

BIBLIOTEKA
POLSKIEGO KRÓTKOFALOWCA

52

KRZYSZTOF DĄBROWSKI
OE1KDA

ANTENY ULTRAKRÓTKOFALOWE
TOM 2

WIEDEŃ 2020



© Krzysztof Dąbrowski OE1KDA
Wiedeń 2020

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 ultrakrótkofalowe

Tom 2

Krzysztof Dąbrowski OE1KDA

**Wydanie 1
Wiedeń, lipiec 2020**

Spis treści

Wstęp	6
1. Anteny śrubowe	7
2. Anteny z promieniowaniem wstecznym	12
2.1. Anteny długie	12
2.2. Anteny krótkie	13
3. Anteny pętlowe	15
3.1. Anteny Yagi z promiennikiem pętlowym	15
3.2. Piętrowe anteny z promiennikiem pętlowym	16
3.3. Dwupasmowa antena okienna	17
3.4. Pętla ósemkowa – podwójny kwadrat	17
3.5. Piętrowa antena z promiennikiem dwukwadratowym	19
3.6. Piętrowa antena delta na pasmo 2 m	21
3.7. Prostokątna antena na pasma 4 i 6 m	22
3.8. Antena pętlowa w kształcie klepsydry	23
3.9. Skrzyżowane pętle prostokątne	24
3.10. Pokojowa antena pętlowa na pasmo 2 m	25
3.11. Wielopętlowe anteny na pasma 23 i 13 cm	26
4. Anteny pionowe	28
4.1. Antena HB9RU	28
4.2. Antena HB9RU na pasmo 11 m	30
4.3. Anteny współosiowe	31
4.4. Antena z dławikiem mankietowym	32
4.5. Antena T2LT z dławikiem rezonansowym	33
4.6. Zestawienie promienników i sposobów dopasowania dla anten pionowych	34
4.7. Trzypasmowa antena pionowa ze strojnikami	35
5. Formy szczególne	36
5.1. Dipol kwadratowy	36
5.2. Skrzyżowane dipole	36
5.3. Potrójna antena pętlowa	38
5.4. Skrzyżowane okrągłe pętle	40
5.5. Anteny zygzakowate	42
5.6. Antena dwuzwojowa na 144 MHz	49
5.7. Antena Yagi z promiennikiem J	50
5.8. Antena szerokopasmowa w kształcie serca	51
6. Anteny magnetyczne	52
6.1. Anteny magnetyczne na pasmo 50 MHz	54
6.2. Antena magnetyczna na pasmo 2 m	56
6.3. Antena o kształcie ósemki	56
7. Linie transmisyjne	58
7.1. Kable współosiowe	60
7.2. Linia Goubau	62
7.3. Linia dwuprzewodowa	62
7.4. Zjawiska występujące w liniach transmisyjnych	64
7.5. Transformacja impedancji	71
7.6. Wtyczki współosiowe	75
Literatura i adresy internetowe	76

Sommaire

Antennes THF

Volume 2^{ième}

Préface	6
1. Antennes hélicoïdales	7
2. Antennes rétrodirectives	12
2.1. Antennes longues	12
2.2. Antennes courtes	13
3. Antennes boucles	15
3.1. Antennes Yagi avec le radiateur boucle	15
3.2. Antennes superposées avec le radiateur boucle	16
3.3. Antenne bibande de fenêtre	17
3.4. Double losange	17
3.5. Antenne superposée double losange	19
3.6. Antenne delta superposée pour la bande des 2 m	21
3.7. Antenne rectangle pour les bandes des 4 et 6 m	22
3.8. Antenne boucle à deux triangles	23
3.9. Antennes à rectangles croisées	24
3.10. Antenne boucle de salon pour la bande des 2 m	25
3.11. Antennes multi-boucles pour les bandes 23 et 13 cm	26
4. Antennes verticales	28
4.1. Antenne HB9RU	28
4.2. Antenne HB9RU pour la bande des 11 m	30
4.3. Antennes coaxiales	31
4.4. Antenne avec la self coaxiale	32
4.5. Antenne T2LT avec la self résonnante	33
4.6. Comparaison des radiateurs verticales et réseaux d'adaptation	34
4.7. Antenne verticale tribande avec les bras de réactance	35
5. Formes spéciales	36
5.1. Dipôle carré	36
5.2. Antenne tourniquet	36
5.3. Antenne à trois boucles	38
5.4. Antenne „Eggbeater”	40
5.5. Antennes zigzag	42
5.6. Hélice quadrifilaire pour la bande des 144 MHz	49
5.7. Antena Yagi avec le radiateur J	50
5.8. Antenne large bande en forme cardiaque	51
6. Antennes à boucle magnétique	52
6.1. Antennes à boucle magnétique pour la bande des 50 MHz	54
6.2. Antenne à boucle magnétique pour la bande des 2 m	56
6.3. Antenne à boucle magnétique en forme d’huit	56
7. Lignes d’alimentation	58
7.1. Lignes coaxiales	60
7.2. Ligne Goubau	62
7.3. Câbles plates	62
7.4. Phénomènes dans les lignes d’alimentation	64
7.5. Transformation d’impédance	71
7.6. Fiches coaxiales	75
Bibliographie et les pages web	76

Wstęp

Tematem obecnego tomu są dalsze rodzaje anten ultrakrótkofalowych, które nie znalazły miejsca w poprzednim tomie. Poza ręcznymi radiostacjami, w których antena jest umieszczona bezpośrednio w gniazdku na obudowie we wszystkich pozostałych sytuacjach radiostacja jest połączona z anteną za pośrednictwem linii transmisyjnej. A na liniach dzieje się wiele ciekawych rzeczy. Życzymy owocnej lektury.

Krzysztof Dąbrowski
Wiedeń, 21 lipca 2020

1. Anteny śrubowe

Anteny śrubowe (spiralne), zwane również helikoidalnymi promieniują falę o polaryzacji eliptycznej – przy dostatecznej długości uzwojenia w przybliżeniu kołowej – dzięki zwinieniu promiennika w spiralę. Kierunek polaryzacji (lewo- lub prawoskrętny) zależy od kierunku nawinięcia spirali. Długość każdego zwoju spirali musi być równa długości fali, co przy uwzględnieniu współczynnika skrócenia daje średnicę D równą $0,31 \lambda$. Minimalna liczba zwojów spirali wynosi trzy, przy czym polaryzacja (zasadniczo eliptyczna) zbliża się coraz bardziej do kołowej wraz ze wzrostem liczby zwojów. Spirala o opisanej konstrukcji ma dwukierunkową charakterystykę promieniowania wzdłuż jej osi (pracuje w trybie osiowym, zwanym też wiązkowym), dlatego też konieczne jest dodanie prostopadłego reflektora o średnicy co najmniej połowy fali. Praktycznie często stosowane są reflektory o średnicy równej podwójnej średnicy spirali czyli $0,62 \lambda$. Oprócz reflektorów okrągłych spotykane są też kwadratowe. Na falach decymetrowych są one najczęściej wykonane z blachy pełnej lub dziurkowanej, a na falach metrowych w postaci rozłożonych promieniście przewodów.

Oprócz trybu osiowego anteny spiralne mogą pracować w trybie normalnym gdy średnica anteny jest mała w porównaniu z długością fali. Główny kierunek promieniowania jest wówczas poprzeczny do osi spirali. W trybie normalnym pracują przykładowo krótkofalowe anteny dipolowe zwinięte spiralnie na nośniku dla ich mechanicznego skrócenia. Praca w trybie osiowym jest możliwa natomiast gdy obwód pojedynczej pętli jest zbliżony do długości fali.

Odległość reflektora od początku spirali przyjmuje się najczęściej jako $0,13 \lambda$. Jest ona obliczana ze wzoru $A \text{ [mm]} = 39000 / f \text{ [MHz]}$.

Średnicę spirali $D = 0,31 \lambda$ oblicza się w zależności od częstotliwości ze wzoru $D \text{ [mm]} = 93000 / f \text{ [MHz]}$. Kąt nachylenia zwojów powinien leżeć w zakresie $6^\circ - 24^\circ$, typową wartością jest 14° , co daje skok spirali $0,24 \lambda$. Skok spirali w zależności od częstotliwości oblicza się ze wzoru $S \text{ [mm]} = 72000 / f \text{ [MHz]}$. Zalecaną średnicą przewodu, z którego jest wykonana spirala jest $0,02 \lambda$, ale właściwie jego grubość nie ma większego znaczenia dla pracy anteny. Zasadę konstrukcji przedstawiono na rys. 1.1. Przy obwodzie uzwojenia równym λ impedancja wejściowa anteny wynosi 136Ω , a przy obwodach mniejszych od λ leży poniżej 136Ω i silnie zależy od częstotliwości. Przy obwodzie równym długości fali lub większym impedancja 136Ω pozostaje natomiast stała w szerokim zakresie częstotliwości. Dla obwodu O leżącego w granicach $0,75 \lambda - 1,35 \lambda$ impedancję wejściową można obliczyć z przybliżonego wzoru $Z \text{ [\Omega]} = 136 O / \lambda$.

Antena spiralna charakteryzuje się znaczną szerokopasmowością, i tak w zakresie częstotliwości 1:1,6 WFS nie przekracza 1,35.

Zysk antenowy zależy prawie proporcjonalnie od liczby zwojów n , a także od obwodu uzwojenia O i skoku uzwojenia S . Dla kątów nachylenia zwojów pomiędzy 12° i 15° i co najmniej trzech zwojów zysk antenowy można obliczyć z przybliżonego wzoru:

$$G \text{ [liczbowo]} = (O/\lambda)^2 n S/\lambda \text{ lub}$$

$$G \text{ [dB]} = 10 \log [(O/\lambda)^2 n S/\lambda].$$

Przy tych samych założeniach kąt rozwarcia wiązki oblicza się z przybliżonego wzoru:

$$\alpha \text{ [}^\circ\text{]} = 52 / ((O/\lambda) \sqrt{n S / \lambda}).$$

Polaryzacja fali jest zasadniczo eliptyczna przy czym stosunek osi elipsy (współczynnik osiowy) zależy od liczby zwojów n zgodnie ze wzorem:

$$m = (2n + 1) / n.$$

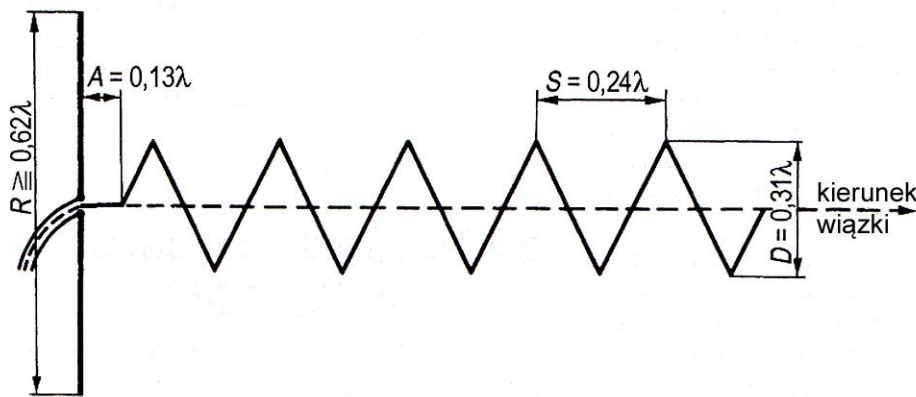
Przy 3 zwojach współczynnik osiowy równa się więc $7/6$, a przy 7 – $15/14$.

Przy zasilaniu anteny kablem 75Ω WFS leży poniżej dwóch. Lepiej jest jednak skorzystać z dopasowania za pomocą transformatora ćwierćfalowego. Przykładową konstrukcję przedstawia ilustracja 1.2.

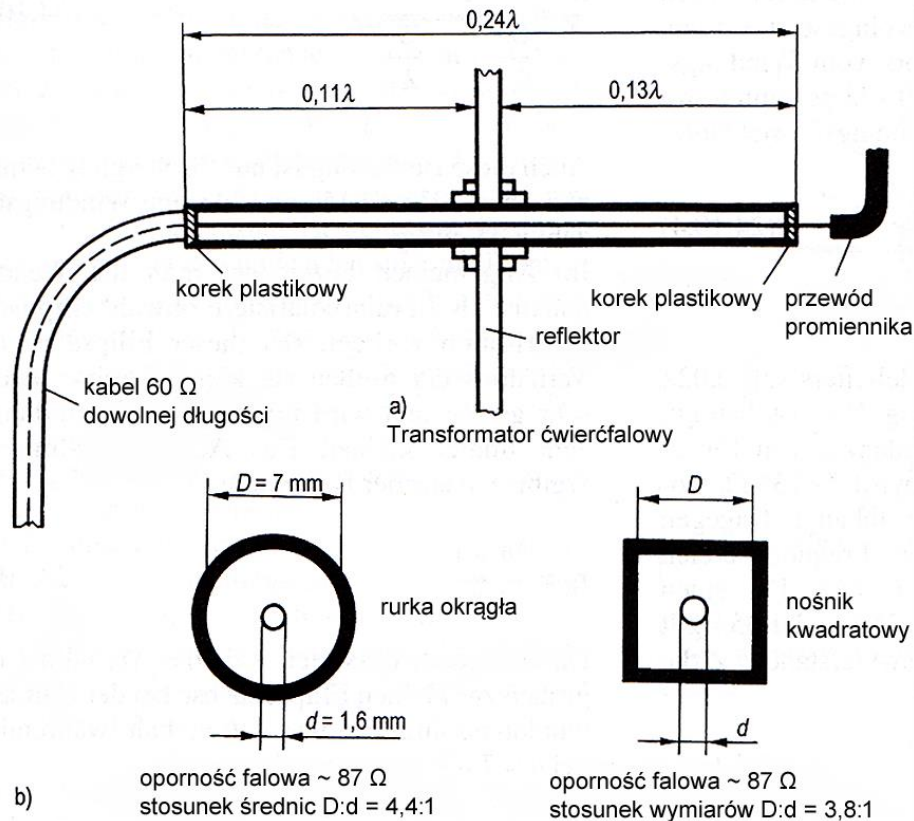
O ile główna wiązka anteny śrubowej jest zasadniczo symetryczna w stosunku do osi, o tyle listki boczne i tylne układają się lekko niesymetrycznie.

Tabela 1.1. Zależność parametrów anteny śrubowej od liczby zwojów przy założeniu skoku $0,24 \lambda$ (nachylenia 14°) i średnicy spirali $0,31 \lambda$

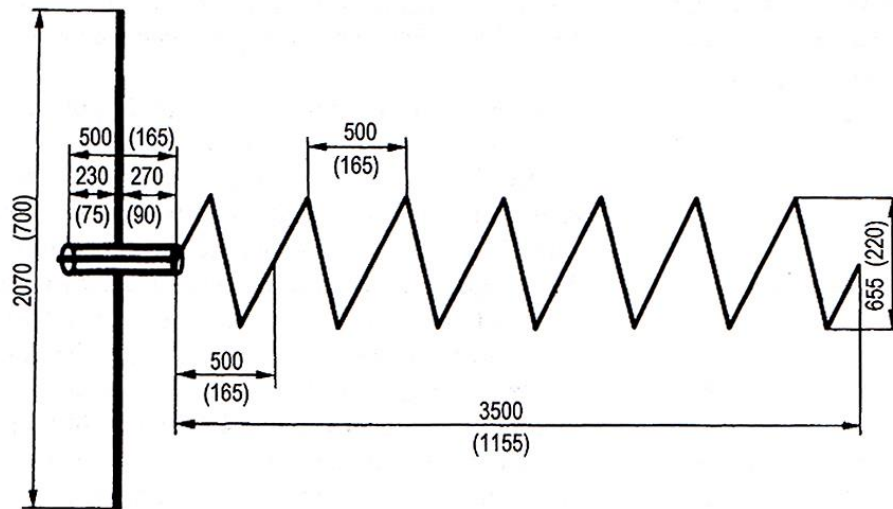
Liczba zwojów n	Zysk [dBd]	Kąt rozwarcia wiązki [$^\circ$]
3	7,9	61
4	9,1	53
5	10,2	47
6	11,0	43
7	11,7	40
8	12,3	37
9	12,8	35
10	13,2	33
11	13,6	31,5
12	14,0	30



Rys. 1.1. Klasyczna konstrukcja anteny śrubowej w typowych wartościach parametrów

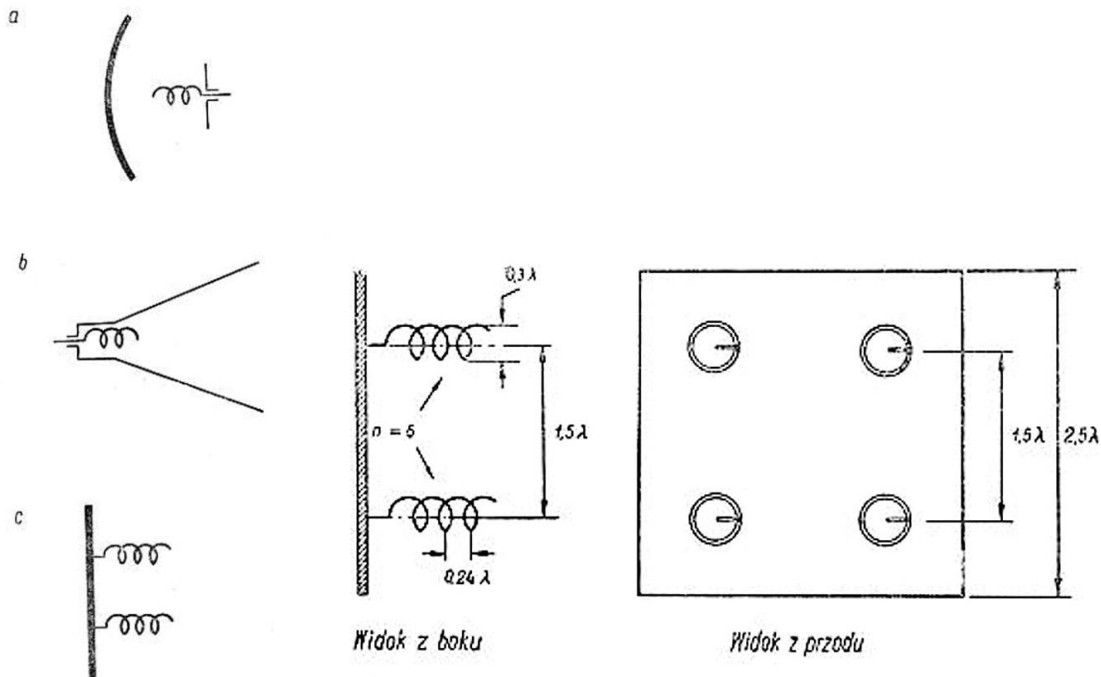


Rys.1.2. Konstrukcja transformatora ćwierćfalowego z rurki lub profilu o przekroju kwadratowym



Rys. 1.3. Antena śrubowa na pasmo 2 m z transformatorem koncentrycznym

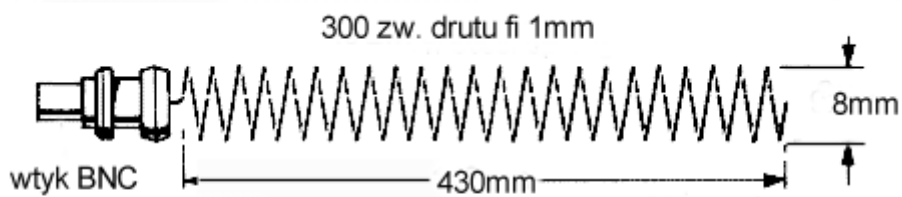
Na pasmach 23 cm i wyższych anteny śrubowe są stosowane jako promiennik oświetlający reflektor paraboliczny (rys. 1.4.a) lub jako promiennik okrągłej anteny tubowej (rys. 1.4b). Uzyskuje się dzięki temu bardzo duże zyski kierunkowe. Stosowane są również układy kilku anten śrubowych (rys. 1.4c). Dla zachowania polaryzacji kołowej wszystkie spirale muszą być nawinięte w tym samym kierunku. Nawinięcie połowy spiral prawo- i połowy lewoskrętnie daje wypadkowo polaryzację liniową.



Rys. 1.4. Przykłady zastosowań anten śrubowych w antenach parabolicznych, tubowych i układach antenowych

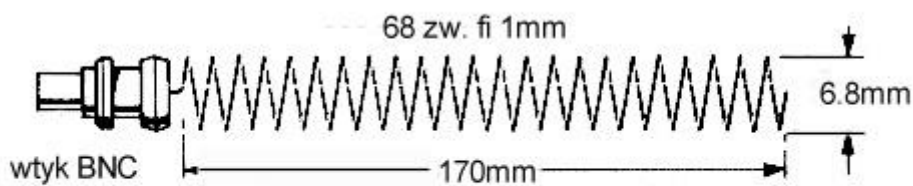
Rys. 1.5. Układ czterech pięciozwojowych anten śrubowych rozmieszczonych w rogach kwadratu o boku $1,5\lambda$. Bok reflektora ma długość $2,5\lambda$

Anteny śrubowe są również powszechnie spotykane w ręcznych radiostacjach na różne zakresy częstotliwości. Przykładowe konstrukcje przedstawiono na ilustracjach 1.6 – 1.8.



