impedancja leży równoległe do elementu równoległego, a niższa jest połączona w szereg z elementem szeregowym. Obwód z rys. 6.1.1. podobnie jak opisany dalej obwód typu Z nadają się m.in. do dopasowania anten długich o przypadkowych (nie rezonansowych) wymiarach. Przykładem rozwiązania fabrycznego jest model MFJ1610. Działanie obwodu można łatwo zapamiętać zwracając uwagę na fakt, że jest to zasadniczo szeregowy obwód rezonansowy. W rezonansie lub w jego bliskości impedancja obwodu jest niska, niższa od impedancji każdego z jego elementów. W układzie z rys. 6.1.1 nadajnik jest obciążony niską impedancją obwodu szeregowego, a antena jest podłączona równoległe do elementu o wyższej impedancji (kondensatora). W przypadku konieczności dopasowania wyższej impedancji nadajnika do niższej impedancji anteny obwód należy odwrócić, tak aby na jego wejściu znajdował się kondensator równoległy, a po stronie wyjścia szeregową indukcyjność. Konstrukcje fabryczne posiadają przeważnie przełącznik

łączy kondensator z jedną albo z drugą stroną cewki. Odciaża to użytkowników od konieczności odłączania i zamieniania miejscami przewodów. Przykłady z rysunku 6.1.2 odnoszą się do pasma 1,8 MHz.

Obwody typu L są również często stosowane w układach tranzystorowych strojonych (wąskopasmowych) stopni mocy i to zarówno na ich wyjściach jak i na wejściach.

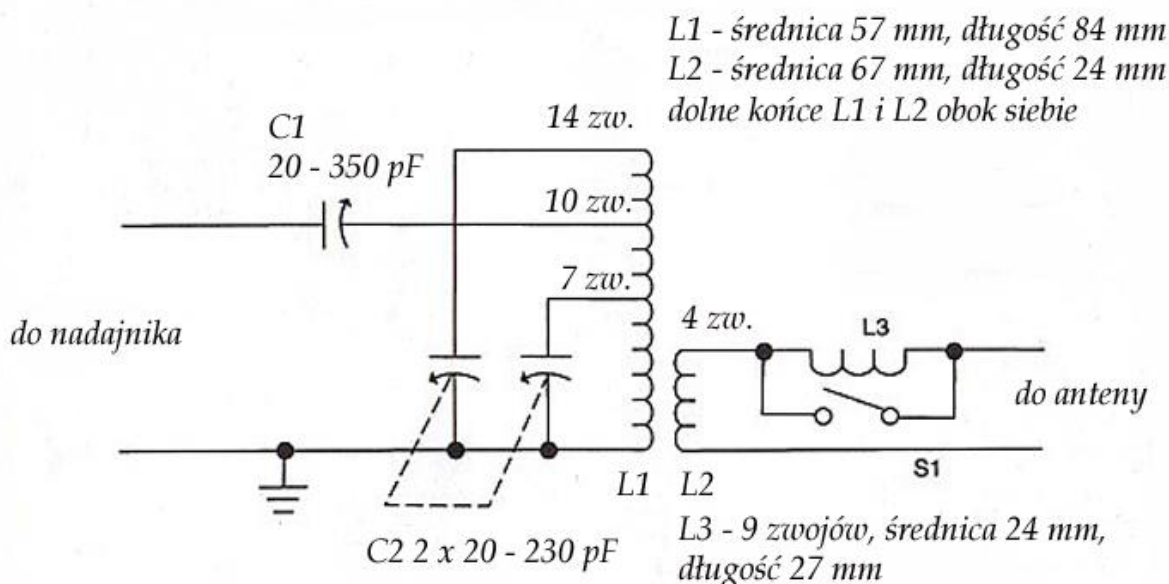
6.1.1. Obwody typu Z

Obwód dopasowujący typu Z jest odmianą obwodu L z szeregowym kondensatorem zmiennym i równoległą zmienną indukcyjnością, czyli w układzie filtra górnoprzepustowego. Umożliwia on dopasowanie obciążeń w szerokim zakresie impedancji i częstotliwości. Zmienną indukcyjność uzyskano w nim za pomocą cewki o stałej indukcyjności i kondensatora zmiennego (na schemacie L1 i C2).

Cewki L1 i L2 są nawinięte przewodem emaliowanym o średnicy 1,5 – 2 mm. Dla mocy do 100 W można jako C1 i C2 użyć kondensatorów strojeniowych od radiodbiorników lampowych. Cechą charakterystyczną układu są dwa strojone równoległe obwody rezonansowe, z których jeden jest przestrajany w zakresie niższych częstotliwości, a drugi w zakresie wyższych, co w tym przypadku rozszerza zakres zmian indukcyjności (bez jej przełączania). Cewka L3 zwierana przełącznikiem S1 nie jest niezbędna, ale ułatwia dopasowanie niskich impedancji. Jej indukcyjność też nie jest krytyczna, i może przykładowo wynosić 1,2 μH dla fal krótkich. Największą sprawność osiąga się w zakresie częstotliwości do około 14 MHz i zakresie impedancji obciążenia do 200 Ω , a dobre zrównoważenie w zakresie obciążeń do 1000 Ω dla tych samych częstotliwości. Cewka L2 tworzy z L1 transformator symetryzujący co pozwala na dopasowanie obciążeń symetrycznych.

Dla cewek nawiniętych na pierścieniowym rdzeniu proszkowym T200-2 L1 zawiera 20 zwojów przewodu emaliowanego o średnicy 1,0 – 1,5 mm z odczepami na 14 i 10 zwoju, a L2 – 6 zwojów, C1 – ma pojemność 20 – 450 pF, a C2 2 x 20 – 260 pF. Dla rdzenia T130-2 L1 składa się z 21 zwojów z odczepami na 15 i 11 zwoju, a L2 – z 6 zwojów. Rdzenie pierścieniowe zapewniają silniejsze sprzężenie L1 i L2 co skutkuje zwiększoną sprawnością obwodu.

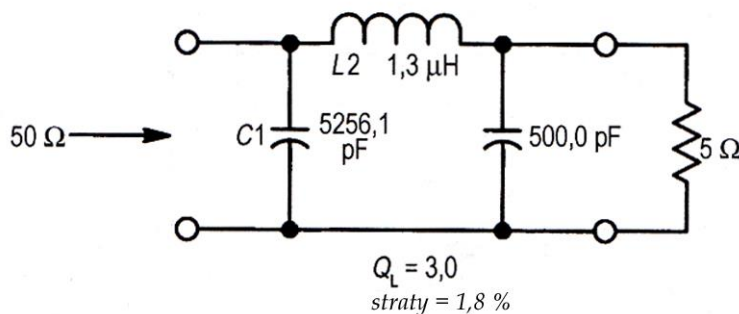
Spotykane są także warianty, w których druga sekcja kondensatora nie jest podłączona do odczepu cewki L1, a szeregowo z dodatkową cewką L1' – do górnego końca głównej cewki L1.



Rys. 6.1.1.1. Obwód dopasowujący typu Z pokrywający pełny zakres fal krótkich

6.2. Obwody typu Pi

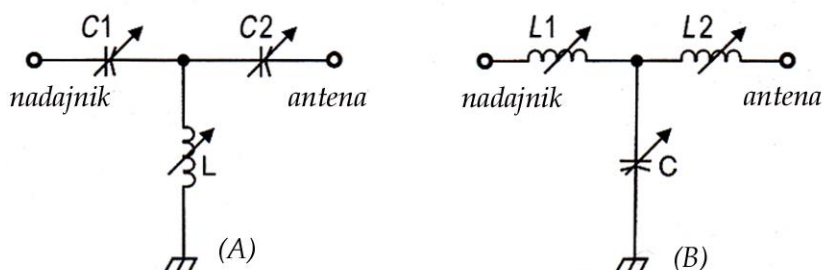
Obwód typu Pi składa się z szeregowej cewki i dwóch równoległych kondensatorów. W zależności od stosunku ich pojemności obwód może służyć do transformacji impedancji zarówno w górę jak i w dół. Obwody Pi były i są szeroko stosowane w technice lampowej jako obwody wyjściowe wzmacniaczy mocy.



Przykład realizacji filtru Pi

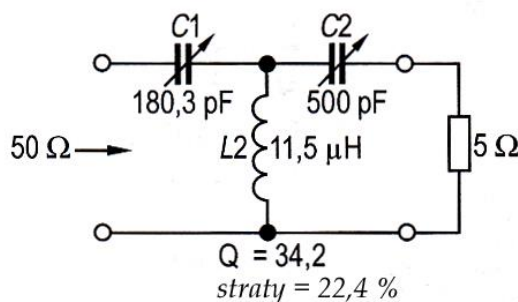
Rys. 6.2.1

6.3. Obwody typu T



Obwody typu T A) górnoprzepustowy B) dolnoprzepustowy

Rys. 6.3.1



Przykład realizacji obwodu T

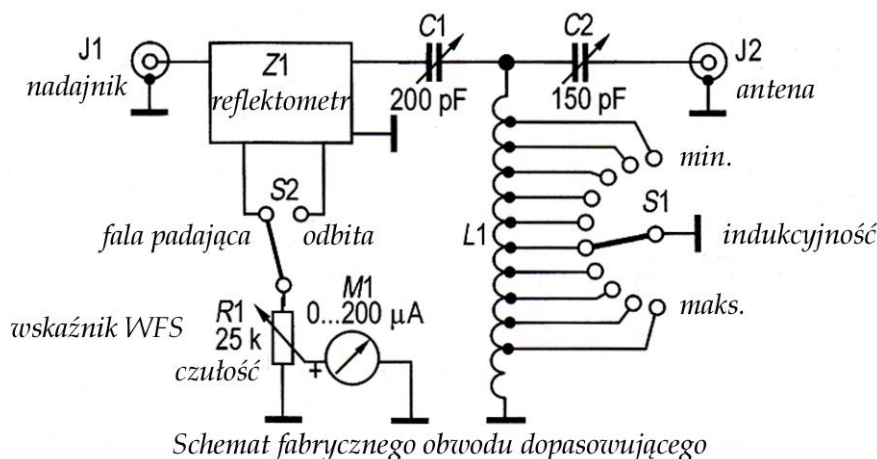
Rys. 6.3.2

Trzecim z najbardziej rozpowszechnionych rozwiązań jest obwód typu T. Występuje on przeważnie w postaci obwodu górnoprzepustowego i składa się z dwóch szeregowych kondensatorów zmiennych i równoległej indukcyjności zmiennej. Istnieje oczywiście również wersja odwrotna – w układzie filtra dolnoprzepustowego. Indukcyjność zmienną stanowi w praktycznych wykonaniach najczęściej cewka z przełączanymi odczepami.

Przypadkiem szczególnym obwodu T jest obwód różnicowy. Pojemności C1 i C2 stanowi kondensator różnicowy. Oznacza to, że zmniejszanie jednej z nich powoduje wzrost drugiej.

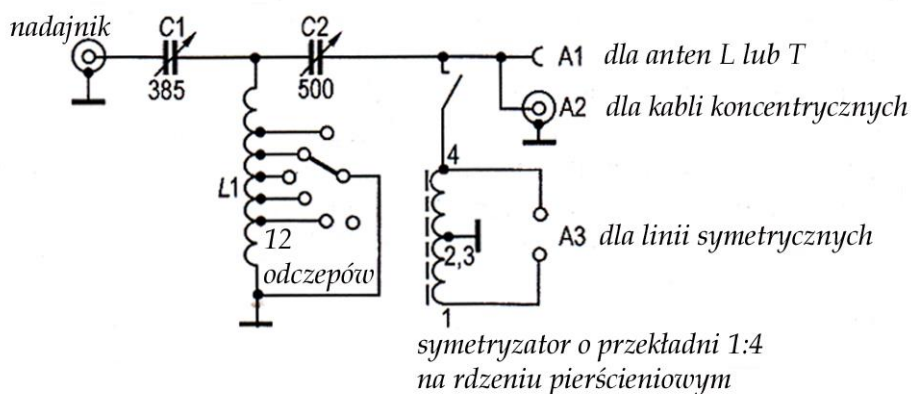
Obwody typu T charakteryzują się szerokim zakresem dopasowywanych impedancji i są często stosowane w automatycznych obwodach dopasowujących, w tym także w zainstalowanych w większości modeli radiostacji.

Obwód T występuje również w postaci symetrycznej, dla anten zasilanych symetrycznie, ale częściej używany jest układ niesymetryczny z dodatkiem transformatora symetryzującego na wyjściu (dla anten zasilanych przez linię symetryczną) lub umieszczonego przy zaciskach anteny.



Rys 6.3.3

Obwód T z dołączanym symetryzatorem



Rys. 6.3.4

Rozwiązanie z rysunku 6.3.4 jest stosowane m.in. w obwodach firmy MFJ typu *Versa-Tuner*. Transformator symetryzujący można oczywiście stosować i dla innych rozwiązań „skrzynek antenowych”. We własnych konstrukcjach najlepiej nawinąć go na proszkowym rdzeniu pierścieniowym o wielkości dostosowanej do mocy nadajnika, np. T80-2, T130-2, T200-2. Przykładem rozwiązania fabrycznego jest model MFJ902B.

6.3.1. Dostrajanie anteny za pomocą obwodu typu T

W trakcie dostrajania należy korzystać z możliwie jak najmniejszej mocy nadawania, mocy przy której miernik WFS (reflektometr) zapewnia prawidłowe wskazania.

Kolejność kroków jest następująca:

- 1) kondensatory po stronie anteny i nadajnika ustawić w położenie środkowe,
- 2) indukcyjność cewki ustawić przełącznikiem odczepów lub przesuwającym (obracanym) ślizgaczem na minimum WFS,
- 3) poszukiwać dalej minimalnego WFS przez naprzemienne obracanie obu kondensatorów; w praktyce jako wystarczająco dobrą wartość można uznać każdą mniejszą od dwóch, nie musi być to idealne

dopasowanie o WFS = 1. Jeszcze prościej wygląda to w przypadku obwodów wyposażonych w kondensator różnicowy gdyż odpada konieczność naprzemiennego dostrajania kondensatorów. Również w przypadku kondensatora różnicowego należy rozpocząć od ustawienia go w położeniu środkowym. W praktyce może się zdarzyć, że dostatecznie dobre dopasowanie uzyskuje się dla dwóch różnych ustawień elementów obwodu, ale w jednym z nich do anteny dopływa więcej energii, a w drugim więcej zostaje tracone w obwodzie. Często trudno jest rozpoznać, które z nich jest tym lepszym. Jedną z możliwości jest włączenie miernika mocy lub amperomierza w.c.z. pomiędzy układ dopasowujący i kabel antenowy i dokonać pomiaru mocy dostarczanej do anteny lub płynącego prądu. Właściwym ustawieniem jest to, przy którym moc dostarczana do anteny lub prąd w jej obwodzie są większe. W wariancie mniej korzystnym moc tracona w obwodzie może nawet spowodować jego zniszczenie. W przypadku gdy oba ustawienia odpowiadają różnym indukcyjnościom lepsze z nich jest to o niższej indukcyjności.

Przyrządy pomiarowe służące do pomiarów anten i wielkości związanych z nimi zostały omówione w tomach 42 – 44 poświęconych miernictwu.

6.4. Obwód szeregowy

Obwód konstrukcji DL6NU jest przeznaczony do dopasowywania anten ćwierćfalowych lub o długości nieparzystej wielokrotności $\lambda/4$. Anteny takie wymagają dobrego uziemienia.

Przykładowe wartości dla pasm 80 i 40 m wynoszą:

Cewka sprzęgająca 2,3 μH , 7 zwojów,

Cewka antenowa 10,6 μH , 35 zwojów na korpusie o średnicy 30 mm,

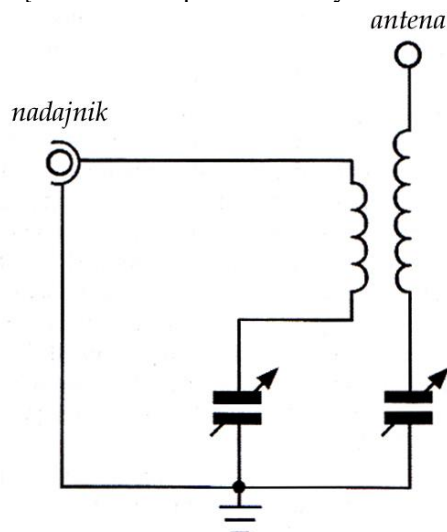
Kondensator w obwodzie sprzęgającym 2 x 500 pF równolegle,

Kondensator w obwodzie antenowym 400 pF,

Obwód sprzęgający jest przestrajany w zakresie 2,4 – 7,7 MHz,

Obwód antenowy jest przestrajany w zakresie 3,3 – 16,5 MHz.

Transformator można też nawinąć na rdzeniu pierścieniowym.



Obwód szeregowy dla anten ćwierćfalowych

Rys. .6.4.1

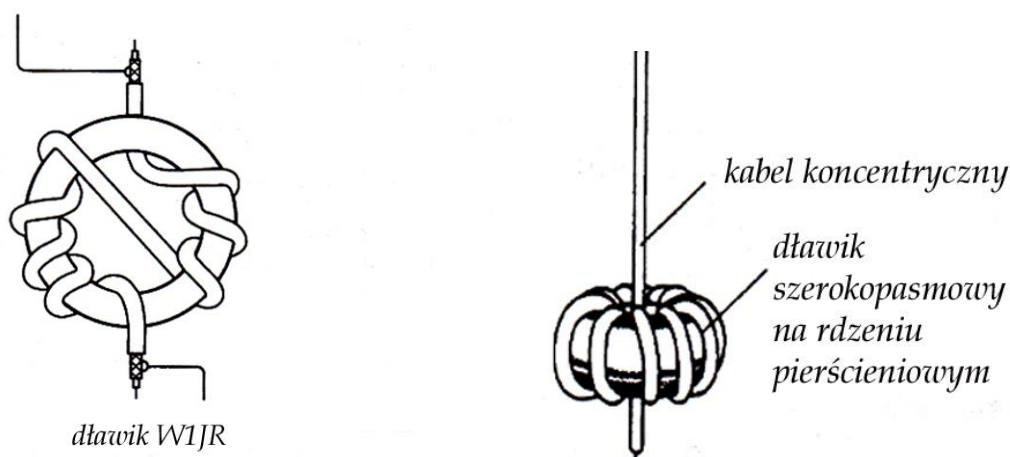
Obwody służące do dopasowania wysokoomowych anten zasilanych na końcu zostały przedstawione wcześniej. Do dopasowania służą w takiej sytuacji najczęściej ćwierćfalowe odcinki linii zasilającej albo równoległe obwody rezonansowe. Dla anten długich nierezonansowych stosowane są transformatory magnetyczne o przekładniach 1:9, 1:16 lub więcej. Są one przeważnie nawinięte bi-, try- lub więcej filarnie na rdzeniach pierścieniowych o odpowiedniej średnicy i dopuszczalnym natężeniu pola magnetycznego (strat energii na ciepło w rdzeniu).

6.5. Dławiki prądów powierzchniowych

W przypadku zasilania anten symetrycznych kablami niesymetrycznymi (współosiowymi) i w niektórych innych sytuacjach dochodzi do wzbudzenia się prądów wielkiej częstotliwości po zewnętrznej stronie ekranu kabla (prądów powierzchniowych), gdzie w normalnej sytuacji nie powinno ich być. Prądy te są m.in. źródłem zakłóceń odbioru radio- i telewizyjnego oraz pracy innych urządzeń elektronicznych.

Jako zaporę dla tych niepożądanych prądów stosuje się dławiki w.cz. Najczęściej polega to na nawinięciu kabla koncentrycznego na prostym lub pierścieniowym rdzeniu ferrytowym albo na nałożeniu na kabel większej ilości pierścionków ferrytowych o jak najbardziej zbliżonej średnicy. Dla kabla RG-58 jest to przykładowo około 50 rdzeni pierścieniowych FB-732401 firmy Amidon lub zbliżonych. W wielu przypadkach wystarcza również zwinięcie kabla w okrąg, związanie i położenie go w dogodnym miejscu. Dla kabli RG-58 i RG-213 może być to przykładowo 7 zwojów o średnicy około 50 cm. Kabel można też zwinąć na kawałku rury plastikowej co zapewnia równomierne rozłożenie pojemności i napięcia w.cz. zwiększające skuteczność dławika. Dławiki takie są szerokopasmowe i należą do najczęściej stosowanych na falach krótkich.

Dławik W1JR dla mocy 100 W można nawinąć kablem RG-58 na rdzeniu FT140-43 o średnicy 36 mm. Uzwojenie składa się z 4,5 zwoja. Dla mocy 1 kW może być to 4,5 zwoja kabla RG-142 na rdzeniu FT240-43 o średnicy 61 mm. Zależnie od typu rdzenia liczba zwojów może wzrosnąć do 10 – 12.

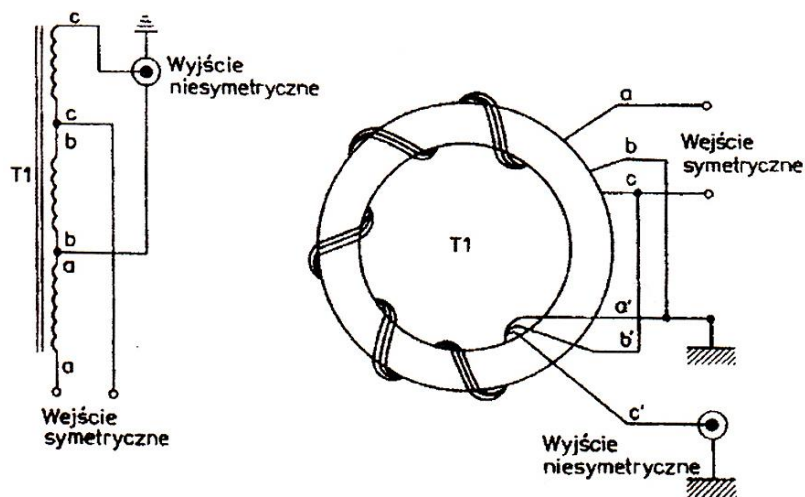


Rys. 6.5.1. Przykłady nawinięcia dławików na rdzeniach pierścieniowych

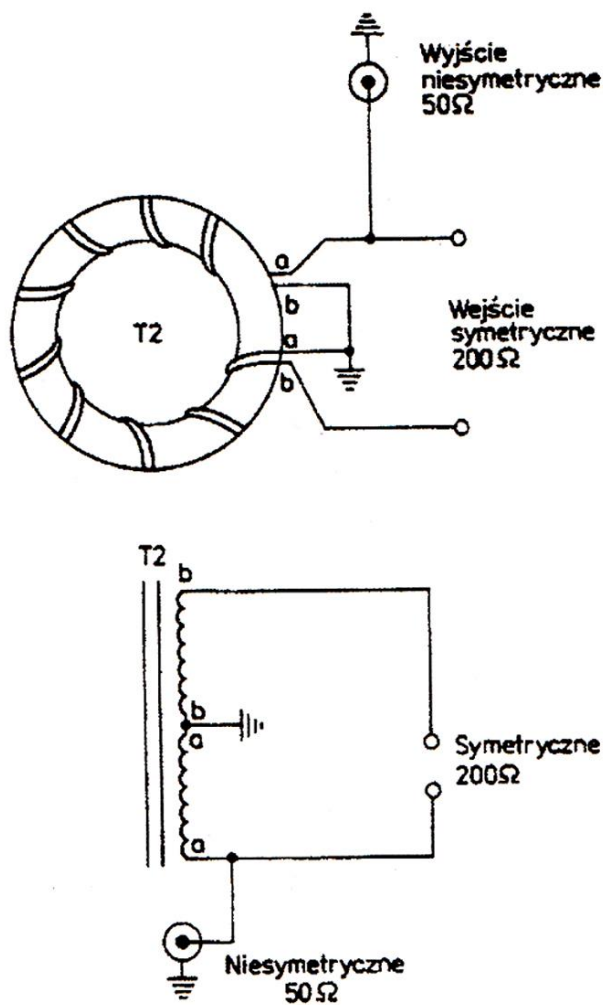
6.6. Symetryzatory

Najczęściej jako symetryzatory na falach krótkich stosowane są transformatory nawinięte na rdzeniach pierścieniowych. W transformatorkach szerokopasmowych należy stosować rdzenie ferrytowe a nie proszkowe. Uzwojenia nawijane są wieloprzewodowo (bifilarnie, tryfilarnie itd.) jak to widać na poniższych ilustracjach. Liczba przewodów (uzwojeń) zależy od wymaganej przekładni. Do najczęściej spotykanych przekładni należą 1:1, 4:1, 6:1. Typowa liczba zwojów jest zależna od właściwości (przenikalności magnetycznej) rdzenia, często spotykane są wartości 8 – 9 zwojów. Przykładowe uzwojenia dla transformatora o przekładni 6:1 wynosi 8 zwojów dla uzwojenia pierwotnego i 20 – dla uzwojenia wtórnego. Popularne są też transformatory powietrzne nawinięte na odcinku plastikowej rury.