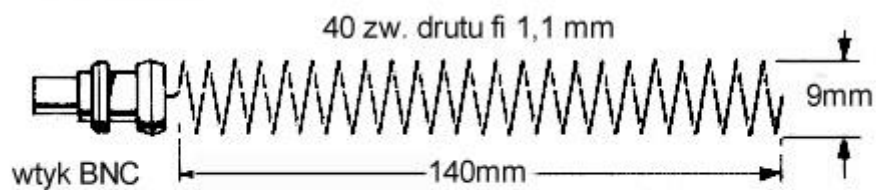
Antena helikalna 27 MHz

Rys. 1.6



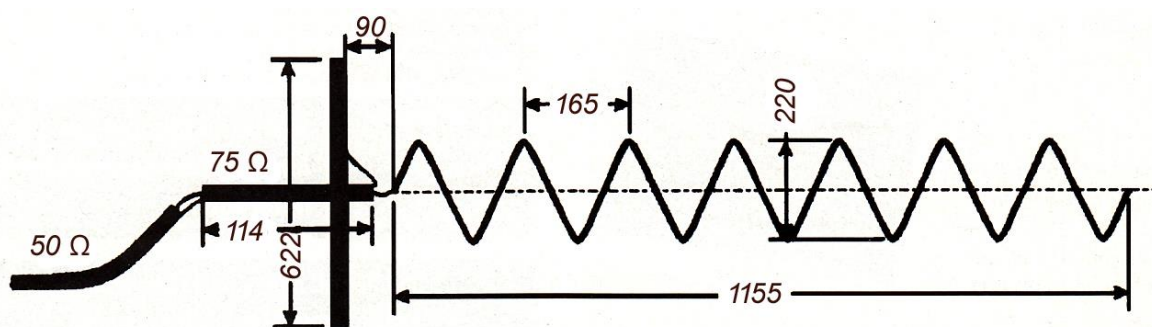
Antena helikalna 117 MHz

Rys. 1.7

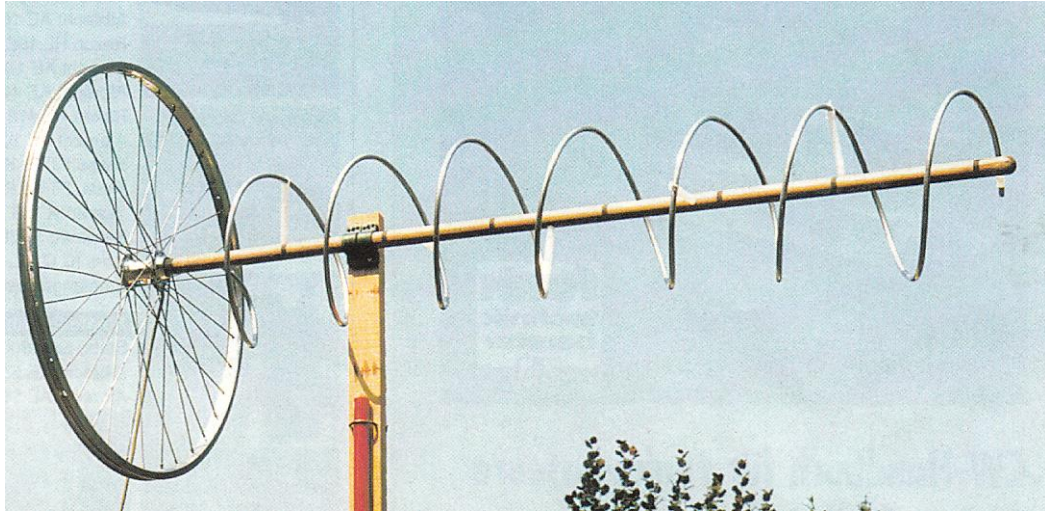


Antena helikalna 144 MHz

Rys. 1.8



Rys. 1.9. Wymiary anteny śrubowej na pasmo 70 cm („Funk” 5/1999)



Rys. 1.10. Realizacja anteny z rys. 1.9 z reflektorem z koła rowerowego, średnica reflektora powinna być równa $0,6 \lambda$ lub więcej

2. Anteny z promieniowaniem wstecznym

Anteny te są w literaturze angielskojęzycznej znane jako anteny „Backfire”. Nazwa pochodzi od zasady ich działania polegającej na tym, że mniej lub bardziej rozbudowany układ promieniujący albo antena jest skierowana na dodatkowy reflektor o znacznych wymiarach, który odbijając falę powoduje jej ponowne przejście wzdłuż anteny oświetlającej dając dodatkowy zysk, którego otrzymanie w przeciwnym razie wymagałoby rozbudowy anteny oświetlającej.

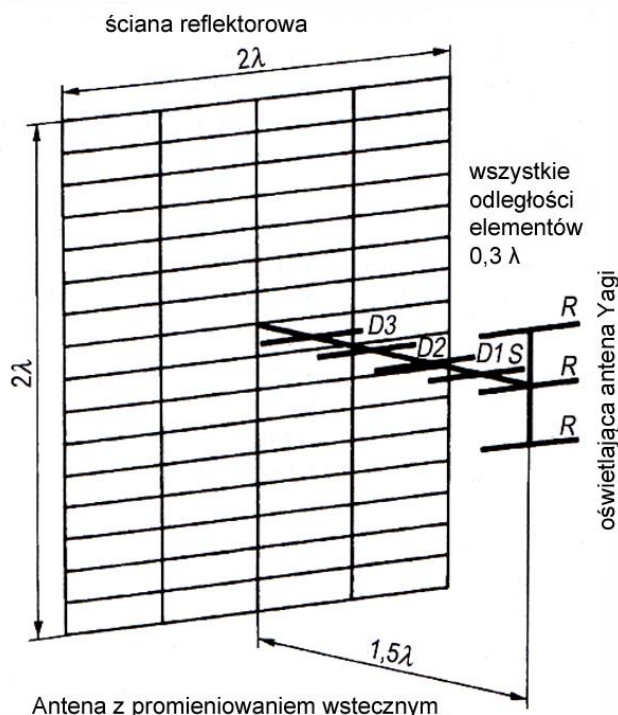
2.1. Anteny długie

W antenach długich z promieniowaniem wstecznym (odbitym) jako antena oświetlająca przeważnie stosowana jest długa antena Yagi. Znaczny zysk antenowy jest zależny zarówno od długości anteny oświetlającej jak i od wymiarów reflektora. Odbite od ściany reflektorowej promieniowanie przechodzi powtórnie wzdłuż anteny Yagi, co powinno teoretycznie dać dodatkowy zysk 3 dB, tak jakby antena Yagi była dwukrotnie dłuższa. W praktyce nieuniknione straty energii powodują, że należy raczej liczyć się z zyskiem około 2,5 dB.

Dla kwadratowych ścian reflektorowych optymalna długość boku jest obliczana ze wzoru:

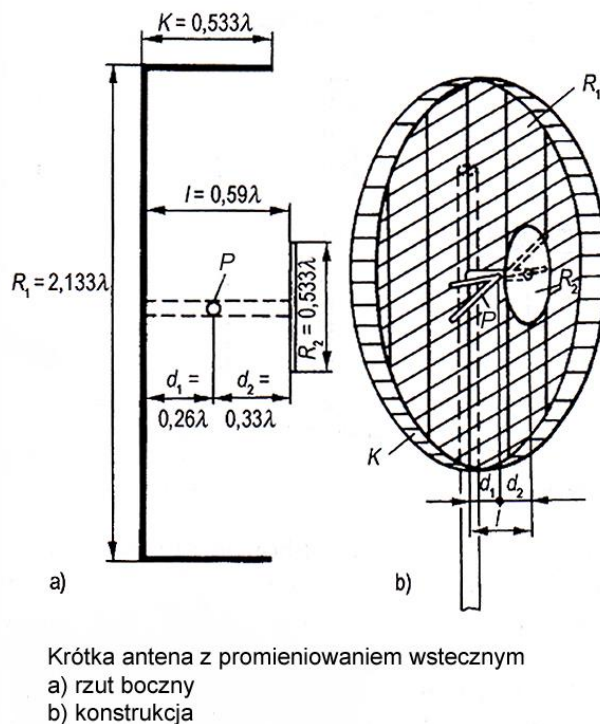
$l = \sqrt{1,5 D}$, gdzie D jest długością anteny Yagi wyrażoną w λ . Gdzie indziej w literaturze spotykane są nawet stwierdzenia, że bok ściany powinien być równy co najmniej 10-krotnej długości fali. W reflektorach z siatki boki jej oczek muszą być mniejsze od $1/10$ długości fali.

Sprawa jest jednak znacznie trudniejsza niż by się mogło wydawać na pierwszy rzut oka. Wskutek oddziaływania ściany reflektorowej właściwości rezonansowe anteny Yagi ulegają znacznym zmianom. W najprostszym przypadku dla powrócenia do maksymalnego zysku można pozostawić bez zmiany odstępów między elementami, ale konieczne jest skorygowanie ich długości: przedłużenie promiennika i reflektora i skrócenie direktorów. W warunkach amatorskich dobranie optymalnych wymiarów i dostrojenie anteny jest prawie niemożliwe, a znaczne rozmiary reflektora ścianowego pozwalają na stosowanie jej dopiero od pasma 70 cm wzwyż. Praktyczniejsze okazuje się więc skorzystanie z dłuższej anteny Yagi.



Rys. 2.1.1. Antena długa z oświetleniem za pomocą anteny Yagi

2.2. Anteny krótkie



Rys. 2.2.1. Konstrukcja krótkiej anteny z promieniowaniem wstecznym

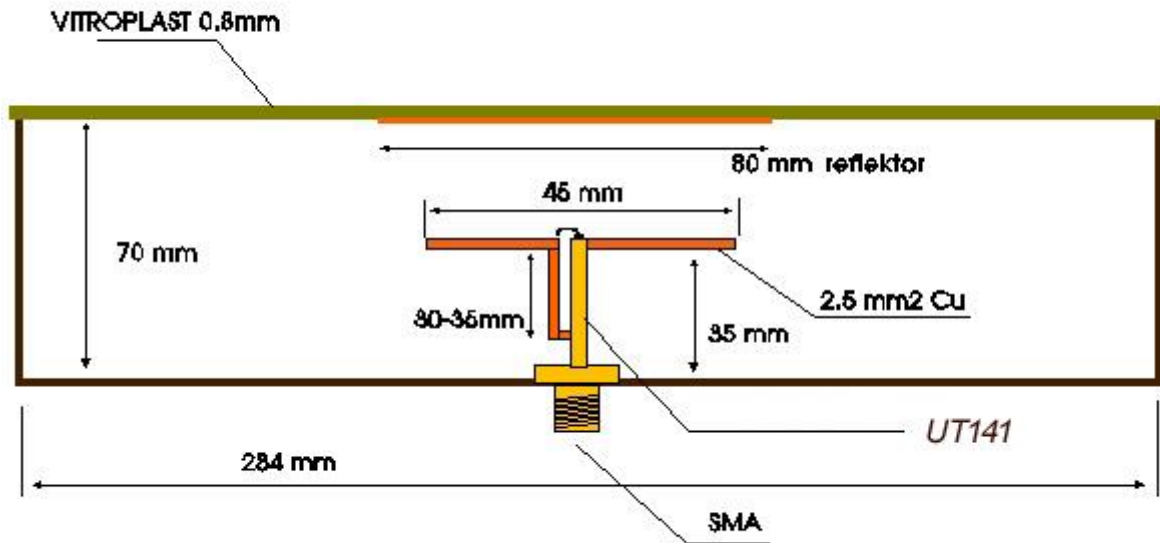
Dla anten krótkich minimalna możliwa długość równa się połowie fali. Konstrukcja zawiera dwa reflektory: mały o średnicy zbliżonej do połowy fali i duży o średnicy około 2λ . Osiągalne są zyski do 15 dBi przy tłumieniu wstecznym 30 dB.

W antenie z rys. 2.2.1 oba reflektory R_1 i R_2 są okrągłe, a pomiędzy nimi znajduje się promiennik P umieszczony poziomo albo pionowo w zależności od potrzeb. Promiennik może być też spolaryzowany kołowo. Trzeba tylko pamiętać o tym, że przy odbiciu ulega odwróceniu kierunku polaryzacji kołowej, z polaryzacji prawoskrętnej robi się lewoskrętna i odwrotnie. Reflektory mogą mieć też inny kształt niż okrągły, przykładowo sześciokąt- albo ośmiokąt. Uwagę zwraca też stosunkowo szeroki kołnierz K reflektora R_1 . W przypadku wykonania reflektorów z siatki jej oczka muszą być mniejsze niż $1/10$ fali. Długość anteny jest sumą odstępów d_1 i d_2 i w przypadku pokazanym na ilustracji równa się ona $0,59 \lambda$. W innych źródłach podawane są trochę różniące się wymiary: $R_1 = 2,0 \lambda$, $R_2 = 0,5 \lambda$, $K = 0,2 \lambda$, d_1 , $d_2 = 0,25 \lambda$, zysk 13 dBd, tłumienie wsteczne przekraczające 30 dB i tłumienie listków bocznych powyżej 20 dB.

Charakterystyki kierunkowe przy polaryzacji poziomej odpowiadają charakterystykom anteny piętrowej złożonej z dwóch anten Yagi. Szerokość pasma pracy zależy od szerokości pasma promiennika, a więc korzystne może być stosowanie promienników szerokopasmowych. Na niskich częstotliwościach, kiedy reflektor pomocniczy R_2 jest zbyt mały i nie spełnia swojej roli antena pracuje jako zwykła antena reflektorowa. Anteny tego rodzaju znajdują zastosowanie na falach decymetrowych i tam, gdzie potrzebna jest polaryzacja kołowa. Dla jej uzyskania należy zastąpić prosty promiennik przez promiennik skrzyżowany. W odróżnieniu od anten Yagi z polaryzacją kołową nie potrzeba tutaj podwajając liczby innych skrzyżowanych elementów (reflektorów i direktorów).

W konstrukcjach amatorskich na pasmo 23 cm jako reflektora R_1 można użyć tortownicy albo innej okrągłej formy do ciast, a jako promiennik może posłużyć antena dwukwadratowa wykonana z drutu. Krótkie anteny z promieniowaniem wstecznym są również produkowane fabrycznie przez kilka firm. Są wśród nich także anteny na pasmo 2,4 GHz.

S53MV 13cm



S51KQ 25/04/1995

Rys. 2.2.2. Antena S53MV na pasmo 13 cm

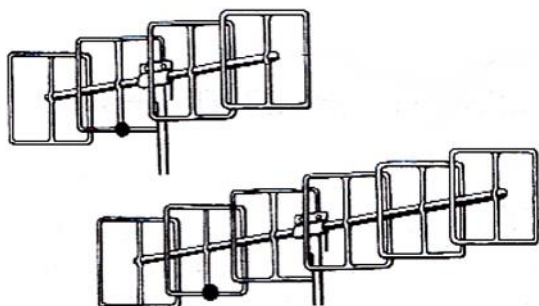


Rys. 2.2.3. Przykład realizacji anteny na pasmo 2,4 GHz

3. Anteny pętlowe

3.1. Anteny Yagi z promiennikiem pętlowym

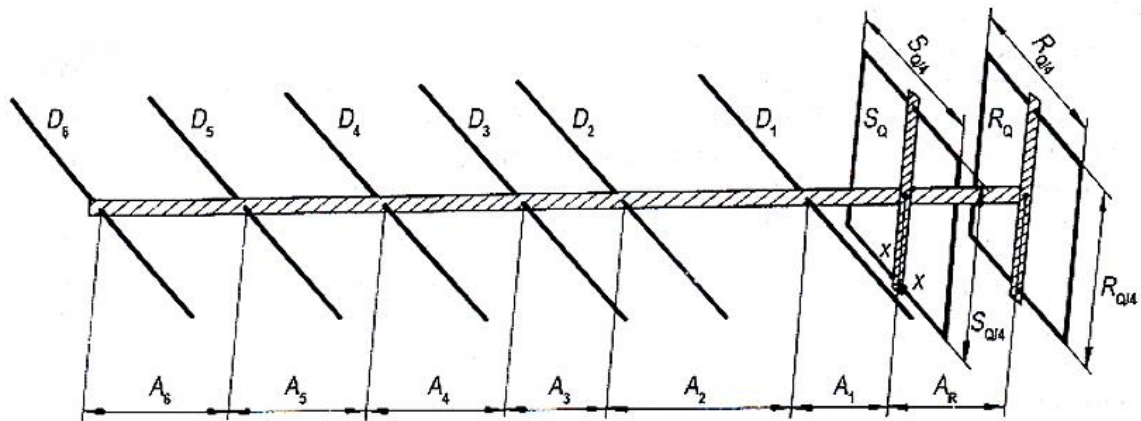
W zakresie fal krótkich stosowane są, ze względu na znaczne wymiary, anteny z co najwyżej dwoma całofalowymi pętlami (patrz tom 51), natomiast wielopętlowe konstrukcje na pasma UKF są znacznie łatwiejsze w realizacji. Istotną zaletą anten z dwoma pętlami jest stosunkowo szeroki kąt rozwarcia wiązki w płaszczyźnie poziomej. Dla uzyskania węższej wiązki możliwe jest dodanie jednego lub kilku dyrektorów, dzięki czemu antena upodabnia się funkcjonalnie do anteny Yagi. Anteny wielopętlowe mają taki sam zysk i taką samą szerokość wiązki jak anteny Yagi o tej samej liczbie elementów, ale wymagają większego nakładu materiałowego i ich konstrukcja jest bardziej skomplikowana. Większy też jest opór stawiany wiatrowi przez taką konstrukcję. Zasadniczo nie ma więc powodów do korzystania z anten o większej liczbie pętli. Rozpowszechnione są za to rozwiązania mieszane złożone z dwóch pętli: promiennika i reflektora oraz z dodatkowych dyrektorów. Anteny Yagi z kwadratowym promiennikiem są w literaturze anglojęzycznej nazywane antenami *Quagi* – skrótem od nazw *Quad-Yagi*. Łączą one w sobie zalety obu rodzajów anten: szerokopasmowość kostki dwupętlowej, prosty sposób zasilania, niższe nakłady materiałowe niż w przypadku anteny wielopętlowej i korzystny zysk kierunkowy. Ośmioelementowa antena z rys. 3.1.2 jest zasilana niesymetrycznie kablem 50-omowym i ma zysk o około 1 dB wyższy niż antena Yagi o tej samej długości. Jej wymiary dla pasm 2 m i 70 cm podano w tabeli 3.1.1. Impedancja wejściowa na zaciskach X-X wynosi 60Ω , co pozwala na zasilanie jej zarówno kablami 50 jak i 75Ω . Pętle kwadratowe można wykonać z przewodu miedzianego albo aluminiowego o średnicy 2 – 3 mm, a direktory z przewodu aluminiowego 3 – 3,5 mm. Nośnik można wykonać z listwy drewnianej o przekroju 25 x 75 mm lub podobnym. W literaturze podawany jest orientacyjny zysk $\geq 11,5$ dBd. Konstruowane są także anteny na pasmo 23 cm.



Rys. 3.1.1. Wielopętlowe anteny kwadratowe

Tabela 3.1.1. Wymiary anteny dla pasm 2 m i 70 cm

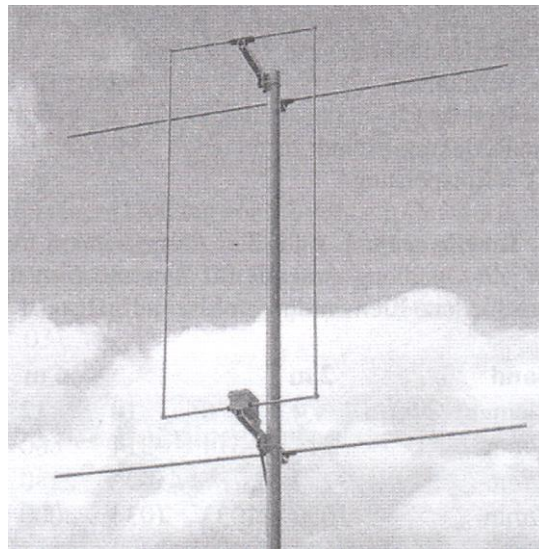
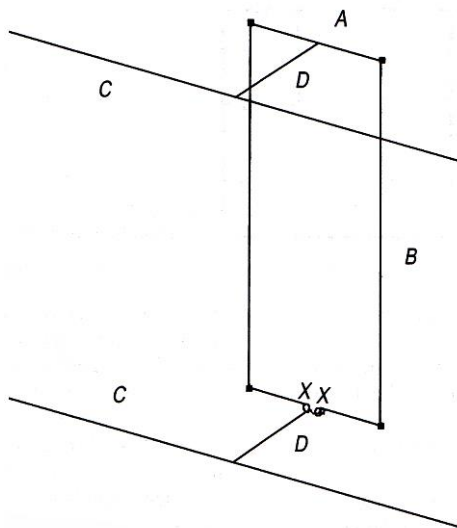
Częstotliwość [MHz]	145,5	432
Obwód reflektora RQ [mm]	2200	711
Obwód promiennika SQ [mm]	2083	676
Długość direktora D1 [mm]	913	299
Długość direktora D2 [mm]	908	297
Długość direktora D3 [mm]	903	295
Długość direktora D4 [mm]	899	293
Długość direktora D5 [mm]	894	292
Długość direktora D6 [mm]	889	291
Odstęp AR [mm]	533	178
Odstęp A1 [mm]	400	133
Odstęp A2 [mm]	838	279
Odstęp A3 [mm]	445	149
Odstępy A4 – A6 [mm]	663	222
Długość anteny [mm]	4205	1405



Rys. 3.1.2. Antena ośmioelementowa. Wymiary podano w tabeli 3.1.1

3.2. Piętrowe anteny z promiennikiem pętlowym

Piętrowa antena DK7ZB posiada wspólny promiennik w postaci całofalowej prostokątnej pętli o poziomych bokach równych $\lambda/4$. Impedancja wejściowa pętli wynosi w przybliżeniu 130Ω , a jej zysk kierunkowy $1,3 \text{ dBd}$. Przy przedłużeniu boków pionowych do $0,375 \lambda$ i skróceniu poziomych do $0,15 \lambda$ osiągnięty jest zysk $2,6 \text{ dBd}$ przy czym impedancja wejściowa maleje do 35Ω . Optimum zysku wypada według symulacji w programie EZNEC w przybliżeniu przy stosunku boków $0,14 \lambda$ do $0,42 \lambda$ i wynikającej stąd długości pętli $1,1 \lambda$. Osiągany jest wówczas zysk $2,8 \text{ dBd}$, a impedancja wejściowa maleje do (łatwych do dopasowania) 25Ω . Dla zapewnienia wystarczającej sprawności (utrzymania możliwie niskich strat) antena powinna w tym wydaniu być skonstruowana z rurek metalowych, a nie z przewodów.