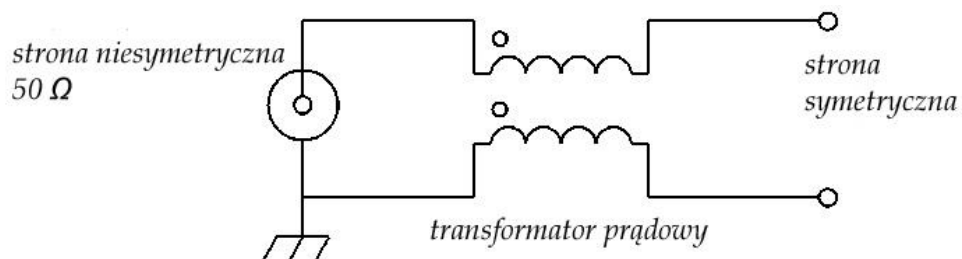
Oprócz transformatorów napięciowych, których uzwojenia są włączone równolegle do linii i do dopasowywano obciążenia (anteny) albo do wyjścia nadajnika i do linii stosowane są też transformatory prądowe o uzwojeniach włączonych w szereg z linią: jedno z uzwojeń w szereg z przewodem gorącym a drugie w szereg z podłączeniem ekranu, albo w szereg z obydwoma przewodami linii symetrycznej. Całkowity prąd w.cz. płynie więc przez transformator, w każdym momencie przez jedno z uzwojeń w jedną stronę, a przez drugie w drugą. Symetryzatory oparte na transformatorkach prądowych noszą nazwę symetryzatorów Guanelli. Charakteryzują się one stosunkowo niskimi stratami, znaczną szerokopasmowością i dobrym tłumieniem powodujących zakłócenia prądów współbieżnych.



Rys. 6.6.1. Transformator symetryzujący o przekładni 1:1 nawinięty tryfilarnie na rdzeniu pierścieniowym

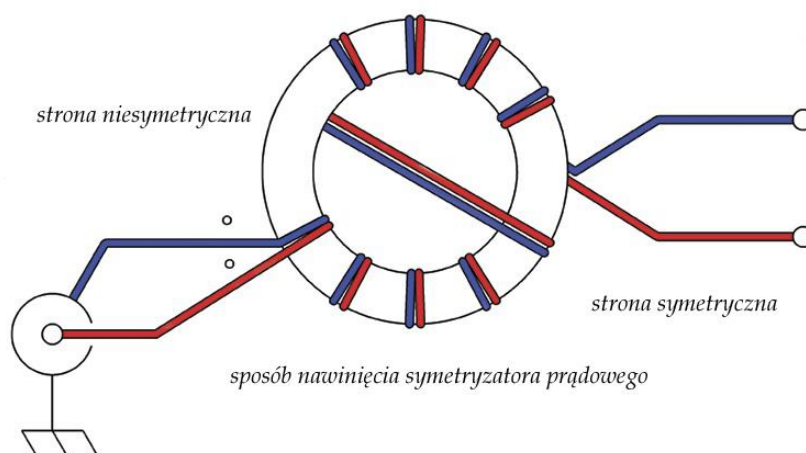


Rys.6.6.2. Transformator symetryzujący o przekładni 1:4 nawinięty bifilarnie na rdzeniu pierścieniowym

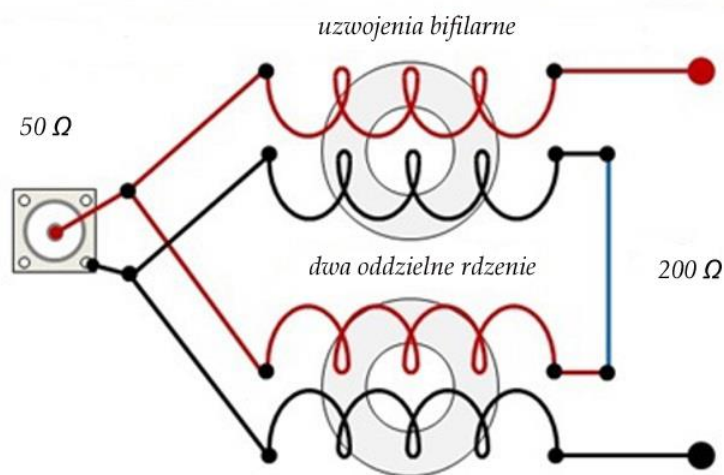


Rys. 6.6.3. Zasada działania symetryzatora z transformatorem prądowym. Początki uzwojeń zaznaczono kółkami

Transformatory prądowe w rozwiązaniach dla krótkofalowców są nawijane bifilarnie na rdzeniach pierścieniowych, przykładowo na rdzeniu L15 uzwojenie składa się z 8 – 10 zwojów.

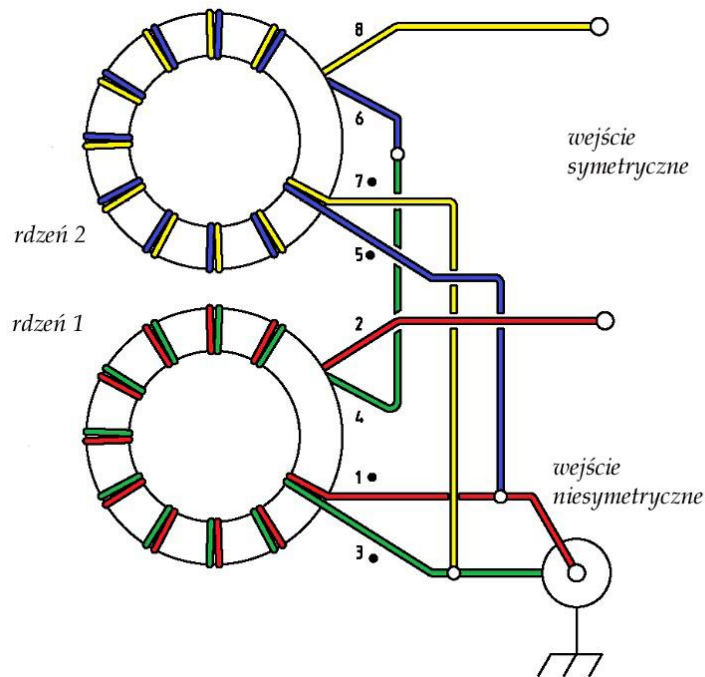


Rys. 6.6.4. Wykonanie symetryzatora Guanelli o przekładni 1:1



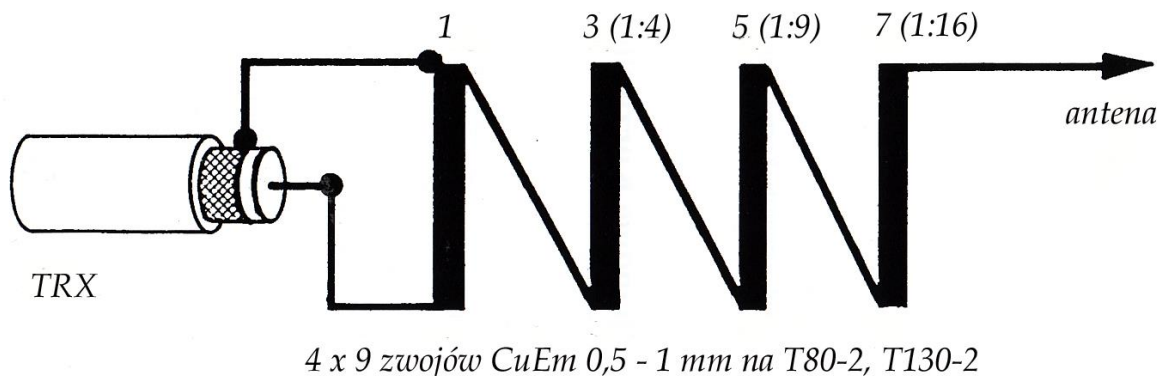
Symetryzator o przekładni 1:4

Rys. 6.6.5. Schemat ideowy symetryzatora o przekładni 1:4. Punkt połączenia uzwojeń wtórnych (niebieska linia po prawej stronie) może być w razie potrzeby połączony z masą



Rys. 6.6.6. Wykonanie symetryzatora Guanelli o przekładni 1:4

6.7. Transformatory magnetyczne



4 x 9 zwojów CuEm 0,5 - 1 mm na T80-2, T130-2

Rys. 6.7.1. Schemat nawinięcia transformatora (a właściwie autotransformatora) magnetycznego. W nawiasach przy numerach połączeń podano przekładnię

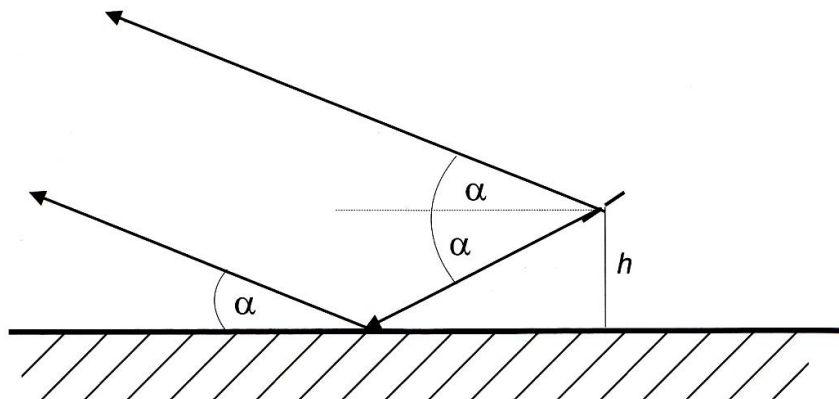
Transformatory magnetyczne służą do dopasowania anten o przypadkowej (nierezonansowej) długości zasilanych na końcu. Dobierając długość przewodu tak aby na jego końcu otrzymać dla pożądanego pasma lub kilku pasm impedancję wejściową zbliżoną do $50 \Omega \times P$, gdzie P jest oporową przekładnią transformatora otrzymuje się po stronie linii zasilającej impedancje zbliżone do jej oporności falowej (p. 5.10). Dalsze, znacznie już mniejsze) niedopasowania minimalizuje bezproblemowo automatyczna „skrzynka antenowa” w radiostacji lub skrzynka ręczna umieszczona na jej wyjściu. Na ilustracji 6.7.1. przedstawiony jest schemat połączeń transformatora. Uzwojenie jest nawinięte kilkoma przewodami równoległe i jego poszczególne części są następnie łączone szeregowo. Pożądaną przekładnię uzyskuje się przez podłączenie anteny do pasującego wyjścia (na rysunku są to końce uzwojeń 3, 5, 7)). W zależności od mocy nadajnika należy zastosować proszkowy rdzeń pierścieniowy z materiału nr 2: T80-2, T130-2 lub T200-2, a do nawinięcia uzwojeń – przewodu nawojowego w emalii lub w izolacji plastikowej (dla większych mocy). Liczbę uzwojeń można zmniejszyć do trzech jeżeli wystarczająca jest przekładnia 9:1. Dla transformatorów odbiorczych lub QRP wystarczy rdzeń typu T80-2, a dla 100 W – T130-2. Dla zastosowań szerokopasmowych lepsze są jednak rdzenie ferrytowe, j.np. FT140-43, FT240-43.

7. Wpływ środowiska na parametry anten

Temat wpływu otoczenia na właściwości anten i na osiągnięte wyniki jest stosunkowo rzadko poruszany w literaturze krótkofalarskiej. Często natomiast powtarzane są ciągle te same stereotypowe twierdzenia na temat niektórych anten, miejsc ich umieszczenia, wysokości nad ziemią itd. Spotyka się przykładowo stwierdzenia w rodzaju, im wyżej zawieszona antena tym lepiej, co nie zawsze efekty pożądane akurat przez użytkownika. Odbicia fali od ziemi mogą dać dodatkowy zysk kierunkowy, ale dla jego wykorzystania w możliwie największym stopniu konieczna jest dokładniejsza znajomość zachodzących zależności. Zależność parametrów anten od przewodności ziemi jest wprawdzie często poruszana, zwłaszcza w przypadku anten niesymetrycznych, ale już tłumienie powodowane przez roślinność jest dla wielu krótkofalowców sprawą mało znaną, o ile nie zajmują się łącznościami mikrofalowymi. Ilustracje do tego rozdziału, wyniki symulacji, pomiarów i ich dyskusja pochodzą z poz. [Weigl2007-2].

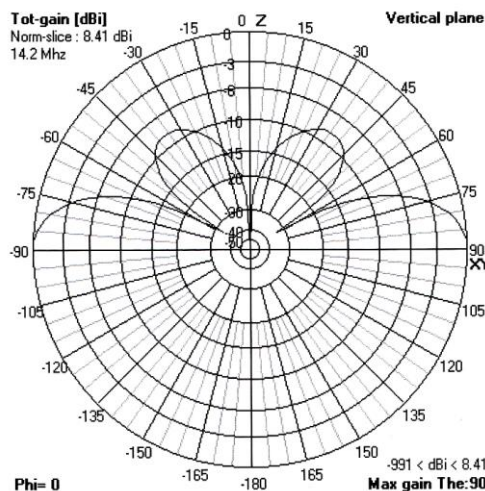
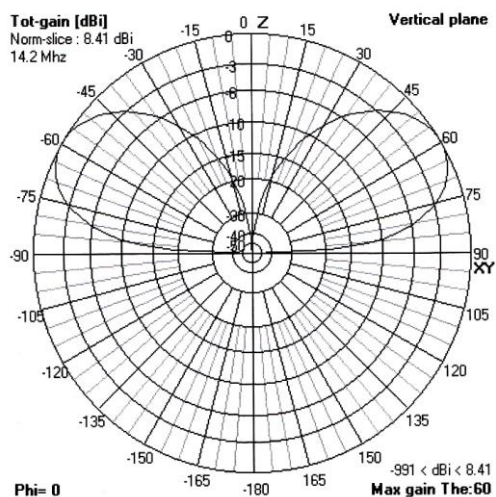
7.1. Odbicia fali od powierzchni ziemi

Antena dipolowa w wolnej przestrzeni daje zysk 2,15 dBi (w stosunku do anteny izotropowej) w kierunku prostopadłym do osi dipola, natomiast w kierunku wzdłużnym natężenie promieniowanego pola spada do zera. Oznacza to, że dipol promieniuje jednakowo silnie dla wszystkich kątów elewacji.



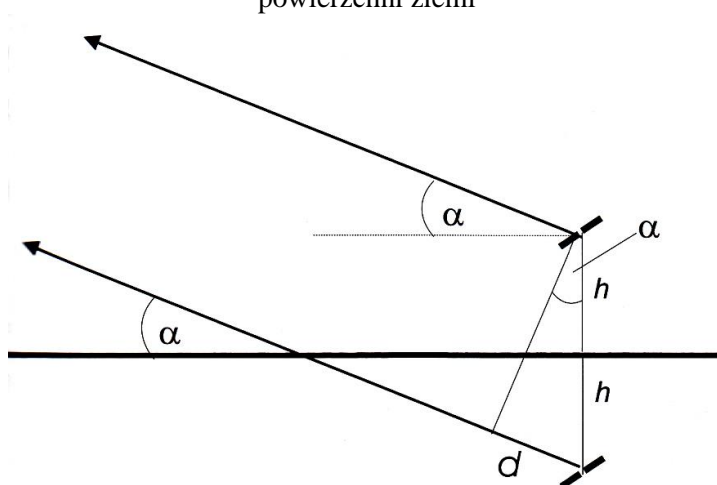
Rys. 7.1.1. Odbicie fali od powierzchni ziemi dla polaryzacji poziomej

Po umieszczeniu anteny nad nieskończoną idealnie przewodzącą płaszczyzną (idealnym gruntem) sytuacja ulega zmianie. Płaszczyzna ta odbija bez strat padającą falę i dzieli przestrzeń na dwie połowy, tak że fala rozchodzi się tylko w jednej z nich. Fala odbita rozchodzi się w górę i dodaje wektorowo do fali pochodzącej bezpośrednio z anteny zapewniając dodatkowy zysk antenowy w pewnych kierunkach. W innych następuje natomiast osłabienie fali wskutek różnicy faz zbliżonych do lub równych 180° . Pod najkorzystniejszymi kątami fala bezpośrednia i odbita sumują się ze sobą w fazie co daje wzrost natężenia pola o 6 dB, zysk kierunkowy dipola umieszczonego na wysokości połowy fali w tych kierunkach wzrasta do $2,15 \text{ dBi} + 6 \text{ dB} = 8,15 \text{ dBi}$. Wpływ odbicia fali jest zależny od jej polaryzacji. Dla fali spolaryzowanej poziomo występuje w miejscu odbicia dodatkowe odwrócenie fazy o 180° . Dla kąta elewacji równego zero zachodzi więc całkowite stłumienie fali i jest ono niezależne od wysokości anteny nad ziemią. Ani dipol poziomy ani poziome anteny Yagi nie zapewniają więc kątów promieniowania równych zero i zbliżonych. W sporządzaniu charakterystyk promieniowania dipola poziomego w płaszczyźnie pionowej stosowany jest model zwierciadlanego odbicia anten w płaszczyźnie ziemi i zasilanie anteny odbitej w fazie przeciwnej aniżeli antena rzeczywista. Model ten ułatwia matematyczne ujęcie różnicy dróg i faz obydwu fal. Poziomy dipol znajdujący się na wysokości $0,6 \lambda$ nad idealnie przewodzącą ziemią osiąga teoretyczne maksimum zysku wynoszące 9,2 dBi dla kąta elewacji 25° . W modelu odbicia zwierciadlanego istnieje więc grupa dwóch anten oddalonych od siebie o $1,2 \lambda$.



Rys. 7.1.2 (lewy). Pionowa charakterystyka kierunkowa poziomego dipola znajdującego się na wysokości $\lambda/2$ nad idealnie przewodzącym gruntem

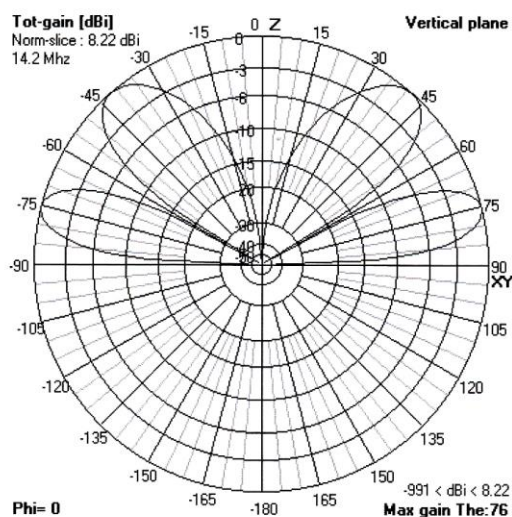
Rys. 7.1.3 (prawy). Charakterystyka dla dipola pionowego w tych samych warunkach przylega do powierzchni ziemi



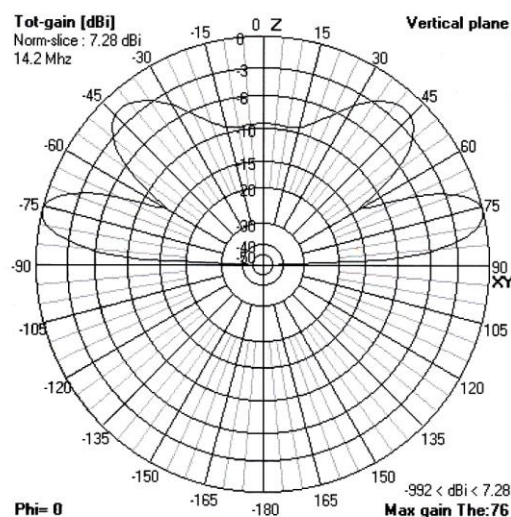
Rys. 7.1.4. Model anteny odbitej dla obliczania charakterystyki kierunkowej. Pozioma antena odbita (podziemna) promieniuje w fazie odwróconej o 180°

Dla fali spolaryzowanej pionowo faza fali odbitej nie ulega zmianie i w związku z tym obie fale sumują się dla kąta równego zero i zbliżonych. Anteny pionowe promieniają pod niskimi kątami tylko nad gruntem idealnym albo nad gruntem o dostatecznie dużej przewodności. W zależności od względnej wysokości umieszczenia anteny w jej charakterystyce pionowej oprócz przylegającej (lub zbliżonej) do ziemi wiązki głównej pojawiają się dodatkowe skierowane pod wyższymi kątami. W modelu zwierciadlanego odbicia anteny w płaszczyźnie ziemi obie anteny rzeczywista i odbita są zasilane w tej samej fazie. W odróżnieniu od przypadku dipola poziomego tworzącego ze swoim odbiciem grupę anten zasilanych w przeciwnych fazach dipol pionowy tworzy ze swoim odbiciem jeden wspólny fikcyjny dipol pionowy. Zysk kierunkowy tego pojedynczego dipola jest z natury rzeczy niższy niż grupy anten. Teoretyczny zysk jest w takim przypadku wyższy o 3 dB w stosunku do dipola półfalowego, a więc osiąga wartość 5,15 dBi. Charakterystyka promieniowania i skuteczność pionowego dipola $\lambda/4$ są silnie zależne od przewodności gruntu i najlepsze wyniki osiąga się nad powierzchnią morza (lub nad brzegiem), natomiast nad gruntami suchymi o niskiej przewodności wyniki są zauważalnie gorsze. Poprawa przewodności gruntu poprzez ułożenie dostatecznej liczby przeciwwag podwyższa wprawdzie sprawność anteny ale nie powoduje znaczącego obniżenia kierunku głównej wiązki anteny. Na kąt ten wpływają własności gruntu w większych odległościach od anteny, poza obszarem, w którym znajdują się przeciwwagi.

Właściwości gruntu rzeczywistego odbiegają w istotny sposób od idealnie przewodzącej płaszczyzny. Są one określone dwoma wielkościami: przewodnością i stałą dielektryczną. Głębokość wnikania fali do gruntu rzeczywistego jest zależna od częstotliwości, co oznacza że obie wielkości charakterystyczne zmieniają się w funkcji częstotliwości w wyniku zmian grubości wchodzącej w grę warstwy. Występujące w niej niejednorodności powodują, że obie te wielkości są wartościami średnimi dla tej warstwy. W przypadku gruntu rzeczywistego zmianom ulega zarówno amplituda jak i faza fali odbitej.