Rys. 3.2.1. Konstrukcja anteny i oznaczenia elementów. Przy zasilaniu poziomego boku jak na rysunku antena ma polaryzację poziomą

Fot. 3.2.2. Antena pętlowa DK7ZB na pasmo 2 m z dwoma reflektorami

Dzięki dodaniu dwóch poziomych reflektorów uzyskiwana jest charakterystyka jednokierunkowa. Zysk kierunkowy wzrasta wówczas do $6,5 \text{ dBd}$, co odpowiadałoby antenie trzypętlowej. Kąt rozwarcia wiązki w płaszczyźnie poziomej jest o 6° większy a w płaszczyźnie pionowej o 10° mniejszy niż dla anteny trzypętlowej. W porównaniu z trzejelementową anteną Yagi mającą również zysk $6,5 \text{ dBd}$ jej nośnik jest o połowę krótszy.

Antena na częstotliwość 144,3 MHz ma w wolnej przestrzeni następujące parametry:

- zysk kierunkowy 6,5 dBd,
- tłumienie wsteczne 18,5 dB,
- kąt rozwarcia wiązki w poziomie 72° ,
- kąt rozwarcia wiązki w pionie 70° ,
- impedancję wejściową 28Ω ,
- szerokość pasma przy WFS poniżej 1,5 – 2,3 MHz.

Tabela 3.2.1

Wymiary anteny dla pasm 2 m i 6 m przy różnych grubościach elementów

Wymiar	Pasma	2 m			6 m
		Średnica elementu [mm]	4	6	10
A [mm]		314	314	314	880
B [mm]		782	787	797	2280
C [mm]		1030	1033	1034	3000
D [mm]		300	300	300	855

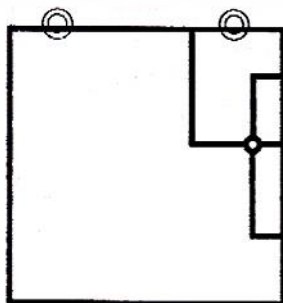
Do zasilania anteny może służyć, opisany w tomie 50 w punkcie poświęconym technice 28-omowej, symetryzator DK7ZB z transformatorem ćwierćfalowym wykonany z kabla $2 \times 75 \Omega$. Spotykane są również konstrukcje z dwoma lub czterema pętlami dające odpowiednio zyski 7,5 dBd i 9,3, dBd oraz tłumienia wsteczne 15 dB i 17 dB.

Od optycznie podobnej anteny szczelinowej z dwoma reflektorami przedstawionej w tomie 50 obecna antena różni się rodzajem i miejscem zasilania. W antenie szczelinowej zaciski znajdują się na przeciwnych pionowych bokach, na wysokości zapewniającej dopasowanie do linii zasilającej. Antena szczelinowa pracuje w takim przypadku z polaryzacją poziomą.

3.3. Dwupasmowa antena okienna

Kwadratowa antena z rys.3.3.1 składa się z dwóch pętli: większej na pasmo 2 m i widocznej w prawym górnym rogu mniejszej pętli dla pasma 70 cm. Oba promienniki są zasilane ze wspólnego gniazdka BNC przez transformatory dopasowujące gamma.

Antena jest zawieszana na dwóch przyssawkach na szybie okiennej i dzięki temu można z niej bez większych kłopotów korzystać w domu, w pokoju hotelowym itp. Polaryzacja fali zależy od kierunku umieszczenia zasilanego boku. W pozycji widocznej na rysunku antena jest spolaryzowana pionowo. W wydaniach fabrycznych jest ona wykonana z płaskowników aluminiowych, a do korekty dopasowania służą śruby na transformatorach dopasowujących. Składana pętla ma wymiary $54 \times 54 \times 5$ mm. Szczegóły konstrukcyjne anteny pozwalające na jej wykonanie we własnym zakresie podano w tomie 32 „Biblioteki”.

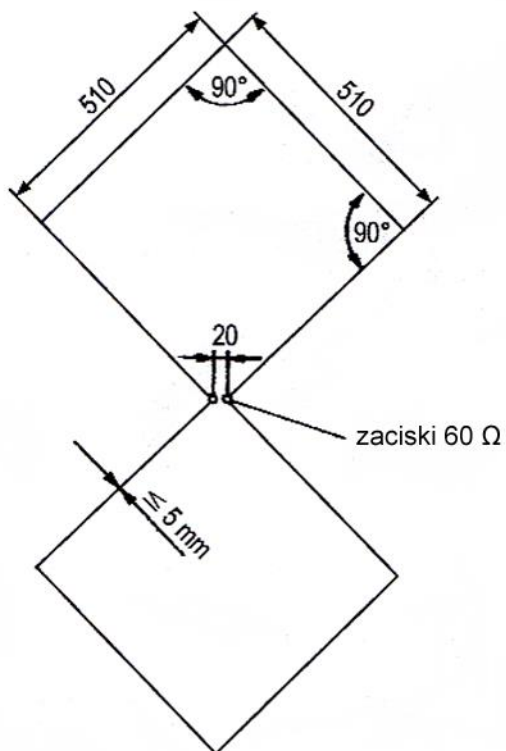


Rys. 3.3.1. Okienna antena na pasma 2 m i 70 cm

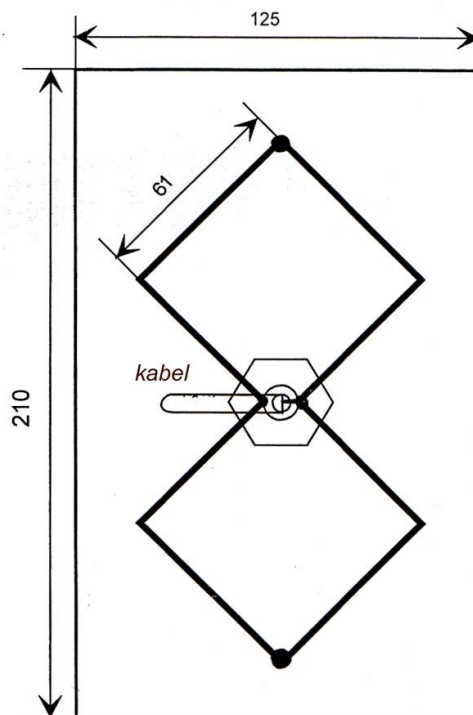
3.4. Pętla ósemkowa – podwójny kwadrat

Antena opracowana przez DL7QZ ma kształt dwóch stykających się wierzchołkami kwadratów, a właściwie rombów. Wyglądem przypomina także kanciastą ósemkę i tak bywa też nazywana. Można sobie wyobrazić, że jej konstrukcja powstała przez rozciągnięcie podwójnego dipola pętlowego. Boki kwad-

ratów mają długości połowy fali. Promiennik dwukwadratowy jest najczęściej elementem anten kierunkowych posiadających oprócz niego reflektor w postaci ściany, ale spotykane są także inne warianty. W przypadku umieszczenia kwadratów nad sobą antena promieniuje falę o polaryzacji poziomej. Zysk kierunkowy powstaje w tym przypadku wyłącznie dzięki skupianiu energii w płaszczyźnie pionowej. Antena ma właściwości szerokopasmowe i pokrywa przykładowo zakres szerszy od pasma 2 m.



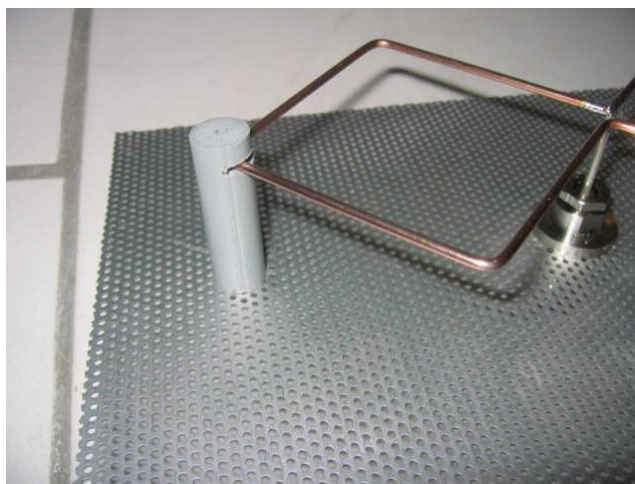
Podwójny kwadrat na pasmo 2 m



Rys. 3.4.2. Wymiary anteny na pasmo 23 cm

Rys. 3.4.1

Bok podwójnego kwadratu dla pasma 70 cm ma długość 170 mm, a obwód całości jest równy 1365 mm. Możliwe jest umieszczenie potrójnego reflektora (jak na rys. 3.5.2c) w odległości 92 mm. Pręty reflektora mają długości 350 mm, a odstępy między nimi wynoszą 170 mm. Ta złożona z dwukwadratowego promiennika i 3-elementowego reflektora antena daje zysk ~ 8 dB przy tłumieniu wstecznym ~ 20 dB.

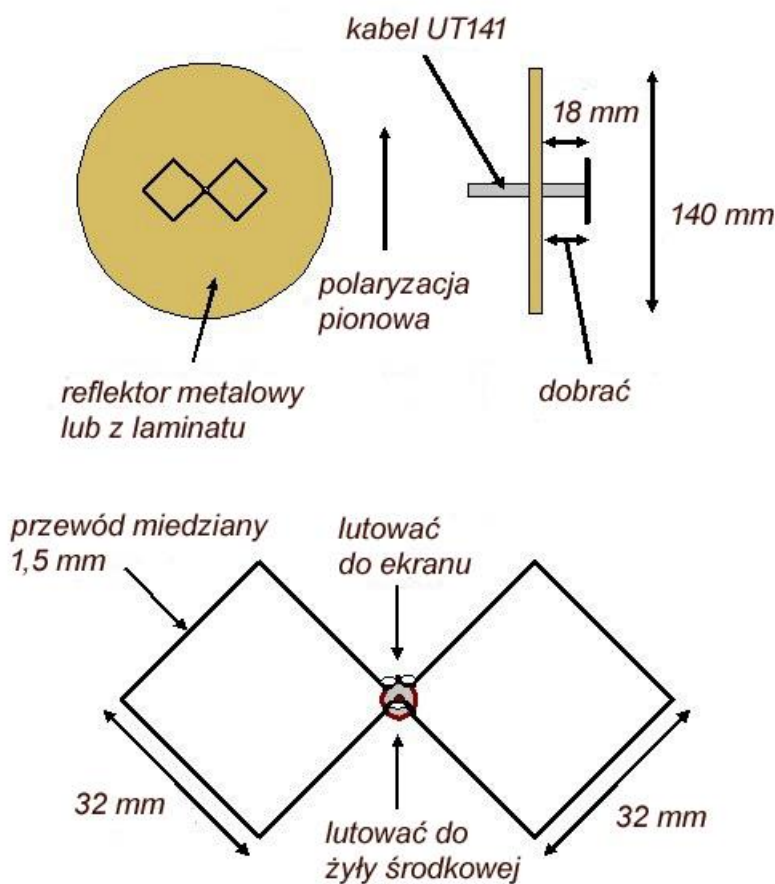


Fot. 3.4.3. Przykład wykonania

Antena dwukwadratowa na pasmo 23 cm (QSP 10/1993) jest wykonana z miedzianego drutu spawalniczego o grubości 2 mm. Promiennik można umocować do reflektora z blachy za pomocą dwóch bolców 31 x 2 – 3 mm w górnym i dolnym rogu. Sposób umocowania jest zasadniczo dowolny, konieczne jest tylko zapewnienie odstępu promiennika od reflektora 31 mm.

Antenę można zasilать bezpośrednio kablem 50 Ω , sztywnym UT141 lub dowolnym innym albo można też dodać gniazdko koncentryczne N lub BNC. Konstruktor podaje dla niej zysk 8 dBd i kąt rozwarcia wiązki w płaszczyźnie poziomej 110°, a w płaszczyźnie pionowej 55°. Bezpośrednie zasilanie kablem niesymetrycznym bez użycia symetryzatora powoduje, że główna wiązka charakterystyki jest odchylona o około 10° od osi anteny. Przy montażu pionowym antena jest spolaryzowana poziomo.

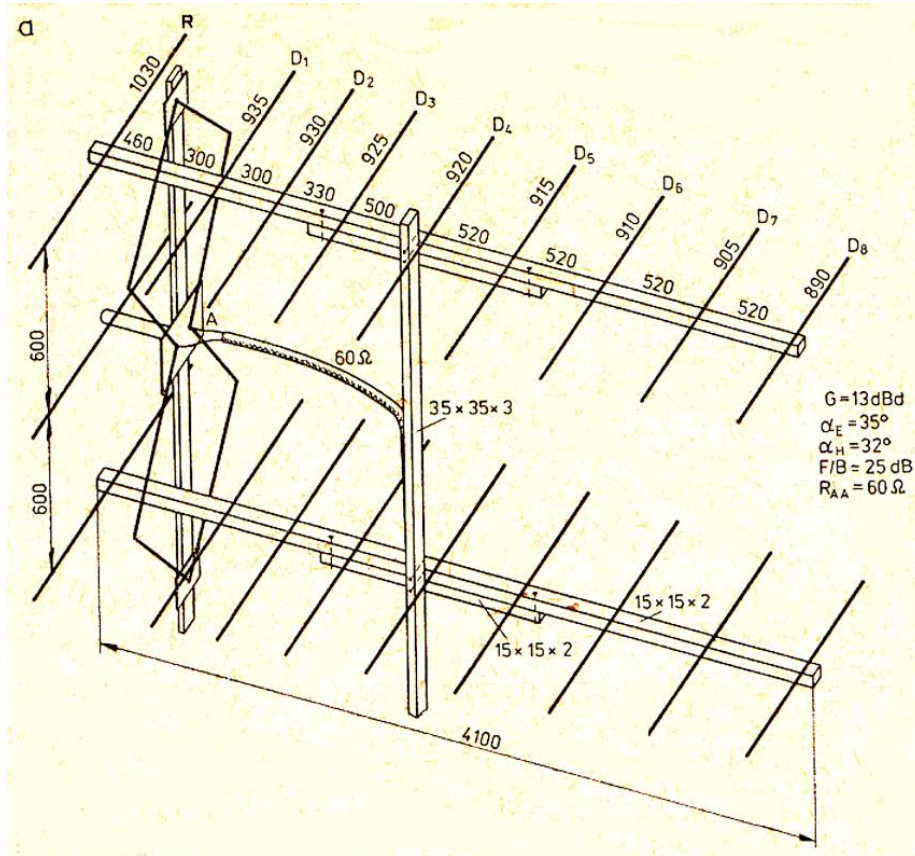
Prosta antena na 2,4 GHz



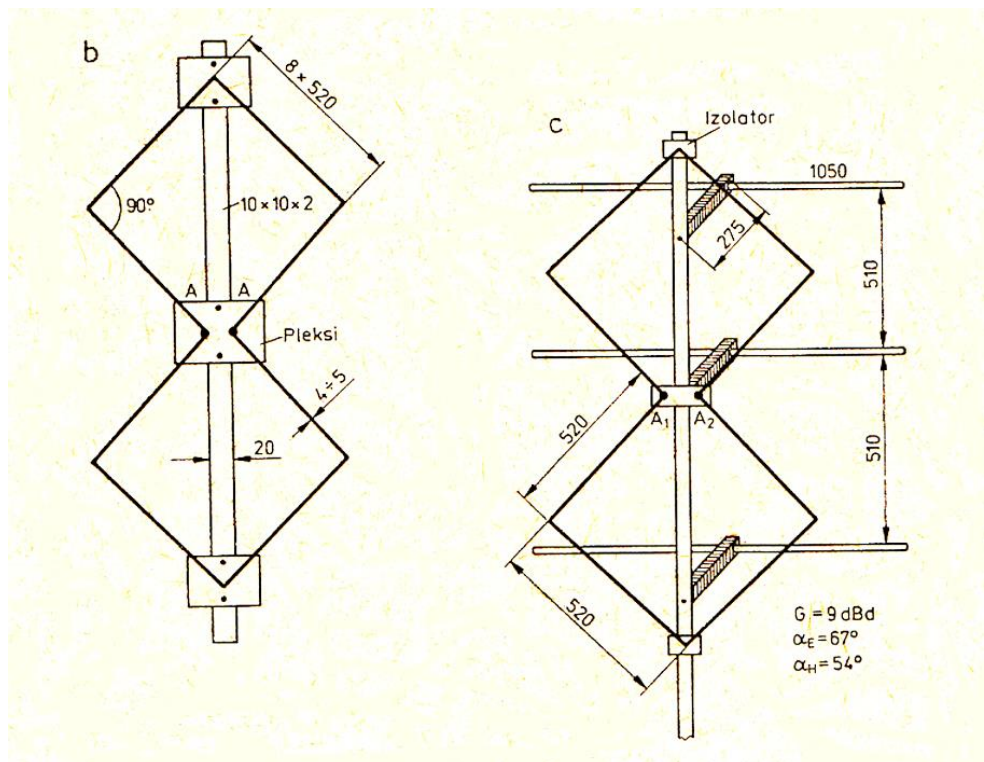
Rys. 3.4.4. Antena dwukwadratowa na pasmo 13 cm

3.5. Piętrowa antena z promiennikiem dwukwadratowym

Przykładowe rozwiązanie anteny DL7KM składa się z trzyczęściowego reflektora, wspólnego promiennika dwukwadratowego i dwóch pięter po osiem dyrektorów. Impedancja wejściowa 60 Ω pozwala na zasilanie anteny kablami 50 Ω lub 75 Ω przy niewielkim WFS. Antena jest zasilana niesymetrycznie i nie wymaga symetryzatora. Odległość pięter anteny wynosząca 1200 mm jest mniejsza od optymalnej. Promiennik jest wykonany z przewodu miedzianego o średnicy 5 mm i jest umocowany do nośnika 10 x 10 x 2 za pośrednictwem płytek izolacyjnych ze szkła, tekstolitu szklanego lub innego materiału. Występujące tam niskie napięcia nie stawiają specjalnych wymagań odnośnie materiału izolacyjnego. Płytki i wibrator (promiennik) należy pomalować farbą. Dla stłumienia ewentualnej fali powierzchniowej w kablu można na niego założyć pierścionki ferrytowe. Zaletą anteny DL7KM jest mniejsza długość, a wadą bardziej skomplikowana konstrukcja promiennika i konieczność odizolowania go od nośnika. Konstrukcję upraszcza stosowanie masztów i nośników drewnianych lub z PCW. Konstrukcje anten tego rodzaju można łączyć w większe układy tworząc całe ściany antenowe.

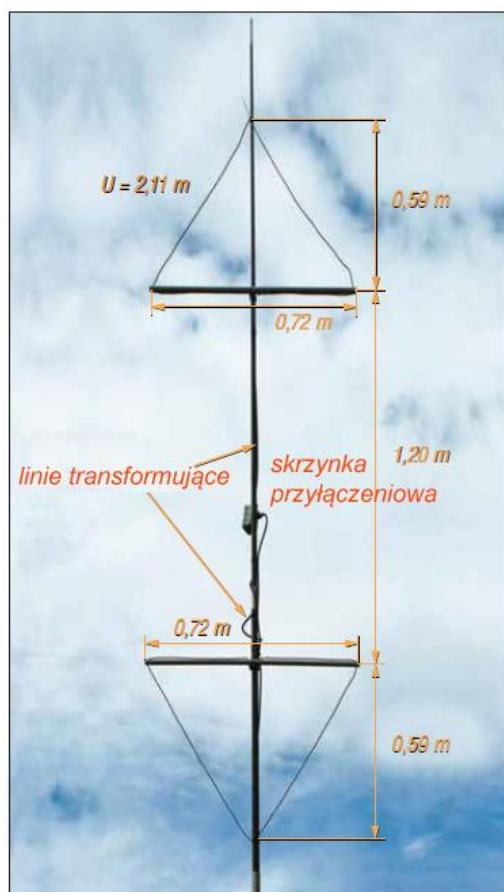


Rys. 3.5.1. Dwupiętrowa antena na pasmo 2 m ze wspólnym wibratorem



Rys. 3.5.2. Konstrukcja promiennika i widok od przodu

3.6. Piętrowa antena delta na pasmo 2 m



Piętrowa antena delta DK7ZB („Funkamateu” 8/2019) składa się z dwóch trójkątnych całofalowych pętli wykonanych z izolowanej licy i umieszczonych jedna nad drugą na nieprzewodzącym maszcie. Ich konstrukcja wymaga zastosowania dwóch poprzecznych wsporników – plastikowych rurek instalacyjnych albo prętów z włókna szklanego. Impedancje wejściowe pojedynczych pętli równe przybliżeniu $120\ \Omega$ są dopasowane do kabla $50\ \Omega$ za pomocą transformatorów $75\ \Omega$, ale w opisanej konfiguracji wskutek sprzężenia elektromagnetycznego zmniejszają się one do około $86\ \Omega$ i są obciążone składową indukcyjną. Wejścia obu pętli są połączone równolegle za pomocą linii półfalowych (kable współosiowych $75\ \Omega$, $2 \times 0,69\ \text{m}$ RG-59 przy uwzględnieniu jego współczynnika skrócenia) w wyniku czego impedancja wejściowa równa się $43\ \Omega$ i jest na tyle zbliżona do $50\ \Omega$, że możliwe jest zasilanie anteny kablem 50-omowym. Wierzchołki pętli są skierowane w kierunkach przeciwnych – w górę i w dół. Maksymalny zysk otrzymuje się przy odstępie pętli $0,58\ \lambda$, co dla pasma 2 m równa się $1,20\ \text{m}$.

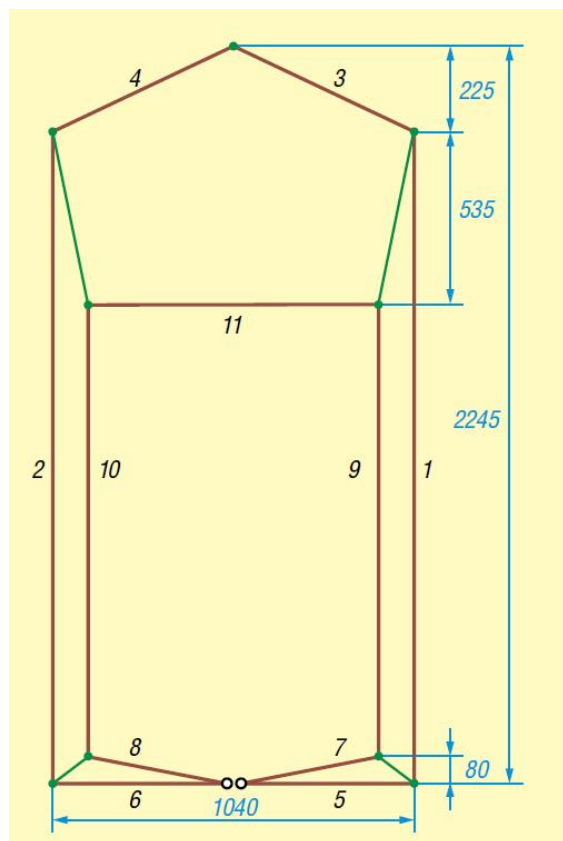
Rys. 3.6.1. Konstrukcja

Tabela 3.6.1
Parametry piętrowej anteny delta

Parametr	Pętla delta	
	pojedyncza	piętrowa
Częstotliwość [MHz]	144,3	144,3
Zysk [dBd]	0,85	5
Szerokość wiązki w poziomie [°]	84,2	83,4
Impedancja wejściowa [Ω]	120	2×86
Długość transformatora RG-59 dla dopasowania do $50\ \Omega$ [mm]	345	2×690
WFS na 144,5 MHz	1,4	1,3
Szerokość pasma dla WFS < 1,5 [MHz]	2	> 8
Obwód pętli [m]*	2,14	2,11
Długość podstawy [m]	0,72	0,72
Wysokość trójkąta [m]	0,59	0,59
Odstęp [m]		1,20
Wykonanie z licy miedzianej $1,5\ \text{mm}^2$ w izolacji z PCW		
* Różnica długości około $15\ \text{mm/MHz}$		

Charakterystyka kierunkowa anteny w płaszczyźnie poziomej ma kształt ósemki złożonej z dwóch prawie okręgów, a w płaszczyźnie pionowej posiada dwa listki poziome i listek pionowy rozdzielone wyraźnym minimum.

3.7. Prostokątna antena na pasma 4 i 6 m



Rys. 3.7.1. Konstrukcja anteny



Rys. 3.7.2. Widok ogólny

Antena konstrukcji DK7ZB („Funkamateur” 3/2018) składa się z dwóch równoległe zasilanych pętli, przy czym jej impedancja wejściowa wynosi 50Ω . Zysk kierunkowy w każdym z pasm równa się 2,3 dBd. Pasma pracy jest jednak węższe w porównaniu z anteną o krótszym boku prostokąta równym $\lambda/4$. W tabeli 3.7.1 podano wymiary dla anteny skonstruowanej z przewodu o średnicy 2 mm bez izolacji. Zależnie od właściwości i grubości izolacji dla przewodu izolowanego można spodziewać się przesunięcia częstotliwości rezonansu o 1 – 3 % w dół. Podobnie obniżenia częstotliwości rezonansowej można spodziewać się przy zastąpieniu przewodu 2 mm przez 1-milimetrowy. Obwód pętli na niższe pasmo jest trochę powiększony w stosunku do pętli jednopasmowej. Stosunek boków pętli wewnętrznej (dla wyższego pasma) został skorygowany tak, aby uzyskać impedancję 50Ω – odcinki pionowe zostały skrócone, a poziome – przedłużone.



Rys. 3.7.3. Wykonanie dławika

Wymiary podane w tabeli 3.7.2 można łatwo przeliczyć dla innych kombinacji pasm. Antenę można umieścić na maszcie metalowym lub z materiału izolującego. Zalecane jest użycie dławika tłumiącego fale powierzchniowe w kablu. Można wykonać go nawijając cztery zwoje kabla Aircell-5 na rdzeniu pierścieniowym FT240-43. Dławik taki pozwala na nadawanie z mocami do 1 kW. Zaleca się na

początek przyjmując nieco większe długości pętli i stopniowo skracając je aż do uzyskania minimum WFS. Poziome odcinki pętli można poprowadzić wewnątrz plastikowych rurek służących za wsporniki. Wsporniki można oczywiście wykonać z prętów z włókna szklanego albo bambusowych.

Tabela 3.7.1

Względne wymiary pętli wykonanych z nieizolowanego przewodu 2 mm

Pętla 50 MHz	Wymiar
Obwód	1,046 λ
Odcinki pionowe	0,322 λ
Odcinki poziome	0,145 λ
Pętla 70 MHz	Wymiar
Obwód	1,100 λ
Odcinki pionowe	0,313 λ
Odcinki poziome	0,205 λ

Tabela 3.7.2

Wymiary fizyczne elementów pętli dla przewodu nieizolowanego 2 mm

Pętla [MHz]	Numery odcinków wg ilustr. 3.7.1	Długości odcinków [mm]
50	1, 2	2020
50	3, 4	566
50	5, 6	520
70	7, 8	432
70	9, 10	1405
70	11	950

3.8. Antena pętlowa w kształcie klepsydry

Opisana w QST 12/2028 antena pętlowa K4ERO składa się z dwóch trójkątnych pętli o całkowitej długości 2 λ połączonych razem w wierzchołku. W miejscu skrzyżowania przewody są izolowane od siebie. Całość przypomina wyglądem klepsydrę. Jest ona zasilana kablem 50 Ω na środku dolnego boku, natomiast w górnym poziomym boku płynie maksymalny prąd. Składowe pionowe pola kompensują się i antena pracuje z polaryzacją poziomą. Zysk jest o 2,5 dB wyższy w porównaniu z pojedynczą pętlą całofalową i wynosi prawie 7 dBi. Charakterystyka kierunkowa jest zbliżona do charakterystyki dipola albo pojedynczej pętli, z tym, że minima są odchylone o 45° od osi anteny. W celu otrzymania charakterystyki jednokierunkowej należy z jednej strony umieścić reflektor o tym samym kształcie i obwodzie o 5% dłuższym lub umieścić ją przed metalową płaszczyzną. Powoduje to jednak zmianę impedancji wejściowej. Szerokość pasma wynosi około 2%, czyli z przybliżeniem 3 MHz w paśmie 2 m i 9 MHz w paśmie 70 cm dla WFS < 2. Dostrojenie anteny polega na odpowiednim skróceniu lub przedłużeniu przewodu dla uzyskania minimalnego WFS. Można też dodać chorągiewki dostrajające na bokach pętli w strzałkach prądu, jak to widać na fotografii. Dla zmiany polaryzacji na pionową do pracy emisją FM należy antenę obrócić o 90°.

Tabela 3.8.1

Wymiary anteny dla pasm 2 m i 70 cm

Częstotliwość [MHz]	Długość przewodu [cm]	Wysokość pętli [cm]	Szerokość pętli [cm]
144,2	430 (1,3 mm ² w izolacji)	175	37
432,1	142 (2 mm ² bez izolacji)	59	12



Rys. 3.8.1

3.9. Skrzyżowane pętle prostokątne

Opisana w QST 4/2017 dookólna antena K4ERO na pasmo 6 m składa się z dwóch skrzyżowanych pętli prostokątnych. Koncepcja jest do pewnego stopnia spokrewniona z koncepcjami anteny krzyżakowej i anteny o skrzyżowanych pętlach kolistych („trzepaczki”). Oba te typy anten przedstawiono w dalszym ciągu skryptu.

Antena ma dookólną charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie poziomej z nierównomiernościami około 0,5 dB i zysk w wolnej przestrzeni 1,5 dBi, a więc o około 0,5 dB mniej niż dipol, ale o 2 dB więcej od anteny krzyżakowej. Wskutek odbić od powierzchni ziemi w pewnych kierunkach zysk może jednak być o 5 dB wyższy.

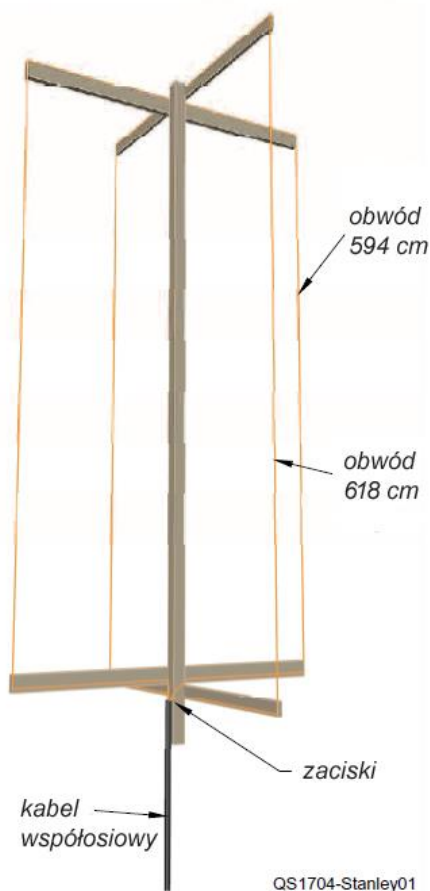
Konstruktor proponuje dwa warianty zasilania. W wariantcie klasycznym jedna z pętli jest zasilana przez linię opóźniającą o 90° jak w przypadku anteny krzyżakowej lub innych anten z polaryzacją kołową. Drugim sposobem jest dostrojenie jednej z pętli do częstotliwości trochę wyższej, a drugiej do częstotliwości trochę niższej od częstotliwości pracy. Jedna z pętli ma więc na częstotliwości pracy charakter indukcyjny a druga pojemnościowy. Przy równoległym połączeniu wejść pętli obie składowe reaktancyjne kompensują się.

Widoczna na ilustracji 3.9.1 antena zawiera dwie pętli dostrojone do częstotliwości 49,2 MHz (obwód 618 cm) i 51,2 MHz (obwód 594 cm), pętli wykonano z przewodu 0,5 mm przy czym wsporniki poprzeczne mają długości 110 cm, a wysokość dłuższej pętli około 200 cm. Dla uzyskania impedancji wejściowej pętli 50Ω stosunek długości boków pionowych do poziomych powinien być zbliżony do 2:1. WFS każdej z pętli osobno na częstotliwości pracy jest zbliżony do 2,6. W przypadku wartości odbiegających od podanej należy odpowiednio zmienić długość obwodu pętli. Po dostrojeniu każdej z pętli ich wejścia są łączone równolegle. Szerokość pasma dla WFS $< 1,5$ przekracza 2 MHz, przy czym w przebiegu WFS w funkcji częstotliwości mogą pojawić się dwa minima. Jeżeli w wierzchołku pomiędzy nimi WFS przekracza 1,2 należy zbliżyć do siebie częstotliwości rezonansowe pętli.

W punktach minimów charakterystyka kierunkowa odbiega bardziej od dookólnej niż w pozostałym zakresie.

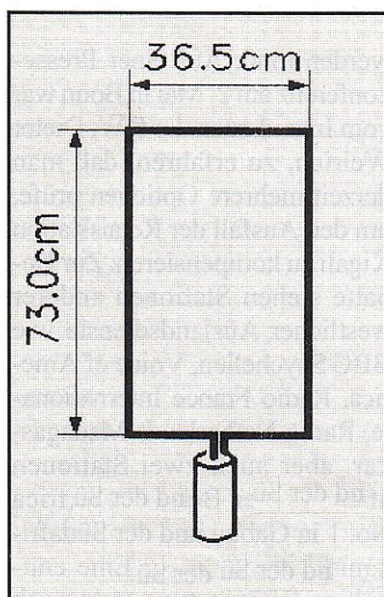
Alternatywnie można wykonać obie pętli o tych samych wymiarach, dostrojone przykładowo do 50,2 MHz i włączyć w szereg w jednej z nich reaktancję pojemnościową -50Ω , a w drugiej indukcyjną $+50$

Ω . Odpowiada to na 50,2 MHz pojemności 65 pF i indukcyjności 166 nH czyli czterem zwojom o śrebicy 12 mm i długości uzwojenia również 12 mm.
Dławik tłumiący falę powierzchniową składa się z trzech zwojów kabla RG-58 zwiniętych w okrąg o średnicy 30 cm i z dodatkowego zatraskowego rdzenia ferrytowego założonego na kabel.

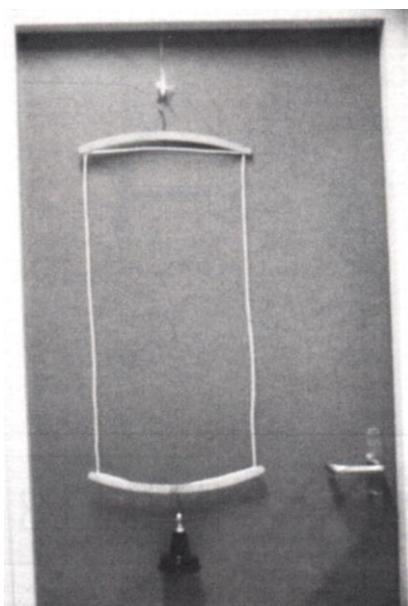


Rys. 3.9.1. Konstrukcja

3.10. Pokojowa antena pętlowa na pasmo 2 m



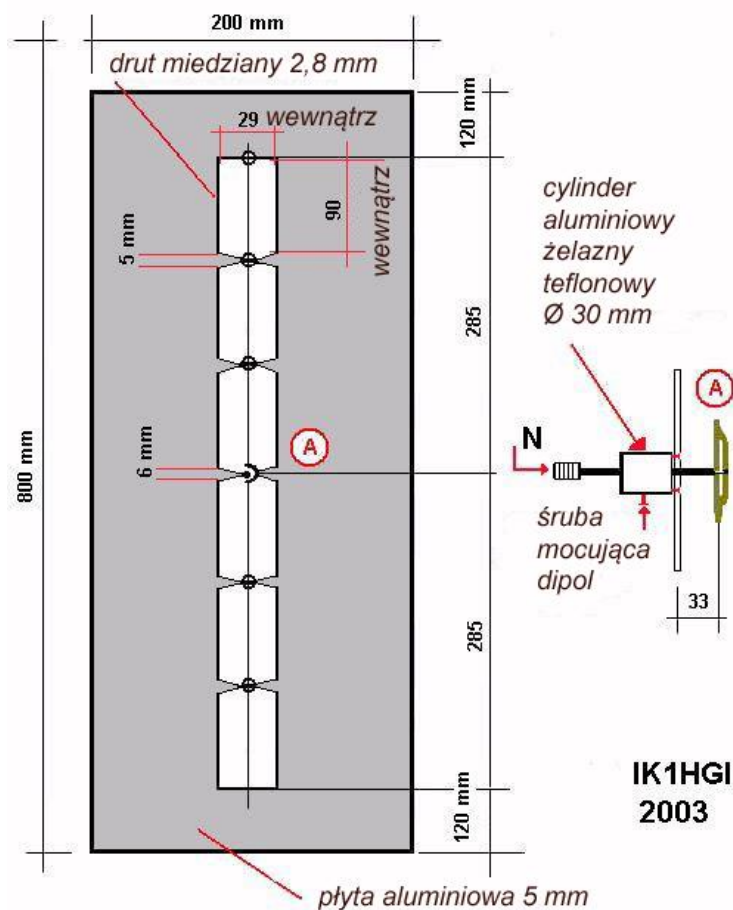
Rys. 3.10.1. Schemat pętli



Fot. 3.10.2. Przykład wykonania

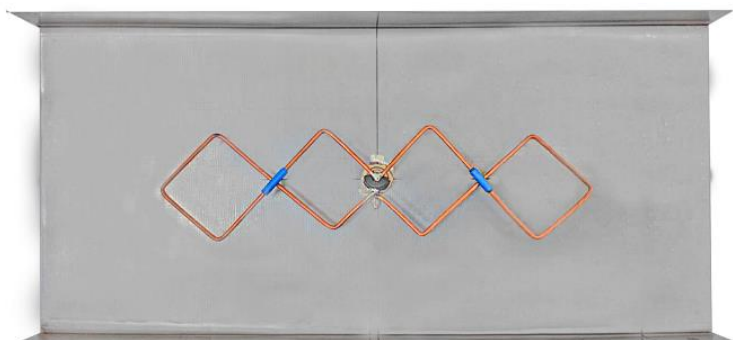
Antena pętlowa HB9BBR („Funk” 7/1994) jest wykonana z przewodu o przekroju $1,5 \text{ mm}^2$ i długości zbliżonej do 230 cm, rozpiętego na dwóch wieszakach do ubrania. Łatwość wykonania oznacza, że można ją traktować jako rozwiązanie awaryjne w sytuacji kiedy nic innego nie ma pod ręką albo jako konstrukcję łatwą do zapakowania do dowolnego bagażu. Teoretycznie wymiary pętli powinny wynosić $36,5 \times 73,0 \text{ cm}$, ale dla przewodu gołego bez izolacji jest to $37,0 \times 74,0 \text{ cm}$, a dla przewodu w izolacji – $36,0 \times 72,0 \text{ cm}$.

3.11. Wielopętlowe anteny na pasma 23 i 13 cm



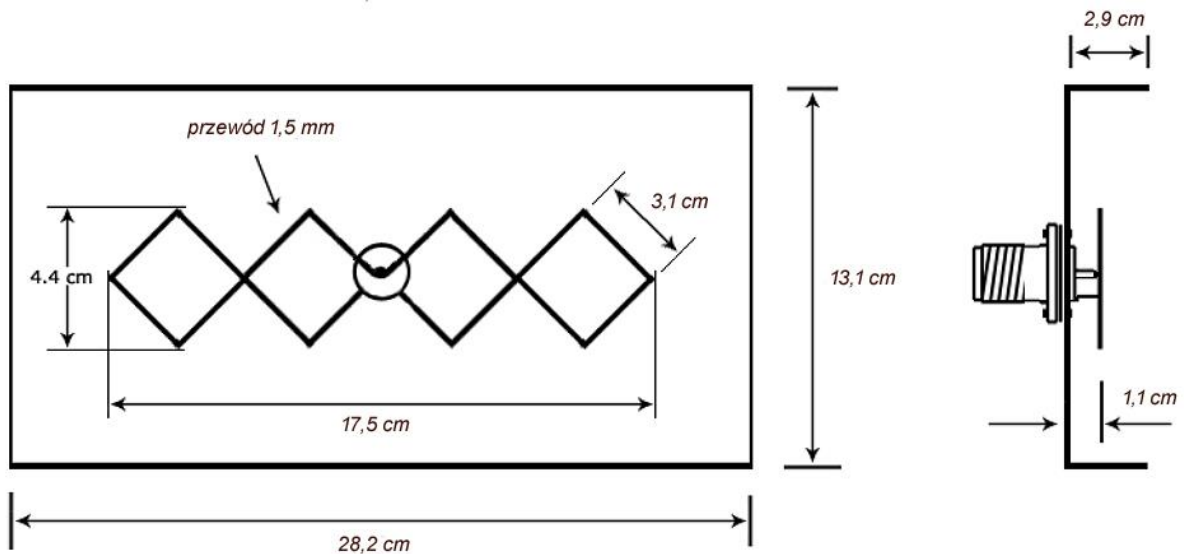
Rys.3.11.1

Antena IK1HGI składa się z sześciopętlowego promiennika wykonanego z drutu miedzianego i reflektora z blachy aluminiowej. Konstruktor podaje zysk 16 dBi dla pojedynczego promiennika 6-pętlowego, dla dwóch promienników rośnie on o 3 dB do 19 dBi, dla 4 – do 22 dBi i dla 8 – do 25 dBi.



Fot 3.11.2. Czterokwadratowa antena na pasmo 2,4 GHz

Zysk kierunkowy konstrukcji z fot. 3.11.2 wynosi około 10 – 11 dBi. Przy podanych poniżej wymiarach częstotliwość rezonansu leży w pobliżu 2,45 GHz czyli w paśmie WiFi. Wymiary z rys. 3.11.3 można łatwo przeliczyć na 2,320 GHz lub inny pożądany podzakres.

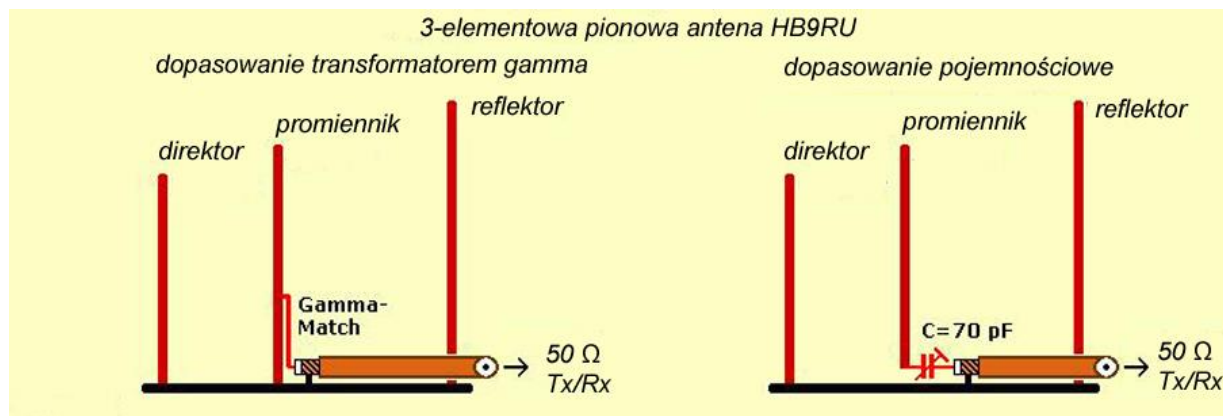


Rys. 3.11.3. Wymiary anteny dla 2,45 GHz

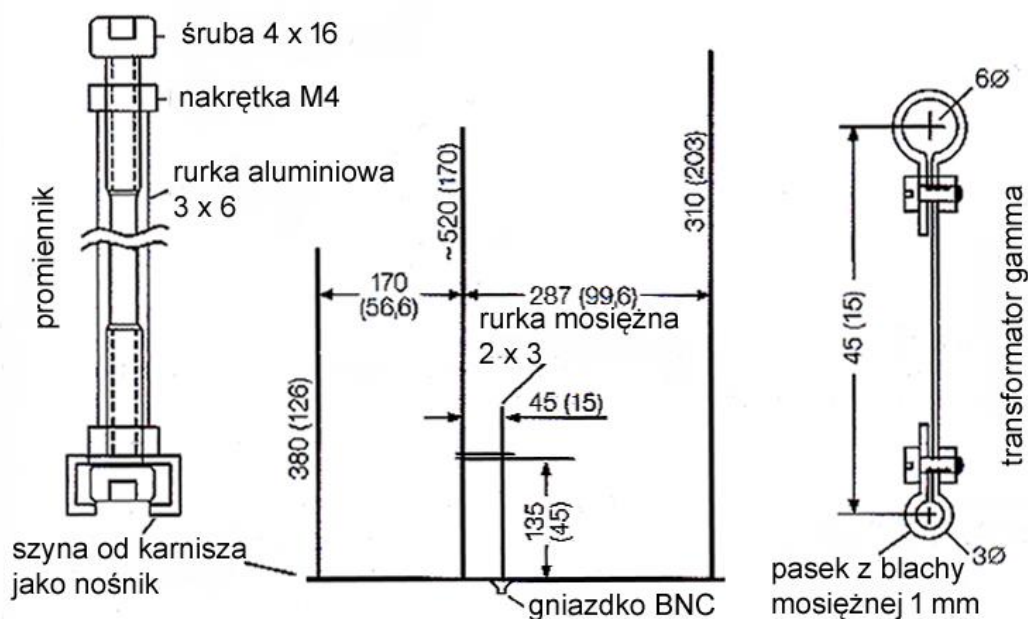
4. Anteny pionowe

4.1. Antena HB9RU

Antena HB9RU składa się z pionowego promiennika ćwierćfalowego i pasujących długością reflektora i direktora. Są one umocowane na poziomym nośniku metalowym. Antena nie wymaga żadnych dalszych przeciwwag ani uziemienia i może być montowana bezpośrednio na ziemi albo na płaskich dachach budynków. Antena HB9RU jest stosowana na falach krótkich i na pasmach UKF 6 m, 2 m i 70 cm.