Rys. 7.1.5 (lewy). Pionowa charakterystyka kierunkowa dipola poziomego umieszczonego na wysokości λ nad idealnie przewodzącym gruntem

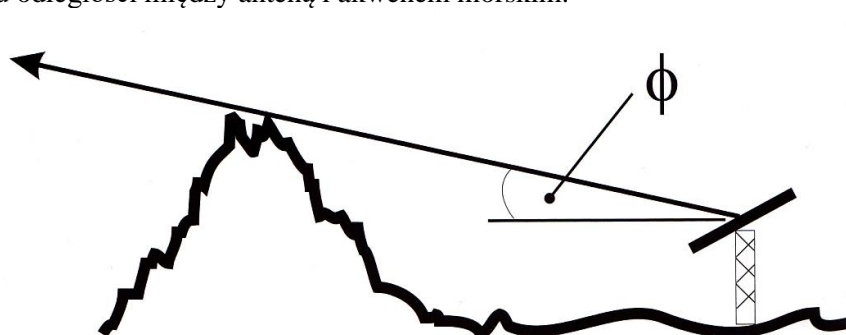


Rys. 7.1.6 (prawy). Charakterystyka dla dipola nad gruntem o średniej przewodności. Minima są wyraźnie płytsze gdyż fala odbita nie wystarcza do pełnej kompensacji fali bezpośredniej

Faza fali odbitej jest zależna od kąta padania fali na powierzchnię gruntu. Dla fali padającej pod płaskimi kątami faza jest odwracana o 180 stopni nawet dla fali o polaryzacji pionowej. Fale dla kąta zero i bliskich ulegają więc dla obu polaryzacji stłumieniu nad gruntem rzeczywistym. Dla fali o polaryzacji pionowej padających pod kątem zbliżonym do pionu zmiana fazy wynosi 0 stopni, a dla pewnego kąta leżącego pomiędzy nimi przesunięcie to wynosi 90° . Kąt ten nosi nazwę kąta Brewstera. Dla fal padających pod kątem mniejszym od kąta Brewstera przesunięcie fazy leży pomiędzy 90° a 180° i fala wypadkowa jest tłumiona w mniejszym lub większym stopniu. Natomiast dla kątów większych od kąta Brewstera (padających bardziej pionowo) przesunięcie fazy wynosi $0^\circ - 90^\circ$ i następuje sumowanie obu fal. Charakterystyka kierunkowa dla gruntu rzeczywistego zbliża się do charakterystyki dla gruntu idealnie przewodzącego. Natężenie pola dla kąta granicznego jest słabsze o 6 dB w porównaniu z falą bezpośrednią. Kąt Brewstera jest zależny od właściwości gruntu (nie tylko w pobliżu anteny ale także i w większych odległościach) i częstotliwości, natomiast nie zależy od samej anteny. Tłumienie fali odbitej zależy również od kąta padania i od polaryzacji fali. Nie jest ono pomijalne także i dla polaryzacji poziomej. Wskutek tłumienia nawet pod tymi kątami, dla których nad gruntem idealnie przewodzącym dochodziłoby do całkowitego stłumienia fal zachodzi tylko tłumienie częściowe. Minima charakterystyki wypełniają się w pewnym stopniu.

W rzeczywistości ziemia nie jest nieograniczoną płaszczyzną jak to zostało przyjęte na początku. Wzgórza i góry mogą w znacznym stopniu utrudniać rozchodzenie się fal w pewnych kierunkach przesłaniając tereny położone za nimi (patrząc od strony anteny) i przepuszczając tylko fale promieniowane pod odpowiednio wysokim kątem ograniczając również możliwości łączności DX-owych. Grunt opadający z kolei pozwala na nachylenie charakterystyki kierunkowej anteny w dół i obniżenie kąta promieniowania co zwiększa szanse na dalekie łączności. W warunkach rzeczywistych wybór optymalnej polaryzacji fali zależy od przyjętego celu. Nad terenem o większej przewodności, a zwłaszcza w pobliżu mórz, dobre wyniki DX-owe osiąga się przy polaryzacji pionowej. Zbyt silne fale morskie mogą jednak w pewnym stopniu wyrzucić ujemny wpływ na odbicia fal – tym większy im bardziej zbliżają się do siebie długości fali elektromagnetycznej i fal morskich. Pod tym względem

dogodniejszy byłby podmokły teren nadbrzeżny, nasycony słoną wodą. Rezultaty pogarszają się w miarę wzrostu odległości między anteną i akwenem morskim.



Rys. 7.1.7. Przykład wpływu topografii na warunki rozchodzenia się fali

Z przeprowadzonych przykładowych symulacji komputerowych porównania ćwierćfalowej anteny pionowej i poziomego dipola umieszczonych nad brzegiem morza (dipol na wysokości $5\lambda/8$) wynikało, że antena pionowa miała przewagę w zakresie kątów niskich do około 10° i dla okolic minimum charakterystyki dipola w pobliżu 53° , natomiast dipol poziomy miał przewagę w zakresach $10 - 45^\circ$ i powyżej 60° . Różnica dla bardzo niskich kątów dochodziła nawet do 3 stopni S. Różnice w zakresie niskich kątów można zmniejszyć umieszczając dipol poziomy na większych wysokościach. Oczywiście ta pojedyncza symulacja w konkretnych warunkach dostarcza jedynie danych orientacyjnych, ale warto zapamiętać tendencję. Ujemną stroną anten pionowych jest to, że są bardziej wrażliwe na zakłócenia rozchodzące się w postaci fali przyziemnej.

Nad gruntami o niskiej przewodności lepsze wyniki dają anteny poziome. Jest to szczególnie zauważalne na wyższych pasmach ponieważ tam łatwiej jest umieścić anteny na większych wysokościach w stosunku do długości fali. Minima charakterystyki dipola poziomego znajdującego się nad dobrze przewodzącą ziemią lub nad wodą słoną mogą być silniejsze niż w przypadku gruntu o gorszej przewodności. W przypadku ogólnym przewaga jednej polaryzacji nad drugą jest zależna od przewodności gruntu i od względnej wysokości anteny nad nim w stosunku do długości fali.

7.2. Wpływ parametrów gruntu

Wpływowi parametrów gruntu poświęca się często mniej uwagi gdyż po pierwsze trudniej jest je zmierzyć w warunkach amatorskich (zwłaszcza dla warstwy o grubości odpowiadającej głębokości wnikania dla danego zakresu częstotliwości), a po drugie i tak można je zmienić co najwyżej w niewielkim stopniu. W odróżnieniu od stacji komercyjnych i radiofonicznych krótkofalowcy raczej nie mogą wybrać miejsca zamieszkania i lokalizacji stacji pod kątem optymalnych właściwości gruntu. Jest to możliwe co najwyżej w przypadku pracy terenowej, ale oczywiście jest ona ograniczona czasowo.

Ziemia charakteryzuje się zawsze pewną impedancją, na którą składa się oporność rzeczywista (oporność strat) i reaktancja. Powszechnie używana jest zamiast oporności przewodność gruntu oznaczana grecką literą σ i wyrażana w Siemensach na metr – S/m. Drugim istotnym parametrem jest względna przenikalność dielektryczna oznaczana grecką literą ϵ . W przypadkach zalegania pod powierzchnią ziemi rud niektórych metali dodatkowo odgrywa rolę także względna przenikalność magnetyczna μ . Właściwości gruntu wywierają wpływ na większość parametrów anten.

7.2.1. Wpływ na impedancję wejściową

Pierwszym z rozważanych jest impedancja wejściowa anteny. Zmienia się ona nie tylko zależnie od przewodności gruntu ale również i od wysokości umieszczenia anteny nad ziemią. Wpływ gruntu jest szczególnie silnie zauważalny dla anten znajdujących się poniżej połowy długości fali i stopniowo maleje w miarę (względnie) oddalania anteny od ziemi. Impedancja wejściowa w miarę oddalania anteny dąży oscylacyjnie do wartości teoretycznej dla wolnej przestrzeni, czyli do wartości około 73Ω dla poziomych i pionowych dipoli półfalowych i do 36Ω dla pionowego dipola ćwierćfalowego. W pobliżu ziemi znaczny wpływ na impedancję wejściową odgrywają straty w ziemi, przewyższające wszystkie pozostałe źródła strat. Oporność strat w ziemi dodając się do pozostałych składowych impe-

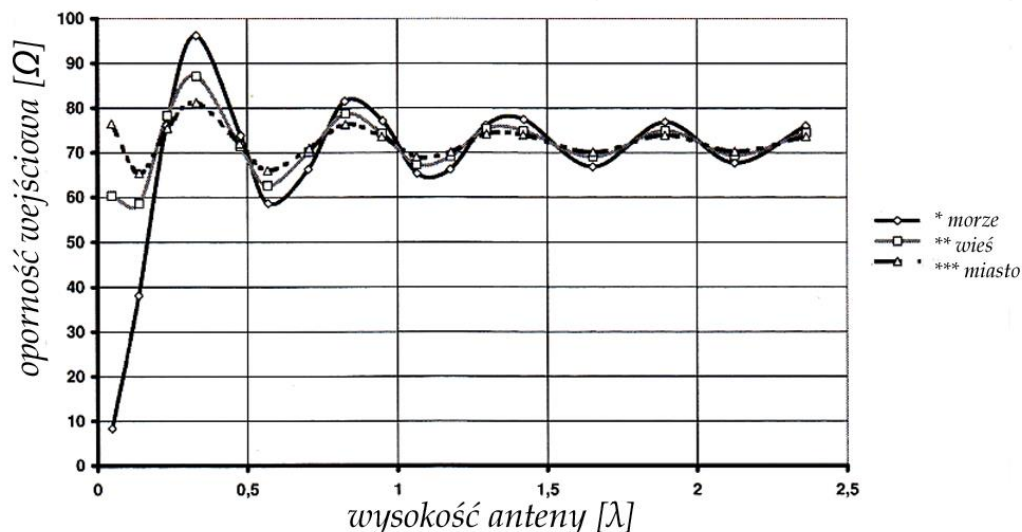
dancji wejściowej może w niektórych przypadkach dawać impedancje łatwe do dopasowania (np. dla dipola ćwierćfalowego bliskie 50Ω) ale w rzeczywistości oddziałuje negatywnie na sprawność anteny. Jak wynika z dalszych wykresów wpływ właściwości gruntu jest szczególnie znaczący dla fal krótkich, gdzie odległości anten od ziemi są stosunkowo małe. W dalszych rozważaniach należy rozróżnić trzy przypadki: dipola poziomego, pionowego dipola półfalowego i pionowego dipola ćwierćfalowego. Ze względu na podobieństwo przebiegów impedancji i innych parametrów dla gruntu idealnego i dla wody morskiej zrezygnowano z przytaczania oddzielnych wykresów dla gruntów o nieskończonej przewodności.

Tabela 7.2.1. Orientacyjne właściwości gruntów

Rodzaj gruntu	Przewodność [S/m]	Względna przenikalność dielektryczna ϵ
Woda słona *	5	80
Woda słodka	0,001	81
Obszary wiejskie, bardzo dobra przewodność	0,0303	20
Obszary wiejskie, dobra przewodność	0,01	14
Obszary wiejskie, bagniste **	0,0075	12
Obszary wiejskie, średnia przewodność	0,006	13
Grunty gliniaste	0,005	13
Grunty skaliste	0,002	13
Grunty suche, piaszczyste	0,002	10
Grunty miejskie, bardzo słaba przewodność***	0,001	5
Tereny przemysłowe, wysokie zabudowania, grunty o bardzo złych właściwościach	0,001	3

Uwagi: grunty zaznaczone gwiazdkami występują w dalszych przykładach jako odpowiednio woda morska, grunty wiejskie i grunty miejskie

impedancja wejściowa dipola poziomego w zależności od jego wysokości i rodzaju gruntu

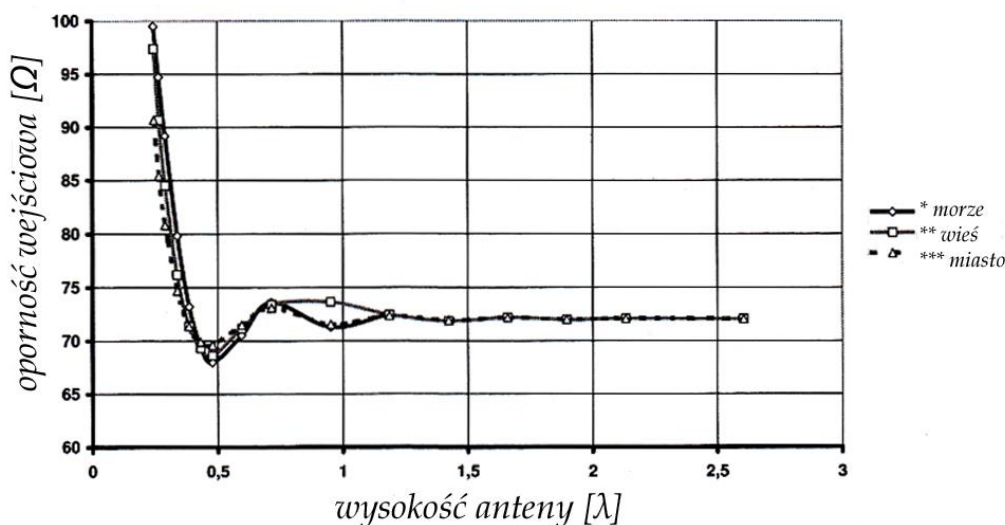


Rys. 7.2.1. Przebieg impedancji wejściowej dla poziomego dipola półfalowego

Dla dipola poziomego we względnym pobliżu gruntu obserwujemy dla gruntów stratnych różnicę w stosunku do gruntu idealnego – impedancja nie maleje w miarę obniżania dipola, a pozostaje w zakresie $60 - 70 \Omega$, ale wynika to z wpływu oporności strat w gruncie, nie oznacza więc nic pozytywnego. Dipol pionowy półfalowy ma w wolnej przestrzeni impedancję wejściową identyczną jak dla

dipola poziomego. W pobliżu gruntu o nieskończonej przewodności wzrasta ona do ok. 100Ω i stopniowo maleje wraz z wysokością dążąc do 73Ω . Zależność impedancji wejściowej od przewodności gruntu jest nieznaczna i zauważalna tylko na mniejszych wysokościach. Dla niesymetrycznego dipola $\lambda/4$ zależność jest silnie związana z przewodnością gruntu. Oporność strat gruntu dodaje się szeregowo do impedancji promieniowania 36Ω powiększając wprawdzie impedancję wejściową ale w sposób obniżający sprawność anteny. Również wyższa oporność uziemienia wywiera ujemny wpływ na sprawność. Uziemienie jest w wielu przypadkach realizowane za pomocą dodatkowych przeciwstaw, zakopanych w ziemi, rozłożonych na niej lub umieszczonych ponad jej powierzchnią. Przeciwwagi znajdujące się nad ziemią lub bezpośrednio na powierzchni są na tyle silnie stłumione, że ich długość nie wpływa na rezonans anteny.

impedancja wejściowa dipola pionowego $\lambda/2$ w zależności od jego wysokości i rodzaju gruntu

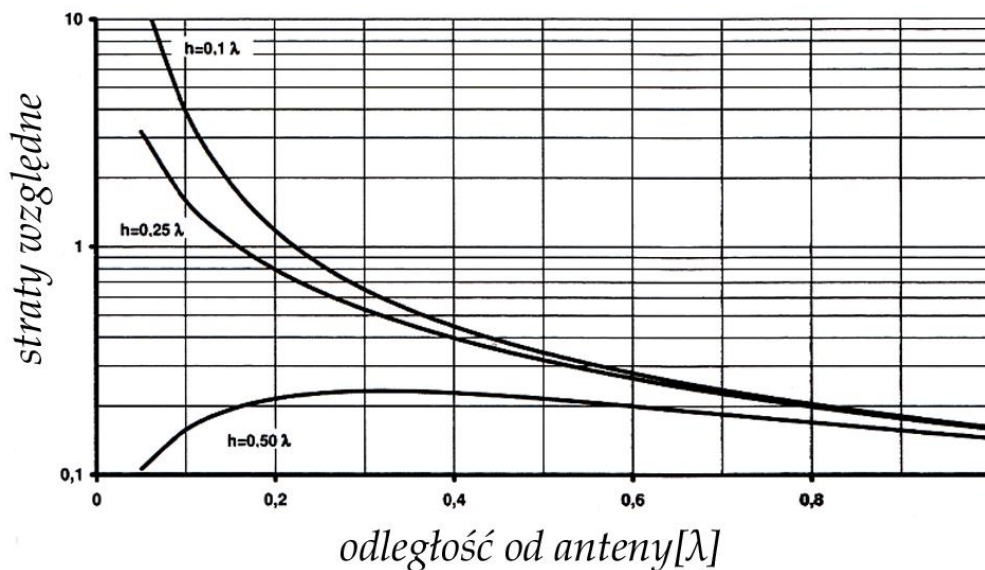


Rys. 7.2.2. Przebieg impedancji wejściowej dla pionowego dipola półfalowego

Gęstość prądów w ziemi w pobliżu anteny i wynikające stąd straty energii koncentrują się wokół anteny i zależą od jej wysokości nad powierzchnią ziemi. Są one też wyższe dla anten skróconych.

Różnice te wynikają z faktu, że dla krótkich anten pionowych maksimum prądu leży u dołu anteny natomiast dla symetrycznej anteny półfalowej w połowie jej wysokości. Z innych symulacji wynika, że dla krótkiej anteny o wysokości $0,1 \lambda$ 90% strat zachodzi wewnątrz okręgu o promieniu $0,1 \lambda$. Dla pionowej anteny $0,25 \lambda$ 78% strat zachodzi wewnątrz okręgu o promieniu równym wysokości anteny czyli $0,25 \lambda$, a 90% dopiero w okręgu o promieniu $0,48 \lambda$. Dla dipola półfalowego konieczne byłyby do tego przeciwwagi o długościach $0,86 \lambda$. Liczba przeciwwag musi zwiększać się w miarę wzrostu ich długości aby zapewnić ich dostateczną gęstość ułożenia. Przy niewielkiej liczbie przeciwwag nie ma sensu zbyt zwiększanie ich długości gdyż i tak są one mało skuteczne przy dalszym oddaleniu od anteny. Z podawanych w literaturze przykładów dla dipola $\lambda/4$ wynika, że dla zapewnienia dostatecznej skuteczności systemu przeciwwag w promieniu $\lambda/2$ w paśmie 1,8 MHz w terenie wiejskim liczba przeciwwag musi przekraczać 64, w terenie miejskim wystarczyłyby 64, natomiast w paśmie 10 MHz w terenie wiejskim potrzeba również 64 przeciwwag, a w terenie miejskim wystarczy tylko połowa. Są to oczywiście tylko liczby orientacyjne, ale wskazujące, że na przeciwwagach nie można oszczędzać i ograniczenie się tylko do kilku – nawet długich – nie wystarcza. Lepiej tą samą długość przewodu podzielić nie więcej krótszych przeciwwag, zwłaszcza na niskich pasmach. Na wyższych korzystne są z kolei raczej dłuższe. W najbliższym otoczeniu anteny korzystne może być użycie nawet płyty metalowej. Ważne jest również zapewnienie dobrego kontaktu elektrycznego między wszystkimi elementami systemu uziemiającego. Przeciwwagi nie muszą mieć tej samej długości.

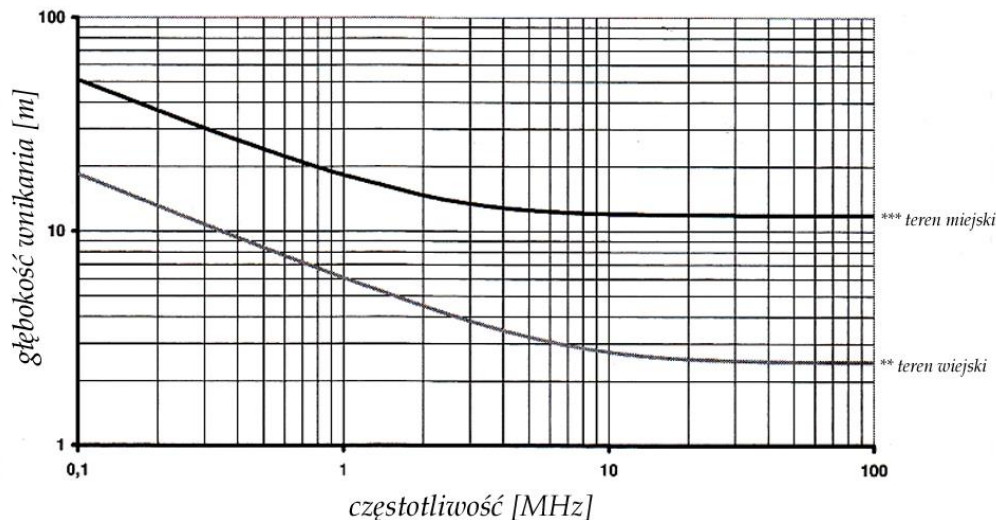
rozkład strat w ziemi dla dipoli pionowych
 $0,1 \lambda$, $0,25 \lambda$ i $0,5 \lambda$ w funkcji odległości



Rys. 7.2.3. Straty dla krótkich dipoli pionowych zachodzą głównie w pobliżu anteny natomiast dla dipola półfalowego w dalszej strefie

Warto też zauważyć, że dla gruntów o lepszej przewodności konieczna jest większa liczba przeciwwag dla uzyskania tego samego efektu aniżeli dla gruntów gorszych pod tym względem.

zależność głębokości wnikania od przewodności gruntu i częstotliwości



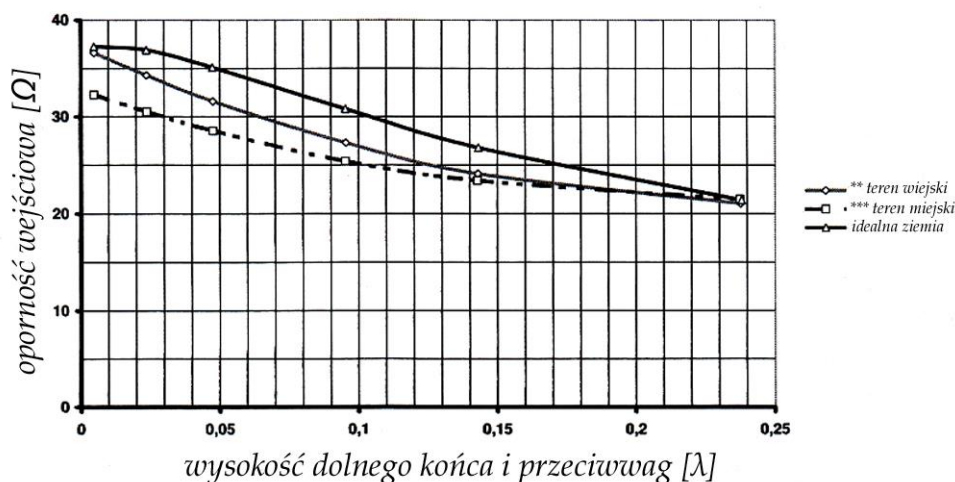
Rys. 7.2.4

Również głębokość wnikania fali maleje w miarę wzrostu przewodności gruntu, a dla wody morskiej spada do około 18 cm dla pasma 1,8 MHz i 5 cm dla pasma 10 m. Uziemienie anteny pionowej znajdującej się nad brzegiem morza powinno znajdować się więc na tych głębokościach i umieszczenie go na większych niewiele daje. Głębokość wnikania fali w wodzie słodkiej dochodzi do 50 m w szerokim zakresie częstotliwości i wtedy uziemienie umieszczone na większych głębokościach spełnia swoje zadanie.

Osobnym przypadkiem są przeciwwagi umieszczone na pewnej wysokości nad ziemią. W zakresie fal krótkich znajdują one i tak stosunkowo nisko, rzędu $0,01 - 0,04 \lambda$, nad ziemią. Nawet w takim przypadku wywierają one wpływ na częstotliwość rezonansu anteny i wymagają dostrojenia do pasma pracy dla zachowania pożądanego częstotliwości. Przeważnie mają one długość $\lambda/4$. W przypadku przeciwwag rezonansowych wystarczy ich znacznie mniejsza liczba, a nawet pojedyncza przeciwwaga daje nieraz wystarczająco dobre rezultaty. Zwykle stosuje się jednak ich parzystą liczbę – dwie lub cztery rozmieszczone symetrycznie. Oporność wejściowa anteny zależy w tym przypadku nie tylko od oporności gruntu ale i od wysokości umieszczenia przeciwwag nad nim. Przy niewielkich wysokościach jest ona bliska teoretycznej – 36Ω , ale obniża się w miarę zwiększania wysokości dążąc do impedancji takiej konstrukcji w wolnej przestrzeni – w przybliżeniu 23Ω – dla wysokości rzędu $0,25 \lambda$. Oporność wejściowa w pobliżu gruntu jest tym niższa im gorsza jest jego przewodność.