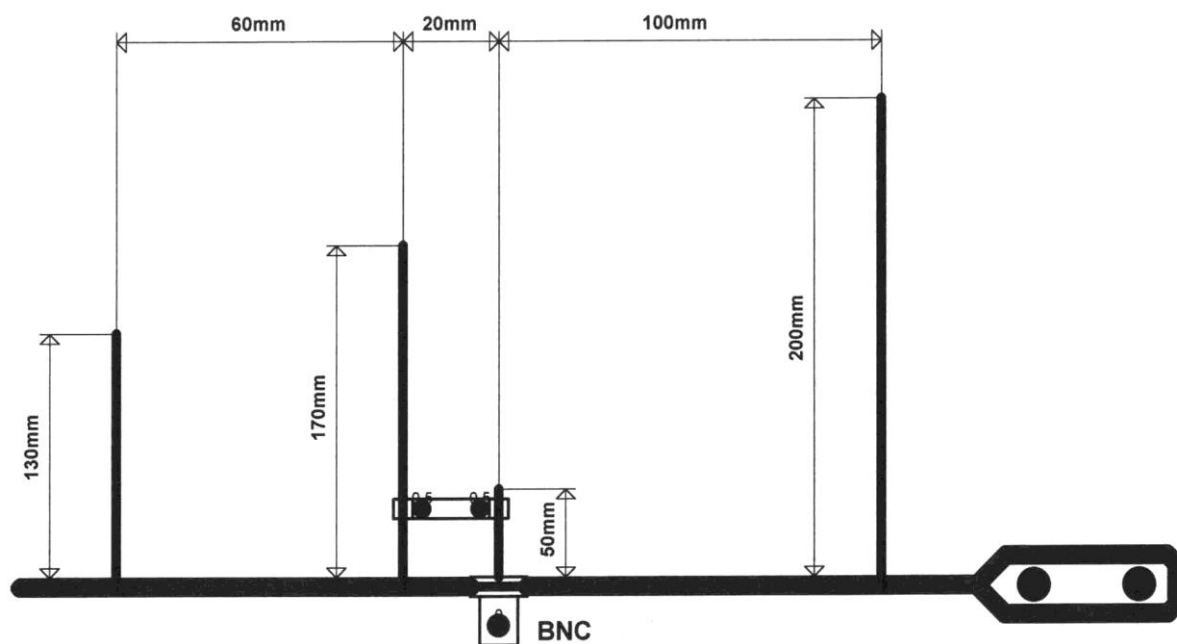


Rys. 4.1.1. Konstrukcja i warianty zasilania anteny HB9RU a – transformator gamma, b – kondensator szeregowy



Rys. 4.1.2. Antena HB9RU na pasma 2 m i 70 cm (wymiary w nawiasach)

Antena z rys. 4.1.3. jest wykonana z prętów miedzianych o grubości 5 – 7 mm lub z grubego drutu, a jej nośnik – z szyny uziemiającej o szerokości 12 mm, ale równie dobrze nadaje się rura miedziana o średnicy 12 – 15 mm. W przypadku zasilania anteny kablem o grubszej i solidnej żyłce środkowej może ona służyć także jako pionowa część transformatora gamma. Połączenie transformatora z promiennikiem można wykonać przewodem miedzianym 1,5 mm albo z paską blachy miedzianej.



Rys. 4.1.3. Antena na pasmo 70 cm

Tabela 4.1.1

Wymiary anteny na pasma 14, 21, 28 i 50 MHz

Wymiar	[λ]	Wartość [mm]			
		Pasma [MHz]			
		50	28	21	14
Direktor	0,166	1146	1745	2350	3560
Promiennik	0,31 – 0,35	1590*	3470	4670	6980
Reflektor	0,29	1839	3020	4100	6120
Transformator gamma	—	405	—	—	—
Odległość transf. od promiennika	—	135	—	—	—
Odległość promiennik–direktor	0,1	510,6	1050	1420	2110
Odległość reflektor–promiennik	0,15	862	1580	2120	3170
Kondensator szeregowy [pF]	—	—	90	80	70

* reflektor ćwierćfalowy

Tabela 4.1.2

Wymiary anteny na pasma 18, 24, 144, 432 MHz

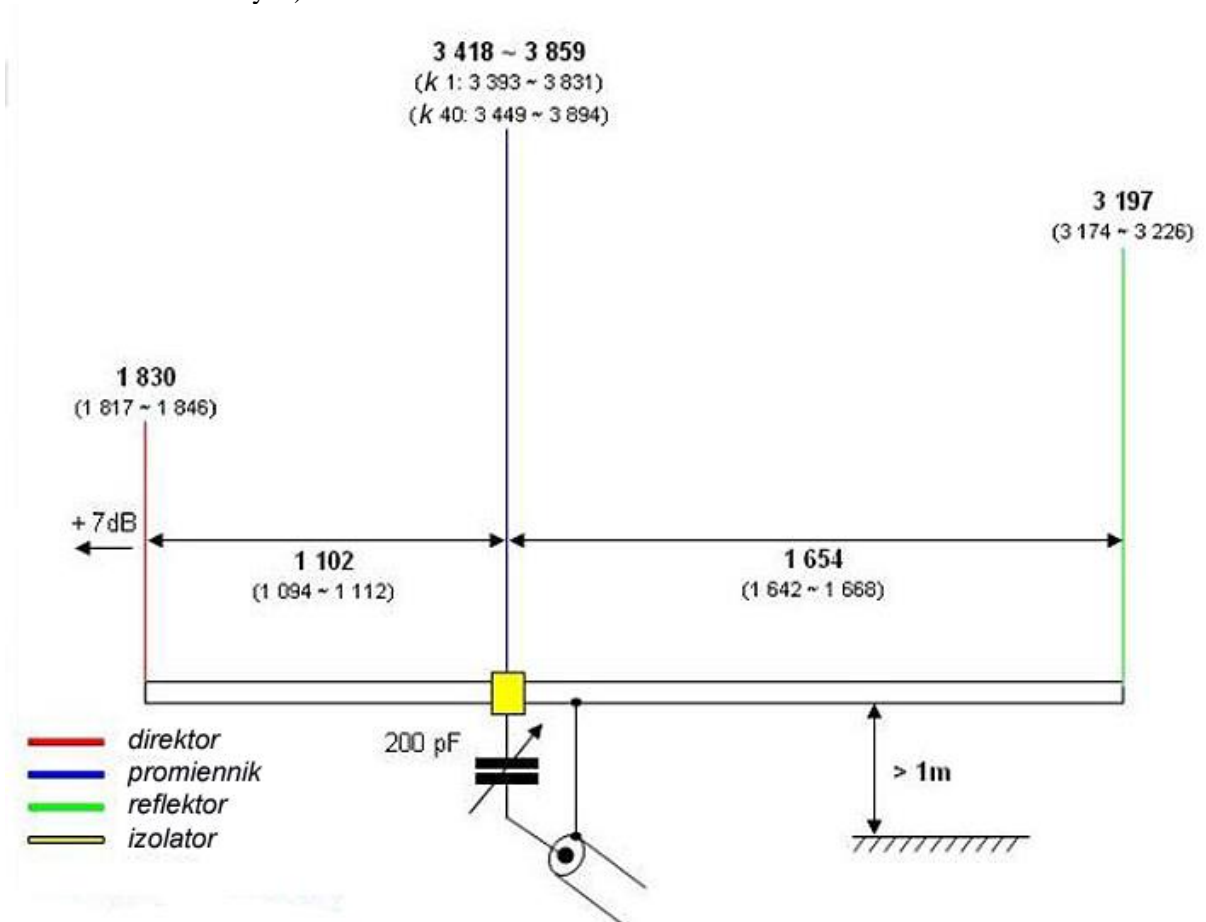
Wymiar	[λ]	Wartość [mm]			
		Pasma [MHz]			
		18	24	144	432
Direktor	0,166	2735	1990	380	126
Promiennik	0,31 – 0,35	5440	3960	520	170
Reflektor	0,29	4780	3480	610	203
Transformator gamma	—	—	—	135	45
Odległość transf. od promiennika	—	—	—	45	15
Odległość promiennik–direktor	0,1	1650	1200	170	56,6
Odległość reflektor–promiennik	0,15	2475	1800	287	95,6
Kondensator szeregowy [pF]	—	90	80	—	—



Fot. 4.1.4. Przykład wykonania z rurek miedzianych

4.2. Antena HB9RU na pasmo 11 m

Antena z rys. 4.2.1 pokrywa podstawowe 40 kanałów pasma obywatelskiego CB. Kondensator w obwodzie dopasowania został wykonany z odcinka kabla współosiowego o długości 80 – 100 cm i miał pojemność 80 – 100 pF. Możliwe jest nawet doprowadzenie anteny do rezonansu po skróceniu promiennika nawet do długości poniżej 340 cm, ale kąt rozwarcia wiązki jest wówczas szeroki i dochodzi nawet do +/-90° wokół osi symetrii. Antenę można stosunkowo łatwo przeliczyć na pasmo 10 m korzystając przykładowo z dostępnych w Internecie kalkulatorów antenowych (patrz spis literatury i adresów internetowych).



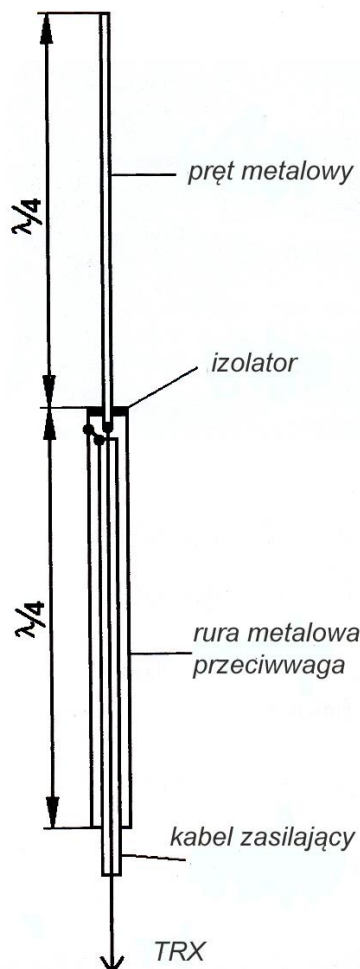
Rys. 4.2.1. Antena na kanały 1 – 40 pasma obywatelskiego (CB)

4.3. Anteny współośiowe

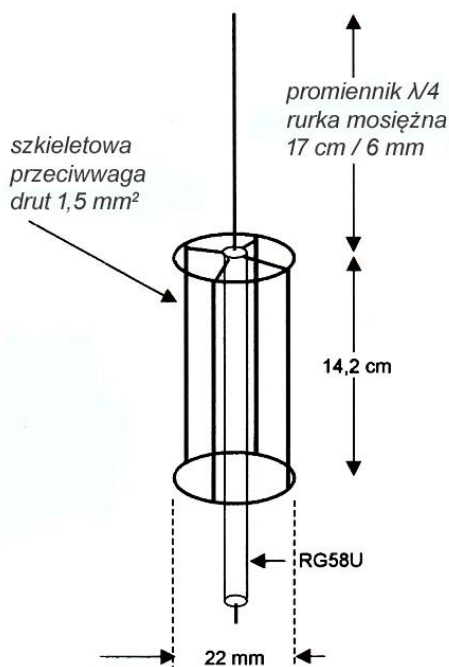
Antena DJ3RW („Funk” 4/2004) zawiera promiennik o długości 51 cm. Ma on długość $\lambda/4$ dla pasma 2 m i $3\lambda/4$ dla 70 cm, i jest wykonany z pręta lub grubego drutu o długości 53 cm – z czego 2 cm służą do jego umocowania – i grubości 2 – 6 mm. Czwórka przeciwwaga jest rura metalowa o dowolnej średnicy, przykładowo może być to 12 – 20 mm. Prowadzony wewnątrz niej kabel zasilający powoduje dodatkowe obciążenie pojemnościowe wobec tego należy uwzględnić wynikające stąd skrócenie. Jako współczynnik skrócenia można przyjąć 0,95. Dla częstotliwości 145 MHz długość przeciwwagi jest równa 48 cm jeżeli jej średnica nie jest zbyt bliska średnicy kabla. Izolator jest wykonany z niskostatnego tworzywa sztucznego. Antena musi być odizolowana od masztu lub zamontowana na maszcie nieprzewodzącym ponieważ przeciwwaga także promieniuje, w odróżnieniu od anteny z dławikiem mankietowym albo anteny J (anteny 2 i 3 na rys. 4.3.3).

Antenę w wersji podróźnej można wykonać z kabla koncentrycznego, którego żyła środkowa jest odizolowana na długości 51 cm, a ekran tego odcinka wywinięty na zewnętrzną izolację kabla. Ze względu na bliskość wywiniętego ekranu stanowiącego przeciwwagę do samego kabla efekt skrócenia jest silniejszy i rezonans osiąga się już przy długości wywinięcia 40 cm.

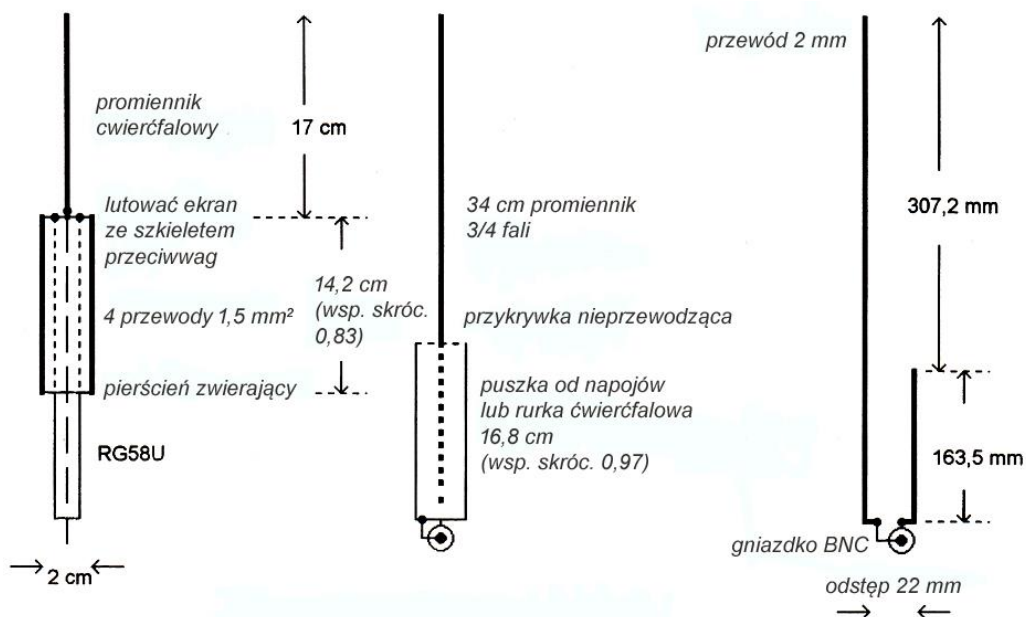
Przeciwwagę rurową można dla uproszczenia konstrukcji zastąpić przez szkielet złożony z czterech prętów lub przewodów. Zasady konstrukcji na przykładzie anteny na pasmo 70 cm przedstawiono na rys. 4.3.2. Stosunek średnic szkieletu i linii zasilającej wynosi w przybliżeniu 5:1.



Rys. 4.3.1. Konstrukcja anteny dwupasmowej

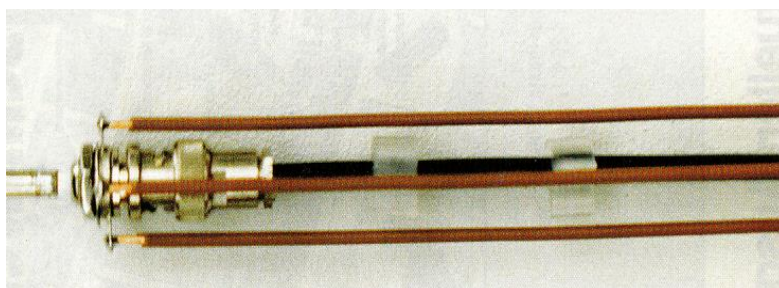


Rys. 4.3.2. Konstrukcja anteny na pasmo 70 cm



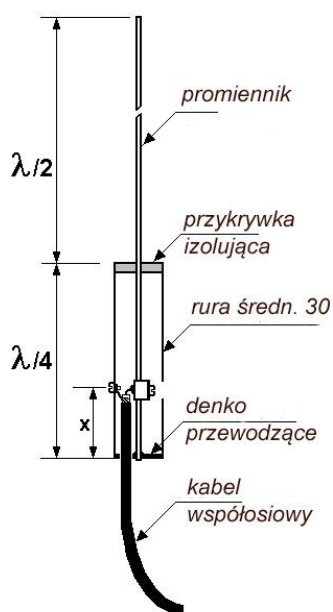
Porównanie anten z przeciwwagą szkieletową, dławikiem mankietowym i typu J (od lewej do prawej)

Rys. 4.3.3. Porównanie konstrukcji



Rys. 4.3.4. Widok konstrukcji (w pozycji leżącej)

4.4 Antena z dławikiem mankietowym



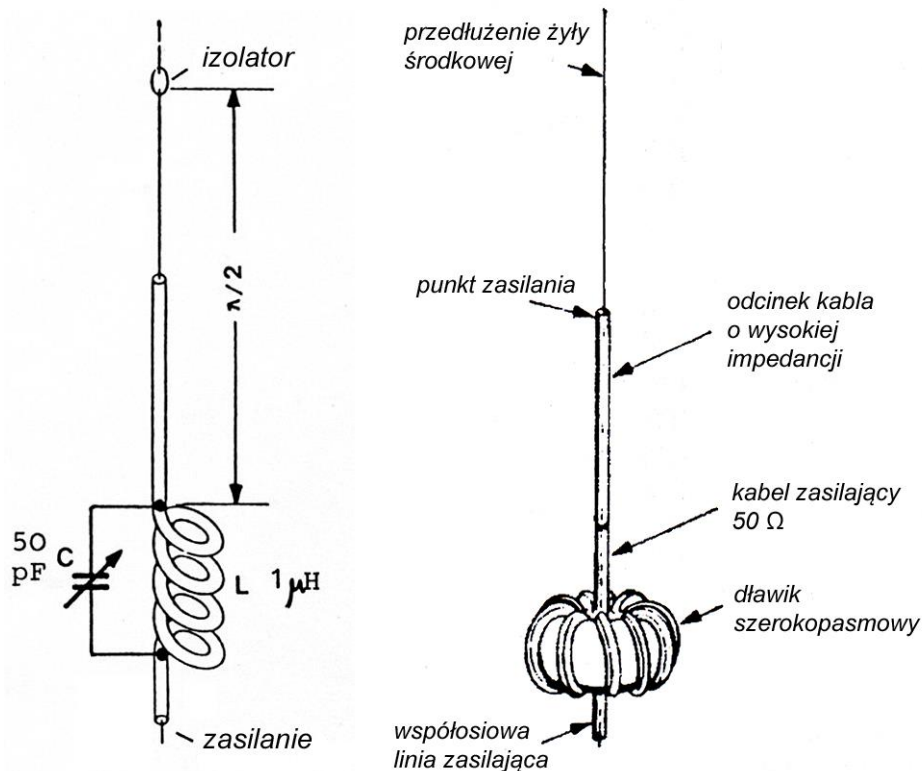
Rys. 4.4.1

Dla porównania z konstrukcją z poprzedniego punktu przedstawiamy antenę na pasmo 2 m z ćwierćfalowym dławikiem mankietowym. Konstruktor F5ZV podaje dla niej zysk 2 dB. Odcinek x (miejsce podłączenia linii zasilającej 50Ω) należy dobrać na minimum WFS. Orientacyjne dla częstotliwości 145 MHz x jest rzędu 100 mm. Wewnętrzna średnica rury metalowej wynosi 30 mm.

4.5. Antena T2LT z dławikiem rezonansowym

Opisana w CQDL 9/1985 antena DK8ZV typu T2LT jest wyposażona w rezonansowy dławik fali powierzchniowej. Indukcyjność L dławika zaporowego stanowi ekran zwiniętego kabla współosiowego, a do niego podłączony jest kondensator zmienny C . Półfalowa antena składa się z ćwierćfalowego odcinka kabła koncentrycznego i z ćwierćfalowego odcinka żyły środkowej. Dzięki temu podziałowi antena jest zasilana na środku promiennika, mimo mechanicznego doprowadzenia linii zasilającej na końcu. Rozwiązanie to wykazuje pewne pokrewieństwo z anteną Fuchsa, która jednak jest rzeczywiście zasilana na końcu. Większe podobieństwo występuje więc w sumie z anteną współosiową. Rozwiązanie to stosowane jest na wyższych pasmach krótkofalowych 10 i 15 m, czasami także na 20 m oraz na falach metrowych. Całość można wykonać z jednego odcinka kabła RG-58. Górny odcinek może być też wykonany z licy.