Dla przeciwwag krótszych od $\lambda/4$ konieczna jest kompensacja wnoszonej przez nie reaktancji za pomocą cewki przedłużającej. Nie jest konieczne przedłużanie każdej z przeciwwag za pomocą oddzielnej cewki, można je najpierw połączyć razem, a dopiero potem włączyć wspólną cewkę przedłużającą pomiędzy przeciwwagi i ekran kabla zasilającego antenę. W stadium dostrajania powinna to być cewka o zmiennej indukcyjności i dopiero po dobraniu właściwej wartości można ją zastąpić przez cewkę stałą. Przeciwwagi rezonansowe pozwalają na osiągnięcie dobrych rezultatów kosztem stosunkowo niedużej długości przewodów, ale przy zmianie częstotliwości pracy anteny konieczne jest ich dostrajanie. Przeciwwagi anten krótkofalowych przeważnie też utrudniają poruszanie się po terenie nad którym zostały zainstalowane.

zależność oporności wejściowej ćwierćfalowego dipola z nadziemnymi przeciwwagami od wysokości nad ziemią i rodzaju gruntu

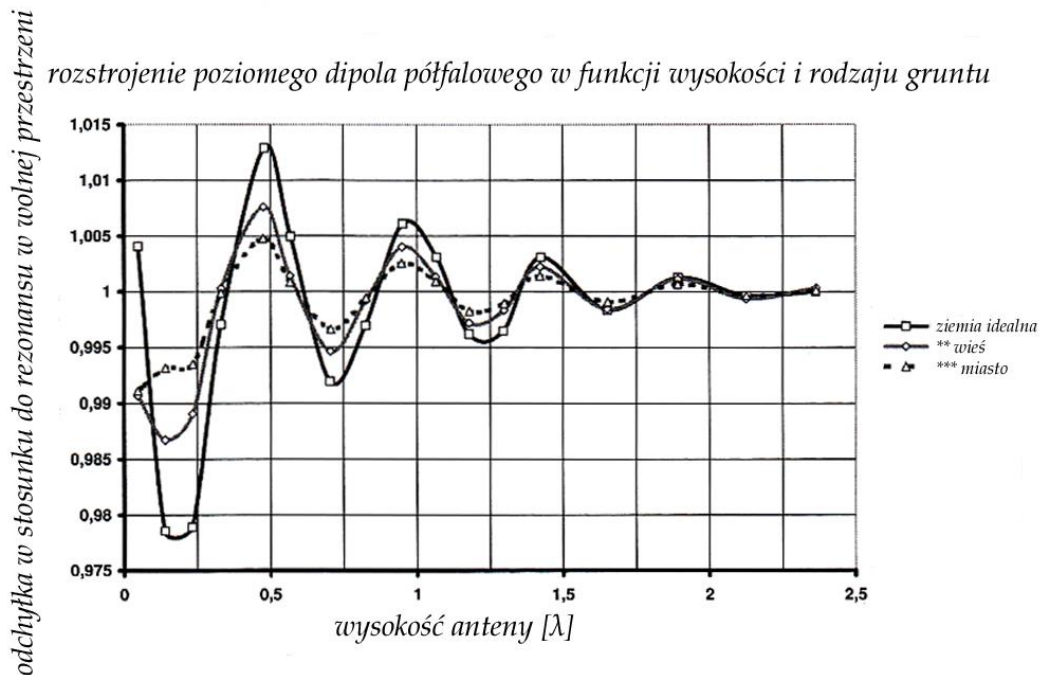


Rys. 7.2.5

7.2.2. Wpływ na częstotliwość rezonansu

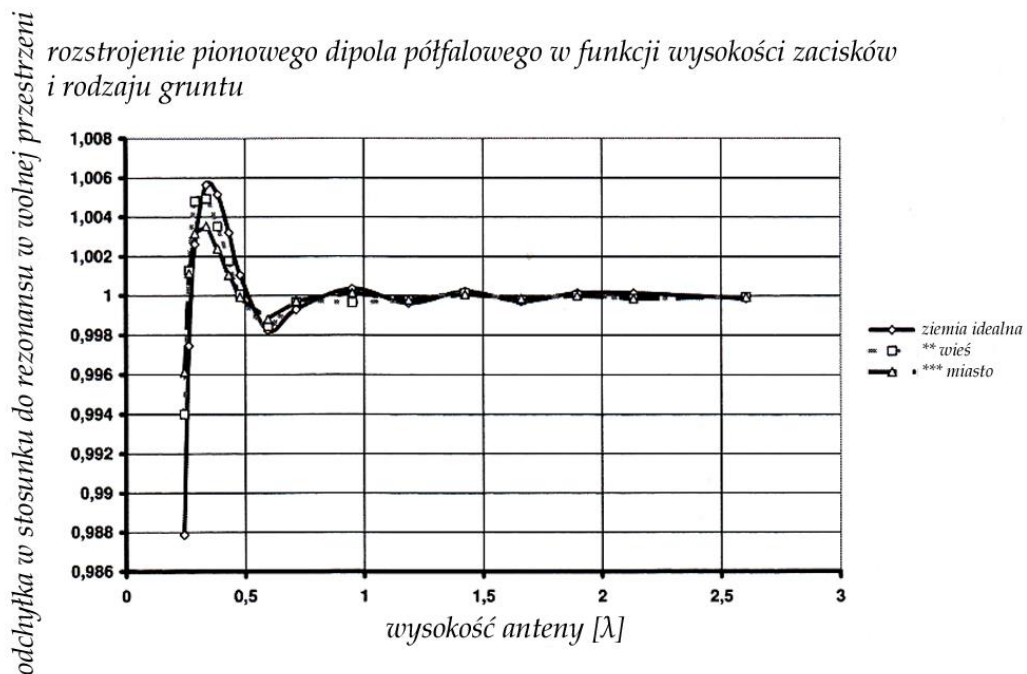
Właściwości gruntu wpływają także na częstotliwości rezonansu anteny, a wpływ ten zależy od odległości anteny od ziemi i maleje wraz z jej wzrostem. W praktyce wpływ ten jest więc najsilniej zauważalny na falach krótkich, zwłaszcza na niższych pasmach.

Częstotliwość rezonansowa anten dipolowych, innych rodzajów anten poziomych lub zawieszonych ukośnie (odwrócone V itp.) dąży oscylacyjnie do częstotliwości rezonansu w wolnej przestrzeni wraz ze wzrostem wysokości nad ziemią. Największą amplitudę zmian obserwuje się dla anteny znajdującej się nad powierzchnią o nieskończonej przewodności (idealną ziemią), a praktyce nad wodą morską. Amplituda zmian maleje w miarę obniżania się przewodności gruntu. Dla gruntów o skończonej przewodności na wysokościach do około $0,3 \lambda$ odchyłka ma zawsze ujemny znak. W przypadku anten ukośnych zmiany częstotliwości rezonansu zachodzą nawet tylko po zmianie wysokości dolnych końców anteny. Minima rezonansu wypadają w przybliżeniu dla wysokości równych nieparzystym wielokrotnościom ćwiartki fali, a maksima dla wielokrotności połówek fali.



Rys. 7.2.6. Rozstrojenie dipola poziomego

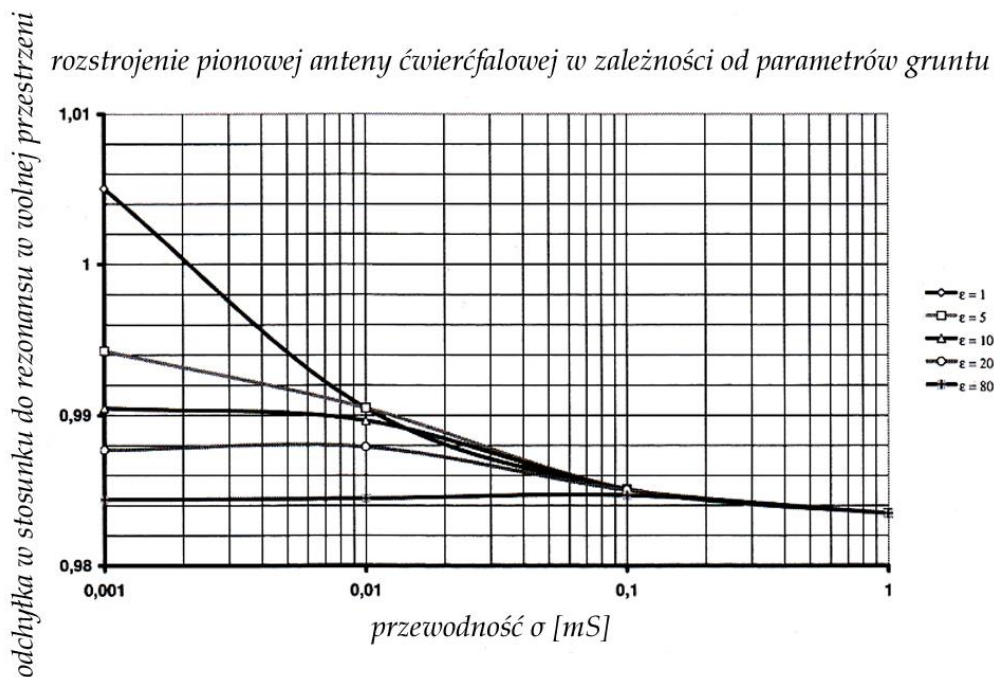
Zależność od wysokości nad powierzchnią ziemi obserwuje się także dla pionowych dipoli półfalowych. Częstotliwość początkowo niższa od rezonansowej w wolnej przestrzeni rośnie do wysokości położenia zacisków zbliżonej do $0,35 \lambda$, a następnie opada i ze stosunkowo małą amplitudą dąży do wartości w wolnej przestrzeni. Wpływ przewodności gruntu jest stosunkowo nieznaczny. Odchyłki częstotliwości rezonansowej są znacznie mniejsze niż dla dipola poziomego.



Rys. 7.2.7. Rozstrojenie dipola pionowego

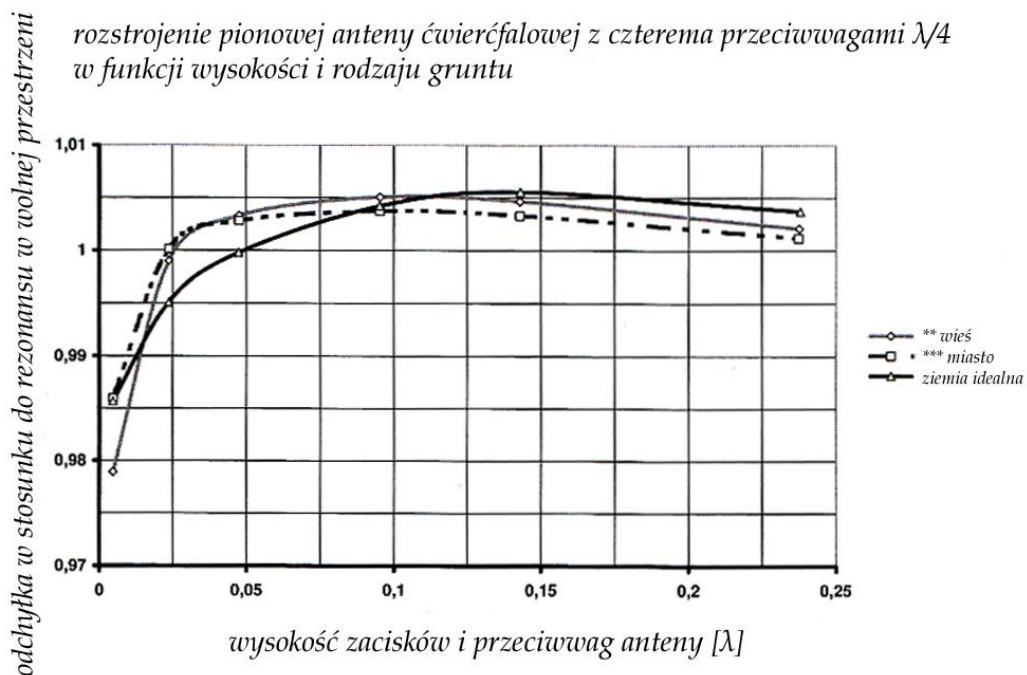
Na ilustracji 7.2.8 przedstawiono zależność odchyłki rezonansu dla dipola ćwierćfalowego umieszczonego bezpośrednio na powierzchni ziemi. Prawie zawsze odchyłka ta jest ujemna. Wyjątkiem są grunty bardzo suche o względnej przenikalności dielektrycznej 1 i niskiej przewodności. Dla wysokich

względnych stałych dielektrycznych można spodziewać się częstotliwości rezonansu leżącej w pobliżu 98% wartości dla wolnej przestrzeni.



Rys. 7.2.8. Rozstrojenie pionowej anteny $\lambda/4$

W przypadku przeciwąg podziemnych lub leżących na powierzchni ziemi częstotliwość rezonansu zależy od liczby przeciwąg i dla przykładu w paśmie 80 m zmiana liczby przeciwąg z kilkunastu do 60 powoduje przesunięcie częstotliwości rezonansu od 10 do 50 kHz w górę w zależności od przewodności gruntu. Największe różnice obserwuje się dla gruntów o niskiej przewodności ponieważ przeciwagi dają wówczas wyraźniejszą poprawę.



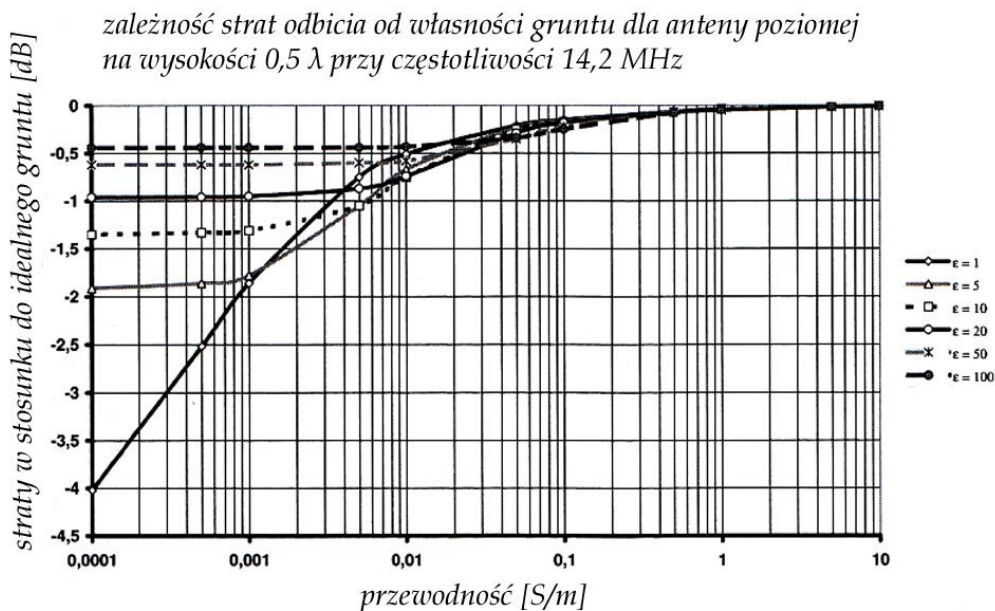
Rys. 7.2.9

Dla anten posiadających nadziemnie przeciwagi ćwierćfalowe obserwuje się zależność odchyłki rezonansu od wysokości systemu nad ziemią, ale zasadniczo tylko dla małych wysokości do około $0,1 \lambda$.

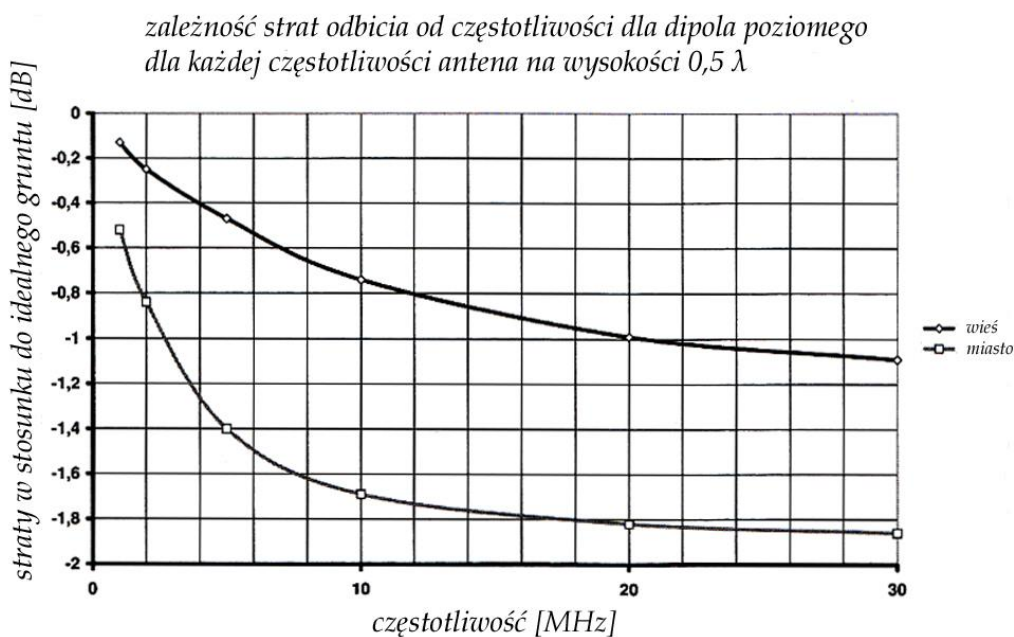
Powyżej zależność od wysokości jest stosunkowo słaba i również mało zależna od przewodności gruntu. Oznacza to, że przeciwwagi zapewniają dobrą izolację anteny od ziemi. Na ilustracji 7.2.9 przedstawiono wyniki symulacji anteny na pasmo 20 m wyposażonej w cztery przeciwwagi.

7.2.3. Wpływ na charakterystykę kierunkową

Jak już omówiono poprzednio odbicia fali od powierzchni ziemi dają dodatkowy zysk w pewnych kierunkach. Na odbicia fal wywierają wpływ właściwości gruntu: jego przewodność i względna przenikalność dielektryczna, a także wysokość anteny nad powierzchnią ziemi.



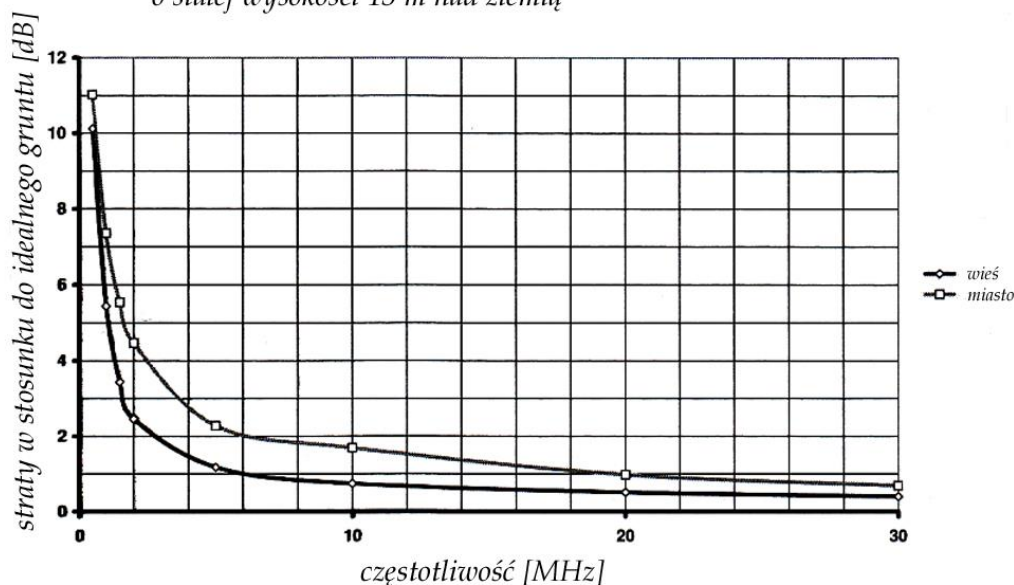
Rys. 7.2.10. Zależność strat od przewodności i stałej dielektrycznej gruntu



Rys. 7.2.11. Zależność strat od częstotliwości dla anteny o stałej wysokości względnej, czyli stałym wpływie gruntu. Charakterystyka kierunkowa anteny nie ulega zmianom

Odbicia od powierzchni ziemi fali promieniowanej przez antenę poziomą zapewniają dodatkowy zysk dochodzący do 6 dB w przypadku braku tłumienia. Straty energii w ziemi powodują obniżenie tego zysku. Odwracanie fazy fali odbitej wywiera wprawdzie wpływ na kąt promieniowania, ale nie na wypadkowy zysk kierunkowy. Zauważalne obniżenie zysku kierunkowego występuje dopiero dla gruntów o bardzo złej przewodności. Różnica między maksymalnym teoretycznym zyskiem w wyniku odbić (8,39 dBi dla idealnej ziemi), a zyskiem rzeczywistym nazywana jest stratami odbicia lub stratami w ziemi. Dla gruntów o przewodnościach wyższych od 0,005 S/m straty na falach krótkich pozostają przeważnie niższe od 1 dB dla szerokiego zakresu względnych przenikalności dielektrycznych. Poniżej przewodności 0,005 S/m zauważa się wpływ przenikalności dielektrycznej, przy czym wysoka przenikalność wiąże się z niskimi stratami. Nawet jednak dla gruntów o bardzo niekorzystnych właściwościach (na terenach przemysłowych) straty odbicia nie przekraczają 2,2 dB. Maksymalny zysk kierunkowy dipola nad takimi gruntami spada z 8,39 dBi do 6,61 dBi. Straty odbicia rosną wraz ze wzrostem częstotliwości, ale coraz wolniej.

*straty odbicia w funkcji częstotliwości dla dipola poziomego
o stałej wysokości 15 m nad ziemią*



Rys.7.2.12. Częstotliwościowa zależność strat przy stałej wysokości bezwzględnej czyli malejącym z częstotliwością wpływie ziemi

Straty odbicia dla dipola znajdującego się na stałej wysokości, czyli o zmiennej wysokości w stosunku do długości fali maleją szybko gdyż wraz ze wzrostem częstotliwości maleje wpływ gruntu. Jest to przypadek najczęściej występujący w praktyce krótkofalarskiej.

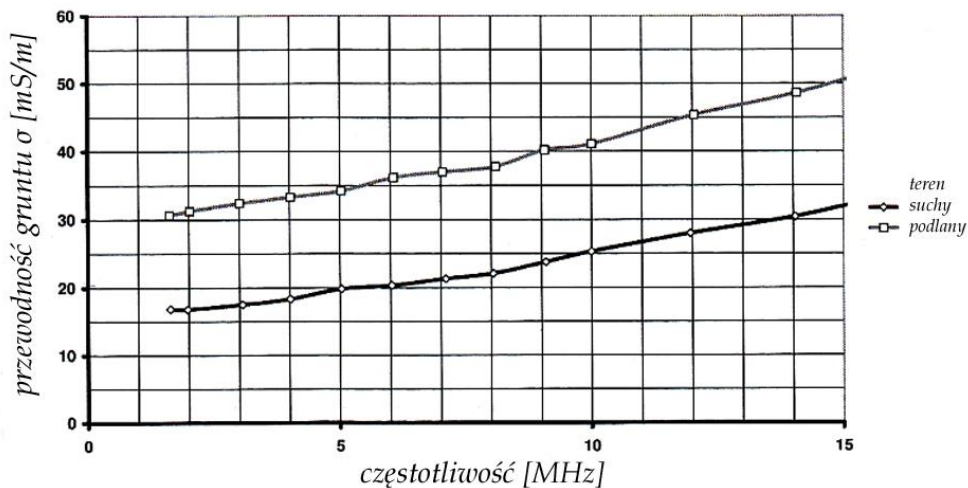
W symulacjach komputerowych najczęściej przyjmuje się stałe wartości przewodności σ i przenikalności dielektrycznej ϵ . W rzeczywistości są one zależne od częstotliwości, a oprócz tego także od stopnia nawilżenia czyli pośrednio także od pory roku (rys. 7.2.13 i 7.214).

Różnice między wynikami pomiarów dipola w paśmie 20 m, a symulacją zakładającą stałość parametrów gruntu nie przekroczyły 1 dB.