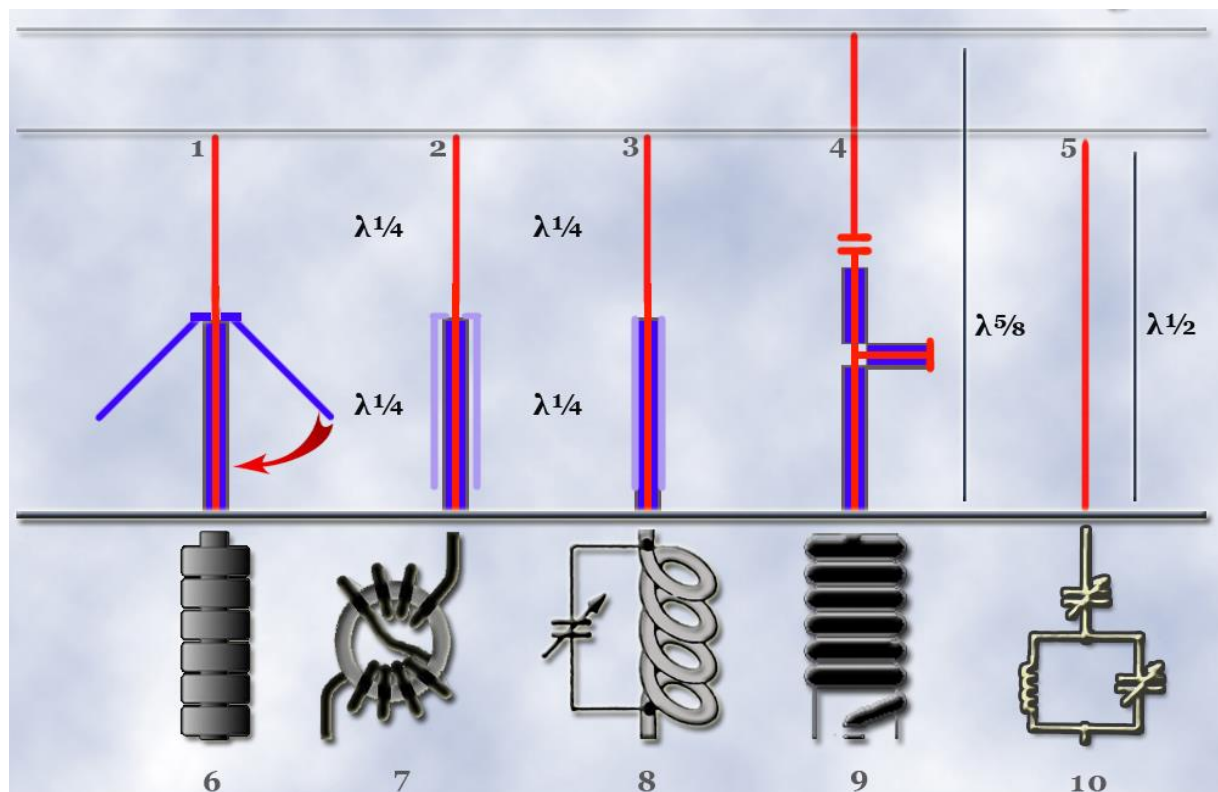
W paśmie 10 m obie części anteny mają długości po 2,60 m. Górny koniec kabła w połowie anteny należy zaizolować koszulką termokurczliwą. Cewka dławika składa się z 5 – 6 zwojów kabła. Wyprośnienia kondensatora są przylutowane bezpośrednio do ekranu kabła po usunięciu w tych miejscach zewnętrznej izolacji. Szerokość zakresu pracy w paśmie 10 m równa się ~ 500 kHz dla WFS poniżej 1,5. Konstrukcja anteny na pasma 6, 4 i 2 m nie powinna przysporzyć większych trudności. Anteny T2LT są też często stosowane w paśmie obywatelskim CB.



Rys. 4.5.1. Antena z dławikiem rezonansowym Rys. 4.5.2. Antena z dławikiem szerokopasmowym

Antena z rysunku 4.5.2 jest wykonana w identyczny sposób, ale zamiast dławika wąskopasmowego zastosowano tu dławik szerokopasmowy otrzymany przez nawinięcie kilku zwojów kabła współosiowego na rdzeniu pierścieniowym. W przypadku szczególnym indukcyjność uzwojenia może znaleźć się w rezonansie z jego pojemnością własną tworząc dławik rezonansowy. Poszerzenie pasma pracy dławika można uzyskać stosując kabel współosiowy o większej oporności falowej ($90 - 120 \Omega$).

4.6. Zestawienie promienników i sposobów dopasowania dla anten pionowych



Rys.4.6.1.

Na rysunku 4.6.1 przedstawiono po kolei:

1. Ćwierćfalową antenę GP z przeciwwagami, przy kącie 135° i trzech przeciwwagach jest to antena trójnóg o impedancji wejściowej rzędu 50Ω , w przypadku ogólnym jest to klasyczna antena ćwierćfalowa, zwana także anteną Marconiego,
2. Półfalową antenę koncentryczną zasilaną na środku promiennika, przeciwwagi $\lambda/4$ zagięte do dołu tworzy ekran kabla
3. Półfalową antenę T2LT również zasilaną na środku długości promiennika, zewnętrzna strona ekranu kabla stanowi przeciwwagę
4. Antenę $5\lambda/8$ z dopasowaniem typu J,
5. Półfalową antenę zasilaną na końcu z obwodem Fuchsa dopasowującym do dużej impedancji wejściowej.

Anteny 2 – 4 są zasilane na środku z doprowadzeniem kabla od dołu. Rysunki 1 – 4 obrazują ewolucję od anteny z wystającymi przeciwwagami do zasilanej na środku anteny $5\lambda/8$.

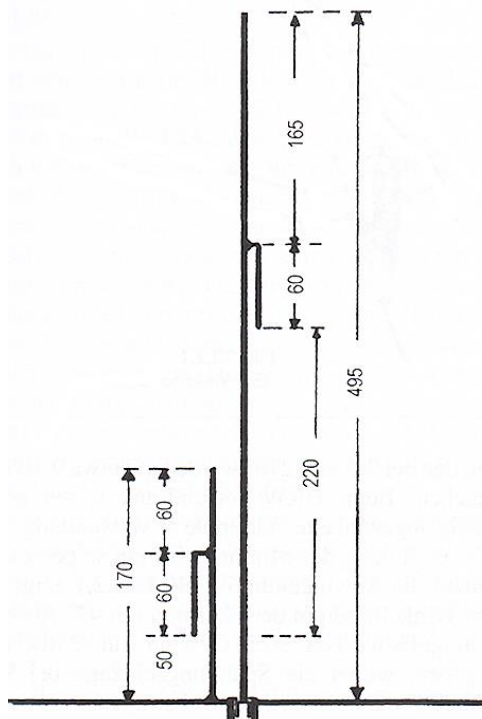
Na rysunkach od nr 6 począwszy przedstawiono różne sposoby dopasowania i realizacji dławików fali powierzchniowej:

6. Pierścieniowe rdzenie ferrytowe tłumią falę powierzchniową na ekranie kabla współosiowego, tłumienie rośnie wraz z liczbą założonych rdzeni,
 7. Dławik wykonany przez nawinięcie kabla zasilającego na rdzeniu pierścieniowym, ukośny przeskok z górnej części rdzenia na dolną nie zmienia kierunku nawinięcia ale ułatwia wyprowadzenie kabla po przeciwnej stronie rdzenia,
 8. Dławik rezonansowy o indukcyjności otrzymanej w wyniku zwinięcia kabla, obwód jest doprowadzony do rezonansu za pomocą dodatkowego kondensatora zmiennego,
 9. Szerokopasmowy dławik-symetryzator,
 10. Obwód Fuchsa dopasowujący do wysokiej impedancji anteny półfalowej zasilanej na końcu.
- Nałożenie rdzeni pierścieniowych na kabel nie wystarcza w wielu przypadkach do uzyskania dostatecznego tłumienia, sposób ten jest często stosowany dodatkowo do innych rodzajów dławików.

Szerokopasmowe rozwiązanie nr 9 wypełnia jednocześnie zadania tłumienia fali powierzchniowej i symetryzacji zasilania dipola zasilanego na środku. Przy wykonaniu dławika z kabla z izolacją teflonową może on pracować przy dużych mocach nadawania bez niebezpieczeństwa doprowadzenia do nasycenia rdzeni ferrytowych jak w innych wariantach. Tłumienie dławika jest niższe niż w wariacie 8, dlatego też można go łączyć z rozwiązaniem 6.

4.7. Trzypasmowa antena pionowa ze strojnikami

Antena DF5PY pracuje na pasmach 2 m, 70 cm i 23 cm. Promiennik o długości 495 mm pracuje w paśmie 2 m jako antena ćwierćfalowa z czterema przeciwzawagami o długości 500 mm lub z płaszczyną metalową. Drugi promiennik o długości 170 mm ma długość $\lambda/4$ dla pasma 70 cm tworzy antenę J z promiennikiem półfalowym 325 mm ($495 - 170 = 325$). Dodatkowe strojniki $\lambda/4$ na pasmo 23 cm (2×60 mm) powodują skrócenie bocznego promiennika do 50 mm, a w dłuższym promienniku zostają odcięte dla pasma 23 cm odcinek górny 165 mm i 60 mm strojnika. Dolna część promiennika o długości 220 mm stanowi całofalowy promiennik na pasmo 23 cm.



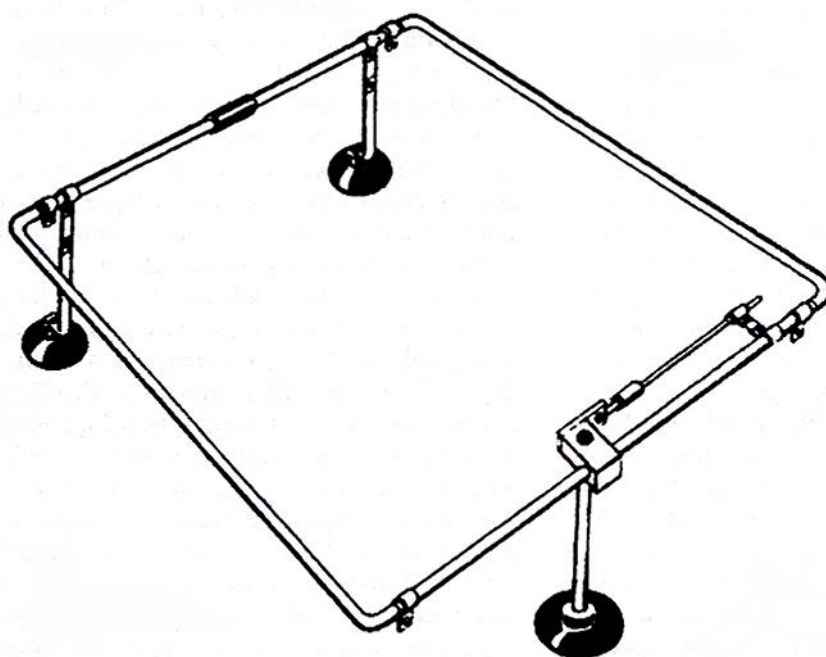
Rys. 4.7.1. Trzypasmowa antena pionowa ze strojnikami

5. Formy szczególne

Rozdział piąty jest poświęcony niektórym specjalnym konstrukcjom anten UKF odbiegającym od rozwiązań wyjściowych. Mogą być to przykładowo promienniki albo inne elementy o zmienionym kształcie albo grupy promienników. W większości wypadków są one również przeznaczone do specjalnych zastosowań, takich jak łączności satelitarne, samochodowe itp.

5.1. Dipol kwadratowy

Antena przedstawiona na rys. 5.1.1 jest dipolem załamanym tak, aby przyjął kształt kwadratowy. Została ona opracowana w połowie lat 1960-tych przez firmę Cushcraft i była produkowana w wersjach dla pasm 40 m – 2 m pod nazwą *Squalo* (skr. od *Square Loop*). Podobne do niej są też anteny HO-Loop firmy M² dla pasm 6 m, 2 m i 70 cm. Antena na pasmo 70 cm ma wymiary 11 x 11 cm.

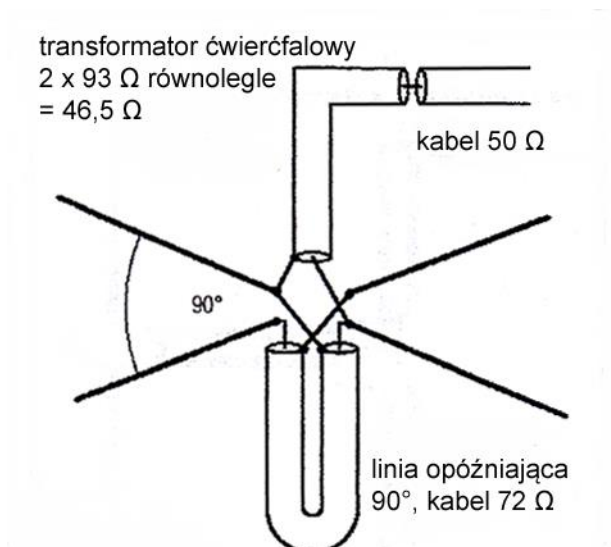


Rys. 5.1.1. Dipol kwadratowy w wersji przeznaczonej do montażu na dachu samochodu

5.2. Skrzyżowane dipole

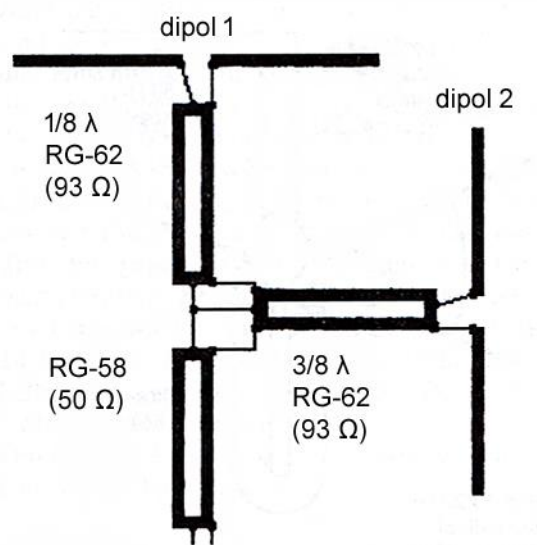
Antena w postaci dwóch skrzyżowanych dipoli półfalowych połączonych przez linię opóźniającą 90° jest przeznaczona w pierwszym rzędzie do łączności przez satelity poruszające się na niskich orbitach (ang. *LEO*). W literaturze anglojęzycznej występuje ona pod nazwą *Turnstile* co oznacza obrotowy krzyżak – taki jak w różnego rodzaju bramkach wejściowych itp. W wydaniu antenowym nie ma jednak powodu aby go obracać. W płaszczyźnie poziomej antena ma charakterystykę dookólną i polaryzację liniową, w kierunku pionowym ma polaryzację kołową, a w kierunkach pośrednich eliptyczną. Ponieważ impedancja wejściowa pojedynczego dipola prostego leży w zależności od jego smukłości w granicach 60 – 70 Ω więc dla dwóch zasilanych równoległe wynosi ona w przybliżeniu 30 – 35 Ω , co przy zasilaniu kablem 50 Ω daje WFS = 1,4. Linię opóźniającą najlepiej jest wykonać z kabla o oporności falowej 75 Ω : RG-59 lub RG-187 (rys. 5.2.1). Na rysunku 5.2.2 przedstawiony jest wariant opracowany przez KC8LDO z linią opóźniającą o oporności falowej 93 Ω (RG-62), a właściwie dwoma odcinkami linii zasilającej 1/8 i 3/8 fali. Odcinek dłuższy zawiera transformator ćwierćfalowy. W punkcie podłączenia kabla 50 Ω składowe reaktancyjne kompensują się i impedancja wejściowa ma charakter rzeczywisty. Składowe reaktancyjne powstające gdy dipole nie są w rezonansie można skompensować dobierając długości obydwu odcinków. Dla zmniejszenia wymiarów anteny można dipole zagiąć do kształtu litery S lub załamać pod kątem prostym albo ukośnym. Zysk anteny krzyżakowej wynosi -3 dBd ponieważ moc sygnału dzieli się na dwa dipole. Spotykane są również konstrukcje 2-, 4-

lub 8-piętrowe dające odpowiednio zyski 1,8 dB, 4,8 dB i 7,4 dB. Współczynnik skrócenia kabla RG-59 wynosi 0,78, a kabla RG-62 – 0,84.



Dipol krzyżakowy - pierwszy wariant zasilania

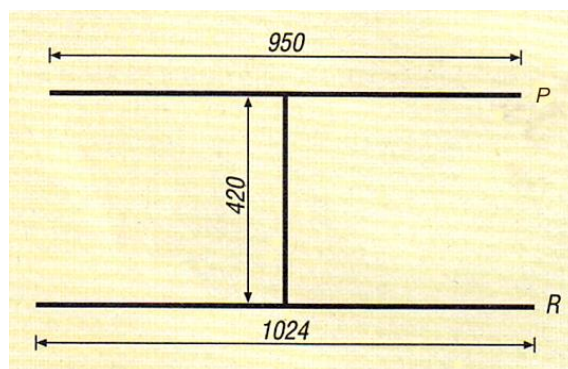
Rys. 5.2.1. Antena krzyżakowa do łączności satelitarnych



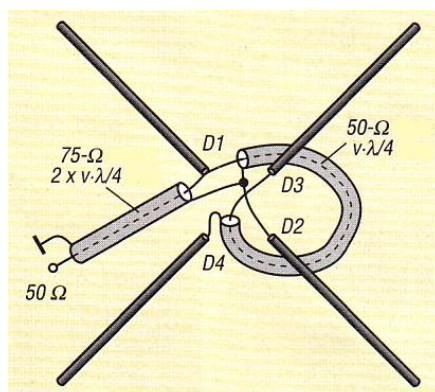
Antena krzyżakowa - drugi wariant zasilania

Rys. 5.2.2. Zmodyfikowana antena krzyżakowa

Antena piętrowa DK7ZB („Funkamateur” 8/1998) zawiera oprócz skrzyżowanych dipoli dwa identycznie skrzyżowane reflektory. Elementy anteny wykonano z drutów spawalniczych o średnicy 4 mm, ale reflektory można także wykonać z rurek aluminiowych 6 mm. Końce drutów dipoli od strony zasilania zostały spłaszczone w imadle. Sam układ dopasowujący umieszczono w plastikowej puszcze od instalacji elektrycznych. Dipole i reflektory można zagiąć na końcach jak w antenie Moxona.



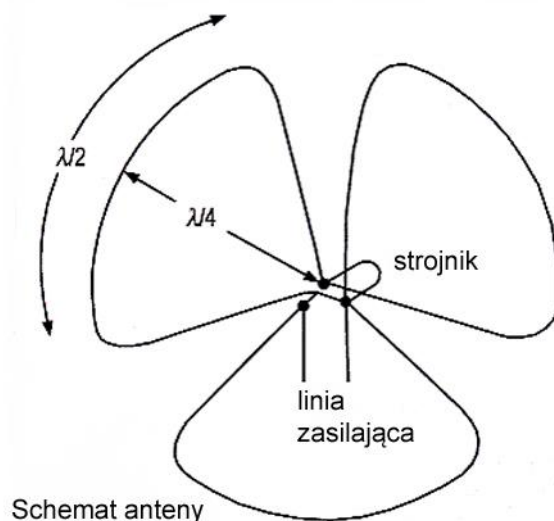
Rys. 5.2.3. Wymiary 2-elementowej (piętrowej) anteny krzyżakowej

Rys. 5.2.4. Zasilanie anteny z rys. 5.2.3, v – współczynnik skrócenia kabla, transformator dopasowujący składa się z dwóch równoległe połączonych odcinków kabla 75Ω

5.3. Potrójna antena pętlowa

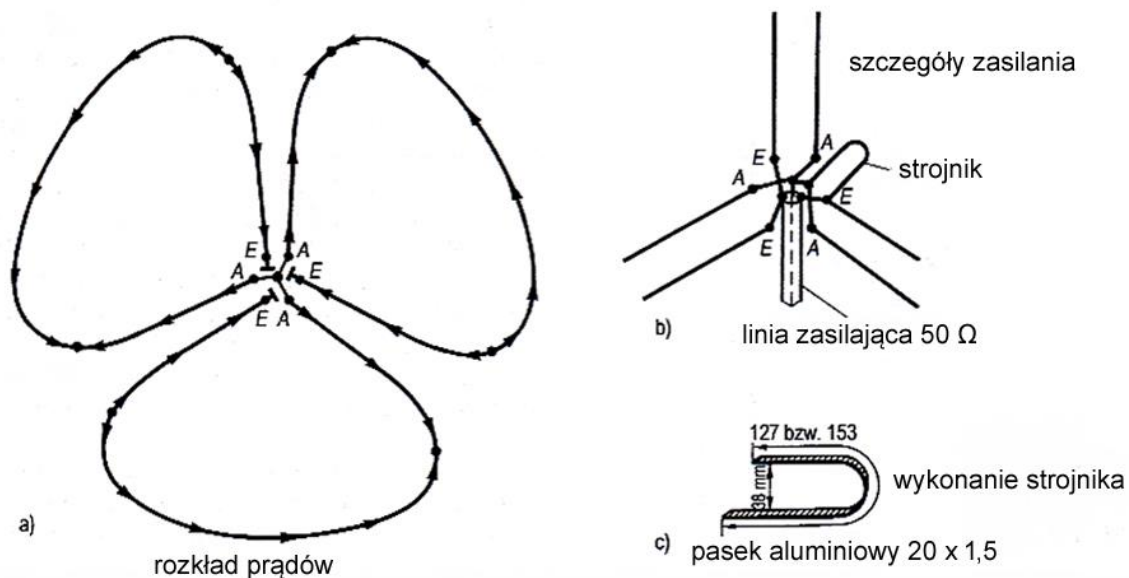
Antena złożona z trzech całofalowych pętli została przez jej konstruktorów W1JD i W1FVY nazwana *Dużym kołem – Big-Wheel*. Ma ona charakterystykę dookólną, polaryzację poziomą i nadaje się dobrze również jako antena samochodowa. Jej producent – firma Cushcraft – podaje, że zysk kierunkowy wynosi w przybliżeniu 1,4 dBd. Spotykane są również konstrukcje 2- lub 4-piętrowe.

Połowa obwodu każdej z pętli leży na zewnętrznym obwodzie okręgu i stanowi w przybliżeniu jego trzecią część (kątowno 100°). Idące do środka okręgu ćwierćfalowe szprychy nie promieniują fali ponieważ przebiegają prawie równoległe, a prądy płynące w nich mają przeciwne kierunki. Ilustracja 5.3.1 przedstawia schematycznie konstrukcję anteny, a 5.3.2 – rozkład prądów w.c.z., sposób zasilania i wykonanie strojnika. W antenie na pasmo 2 m pętli mają długości po 2050 mm. Początki każdej z pętli oznaczone literami A są połączone ze sobą, podobnie też końce oznaczone literami E. Równoległe połączenie pętli oznacza, że są one zasilane synfazowo, a do ich dopasowania do kabla o impedancji falowej 50Ω służy paskowy strojnik w kształcie litery U wykonany z blachy. Impedancja wejściowa trzech połączonych równoległe pętli leży poniżej 20Ω . Dla ułatwienia dopasowania do kabla 50Ω pętle są nieco skrócone, a składowe pojemnościowe ich impedancji wejściowych kompensuje reaktancja indukcyjna strojnika. Dla pasma 2 m długość aluminiowego paska, z którego wykonany jest strojnik równa się 127 mm, szerokość 20 mm a grubość 1,5 mm. Promienniki anteny można wykonać z rurek lub prętów aluminiowych o średnicach 8 – 10 mm (przykładowo z przewodu używanego w instalacjach odgromowych). W przypadku użycia rurek należy je przed wygięciem zakorkować kołkiem z jednej strony, napełnić suchym piaskiem, ubić go i zakorkować rurkę z drugiej strony. Zginanie tak przygotowanych rurek lub rur zapobiega zniekształceniom ich ścianek. Po zakończeniu pracy należy wysypać piasek z wnętrza. Zamiast piaskiem można napełnić rurkę wodą.



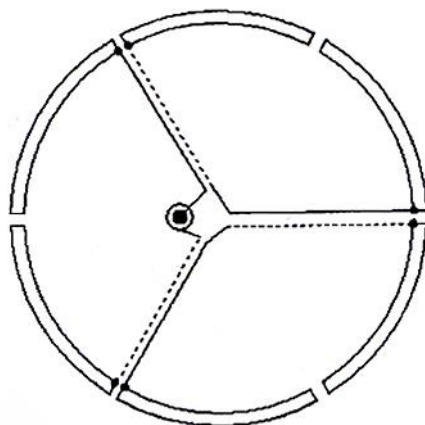
Schemat anteny "Big-Wheel"

Rys. 5.3.1. Schemat elektryczny



Rys. 5.3.2. Szczegóły konstrukcyjne i rozkład prądów

Anteny charakteryzują się stosunkowo znaczną szerokopasmowością, przykładowo w antenie na pasmo 2 m WFS nie przekracza wartości 1,5 w zakresie 142 – 150 MHz. Ich wymiary nie są więc krytyczne. Ze względu na symetrię zasilania anteny wymagane jest zastosowanie symetryzatora na jej wejściu. Anteny *Big-Wheel* na pasma 23 i 13 cm są wykonywane w postaci drukowanej.

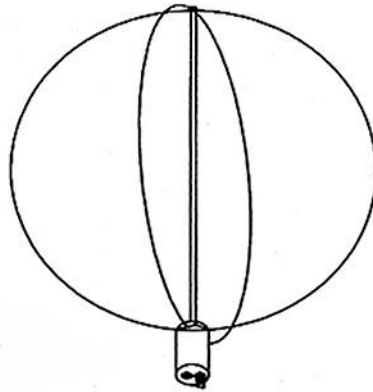


Rys. 5.3.3. Układ dipoli do wersji drukowanej

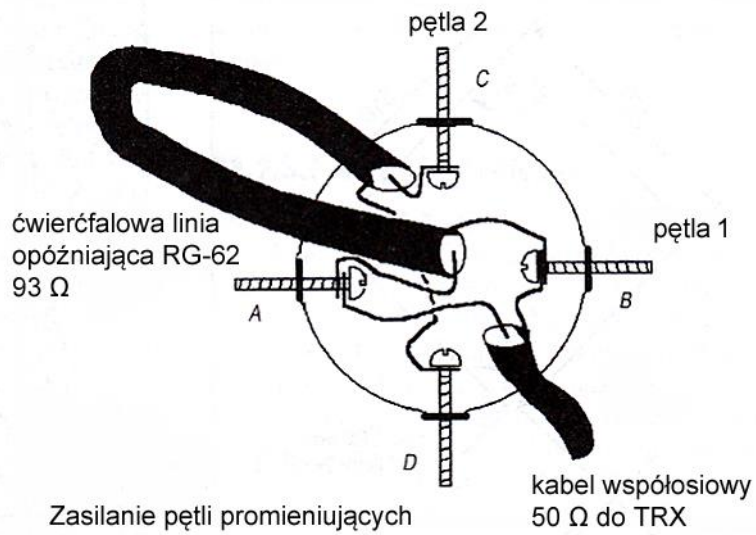
Fot. 5.3.4-5.3.5. Drukowana antena na pasmo 23 cm ma średnicę 72 mm, impedancję wejściową 50 Ω i zysk kierunkowy 2 dBi

5.4. Skrzyżowane okrągłe pętle

Magnetycznym odpowiednikiem anteny ze skrzyżowanymi dipolami jest antena ze skrzyżowanymi pętlami, zwana w literaturze trzepaczką (*Eggbeater*). Składa się ona z dwóch skrzyżowanych całofalowych okrągłych pętli, przy czym jedna z nich jest zasilana sygnałem opóźnionym w fazie o 90° . Ze względu na różnice faz pętle muszą być u góry izolowane od siebie. Podobnie jak dla anteny krzyżakowej charakterystyka kierunkowa w płaszczyźnie poziomej jest dookólna i fala ma polaryzację poziomą. W kierunku pionowym promieniowana fala jest spolaryzowana kołowo. Antena nadaje się więc dobrze do łączności satelitarnych. Liniję opóźniającą stanowi odcinek kabla o oporności charakterystycznej 93 Ω . Równoległe połączenie wejść obu pętli daje dobre dopasowanie do kabla 50 Ω . W porównaniu z anteną krzyżakową antena dwupętlową daje w zakresie kątów $35 - 50^\circ$ większy zysk, przy czym dla kąta 40° jest on większy o 2 dB. W kierunku pionowym zysk jest natomiast niższy o 2 dB. W literaturze podawane są natomiast tak różniące się od siebie bezwzględne wartości zysku, że rezygnujemy z ich przytaczania. Antena ta nadaje się lepiej do łączności naziemnych na trasach wymagających niższych kątów promieniowania. Bardziej zwarta konstrukcja może być również praktyczniejsza w niektórych sytuacjach. Istnieje również wariant z dwoma skrzyżowanymi pętlami kwadratowymi mający dookólną charakterystykę w obu płaszczyznach ale z nierównomiernościami około 5 dB. Umieszczenie anteny nad poziomą metalową płaszczyzną podwyższa zysk o około 6 dB. Zamiast niej można także użyć reflektora złożonego z sześciu przeciwstaw oddalonych o $\lambda/8$ od promienników. Pętle promienników można zamiast z drutu wykonać także z taśmy metalowej.



Rys. 5.4.1. Konstrukcja anteny ze skrzyżowanymi pętlami



Rys. 5.4.2. Schemat zasilania pętli



Fot. 5.4.3. Przykład wykonania

5.5. Anteny zygzakowate

Punkt ten jest poświęcony kilku rozwiązaniom anten, których wspólnym mianownikiem jest poprowadzenie przewodu promieniującego w linii zygzakowatej. Poza tym właściwości anten różnią się znacznie między sobą.

Zygzakowata antena piętrowa DK7ZB („Funkamateu” 7/2017) pracuje z polaryzacją poziomą i zapewnia zysk dzięki skupianiu wiązki w płaszczyźnie pionowej przy zachowaniu szerokiego kąta rozwarcia wiązki w poziomie. Jej concept wywodzi się z piętrowej anteny dipolowej, w której poszczególne dipole półfalowe zamiast klasycznego zasilania na środku za pomocą oddzielnych linii i umieszczenia ich poziomo zostały ułożone w kształcie linii zygzakowatej o elementach pochylonych pod kątami 45° . Przy nieparzystej liczbie elementów antena jest zasilana na środku wysokości, a przy parzystej – u dołu. Końce dipoli są ze sobą połączone, ale w przeciwieństwie do anten kolinearnych zbędne są dodatkowe przesuwające fazę strojniki ćwierćfalowe w miejscach ich połączenia. Zasilanie następnego elementu we właściwej fazie uzyskuje się dzięki kątowi prostemu pomiędzy elementami.

Maszta anteny można wykonać zarówno z materiału nieprzewodzącego (włókna szklanego itp.) jak i z metalu, ponieważ przy polaryzacji poziomej nie wywiera on ujemnego wpływu na pracę anteny. Dla uzyskania polaryzacji pionowej należy antenę obrócić o 90° i zamontować w poprzek maszta. Kąt rozwarcia wiązki w płaszczyźnie pionowej (lub po obróceniu – w płaszczyźnie poziomej) maleje w miarę zwiększania liczby elementów.

Antena przy nieparzystej liczbie elementów jest zasilana na środku. Przy parzystej liczbie elementów można ją zasilać w dolnym elemencie, co jednak wiąże się z pewną asymetrią charakterystyki promieniowania. Efekt ten jest jednak częściowo kompensowany wskutek niesymetrycznego zasilania anteny i w sumie uzyskuje się znowu charakterystykę prawie symetryczną. Dla anten o nieparzystej liczbie elementów zasilanych u dołu asymetria wyraźnie rośnie.

Większa liczba elementów powoduje zawężenie wiązki w pionie i poszerzenie jej w poziomie, przykładowo dla anteny 8-elementowej wiązka na szerokość 95° , a przy 10 elementach – 103° . Zasadniczo nie należy jednak przekraczać liczby 8 elementów gdyż wiązki anteny niesymetrycznej unoszą się wówczas nadmiernie w górę. Obserwując rozkłady prądów na przykładzie anteny 8-elementowej można zauważyć, że dolne elementy są w pewnym stopniu za krótkie, i że efekt ten maleje wraz z wysokością, tak że rozkład prądów na całej długości 4λ anteny znowu się zgadza. Skoki fazy na granicach elementów powodują jednak osłabienie minimum w kierunku prostopadłym do płaszczyzny anteny do 8 dB. Oporności wejściowe anten rosną w miarę zwiększania liczby elementów. Dla zlikwidowania składowych reaktancyjnych można lekko skorygować w górnym lub dolnym końcu długość anteny. Inną możliwością jest zasilanie dolnego elementu nie na środku, a trochę z boku osi symetrii.

Dla anteny na pasmo 2 m można przyjąć wysokość segmentu na 80 cm, a więc antena o 10 segmentach miałaby wysokość 8 m.

Dla anteny 4-elementowej impedancja wejściowa wynosi $200\ \Omega$ i daje się łatwo dopasować do kabla $50\ \Omega$ za pomocą transformatora (i zarazem symetryzatora) półfalowego.

Dodając reflektory, podobnie jak dla anten pętlowych, w miejscach o najwyższej amplitudzie prądu uzyskuje się charakterystykę jednokierunkową i wzrost zysku o ponad 3 dB. Możliwa jest także konstrukcja piętrowa złożona z dwóch anten umieszczonych jedna nad drugą w odstępnie 1 m, przy czym górna antena byłaby zasilana w dolnym elemencie, a dolna – w górnym. Przykładowo układ 2×4 elementy daje zysk około 7,7 dBd.

Antenę na pasmo 70 cm można wykonać z drutu aluminiowego lub miedzianego o średnicy 2 mm. W odróżnieniu od anten dipolowych zwiększenie grubości elementu powoduje konieczność jego przedłużenia.

Tabela 5.5.1

Parametry anteny zygzakowej na pasmo 2 m

Liczba elementów	Wysokość [m]	Zasilanie	Zysk w wolnej przestrzeni [dBd]	Impedancja [Ω]	3-dB kąt rozwarcia wiązki [°]	
					w poziomie	w pionie
4	3,08	dół	4,78	200	85,0	37,5
5	3,87	środek	6,15	235	84,3	27,0
6	4,72	dół	6,53	276	88,8	23,1
7	5,50	środek	7,52	330	83,4	19,4
8	6,32	dół	7,47	340	95,4	16,9
9	7,20	środek	8,56	444	83,4	14,6
10	7,90	dół	8,32	460	103,0	13,3

Tabela 5.5.2

Transformacja impedancji za pomocą transformatora półfalowego

Impedancja wejściowa anteny [Ω]	Impedancja po transformacji za pomocą transformatora półfalowego [Ω]	Transformator dla 50 Ω	Impedancje dla WFS < 1,3
200	50	—	200 +/- 30
288	72	kabel 60 Ω , $\lambda/4$ x VF	288 +/- 40
450	112	kabel 60 Ω , $\lambda/4$ x VF	450 +/- 50

Uwagi: VF – współczynnik skrócenia kabla.

Tabela 5.5.3

Wymiary elementów dla anteny na pasmo 2 m

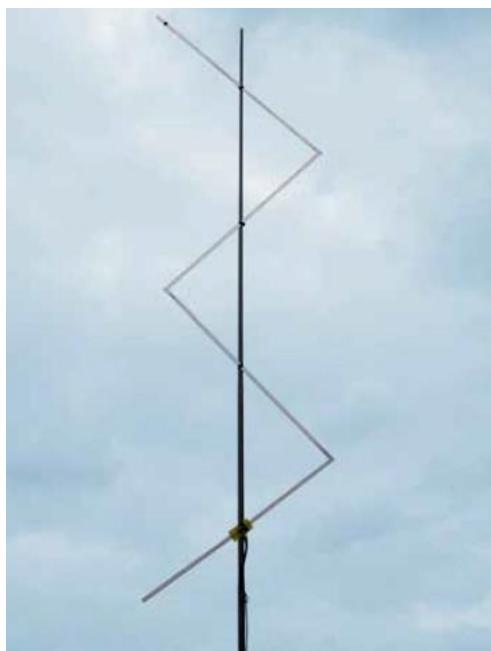
Wykonanie	Zasilanie	Elementy	Długość [mm]
4-elementowe	dół	Płaskownik Al, 20 x 2 mm	1140
4-elementowe	dół	Rura Al, \varnothing 6 mm	1083
4-elementowe	dół	Rura Al, \varnothing 8 mm	1086
5-elementowe	środek	Drut Al, \varnothing 2 mm	1081
5-elementowe	środek	Rura Al, \varnothing 8 mm	1095
5-elementowe	środek	Rura Al, \varnothing 8 mm	1095
6-elementowe	dół	Rura Al, \varnothing 8 mm	1112
7-elementowe	środek	Rura Al, \varnothing 8 mm	1112
7-elementowe	środek	Płaskownik Al, 20 x 2 mm	1186
9-elementowe	środek	Rura Al, \varnothing 8 mm	1131
9-elementowe	środek	Płaskownik Al, 20 x 2 mm	1188

Uwagi: długości liczone do środka otworu mocującego elementy, rury aluminiowe można spłaszczyć na końcach.

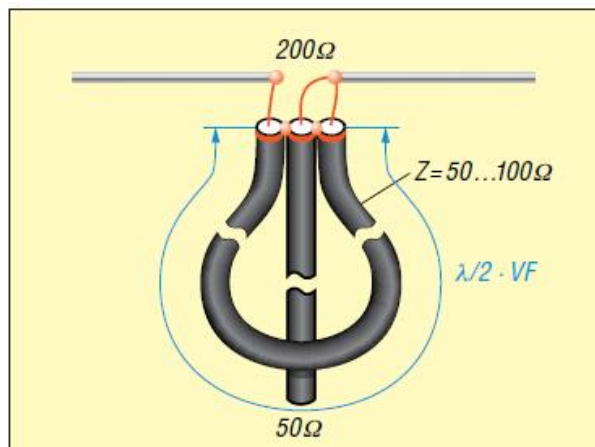
Tabela 5.5.4

Wymiary elementów dla anteny na pasmo 70 cm

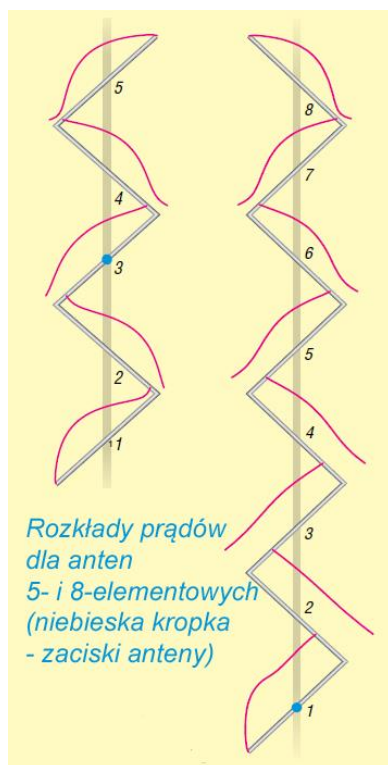
Wykonanie	Zasilanie	Elementy	Długość [mm]
4-elementowe	dół	Drut Al, \varnothing 2 mm	362
5-elementowe	środek	Drut Al, \varnothing 2 mm	365
7-elementowe	środek	Drut Al, \varnothing 2 mm	368
9-elementowe	środek	Drut Al, \varnothing 2 mm	373



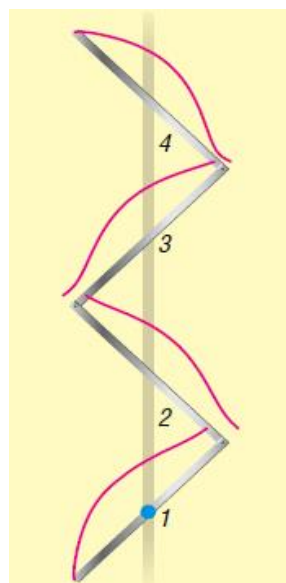
Fot. 5.5.1. Widok anteny na pasmo 2 m



Rys. 5.5.5. Symetryzator o przekładni 4:1



Rys. 5.5.2. Rozkłady prądów



Rys. 5.5.3. Rozkłady prądów dla anteny 4-elementowej

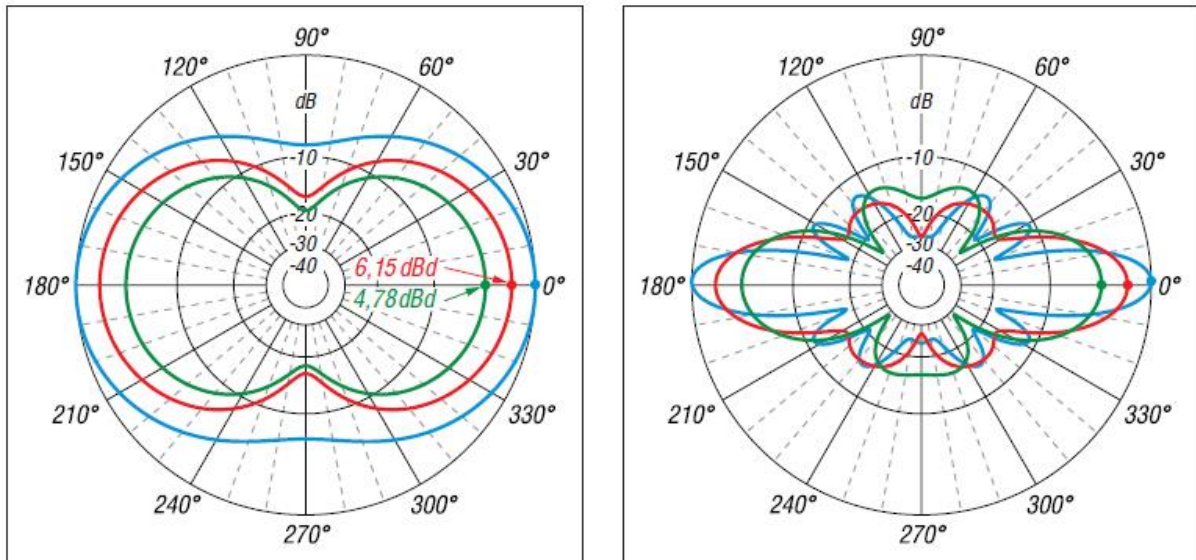
Opracowana przez IZ7DJR kierunkowa antena ZZ na pasmo 50 MHz, opisana w miesięczniku *Radio Rivista* 1/2020 wygląda jak czteroelementowa antena Yagi, ale w rzeczywistości jest anteną długą o zasilaniu niesymetrycznym (rys. 5.5.6). Eksperymentalną konstrukcję można zdaniem konstruktora bez problemu przeskalować na inne pasma krótkofalarskie.

Antena charakteryzuje się nieskomplikowaną konstrukcją, obliczonym w wyniku symulacji zyskiem 12,2 dBi, tłumieniem wstecznym wyższym niż dla anten Yagi o zbliżonej długości i tłumieniem sygnałów z kierunków bocznych. Zysk w warunkach rzeczywistych nad powierzchnią ziemi leży w okolicy 2,14 dBd. Prostota konstrukcji anteny ułatwia używanie jej w pracy terenowej.