Straty odbicia dla pionowego dipola umieszczonego na powierzchni ziemi przekraczały w paśmie 14,2 MHz wartości dla dipola poziomego, dotyczy to zwłaszcza gruntów średnich i złych (symulacja na rys. 7.2.15). Jedynie dla gruntów o przewodności powyżej 1 S/m straty nie przekraczają 2 dB, ale dla bardziej stratnych gruntów należy się liczyć ze stratami 4 – 7 dB. Przyczyna lokalnego maksimum strat dla przewodności 0,05 – 0,01 S/m nie jest znana. Być może fala odbita od ziemi jest w tym zakresie przewodności tak silnie tłumiona, że nie odgrywa większej roli i nie wnosi dodatkowego zysku, ale być może są to niedoskonałości modelu matematycznego symulacji. W szerokim zakresie przewodności gruntu dipol pionowy na powierzchni ziemi daje w maksimach wiązki zysk ujemny w stosunku do anteny izotropowej.

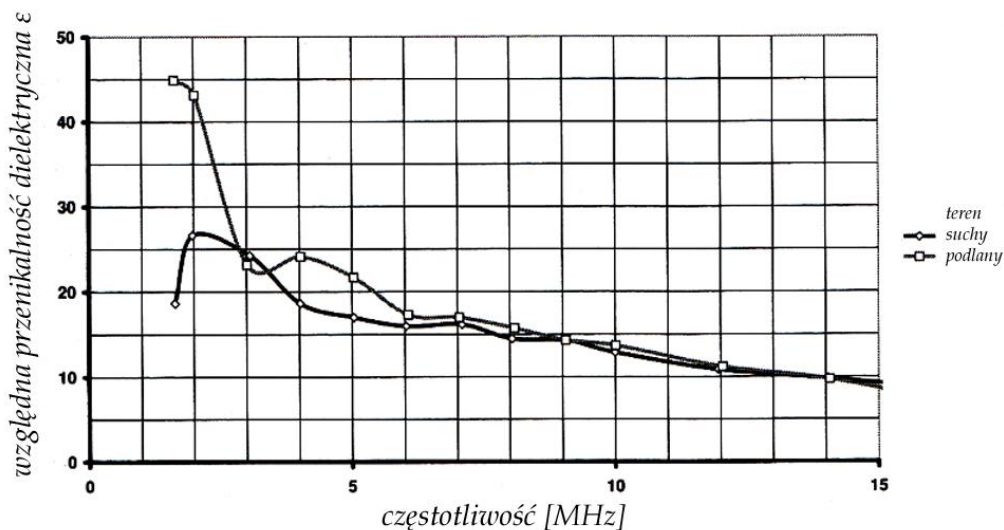
Straty dla pionowego dipola półfalowego zależą, podobnie jak dla poziomego, również od częstotliwości. W szerokim zakresie częstotliwości powyżej 10 MHz są one dla gruntów wiejskich i miejskich bardzo zbliżone do siebie (rys. 7.2.16). Poniżej 10 MHz występuje wyraźna różnica na korzyść terenów wiejskich (gruntów o większej przewodności). Można przyjąć orientacyjnie, że dla wszystkich krótkofalowych pasma amatorskich straty przy polaryzacji pionowej są co najmniej o 5 dB wyższe. Z porównania wyników symulacji dla stałych parametrów gruntu i wyników pomiarów wynikają różnice od 0,5 dB dla 1 MHz do 1,8 dB dla 8 MHz, czyli są większe niż dla dipola poziomego. Symulacja przy stałych parametrach daje w wyniku mniejsze straty dla fali odbitej.

*zależność przewodności gruntu σ od częstotliwości
pomiaru OE5CWL*

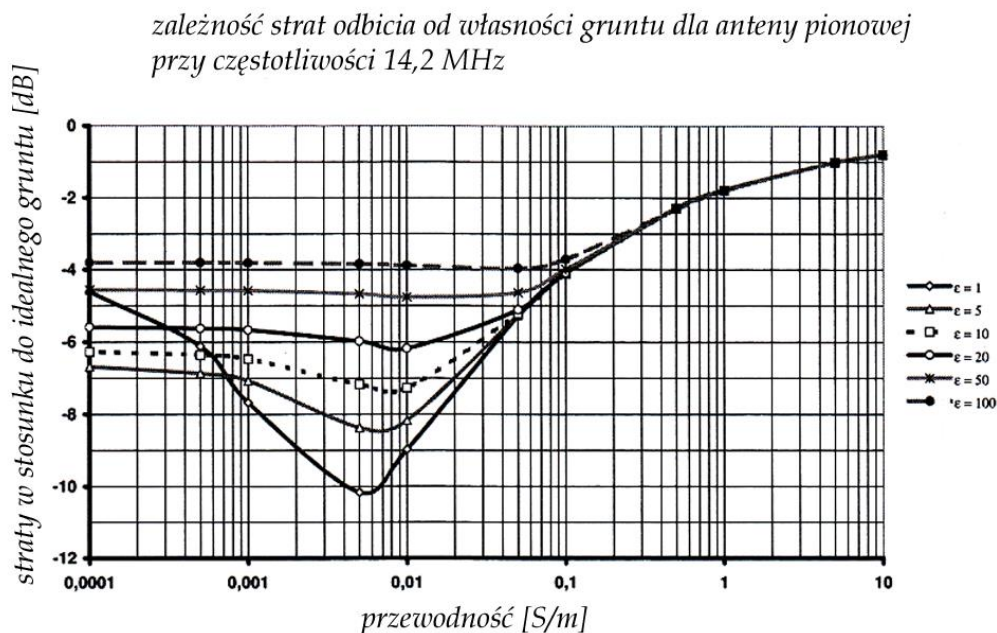


Rys. 7.2.13. Przykładowa zależność przewodności gruntu od częstotliwości

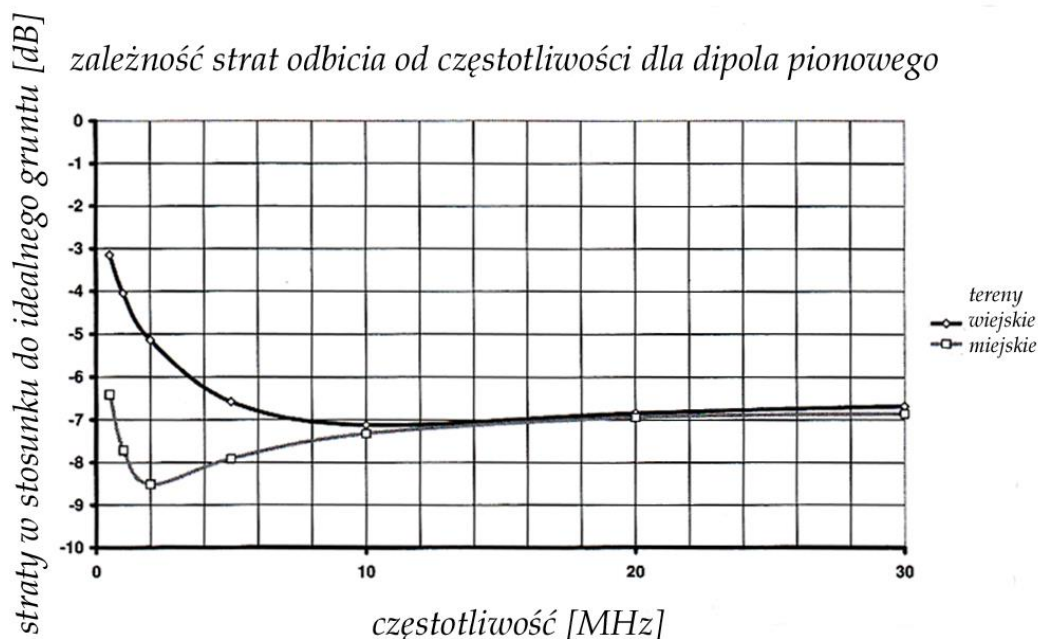
*zależność przenikalności dielektrycznej ϵ od częstotliwości
pomiaru OE5CWL*



Rys. 7.2.14. Przykładowa zależność względnej przenikalności dielektrycznej gruntu od częstotliwości



Rys. 7.2.15. Zależność strat dla dipola pionowego od przewodności i stałej dielektrycznej gruntu



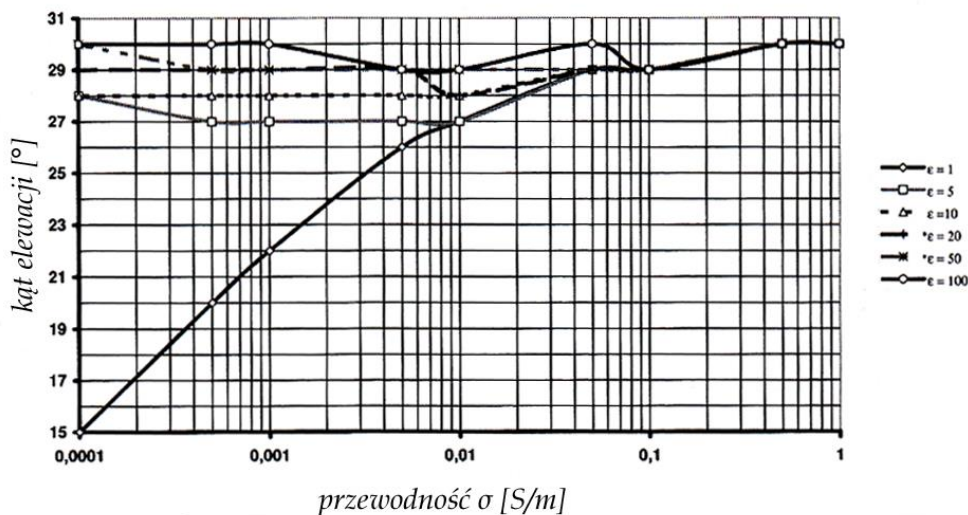
Rys. 7.2.16. Częstotliwościowa zależność strat dla pionowego dipola na powierzchni ziemi

W wyniku symulacji otrzymano kąt wzniesienia (elewacji) maksimum wiązki dla dipola poziomego wynoszący nad idealnie przewodzącym gruntem dla dipola na pasmo 20 m (14,2 MHz) znajdującego się na wysokości połowy fali nad gruntem wynoszący w przybliżeniu 30 stopni. Kąt ten nie ulega znaczącym zmianom dla szerokiego zakresu przewodności gruntu dla względnej przenikalności dielektrycznej równej lub przekraczającej 20. Dla przewodności poniżej 0,05 S/m i przenikalności względnej poniżej 20 kąt ten ulega wyraźnemu zmniejszeniu.

Dipol poziomy na wysokości $0,5 \lambda$ nad gruntem o nieskończonej przewodności posiada silne minimum promieniowania w kierunku pionowym. Nad gruntami o skończonej przewodności minimum to ulega

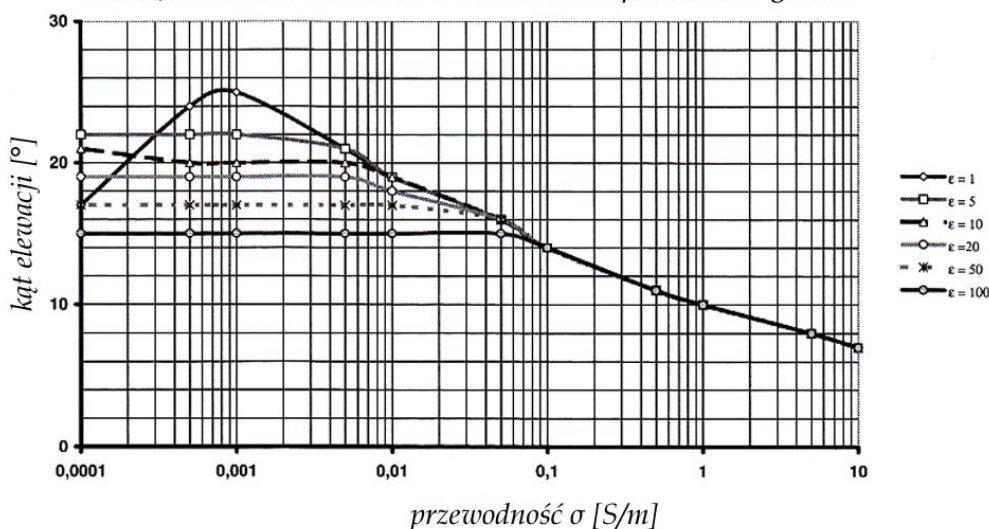
wypełnieniu i to tym bardziej im mniejsza jest przewodność gruntu. Wynika to ze stłumienia fali odbitej i różnicy faz obu fal odbiegającej od 180 stopni, co powoduje, że nie dochodzi do całkowitej kompensacji promieniowania w górę. Trzeba również pamiętać o tym, że głębokość wnikania fali do gruntu jest zależna od jego przewodności i dlatego też rzeczywista głębokość odbicia fali zmienia się nie tylko w zależności od częstotliwości, ale również i od parametrów gruntu. Dlatego też minimum promieniowania fali w kierunku pionowym może występować dla wysokości anteny różnej od połowy fali. Te różnice optymalnej wysokości są jednak stosunkowo niewielkie.

*kąt elewacji wiązki dla poziomego dipola na wysokości $\lambda/2$
dla częstotliwości 14,2 MHz w zależności od parametrów gruntu*



Rys. 7.2.17

*kąt elewacji wiązki dla pionowego dipola na wysokości $\lambda/2$
dla częstotliwości 14,2 MHz w zależności od parametrów gruntu*

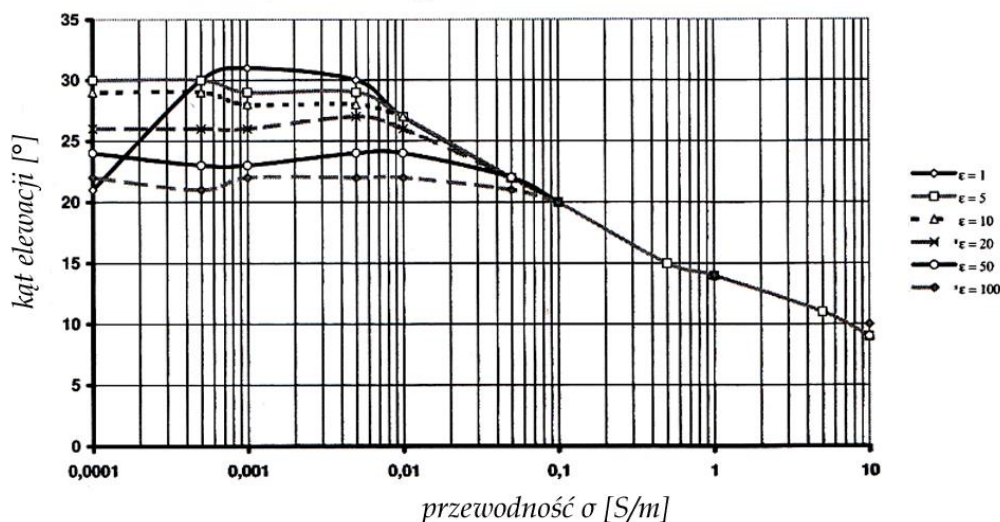


Rys. 7.2.18

Wpływ parametrów gruntu na kąt promieniowania dipola pionowego jest wyraźnie silniejszy, jak to przedstawiono na ilustracji 7.2.18 dla dipola umieszczonego bezpośrednio na powierzchni ziemi. Dla gruntów o dobrej przewodności leży on w pobliżu 7° i dla gorszych przewodności wzrasta do $\sim 25^\circ$. Brak jest natomiast wpływu na promieniowanie w pionie, gdyż dipol nie promieniuje praktycznie

w tym kierunku. Również szerokość wiązki praktycznie nie ulega zmianie. Dopiero dla przewodności poniżej 0,1 S/m następuje jej pewne poszerzenie. Różnice kąta elewacji w funkcji częstotliwości w całym zakresie fal krótkich nie przekraczają 4° w terenie wiejskim, a 2° w terenach miejskich. W terenach miejskich kąt pozostaje praktycznie niezmienny powyżej 10 MHz, a w terenach wiejskich powyżej 20 MHz. Szerokość wiązki w funkcji częstotliwości wzrasta z 27° dla 1 MHz do 32° dla 30 MHz, a przy większych przewodnościach tylko do 30°.

*kąt elewacji wiązki dla pionowej ćwierćfalowej dla częstotliwości 14,2 MHz
w zależności od parametrów gruntu*



Rys. 7.2.19

Zależność kąta elewacji od parametrów gruntu dla ćwierćfalowej anteny pionowej jest podobna jak dla pionowego dipola półfalowego, z tą różnicą, że kąt ten jest nieco niższy dla dipola. Przy dobrej przewodności gruntu różnice (wzrosty) wynoszą w przybliżeniu 2°, a dla gorszych dochodzą do 9°. Naziemne i podziemne przeciwwagi mają niewielki wpływ na obniżenie kierunku wiązki. Dla wywarcia bardziej zauważalnego wpływu konieczne byłyby, jak podaje literatura, bardzo duże liczby przeciw wagi –nawet kilkaset – o wielokrotnej długości fali – od 5 λ wzwyż. Byłyby to konstrukcje praktycznie nierealizowalne w warunkach amatorskich. Inni autorzy piszą jednak o możliwości obniżenia kąta elewacji o 3° przy 40 przeciw wagach 0,4 λ . Możliwe jest także mieszanie przeciw wagi o długościach 0,4 i 1,5 λ dla osiągnięcia dalszej poprawy w jakimś wybranym kierunku. Z innych symulacji wynika, że istotny wpływ na obniżenie kąta elewacji wywierają przeciwwagi o długościach 0,4 – 0,75 λ , a na drugim miejscu leży wpływ długości 0,75 – 1,5 λ .

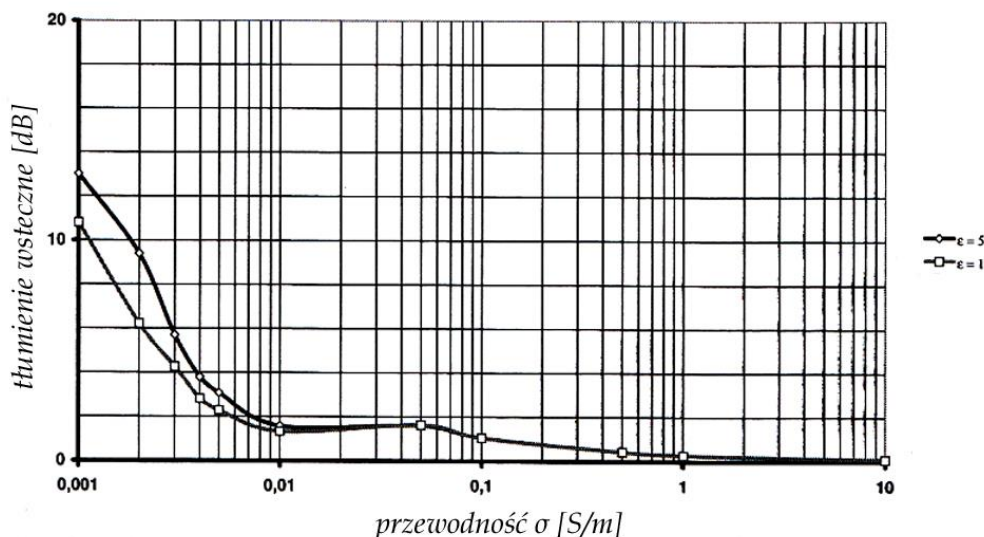
Nadziemne przeciwwagi ćwierćfalowe dają lepsze rezultaty. W miarę ich podnoszenia (oczywiście wraz z anteną) do wysokości 0,25 λ kąt elewacji maleje o około 10° (symulacja dla 14,2 MHz przy czterech przeciw wagach). Nawiększy wpływ przeciw wagi można zaobserwować dla anten znajdujących się na wysokościach poniżej 0,25 λ nad gruntami o złej przewodności. Mniejsza wysokość anteny nad gruntem pozwala na skrócenie przeciw wagi dla uzyskania tego samego rezultatu.

7.2.4. Wpływ właściwości gruntu na anteny specjalne

Dla uzyskania kierunkowości charakterystyki anten ukośnych i odbiorczych anten Beverage istotna jest ograniczona przewodność gruntu dająca ograniczone odbicia fali. Antena ukośna nad gruntem o nieskończonej przewodności posiada charakterystykę dookólną. Dopiero nad gruntem o skończonej przewodności ma ona charakterystykę kierunkową z tłumieniem wstecznym od strony masztu zależnym od kąta nachylenia anteny. Rośnie ono w miarę obniżania przewodności gruntu przewyższając 10 dB dla gruntów o przewodnościach 0,001 S/m. Na ilustracji 7.2.20 przedstawiony jest wynik symulacji dla anteny na pasmo 40 m nad gruntami o względnej przenikalności dielektrycznej 1 i 5 bez uwzględnienia wpływu metalowego masztu (czyli przy założeniu masztu nieprzewodzącego). Zysk kierunkowy obniża się natomiast w miarę obniżania przewodności ziemi, tak więc poprawa tłumienia wstecznego wiąże się

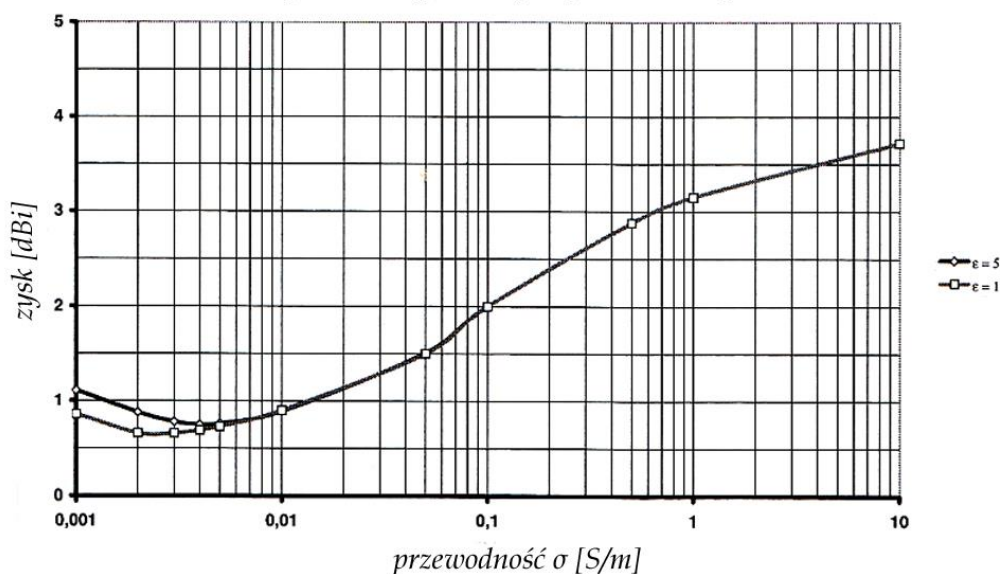
z obniżaniem zysku i odwrotnie. Przy dobrej przewodności gruntu, np. nad wodą morską zysk dochodzi do 4 dBi, ale nie występuje praktycznie żadne tłumienie wsteczne.

zależność tłumienia wstecznego anteny ukośnej od przewodności gruntu



Rys. 7.2.20

zależność zysku anteny ukośnej od parametrów gruntu



Rys. 7.2.21

Anteny Beverage są antenami długimi obciążonymi na końcu i zainstalowanymi na bardzo małej wysokości. Służą one jako anteny odbiorcze na niższych pasmach, w paśmie 160, 80, 40 m, na falach średnich itp. Ich niska sprawność nie pozwala na użycie jako anteny nadawcze pomimo bardzo dobrych własności kierunkowych. Przy dobrze przewodzącym gruncie obniżają się sprawność anteny (napiecie na jej zaciskach) i kąt elewacji głównej wiązki. Przy niższej przewodności wypełniają się też minima jej charakterystyki kierunkowej w płaszczyźnie pionowej. W literaturze spotyka się przykładowe wartości zysku antenowego -9,3 dBi nad gruntem o dobrej przewodności, a -5,3 dBi nad gruntem o przewodności niskiej. Zyski osiągnięte nad terenami wiejskimi są jednak jeszcze wystarczające w praktyce.

Natomiast nad mokradłami nasiąkniętymi wodą morską nie można spodziewać się przydatnych rezultatów.

7.3. Wpływ wysokości anteny

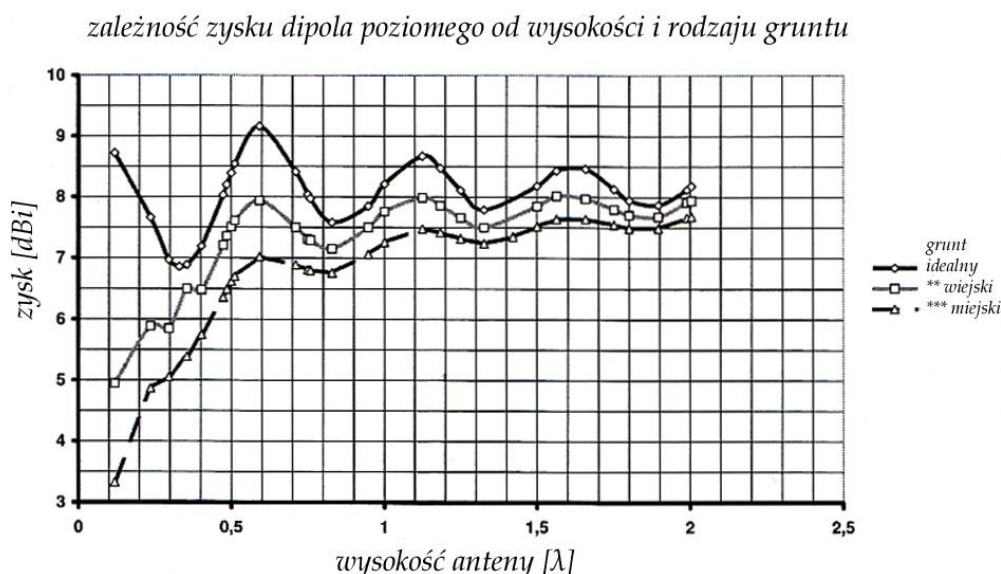
Znaczący wpływ na parametry anteny odgrywa także wysokość jej umieszczenia nad powierzchnią ziemi liczona w stosunku do długości fali. Wysokość nad powierzchnią gruntu wpływa na impedancję wejściową anteny, jej zysk kierunkowy, kąt elewacji (wzniesienia) wiązki, jej szerokość, liczbę ewentualnych listków bocznych itd.

Dla anten o polaryzacji poziomej zmianom ulega także stosunek natężenia pola w kierunku pionowym do natężenia dla kątów płaskich. Ze wzrostem wysokości anteny nad ziemią obniża się kąt elewacji głównej wiązki, ale jednocześnie zaczynają się pojawiać listki boczne i wzrasta natężenie promieniowania w górę, co może być efektem pożądanym lub nie.

7.3.1. Wpływ na dipol poziomy

Symulację wpływu wysokości przeprowadzono dla poziomego dipola na częstotliwość 14,2 MHz dla trzech rodzajów gruntu: o nieskończonej przewodności, terenów wiejskich i terenów miejskich podobnie jak dla wielu poprzednich symulacji.

Zysk kierunkowy dipola nad ziemią idealną ulega zmianom w zależności od wysokości w granicach 6,9 – 9,2 dBi, przy czym najwyższą wartość osiąga się dla wysokości $0,6 \lambda$. Dalszy przebieg zależności ma charakter falowy z odstępem między maksimami i minimami po $0,5 \lambda$ i dąży oscylacyjnie do wartości między 7 a 8 dBi w zależności od parametrów gruntu (dla idealnego do 8,15 dBi). Zmiana wysokości anteny z $0,33 \lambda$ do $0,6 \lambda$ pozwala na zwiększenie zysku o 2,3 dB. Dla wyjaśnienia tego zjawiska najlepiej jest posłużyć się przedstawionym już uprzednio modelem zwierciadlanego odbicia anteny w ziemi. Dla gruntów o skończonej przewodności amplituda zysku zmian maleje. Maleją również różnice w stosunku do gruntu idealnego i pomiędzy wynikami dla różnych rodzajów gruntu.

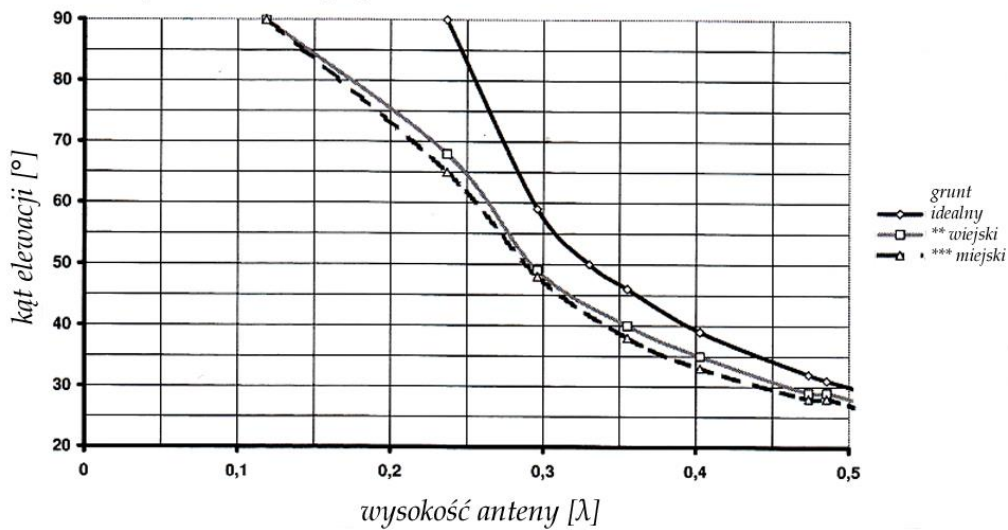


Rys. 7.3.1

Przyrost zysku w miarę wzrostu wysokości jest dla nisko umieszczonych anten największy dla gruntów o niskiej przewodności. Kierując się kryterium zysku nie opłaca się umieszczać anteny na wysokościach $0,6 - 1 \lambda$, albo $1,1 - 1,6 \lambda$. Ogólne stwierdzenie „czym wyżej tym lepiej” nie sprawdza się więc w pełni.

Kolejnym istotnym punktem jest kąt wzniesienia dolnego listka charakterystyki kierunkowej decydujący o przydatności anteny do łączności DX-owych. Dla wysokości przekraczających $\lambda/2$ kąt wynosi w przybliżeniu 30° i maleje o połowę przy podwojeniu wysokości (rys. 7.3.2 i 7.3.3).

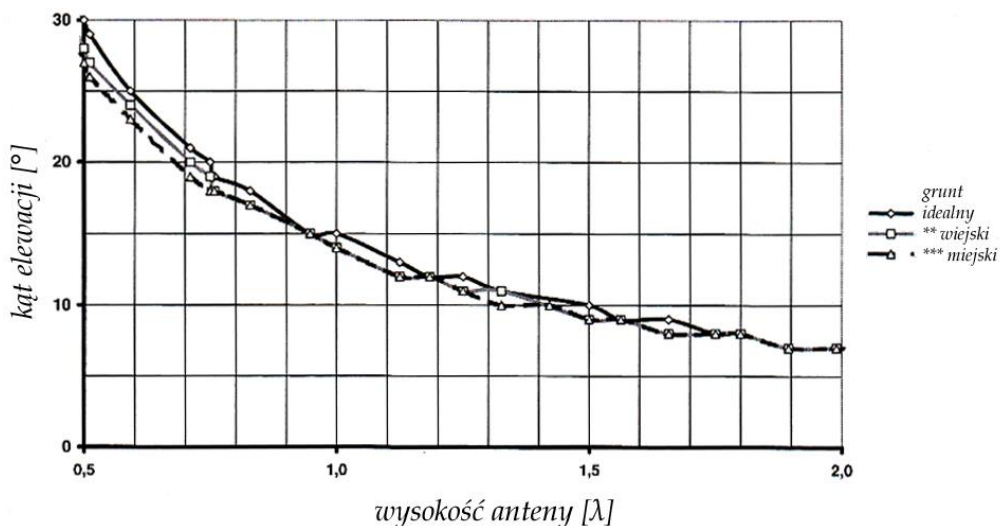
zależność kąta elewacji najniższego listka dla dipola poziomego od wysokości i rodzaju gruntu



Rys. 7.3.2. Obserwując zależność kąta elewacji od wysokości anteny nad ziemią warto zwrócić uwagę na wysokości, przy których fala jest promieniowana w kierunku pionowym – przydatne dla łączności tego rodzaju. Dla gruntów rzeczywistych jest to w przybliżeniu $\lambda/8$, a dla gruntu idealnego prawie $\lambda/4$.

Różnice dla poszczególnych typów gruntu maleją wraz z wysokością

zależność kąta elewacji najniższego listka dla dipola poziomego od wysokości i rodzaju gruntu



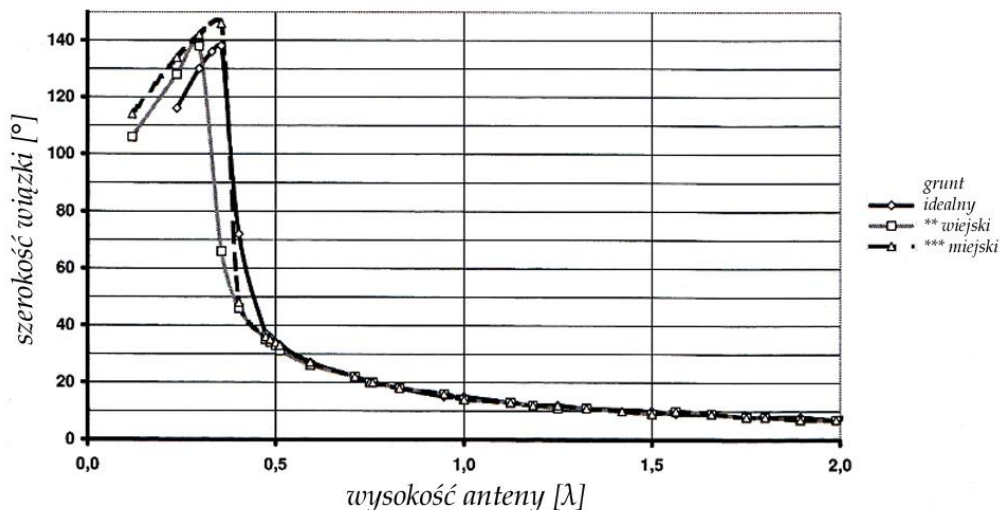
Rys. 7.3.3. Różnice dla poszczególnych rodzajów gruntu praktycznie znikają w miarę wzrostu odległości anteny od ziemi

Szerokość dolnego listka charakterystyki kierunkowej na poziomie -3 dB leży pomiędzy $110 - 140^\circ$ dla wysokości poniżej $0,35 \lambda$, następnie maleje do 30° dla $\lambda/2$ i dąży do 10° dla 2λ . Praktycznie dla wysokości powyżej połowy fali różnice między poszczególnymi rodzajami gruntu zanikają. Jak łatwo zauważyć dla wysokości przekraczających $0,75 \lambda$ szerokość dolnego listka odpowiada jego kątowi elewacji.

Kolejnym ważnym punktem jest różnica między maksimum charakterystyki, a natężeniem pola dla kierunku pionowego. Maksimum tłumienia promieniowania pionowego wypada na wysokościach $0,5 \lambda$ i wielokrotnościach, przy czym dla gruntów rzeczywistych minima te stają się coraz płytsze w miarę obniżania się przewodności gruntu. Dla gruntów rzeczywistych wysokości minimów nieznacznie się

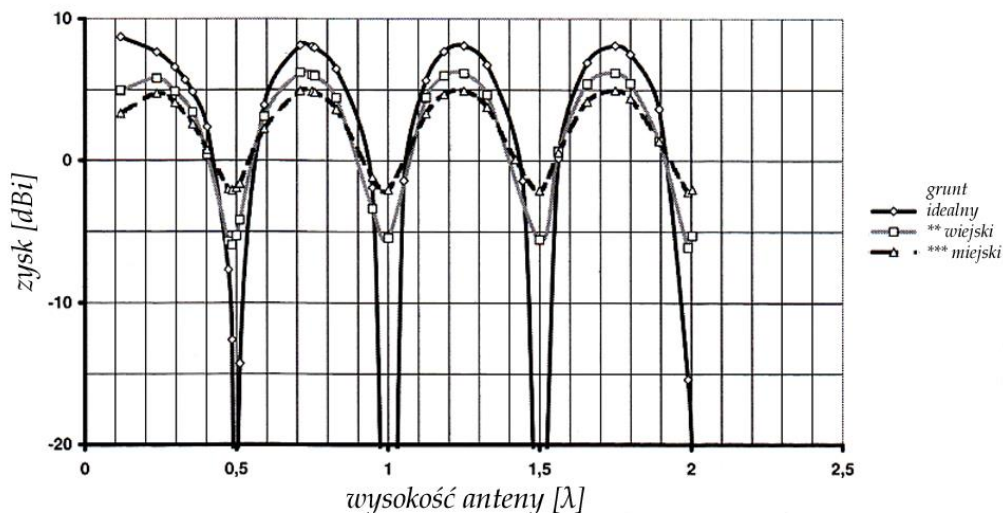
obniżają w porównaniu z gruntem o nieskończonej przewodności. Dla gruntów o dobrej przewodności minima osiągają poziomy -13 dB, a przy niskiej przewodności nawet tylko -9 dB. Lokalne maksima promieniowania pionowego leżą na wysokościach $0,25 \lambda$, $0,75 \lambda$, $1,25 \lambda$ itd.

zależność 3 dB szerokości dolnego listka dla dipola poziomego od wysokości i rodzaju gruntu



Rys. 7.3.4

zależność zysku w kierunku pionowym dla dipola poziomego od wysokości i rodzaju gruntu



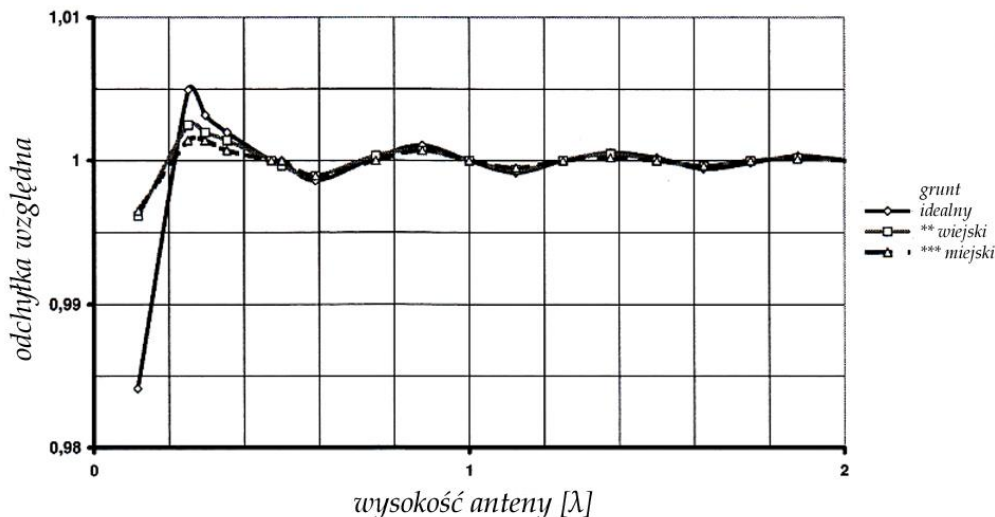
Rys. 7.3.5

Dobór kryteriów oceny zależy od konkretnych potrzeb. Na wysokości $\lambda/2$ osiągnięty jest maksymalny zysk, ale kąt elewacji wynosi 30° , dla $0,6 \lambda$ zysk jest wprawdzie trochę wyższy ale maleje tłumienie w kierunku pionowym. Zysk na wysokości $1,125 \lambda$ osiąga ponownie lokalne maksimum ale kąt elewacji spada do 13° . Promieniowanie w kierunku pionowym jest tylko o 3,5 dB słabsze od maksimum. Na wysokości λ zysk maleje nieznacznie za to osiąga się większe tłumienie w kierunku pionowym. Jeśli pożądane jest natomiast promieniowanie w pionie znacznie korzystniejsze są wysokości $0,25 \lambda$ albo $0,75 \lambda$. Dla większych wysokości wiązka pionowa ulega pewnemu osłabieniu wskutek nieidealnego odbicia, ale zmiany zysku kompensują ten efekt i w ostatecznym rachunku pozostaje ona prawie

niezmieniona. Dla łączności DX-owych istotny jest kąt promieniowania dolnej wiązki, co wymaga umieszczenia anteny na większych wysokościach (realistycznego dopiero dla wyższych pasm). Powoduje to jednak pojawienie się większej liczby listków bocznych. Głębokość oddzielających je minimum maleje dla gruntów o niższych przewodnościach. Mimo to może nastąpić pogorszenie siły sygnału dla pewnych rejonów.

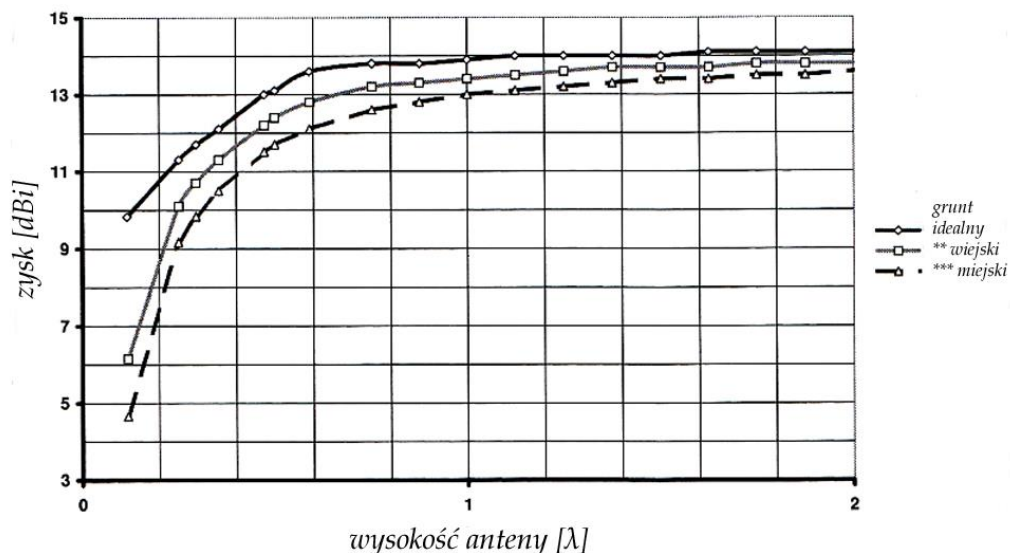
7.3.2. Wpływ na poziome anteny kierunkowe

zależność częstotliwości rezonansowej 3-elementowej anteny Yagi od wysokości i rodzaju gruntu



Rys. 7.3.6. Wpływ ziemi na częstotliwość rezonansu jest niewielki dla wysokości powyżej $0,3 \lambda$

zależność zysku 3-elementowej anteny Yagi od wysokości i rodzaju gruntu

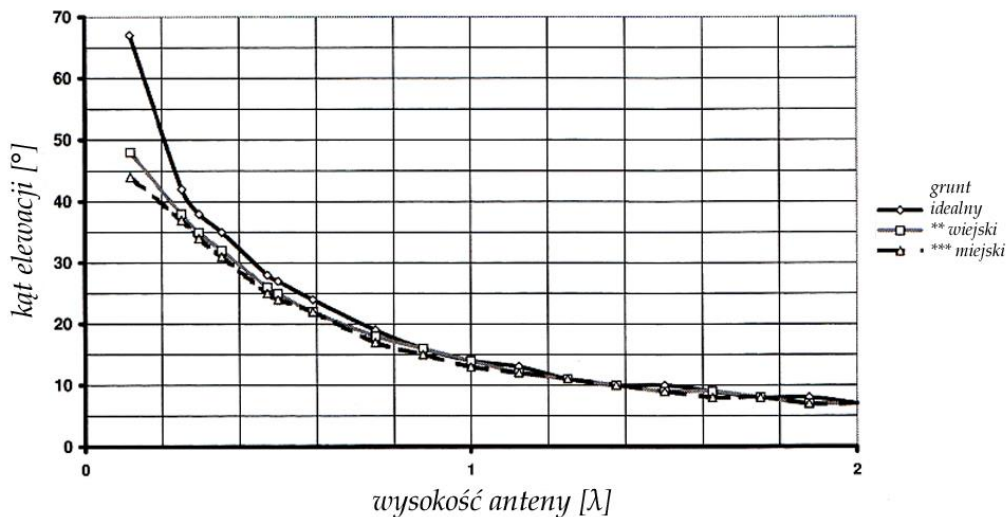


Rys. 7.3.7. Dzięki silniejszemu skupianiu promieniowania (także w wolnej przestrzeni anteny) Yagi zapewnia niższe kąty promieniowania w porównaniu z dipolem już na mniejszych wysokościach. Powyżej wysokości λ różnice są minimalne

Anteny kierunkowe umożliwiają uzyskanie niskich kątów promieniowania przy mniejszych wysokościach anteny nad ziemią. Symulacje przeprowadzono dla 3-elementowej anteny Yagi o częstotliwości rezonansu 14,175 MHz, zysku 8,13 dBi w wolnej przestrzeni, czyli o 6 dB w stosunku do dipola półfalowego, szerokości wiązki 100° i tłumieniu wstecznym 26,7 dB.

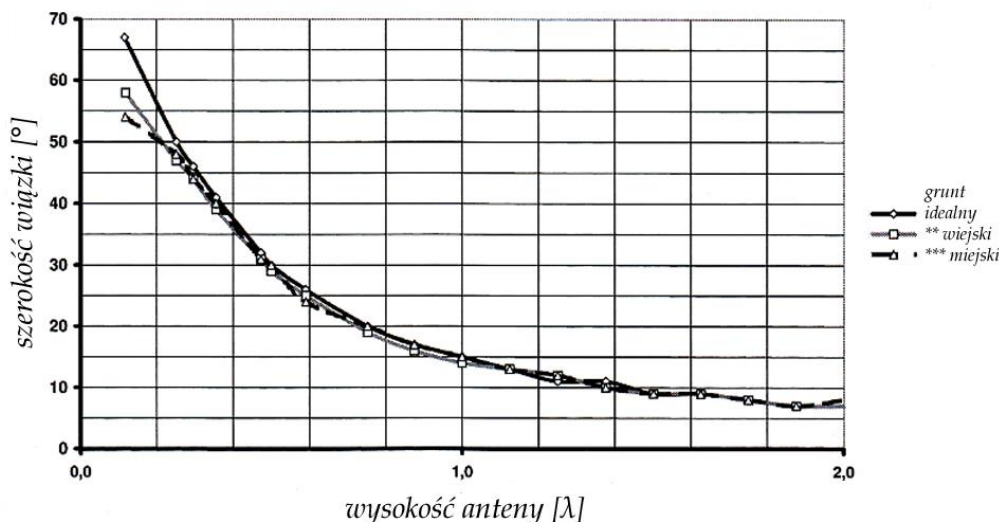
Zysk kierunkowy anteny wzrasta szybko wraz z wysokością do odległości $0,75 \lambda$, a następnie krzywa ulega spłaszczeniu i maleje także różnica dla trzech uwzględnionych rodzajów gruntu. Niezależnie od właściwości gruntu anteny Yagi zapewniają stosunkowo wysoki zysk kierunkowy. Różnice siły sygnałów w łącznościach DX-owych są spowodowane w większym stopniu przez wpływ ukształtowania terenu.

zależność kąta elewacji dolnego listka 3-elementowej anteny Yagi od wysokości i rodzaju gruntu



Rys. 7.3.8

zależność 3 dB szerokości dolnego listka 3 elementowej anteny Yagi od wysokości i rodzaju gruntu



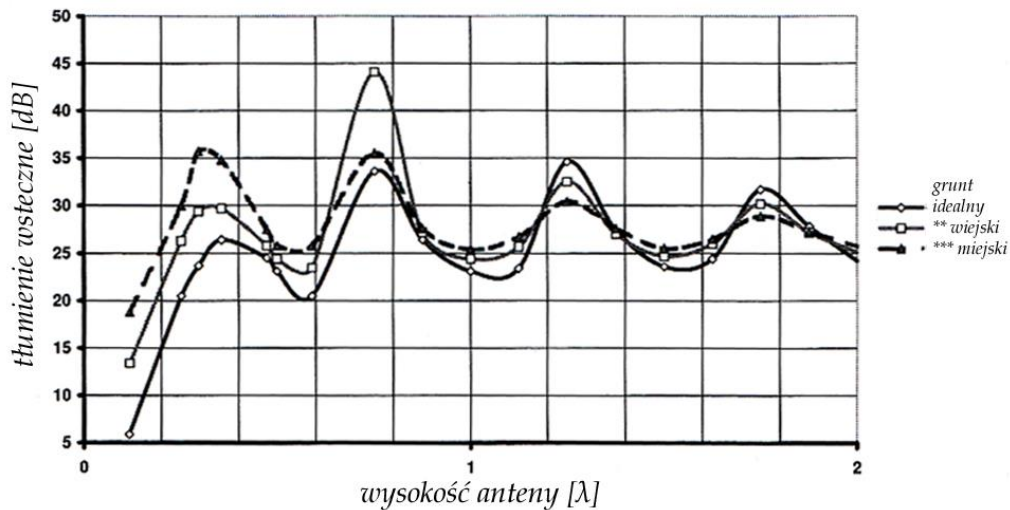
Rys. 7.3.9. Dla wysokości poniżej $\lambda/2$ widoczna jest wyraźna różnica w porównaniu z dipolem

Odległość od gruntu wywiera również wpływ na tłumienie wsteczne. Dla anten umieszczonych nisko tłumienie wsteczne nie przekracza 20 dB, a dla większych wysokości oscyluje wokół wartości dla wolnej przestrzeni. Zależność tłumienia promieniowania pionowego jest podobna jak dla dipola z wyraźnymi minimami promieniowania wokół wysokości równych wielokrotnościom połówek fali i maksimami pomiędzy. Maksyma nie przekraczają jednak poziomu -12 dB. Pozioma antena Yagi jest więc zdecydowanie anteną DX-ową i nie zapewnia dobrych łączności w bliższym zasięgu (kontynental-

nym). Dalsze obniżenie dolnego listka można osiągnąć stosując anteny piętrowe, ale niewielu krótkofalowców ma warunki ku temu.

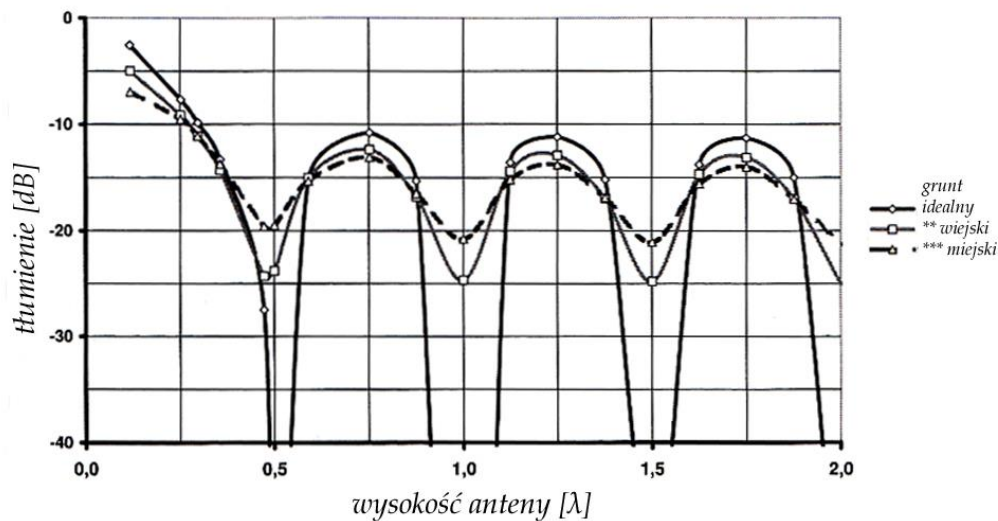
Podobnie jak w przypadku dipola charakterystyka kierunkowa w płaszczyźnie pionowej zawiera przy większych wysokościach kilka listków bocznych. Głębokość dzielących je minimów maleje dla gruntów o niższych przewodnościach. Minima te mogą jednak wywierać niekorzystny wpływ na łączności z pewnymi rejonami.

zależność tłumienia wstecznego 3 elementowej anteny Yagi od wysokości i rodzaju gruntu



Rys. 7.3.10

zależność tłumienia promieniowania pionowego 3 elementowej anteny Yagi od wysokości i rodzaju gruntu



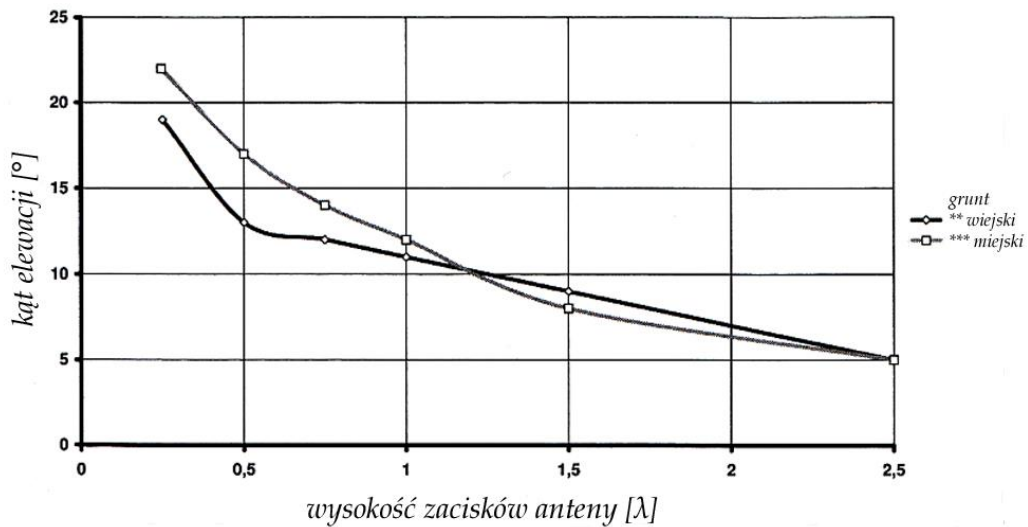
Rys. 7.3.11

7.3.3. Wpływ na anteny pionowe

Dolny listek charakterystyki dipola pionowego ma nad gruntem o nieskończonej przewodności maksimum pod kątem 0° . Dla gruntów rzeczywistych kąt ten jest większy od zera i malejący ze wzrostem wysokości. Powyżej wysokości λ jest on prawie niezależny od przewodności gruntu. Dla większych wysokości rośnie także zysk kierunkowy, przy czym jest on wyższy dla gruntów o gorszej przewodności. Różnica maleje w miarę dalszego wzrostu wysokości.

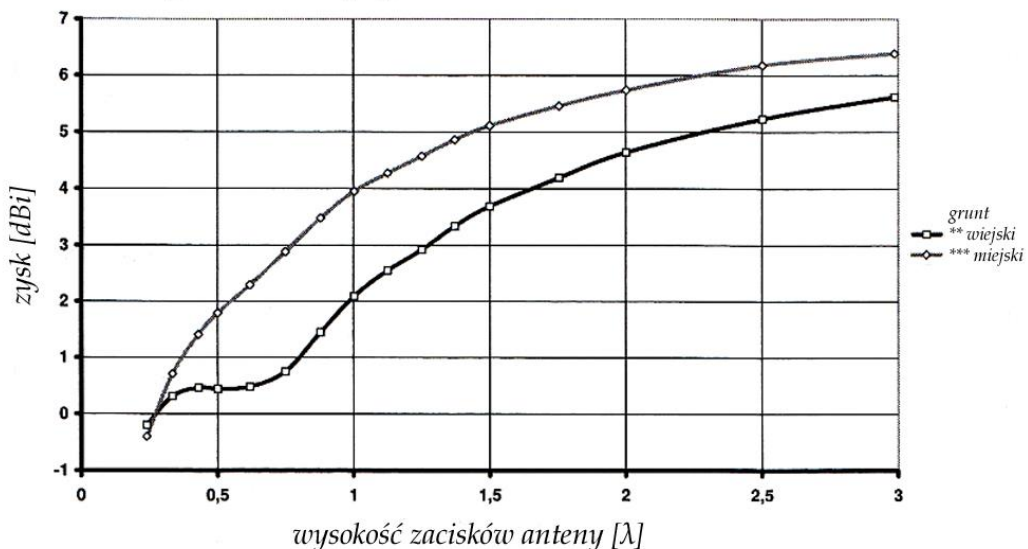
Szerokość dolnego listka dla wysokości poniżej $0,5 \lambda$ leży w zakresie $20\text{--}30^\circ$, pomiędzy $0,5$ i $0,6 \lambda$ wyraźnie rośnie i następnie maleje dążąc do wartości $5\text{--}6^\circ$.

zależność kąta elewacji dolnego listka dipola pionowego od wysokości i rodzaju gruntu



Rys. 3.7.12

zależność zysku kierunkowego dolnego listka dipola pionowego od wysokości i rodzaju gruntu

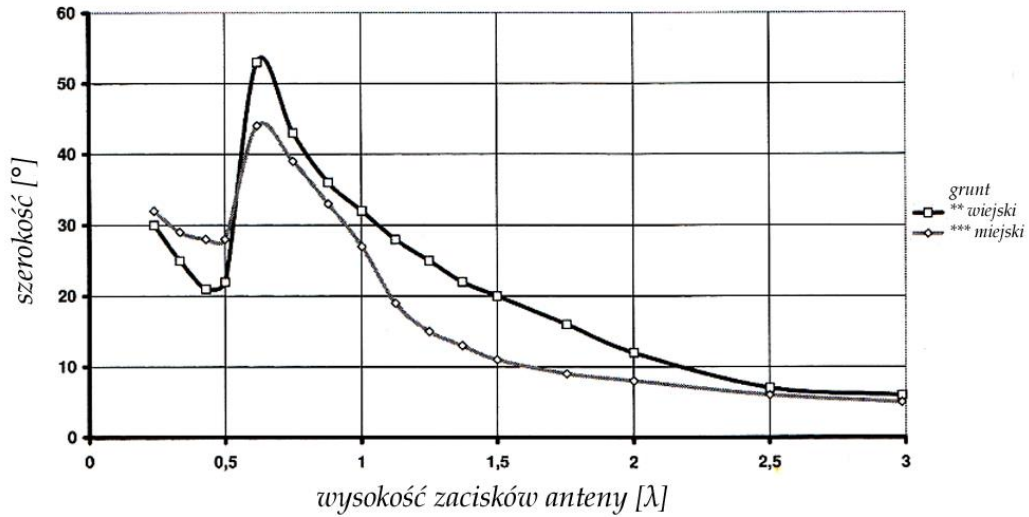


Rys. 7.3.13

Symulację wpływu wysokości na właściwości pionowej anteny ćwierćfalowej przeprowadzono dla anteny *Ground Plane* na częstotliwość 14,2 MHz wyposażonej w cztery przeciwwagi umieszczone pod kątem 90°. Podobnie jak w przypadku dipola pionowego na większych wysokościach występuje więcej listków pionowej charakterystyki kierunkowej. Zależność zysku kierunkowego dla dolnego listka przebiega w funkcji wysokości podobnie jak dla dipola pionowego i podobnie też zysk ten jest wyższy nad gruntami o niższej przewodności (rys. 7.3.15). Spłaszczenie w zakresie wysokości 0,5 – 0,75 λ w obu przypadkach jest spowodowane tym, że krzywa przedstawia zysk kierunkowy dla dolnego listka, a w zakresie tym istnieje drugi listek odchylony od ziemi o 45° i mający maksimum o około 2,5 dB wyższe niż dla listka dolnego. Na wysokościach powyżej 1,25 λ maksimum charakterystyki kierunkowej leży w dolnym listku. Również kąt wzniesienia dolnego listka zależy od wysokości, a poniżej wysokości λ jest on niższy dla gruntów o lepszej przewodności. Trzydecybelowa szerokość dolnego listka leży dla małych wysokości anteny w pobliżu 40° maksima w zakresie 0,25–0,75 λ (jest to spowo-

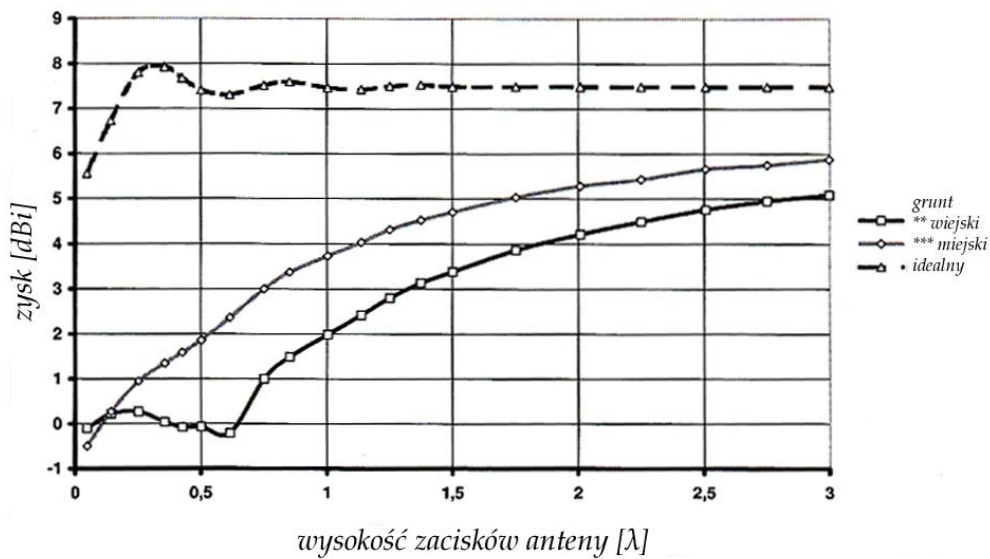
dowane powstaniem drugiego listka oddzielonego minimum nie dochodzącym do -3 dB), a następnie maleje monotonicznie.

zależność 3 dB szerokości dolnego listka dla dipola pionowego od wysokości i rodzaju gruntu



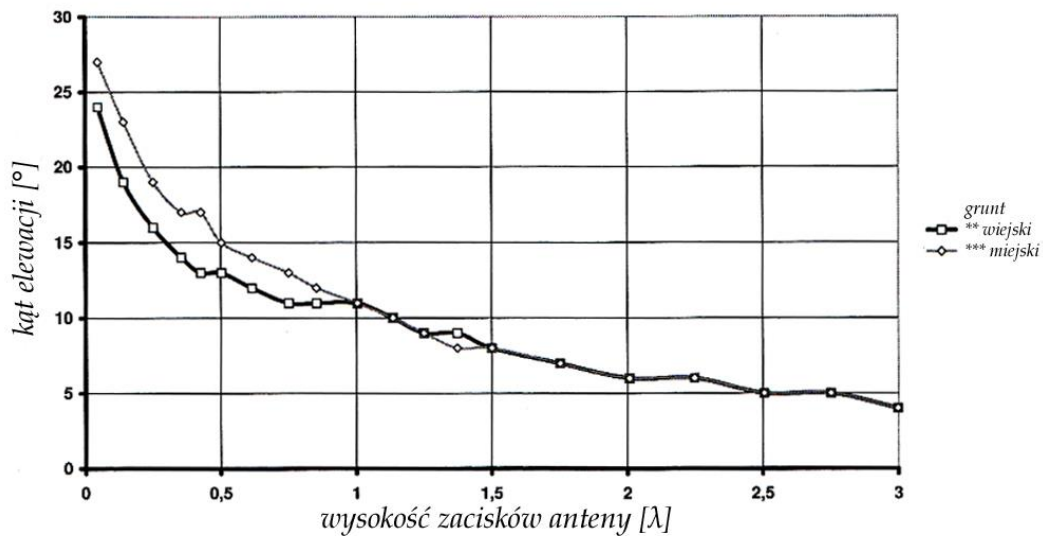
Rys. 7.3.14

zależność zysku kierunkowego dolnego listka dla anteny Ground Plane od wysokości i rodzaju gruntu



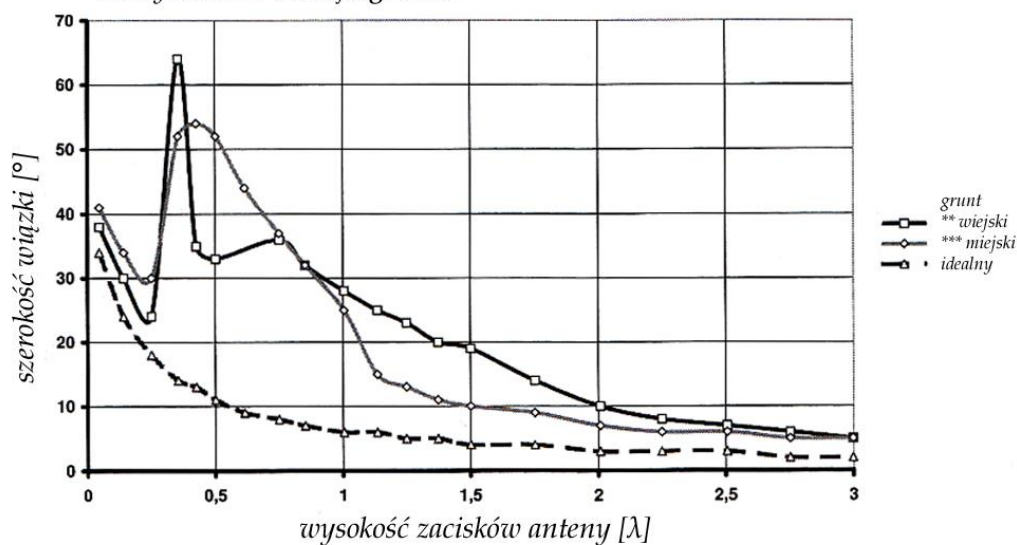
Rys. 7.3.15

zależność kąta elewacji dolnego listka anteny Ground Plane
od wysokości i rodzaju gruntu



Rys. 7.3.16

zależność 3 dB szerokości dolnego listka anteny Ground Plane
od wysokości i rodzaju gruntu



Rys. 7.3.17

Anteny pionowe znajdujące się na większych wysokościach mogą dawać dobre rezultaty nawet nad gruntem o złej przewodności. Muszą być to jednak albo anteny symetryczne (dipole) albo być wyposażone w układ przeciwwag j.np. antena *Ground Plane*. Grunty o złej przewodności dają nawet lepsze rezultaty aniżeli te o średniej lub dobrej. Nie dotyczy to wody morskiej i gruntów o nieskończonej przewodności. Przy dostatecznej wysokości osiągane są niskie kąty promieniowania. Sensowne jest przykładowo umieszczenie anteny na wysokim budynku pod warunkiem zapewnienia skutecznych przeciwwag możliwie wysoko ponad dachem. Dach nie powinien mieć zbyt dużej powierzchni, tak żeby w odbiciu fal uczestniczył teren gruntu wokół budynku.

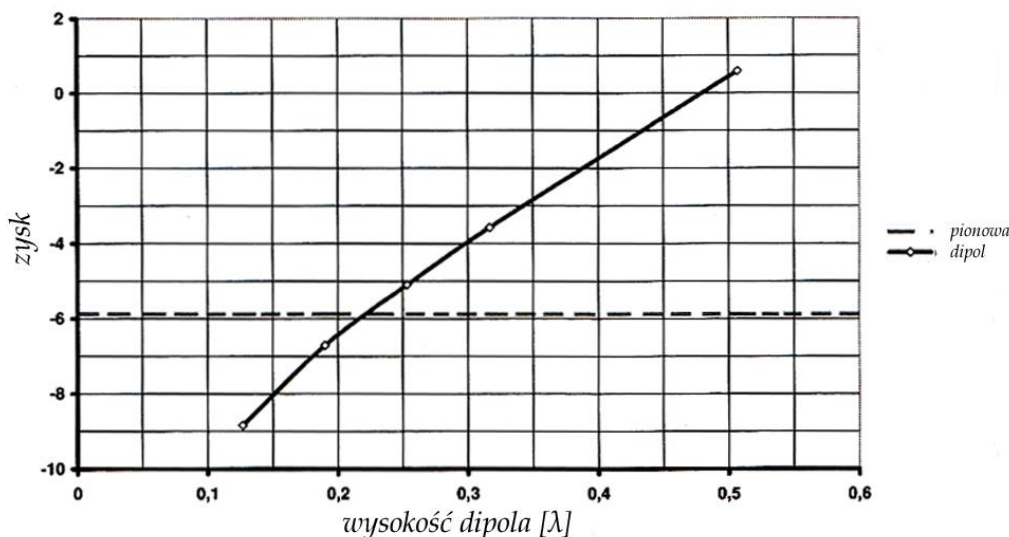
Ogólnie rzecz biorąc wybór rodzaju anteny i wysokości jej montażu zależy od wielu czynników takich jak dostępne miejsce, niezbędne zezwolenia na umieszczenie masztów i możliwości finansowych. Patrząc od strony technicznej łatwo zauważyć, że anteny pionowe dają dobre wyniki dopiero przy dużym odstępnie od ziemi. Dipole poziome pozwalają na osiągnięcie zysków 7 dBi lub więcej przy wysokościach połowy długości fali nad ziemią. Dipol pionowy na tej samej wysokości daje dla dolnego listka zyski 1,8 dBi nad gruntami miejskimi albo 0,4 dBi nad wiejskimi. Przemawia to zdecydowanie na

korzystać anten poziomych jeśli tylko możliwy jest ich montaż na dostatecznej wysokości. Niestety dla niższych pasm jest to często nierealne. Warto wówczas sprawdzić przy jakiej wysokości przewyższają one osiągi umieszczonej bezpośrednio na ziemi pionowej anteny ćwierćfalowej.

Również na wyższych pasmach warto upewnić się jaka wysokość anteny nad ziemią da lepsze wyniki, czy należy starać się o jej podniesienie i o ile, albo czy warto rozważyć instalację masztu i o jakiej wysokości. Jak wynika z poprzednio przedstawionych wyników nie zawsze należy zdać się na znane stwierdzenie, że czym wyżej tym lepiej. Obserwuje się wprawdzie zawężenie głównej wiązki promieniowania, ale powstają dodatkowe listki boczne oddzielone od niej i między sobą mniej lub bardziej zdecydowanymi minimami, które mogą wywierać szkodliwy wpływ na łączności z pewnymi obszarami.

Nie istnieją więc żadne bezwzględne zasady dotyczące wyboru optymalnej wysokości umieszczenia anteny. Jej wybór wymaga przeprowadzenia najpierw analizy interesujących tras, wpływu warunków propagacji itp. Oczywiście wpływ ten można określić jedynie na podstawie danych statystycznych.

przykładowe porównanie DX-owej przydatności dipola w zależności od wysokości umieszczenia z anteną pionową z przeciwwagami znajdującą się na 4 m nad ziemią



Rys.7.3.18. Dopiero dipol poziomy umieszczony na wysokości $0,225 \lambda$ (17,75 m dla pasma 80 m) przewyższa pod względem zysku pionową antenę znajdującą się na wysokości 4 m nad ziemią. Przy długości pionowego promiennika 19,7 m jego górny koniec znajdowałby się na wysokości 23,4 m. Z kolei dipol poziomy na tej wysokości dawałby zysk -4 dBi czyli o 1,9 dB wyższy od anteny pionowej

Porównania z przykładu z rys. 7.3.18 nie są więc takie proste i jednoznaczne, jak mogłoby się wydawać i warto przyjrzeć się im dokładniej przed podjęciem decyzji. Trzeba pamiętać też, że dipol poziomy wymaga dwóch punktów do montażu na wybranej wysokości, natomiast antena pionowa tylko jednego. Widoczny na wykresie szybki przyrost zysku występuje tylko dla wysokości do $0,5 \lambda$, powyżej następuje spłaszczenie przebiegu krzywej. Wyniki dla innych rodzajów anten j.np. odwrócone V wyglądałyby nieco inaczej. Grunt o większej przewodności dawałby szerszy zakres przewagi anteny pionowej nad dipolem. Dodatkowo do analizy zysku należałoby też przeprowadzić analizę kąta wzniesienia dolnego listka. Z kolei dla dipola na pasmo 40 m z tych przykładowych porównań wynikła wysokość graniczna $0,24 \lambda$ (10,2 m).

W pierwszym przykładzie nachylenie prostej w dolnym zakresie wysokości wynosiło w przybliżeniu 2,8 dB na $0,1 \lambda$, a w drugim dla pasma 40 m nawet 3,35 dB na $0,1 \lambda$.

Dla łączności lokalnych i krajowych z wykorzystaniem fali promieniowanej w przybliżeniu pionowo (ang. *NVIS*) opłaca się z kolei umieszczenie dipola raczej na mniejszej wysokości około $0,15 - 0,25 \lambda$. Dla gruntów wiejskich maksimum zysku w kierunku pionowym wypada przy wysokościach $0,2 \lambda$, a dla miejskich – $0,23 \lambda$. Łączności te są możliwe tylko w niższych pasmach krótkofalowych.

Optymalne (pod względem zysku antenowego) wysokości zależą w przypadku ogólnym zarówno od rodzaju anteny, zakresów częstotliwości jak i od stawianych sobie celów. Przykładowo dla łączności

DX-owych i poprzednio omawianej 3-elementowej anteny Yagi z symulacji wynikają wysokości pomiędzy 30 – 50 m nad gruntem miejskim. Symulacje dla niektórych konkretnych kierunków DX-owych wskazywały wprawdzie trochę różniące się wyniki, częściowo trochę wyższe, ale zasadniczo dla wysokości o 5 – 10 m niższych od obliczonych optimum różnice zysku były nieznaczne. W większości przytaczanych w poz. [Weigl2007-2] przypadków maszt antenowy o wysokości rzędu 20 m był już wystarczająco dobry nawet jeżeli wysokość ta nie leżała w zakresach optymalnych. Symulacje te wykazały również pewien spadek zysku dla wysokości przekraczających zakresy optymalne. Spadek był wprawdzie niewielki i jak najbardziej do przyjęcia, ale wskazuje na to, że stwierdzenie *im wyżej tym lepiej* nie jest automatycznie zawsze słuszne.

7.4. Wpływ ukształtowania terenu

W poprzednio przytoczonych symulacjach przyjęto płaską, jednolitą i nieograniczoną powierzchnię gruntu. Grunt rzeczywisty odbiega od tego założenia. Przewodność gruntu w otoczeniu anteny przyjmuje lokalnie różne wartości i dla celów obliczeniowych konieczne jest jej uśrednienie. Różnice te wywierają mniejszy wpływ na właściwości anten poziomych aniżeli pionowych. Ukształtowanie powierzchni terenu wywiera natomiast wpływ na obie klasy anten. Oprócz pofałdowań terenu, wzgórz i gór na rozchodzenie się fal oddziałują w miastach także odbicia od zabudowań. Zabudowa terenu powoduje również zmiany jego przewodności. Duże powierzchnie asfaltowe lub zabetonowane nie dopuszczają do gruntu wody deszczowej, przez co staje się on bardziej wysuszony. Budynki oraz wzgórza utrudniają także rozchodzenie się fali promieniowanej pod niskimi kątami. Z kolei teren opadający może przyczynić się do obniżenia kąta promieniowania w tym kierunku ułatwiając dzięki temu łączności DX-owe. Niektóre programy symulacyjne pozwalają na uwzględnienie, przynajmniej w pewnym stopniu, wpływu ukształtowania terenu.

Nachylenie płaszczyzny gruntu pod kątem α powoduje obrót charakterystyki kierunkowej w płaszczyźnie pionowej o ten sam kąt. Przy zbyt silnym nachyleniu dolny listek może być skierowany w dół poniżej horyzontu co powoduje obniżenie natężenia pola w kierunkach horyzontu i leżących nieco powyżej. Jak łatwo zauważyć istnieją pewne optymalne kąty nachylenia zależne od charakterystyk anteny w danych warunkach (dla danych wysokości itd.).

W przypadku nachylonej płaszczyzny o skończonych wymiarach przechodzącej w płaszczyznę poziomą oprócz odbić od terenu pochyłego wpływ na rozchodzącą się falę odgrywają także odbicia od terenu płaskiego oraz fale odbite zarówno od terenu opadającego jak i następnie od płaskiego. Teoretycznie może to dać w pewnych kierunkach – dla pewnych kątów – zyski dochodzące do 12 dB (dla gruntów idealnych lub o wysokiej przewodności). W warunkach rzeczywistych nachylenie gruntu nie ogranicza się do przypadku dwóch płaszczyzn, przejścia mają charakter płynny, a na dodatek przy sumowaniu się fal należy uwzględniać także różnice faz poszczególnych odbitych składowych. Różnice faz zależą m.in. od wysokości anteny nad gruntem, dlatego też sprawa staje się trudna do matematycznego ujęcia. Dla pewnych kątów można mimo to spodziewać sumowania trzech fal i zysków leżących bliżej 12 dB aniżeli 6 dB. Aby uzyskać poprawę dla możliwie wielu kierunków w płaszczyźnie poziomej korzystna jest lokalizacja stacji na szczytach wzgórz. Naogół zbocza wzgórz opadają pod różnymi kątami z każdej strony, dlatego też zyski wynikłe z obniżenia kątów promieniowania i wpływu odbić będą się różnić dla każdego kierunku. Korzyści z lokalizacji anteny na szczycie wzgórz zależą również od wysokości anteny nad gruntem. Przykładowe symulacje dla 3-elementowej anteny Yagi na pasmo 20 m wykazały, że kąt promieniowania obniżał się dla anteny na wysokościach przekraczających $0,7 \lambda$ do nawet 5° , a dodatkowy zysk w stosunku do terenu płaskiego dla wysokości $0,9 - 1,2 \lambda$ dochodził do 3 dB. Są to oczywiście przykładowe wartości dla pewnych przyjętych w symulacji warunków, ale jak z tego wynika wysokości rzędu $0,9$ do pełnej długości fali można orientacyjnie uznać za korzystne dla tego typu anten kierunkowych. Optymalne wysokości zależą także od przewidywanych tras łączności i dla dalekich tras powinny być o kilka metrów wyższe (do około $1,2 \lambda$). Podobne korzystne wysokości względne uzyskano w symulacji dla anten na pasma 21 i 28 MHz, a zysk w stosunku do terenu płaskiego miałyby być o 0,5 dB wyższy w paśmie 15 m i do 1,5 dB w paśmie 10 m. Korzyści te zmniejszają się wyraźnie dla wysokości zbliżonych do 2λ .

Zasadniczo podobne korzystne wysokości względne podaje symulacja dla pasma 40 m (dla dwuelementowej Yagi), są one jednak znacznie trudniejsze bądź niemożliwe do praktycznej realizacji. Jest to tym bardziej słuszne dla pasma 80 m (symulację przeprowadzono dla anteny dipolowej). We wszystkich

przypadkach przyjęto wzgórze o wysokości 50 m. W paśmie 80 wpływ wzgórza był więc mniejszy niż na pozostałych, a zysk w porównaniu do płaszczyzny dochodził jedynie do 2 dB.

W dokładniejszych symulacjach należałoby dzielić otoczenie na obszary o różnych kątach nachylenia. Dokładność uzyskanych wyników zależałaby od dokładności odwzorowania terenu w modelu wyjściowym dla symulacji. Część założeń przyjętych w przedstawionych symulacjach odpowiadała sytuacji panującej w lokalizacji „macierzystej” stacji klubowej OE5CWL usytuowanej na 50-metrowym wzgórzu o pochodzeniu wulkanicznym w okolicach Grazu. W stosowanych wówczas przez OE5CWL programach niemożliwe było symulowanie anten pionowych.

7.5. Anteny nad brzegiem morza

Korzyści wynikające ze stosowania anten pionowych nad brzegiem morza są zasadniczo szeroko znane. W ogólności nie można jednak wykazać przewagi anten pionowych przy brzegu morza nad poziomymi albo odwrotnie. Ewentualna przewaga w łącznościach DX-owych zależy od odległości od brzegu i wysokości anteny poziomej. W przypadku anteny umieszczonej bezpośrednio nad brzegiem przewagę w łącznościach DX-owych ma zdecydowanie antena pionowa. Nie promieniuje ona natomiast praktycznie pod wyższymi kątami niezbędnymi dla łączności z sąsiednimi krajami lub w ramach kontynentu. Do tych celów lepsza byłaby antena pozioma zawieszona niezbyt wysoko. Antena pozioma wykazuje również przewagę w dalekich łącznościach nad anteną pionową umieszczoną w większej odległości od brzegu – przykładowo w hotelu w odległości kilkuset metrów od morza. Wyniki symulacji dały się przedstawić za pomocą linii o nieskomplikowanych przebiegach, dlatego też zrezygnowano w tym rozdziale z przedstawiania wykresów ograniczając się do krótkich opisów zawierających najważniejsze punkty.

Z przeprowadzonych symulacji pionowej anteny na pasmo 40 m z dwoma przeciwkami na wysokościach 0,75 m i ok. 1,5 m przy założeniu przewodności wody morskiej 5 S/m i względnej przenikalności dielektrycznej 81 oraz dla lądu odpowiednio 0,0015 S/m i 4 wynika, że zysk kierunkowy dla kąta 5° dla odległości 0,5 λ od brzegu zaczyna spadać z 4 (dla przeciwkami 0,75 m nad gruntem) lub 5,2 dBi i przy odległości 2,5 λ spada do -5 dBi. Dla kąta 10° spadek do -3 dBi zachodzi w zakresie odległości 0,25 – 1,5 λ . Zrównanie zysków w kierunku morza i brzegu dla kąta 5° zachodzi w odległości 3 λ , a dla kąta 10° – 1,5 λ . Dla pasma 10 m odległości te wynoszą odpowiednio 1,75 i 3,25 λ w podanych warunkach. Najkorzystniejszym zakresem odległości jest więc zakres do 0,25 λ .

Porównując symulacyjnie zyski anteny pionowej z 2-elementową anteną Yagi znajdującą się na wysokości w przybliżeniu 7,6 m symulacja wykazała, że dla kąta 5° antena pionowa daje zawsze wyższy zysk (od 2,5 λ odległości wprowadzie tylko o 1 dB) od anteny Yagi. Dla kąta 10° przecięcie krzywych nastąpiło w pobliżu odległości 1,2 λ od brzegu i antena Yagi dawała zysk -2 dBi podczas gdy pionowa -3 dBi. Z porównania wyników dla dwuelementowej anteny pionowej z dwuelementową anteną Yagi można zauważyć, że antena pionowa ma w odległościach przekraczających 2,5 λ ciągle jeszcze przewagę 6 dB dla kąta 5° i dla kąta 10° przewagę 3 dB w odległościach powyżej 1,5 λ . Dla odległości bliższych od 0,25 λ dwuelementowa antena pionowa ma przewagę 16 dB dla kąta 5° nad poziomą, a dla kąta 10° przewagę 9 dB.

Zmienność odległości anteny od linii wody w wyniku przyptyków i odpływów morskich nie odgrywa istotniejszej roli jeśli w najniekorzystniejszym przypadku (odpływu) nie przekracza ona 0,25 λ . Ewentualne różnice w zysku są pomijalne dla piaszczystych plaż, które w czasie odpływu pozostają dalej wilgotne, ale nad brzegami skalistymi mogą być trochę bardziej zauważalne.

Dalszymi kryteriami decydującymi o wyborze anteny pionowej lub poziomej kierunkowej są względy praktyczne takie jak ich wymiary i waga, łatwość transportu, łatwość montażu, konieczność używania obrotnicy dla anteny poziomej itd.

7.6. Wpływ pokrycia terenu

W dotychczasowych symulacjach przyjęto zasadniczo warunki idealne, poza konkretnymi badanymi zależnościami. W warunkach rzeczywistych sytuacja jest znacznie bardziej skomplikowana. W otoczeniu anten amatorskich znajdują się tereny porośnięte zielenią, przewody, słupy, maszty, metalowe dachy, rynny, płoty, bramy, garaże, stalowe zbrojenia ścian żelbetowych i inne obiekty przewodzące. Na te tematy brakuje właściwie dobrej literatury i godnych zaufania danych pomiarowych.

Jeden z producentów anten ostrzega, że drzewa lub inne przewodzące obiekty znajdujące się w promieniu $0,6 \lambda$ od anteny mogą wywierać duży wpływ na impedancję wejściową anteny i co za tym idzie – na jej dopasowanie, a także na częstotliwość jej rezonansu.

Przewodność pni drzew zmienia się wprawdzie w zależności od pory roku i fazy wegetacji, ale zasadniczo można je traktować jak znajdujące się w otoczeniu pionowe anteny, albo jak konstrukcje z dielektryku obciążonego stosunkowo dużymi stratami. Dielektryk taki wywiera największy wpływ na części anteny, w których panuje maksimum napięcia. Drzewo stanowi więc dodatkową oporność strat obniżając wypadkową sprawność anteny. Wpływ na anteny wywierają nie tylko pnie drzew, ale także liście, charakteryzujące się przecież pewną przewodnością i przenikalnością dielektryczną zależnymi od stopnia ich nasycenia sokami.

Las nawet znajdujący się w pewnej odległości od anteny stanowi obiekt zasłaniający drogę falam promieniowanym pod niskimi kątami. Straty powodowane przez lasy są zależne nie tylko od kąta promieniowania ale również i od częstotliwości fali. W pewnych podzakresach fal krótkich zaobserwowano nawet ich obniżanie się dla wyższych częstotliwości. Są one natomiast najprawdopodobniej niezależne od polaryzacji fali ponieważ liście układają się przypadkowo w przestrzeni. Umieszczenie anten na większych wysokościach (najlepiej powyżej wierzchołków drzew) zmniejsza udział strat powodowanych przez zalesienie w całości strat trasy.

W zakresach częstotliwości 50 – 100 MHz zaobserwowano także znaczące rozmycie polaryzacji fali powodowane przez jej rozpraszanie na listowiu. W terenach zalesionych fale przyziemne odgrywają znacznie mniejszą rolę w komunikacji, natomiast na znaczeniu zyskuje fala rozprzestrzeniająca się na granicy wierzchołków drzew i warstwy powietrza nad nimi. Jej powstanie jest spowodowane różnicami właściwości elektrycznych listowia i powietrza. Zjawisko jest niezależne w szerokim zakresie od częstotliwości i dla zasięgów poniżej 100 km odgrywa większą rolę aniżeli fala odbita od jonosfery.

Ściółka leśna jak wiadomo dobrze magazynuje wilgoć co w ostatecznym efekcie powoduje zmiany przewodności gruntu na tych terenach i jego względnej przenikalności dielektrycznej. Dotyczy to zwłaszcza ziemi znajdującej się pod wierzchnią warstwą próchnicy mającą grubość dochodzącą do 30 – 40 cm. Umieszczając w takich terenach przeciwwagi naziemne lub podziemne należy więc zadbać o ich dobry kontakt z tą leżącą niżej warstwą gruntu.

Metalowe obiekty, konstrukcje i instalacje elektryczne wywierają również wpływ na anteny, ich charakterystyki kierunkowe i na rozchodzenie się promieniowanych fal. Symulacja zjawisk zachodzących w takim skomplikowanym do opisanie otoczeniu byłaby bardzo trudna. Dlatego też najlepiej starać się przestrzegać kilku praktycznych reguł. Anteny powinny być umieszczone możliwie najdalej od przewodów i obiektów metalowych lub na ile się da powyżej nich. Jeśli to możliwe należy postarać się aby przewody, rynny itp. nie miały długości wielokrotności ćwierci fali używanych pasm. Często przyjmuje się, że przewody w bezpośrednim sąsiedztwie anten nie powinny mieć długości przekraczającej $1/5$ fali. Oczywiście w warunkach miejskich i w wielu innych sytuacjach jest to niemożliwe do spełnienia przez przeciętnego krótkofalowca.

Odciągi (własnych) masztów antenowych natomiast daje się znacznie łatwiej dzielić przy użyciu izolatorów na odcinki nie wpadające w rezonans na pasmach amatorskich. Jako zasadę przyjmuje się również i w tym przypadku maksymalną długość $1/5$ fali. Pozostawia to wystarczający margines na wpływ trudnego do określenia współczynnika skrócenia.

Tabela 7.6.1

Maksymalne długości odcinków odciągów dla pasm amatorskich

Pasma [m]	Częstotliwość [MHz]	Długość odcinka [m]
160	1,85	32,41
80	3,65	16,43
40	7,1	8,45
30	10,125	5,92
20	14,175	4,23
17	18,118	3,31
15	21,255	2,82
12	24,94	2,40
10	28,85	2,08

Literatura i adresy internetowe

- [Biekietow1974] „Pomiary, badanie i regulacja anten amatorskich”, W. I. Biekietow, K. P. Charczenko, tłum. Jerzy Czyż, Aleksy Pankow, WKŁ, Warszawa 1974
- [Bieńkowski1988] „Poradnik ultrakrótkofalowca”, Zdzisław Bieńkowski, WKŁ, Warszawa 1988
- [Drwal2001] „Anteny KF. Zbiór projektów”, Wojciech Drwal, SP9HWA, seria „Biblioteka krótkofalowca”, Kwant, Warszawa 2001
- [Hahn1964] „Podstawy radiokomunikacji”, Stefan Hahn, WKŁ, Warszawa 1964
- [Hille2000] „Windom- und Stromsummenantennen”, Karl H. Hille, DL1VU, seria *Funkamateurl Bibliothek*, tom 15, wyd. Theubeger Verlag, Berlin 2000, ISBN 3-910159-14-1
- [Kluess2003] „Kurzwellen-Drahtantennen für Funkamateure“, Alfred Klüß, DF2BC, Verlag für Technik und Handwerk VTH, wyd. 1, Baden-Baden 1995, ISBN 3-88180-336-X, wyd. 2 1998, wyd. 3. 2003
- [Kozmiński1978] „Poradnik radioamatora“, Jerzy Kozmiński i in., WKŁ, Warszawa 1978
- [Rothammel2013] „Rothammels Antennenbuch”, Alois Krischke, DJ0DR, Wydawnictwo DARC, wydanie 13, Baunatal 2013
- [Rothe1967] „Technika antenowa“, G. Rothe, E. Spindler, tłum. Zbigniew Hryniewiecki, WKŁ, wyd. 2, Warszawa 1967
- [Rüegger2003] „Kurzwellen Drahtantenne Praktikum“, Max Rüegger, HB9ACC, antennbuch-komplett.pdf, 2003, wyd. 2 – 2007
- [Szostka2001] „Fale i anteny”, Jarosław Szostka, WKŁ, wyd. 2, Warszawa 2001
- [Weigl2007-1] „Sloper-Antennen“, Jürgen Weigl, OE5CWL, wyd. VTH, seria *Funktechnik Berater*, Baden-Baden 2007, ISBN 978-3-88180-834-7
- [Weigl2007-2] „Umgebungseinflüsse auf Antennen“, Jürgen Weigl, OE5CWL, wyd. VTH, seria *Funktechnik Berater*, Baden-Baden 2007, ISBN 978-3-88180-840-8

Adresy internetowe

- [B.1] www.swiatradio.com.pl

W serii „Biblioteka polskiego krótkofalowca” dotychczas ukazały się:

- Nr 1 – „Poradnik D-STAR”, wydanie 1 (2011), 2 (2015), 3 (2019) i 4 (2021)
- Nr 2 – „Instrukcja do programu D-RATS”
- Nr 3 – „Technika słabych sygnałów” Tom 1
- Nr 4 – „Technika słabych sygnałów” Tom 2
- Nr 5 – „Łączności cyfrowe na falach krótkich” Tom 1
- Nr 6 – „Łączności cyfrowe na falach krótkich” Tom 2
- Nr 7 – „Packet radio”
- Nr 8 – „APRS i D-PRS”
- Nr 9 – „Poczta elektroniczna na falach krótkich” Tom 1, wydanie 1 (2012)
- Nr 10 – „Poczta elektroniczna na falach krótkich” Tom 2, wydanie 1 (2012)
- Nr 11 – „Słownik niemiecko-polski i angielsko-polski” Tom 1
- Nr 12 – „Radiostacje i odbiorniki z cyfrową obróbką sygnałów” Tom 1
- Nr 13 – „Radiostacje i odbiorniki z cyfrową obróbką sygnałów” Tom 2
- Nr 14 – „Amatorska radioastronomia”
- Nr 15 – „Transmisja danych w systemie D-STAR”
- Nr 16 – „Amatorska radiometeorologia”, wydanie 1 (2013) i 2 (2017)
- Nr 17 – „Radiolatarnie małej mocy”
- Nr 18 – „Łączności na falach długich”
- Nr 19 – „Poradnik Echolinku”
- Nr 20 – „Arduino w krótkofalarstwie” Tom 1
- Nr 21 – „Arduino w krótkofalarstwie” Tom 2
- Nr 22 – „Protokół BGP w Hamnecie”
- Nr 23 – „Technika słabych sygnałów” Tom 3, wydanie 1 (2014), 2 (2016) i 3 (2017)
- Nr 24 – „Raspberry Pi w krótkofalarstwie”
- Nr 25 – „Najpopularniejsze pasma mikrofalowe”, wydanie 1 (2015) i 2 (2019)
- Nr 26 – „Poradnik DMR” wydanie 1 (2015), 2 (2016) i 3 (2019), nr 326 – wydanie skrócone (2016)
- Nr 27 – „Poradnik Hamnetu” wydanie 1 (2015) i 2 (2021)
- Nr 28 – „Budujemy Ilera” Tom 1
- Nr 29 – „Budujemy Ilera” Tom 2
- Nr 30 – „Konstrukcje D-Starowe”
- Nr 31 – „Radiostacje i odbiorniki z cyfrową obróbką sygnałów” Tom 3
- Nr 32 – „Anteny łatwe do ukrycia”
- Nr 33 – „Amatorska telemetria”, wydanie 1 (2017) i 2 (2022)
- Nr 34 – „Poradnik systemu C4FM”, wydanie 1 (2017), 2 (2019) i 3 (2021)
- Nr 35 – „Licencja i co dalej” Tom 1
- Nr 36 – „Cyfrowa Obróbka Sygnałów”
- Nr 37 – „Telewizja amatorska”
- Nr 38 – „Technika słabych sygnałów” Tom 4, wydanie 1 (2018), 2 (2020) i 3 (2022)
- Nr 39 – „Łączności świetlne”
- Nr 40 – „Radiostacje i odbiorniki z cyfrową obróbką sygnałów” Tom 4
- Nr 41 – „Licencja i co dalej” Tom 2
- Nr 42 – „Miernictwo” Tom 1
- Nr 43 – „Miernictwo” Tom 2
- Nr 44 – „Miernictwo” Tom 3
- Nr 45 – „Testy sprzętu” Tom 1
- Nr 46 – „Testy sprzętu” Tom 2
- Nr 47 – „Licencja i co dalej” Tom 3
- Nr 48 – „Jonosfera i propagacja fal”
- Nr 49 – „Anteny krótkofalowe” Tom 1, wydanie 1 (2020) i 2 (2023)
- Nr 50 – „Anteny ultrakrótkofalowe” Tom 1, wydanie 1 (2020) i 2 (2022)
- Nr 51 – „Anteny krótkofalowe” Tom 2, wydanie 1 (2020) i 2 (2023)
- Nr 52 – „Anteny ultrakrótkofalowe” Tom 2, wydanie 1 (2020) i 2 (2023)
- Nr 53 – „Anteny mikrofalowe”

- Nr 54 – „Proste odbiorniki amatorskie” Tom 1
- Nr 55 – „Proste odbiorniki amatorskie” Tom 2
- Nr 56 – „Proste nadajniki amatorskie” Tom 1
- Nr 57 – „Proste nadajniki amatorskie” Tom 2
- Nr 58 – „Mini- i mikrokomputery w krótkofalarstwie” Tom 1
- Nr 59 – „Mini- i mikrokomputery w krótkofalarstwie” Tom 2
- Nr 60 – „DX-y w C4FM”
- Nr 261 – „Poradnik DMR” Tom 1, z nru 26, wydanie 1 (2021)
- Nr 262 – „Poradnik DMR” Tom 2, z nru 26, wydanie 1 (2021)
- Nr 63 – „Testy sprzętu” Tom 3
- Nr 64 – „Poczta elektroniczna na falach krótkich”, z nrów 9 i 10, wydanie 2 (2022)
- Nr 65 – „Testy sprzętu” Tom 4
- Nr 66 – „Mieszanka firmowa” Tom 1