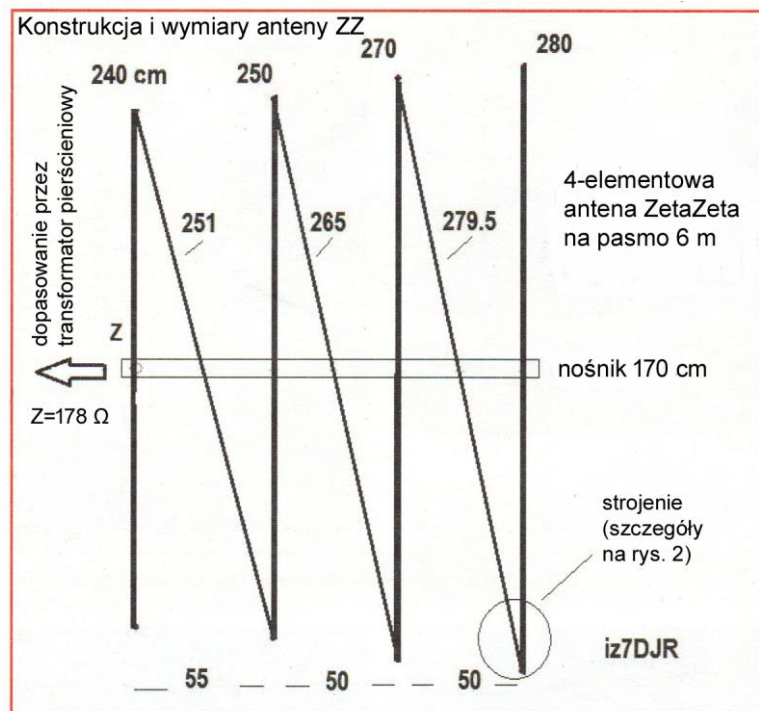
Impedancja wejściowa 150 – 180 Ω (z reaktancją bliską zeru) wymaga zastosowania transformatora dopasowującego o przekładni 1:4. Nawinięty na rdzeniu pierścieniowym o przenikalności magnetycz-

nej 125, np. FT114-61, FT140-61, FT82-61 transformator prądowy Guanelli pracuje przy mocach do 100 W, zapewniając WFS 1,1 w całym paśmie (rys. 5.5.8).

Wszystkie cztery półfalowe elementy anteny są zasilane szeregowo przez odcinki linii fazującej zapewniające przesunięcie fazy o 180° konieczne dla sumowania się promieniowanych fal (rys. 5.5.6). Odcinki przewodu zamieszczone na poprzecznych wspornikach są połączone ze sobą odcinkami przebiegającymi ukośnie, tak że wygląd anteny przypomina zęby piły. Całkowita długość przewodu (o średnicy 1 mm) wynosi $3,06 \lambda$, co w przypadku pasma 6 m odpowiada w przybliżeniu 20 m.



Rys. 5.5.4. Charakterystyki poziome (po lewej) i pionowe (po prawej) dla anten 8-elementowych (linie niebieskie), 5-elementowych zasilanych na środku (linie czerwone) i czteroelementowych (linie zielone), zewnętrzny okrąg odpowiada 7,39 dBd

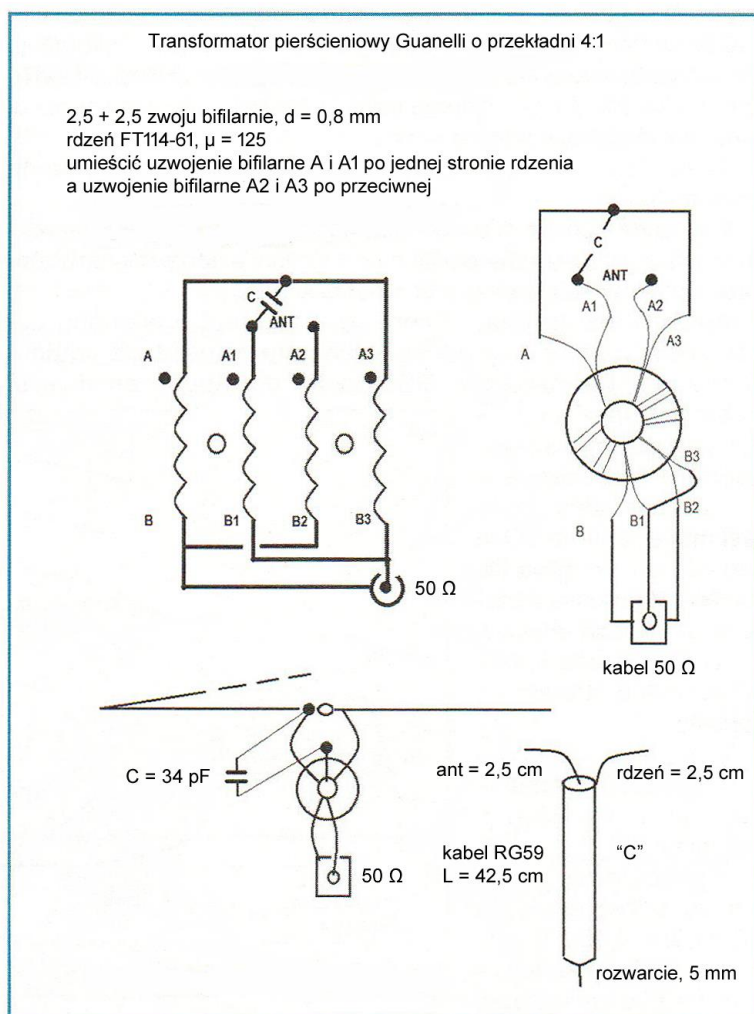


Rys. 5.5.6. Konstrukcja anteny ZZ

Rozwiązanie jest zasadniczo podobne do zygzakowanych anten logarytmiczno-periodycznych o zębach trójkątnych, ale nie pokrywa tak szerokich zakresów częstotliwości i inne są też zasady jej obliczania. Pokrywany zakres ogranicza się do jednego pasma amatorskiego.



Rys 5.5.7. Dostrojenie anteny



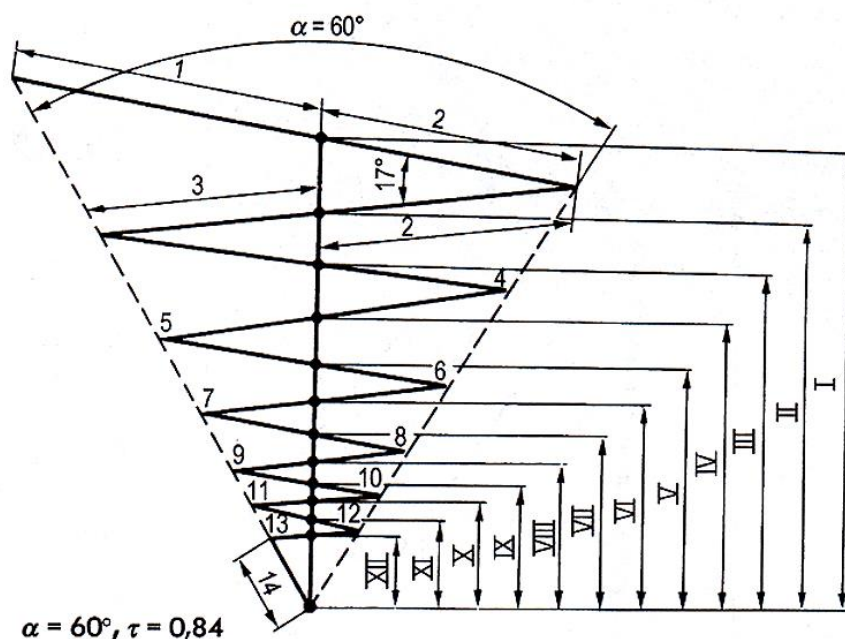
Rys. 5.5.8. Dopasowanie

Konstrukcja anteny jest oparta o pojedynczy nośnik w przeciwieństwie do anten logarytmiczno-periodycznych wymagających dwóch nośników tworzących linię zasilającą. Nośnik anteny na pasmo 6 m jest wykonany z rurki aluminiowej o średnicy 25 mm, grubości ścianek 2 mm i długości 170 cm. Krótki odcinek rurki o średnicy 30 mm i długości 30 cm umieszczony na środku nośnika służy do umocowania go na maszcie. Na nośniku zamocowane są pręty z włókna szklanego o długościach 150 cm i średnicach 12 mm, poza pierwszym mającym średnicę 10 mm. Można także użyć prętów bambusowych o średnicach 15 – 20 mm.

Odległości między elementami można zmniejszyć do $0,08 \lambda$, co byłoby niedopuszczalne w antenach Yagi. Antena ZZ nie posiada reflektora.

W miejscach połączenia odcinków poprzecznych i ukośnych występuje nieciągłość związana z obciążeniem pojemnościowym wystających punktów. Strojenie anteny polega na zbliżaniu do siebie w narożnikach dłuższych lub krótszych odcinków obu przewodów i związaniu ich w odpowiednich miejscach (rys. 5.5.7).

Na zakończenie dla porównania przedstawiamy zygzakowate anteny logarytmiczno-periodyczne pokrywające zakres 48 – 230 MHz. Znaczenie parametrów wyjaśniono w tomie 50 w rozdziale poświęconym antenom logarytmiczno-periodycznym. W zależności od pożądanego zakresu częstotliwości konstrukcję można skrócić usuwając część elementów, ale zawsze musi być spełniony warunek, że element najdłuższy musi być równy połowie najdłuższej fali, a najkrótszy $1/3$ najkrótszej fali z zakresu pracy. W miejscach skrzyżowania przewodów z nośnikiem są one z nim połączone.



Rys. 5.5.9. Antena logarytmiczno-periodyczna z zygzakowatym prowadzeniem przewodu

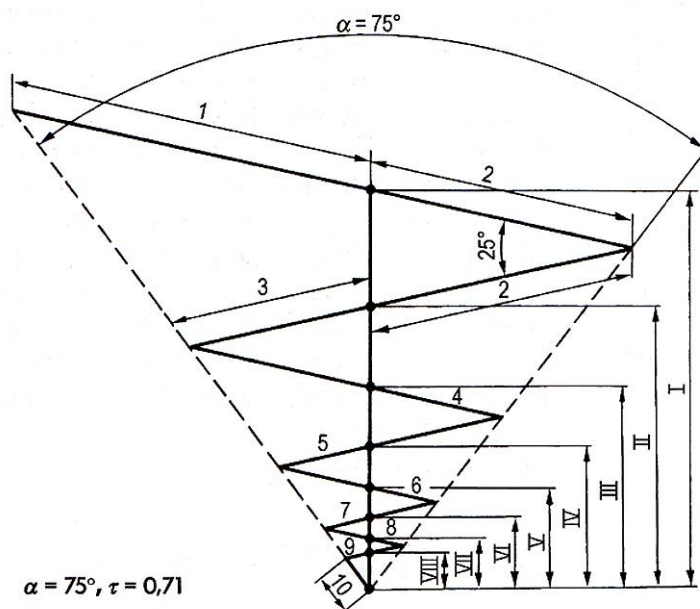
Przykładowo po usunięciu elementów 1 – 2 i 2 – 3 najdłuższym elementem pozostaje 3 – 4 o długości 1980 mm, co oznacza, że dolna częstotliwość graniczna przesuwa się na 76 MHz.

Antenę można wykonać stosunkowo łatwo rozciągając przewód miedziany na drewnianym szkielecie w kształcie litery V. Całość składa się z dwóch płaszczyzn zbiegających się w wierzchołku litery V pod kątem 45° .

Tabela 5.5.1

Wymiary anteny logarytmicznej z rysunku 5.5.9. Wymiary w mm

Element 1	1560	Odległość I	2370
Element 2	1280	Odległość II	2000
Element 3	1080	Odległość III	1680
Element 4	900	Odległość IV	1400
Element 5	760	Odległość V	1185
Element 6	640	Odległość VI	1000
Element 7	540	Odległość VII	840
Element 8	450	Odległość VIII	707
Element 9	380	Odległość IX	600
Element 10	320	Odległość X	560
Element 11	270	Odległość XI	420
Element 12	225	Odległość XII	353
Element 13	190		
Element 14	375		



Rys. 5.5.10

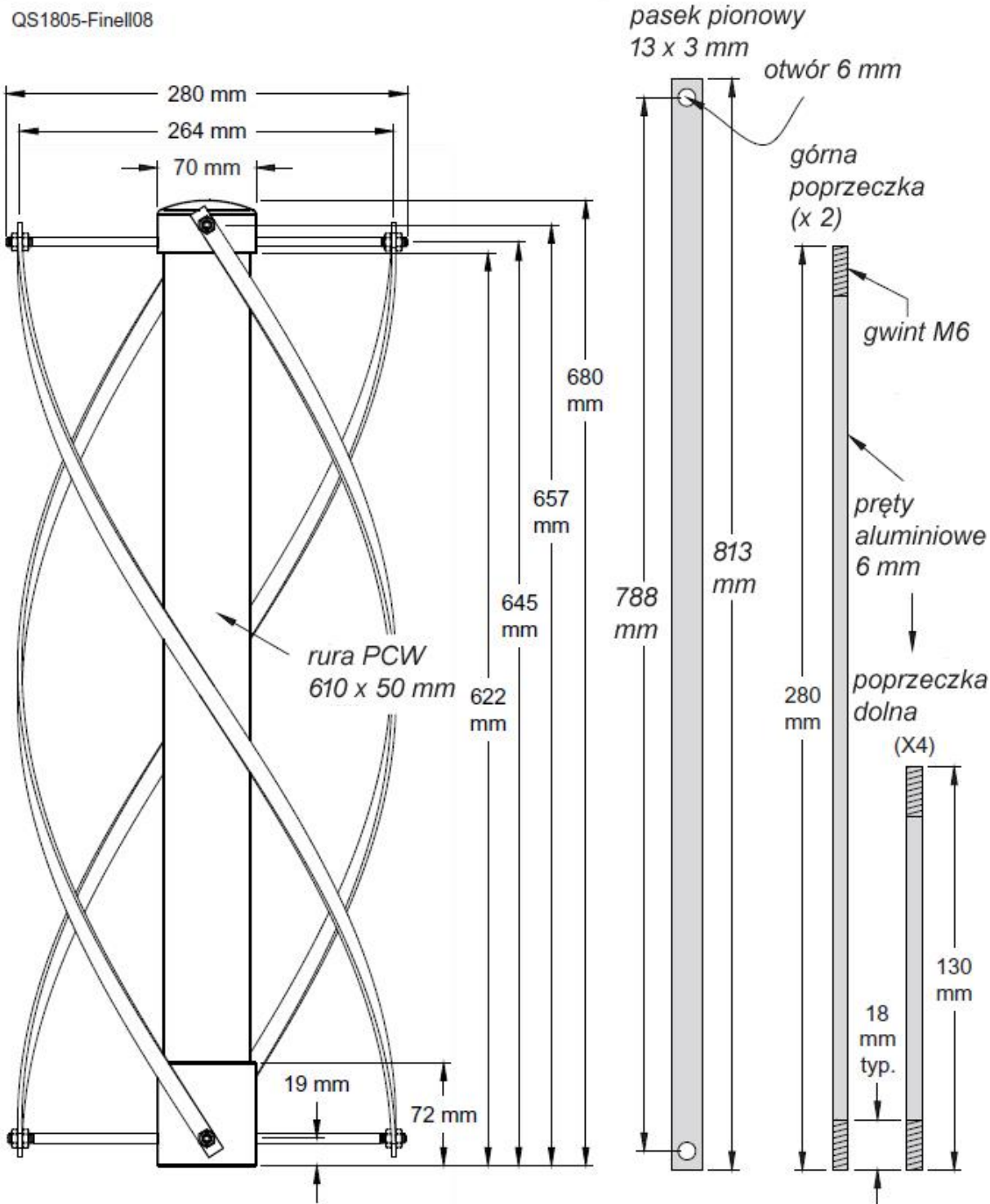
Tabela 5.5.2

Wymiary anteny logarytmicznej z rysunku 5.5.10. Wymiary w mm

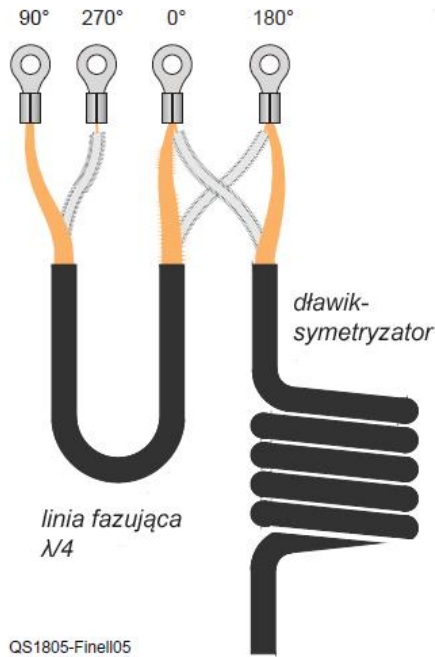
Element 1	1750	Odległość I	1850
Element 2	1240	Odległość II	1310
Element 3	880	Odległość III	925
Element 4	620	Odległość IV	655
Element 5	440	Odległość V	462
Element 6	310	Odległość VI	327
Element 7	220	Odległość VII	231
Element 8	155	Odległość VIII	163
Element 9	110		
Element 10	176		

5.6. Antena dwuzwojowa na 144 MHz

Antena dwuzwojowa (QST 5/2018) składa się z dwóch poprzecznych całofalowych pętli skrzyżowanych o 180° i pracuje z polaryzacją kołową dzięki czemu jest ona szczególnie predystynowana do łączności satelitarnych. Opisana konstrukcja przy stosunku boków 2,6:1 daje zysk 4,5 dBi. Pętle są u góry od siebie odizolowane, a sposób ich zasilania w dolnej części przedstawiono na ilustracji 5.6.2. Dla wymiarów z ilustracji 5.6.1 antena pokrywa zakres 144 – 148 MHz z WFS nie przekraczającym 1,7, a w rezonansie na 146 MHz WFS spada do około 1,1.

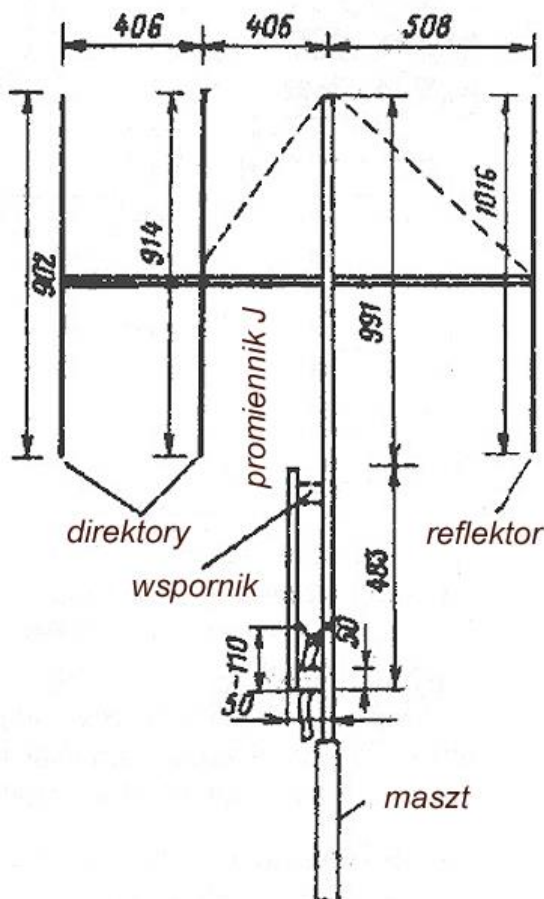


Rys. 5.6.1. Konstrukcja anteny dwuzwojowej



Rys. 5.6.2. Sposób zasilania kablem RG-58. Pętla 1 – zaciski 0° i 180°, pętla 2 – zaciski 90° i 270°. Długość linii fazującej 33 cm, dławik 3 – 5 zwojów
 Fot. 5.6.3. Wykonanie przyłącza

5.7. Antena Yagi z promiennikiem J

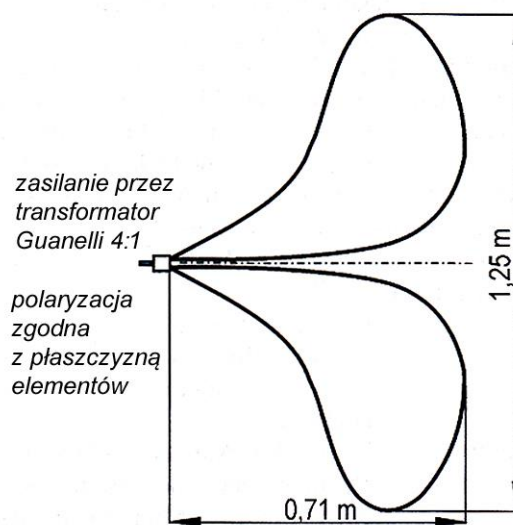


Rys. 5.7.1. Antena z promiennikiem J na pasmo 2 m

Konstrukcja składa się ze znanej anteny typu J zasilanej na końcu promiennika półfalowego i dopasowanej za pomocą transformatora ćwierćfalowego. Linia transmisyjna 50 Ω jest dołączona w takiej odległości od zwartego końca transformatora aby panowała tam impedancja 50 Ω. W antenie z ilustracji 5.7.1 do promiennika J dodano reflektor i dwa direktory, ale na tej zasadzie można konstruować anteny o różnej liczbie elementów. Po przeliczeniu wymiarów możliwe są również konstrukcje na inne pasma amatorskie UKF.

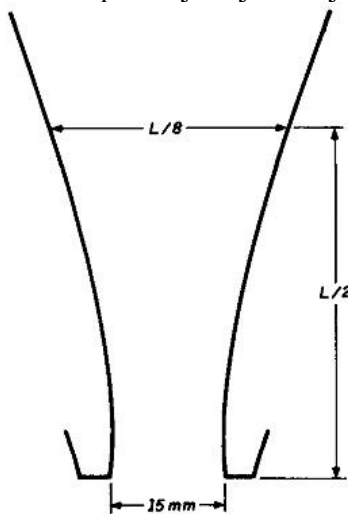
5.8. Antena szerokopasmowa w kształcie serca

Opatentowana przez DJ7FY i DK4AP antena pn. „Herzantenne” (opublikowana m.in. w Ham Radio 5/1990) składa się z dwuczściowego promiennika pracującego w zakresie częstotliwości o szerokości 10:1. Impedancja wejściowa zmienia się tylko nieznacznie w całym zakresie, a WFS nie przekracza 1,5. W zależności od kształtu skrzydeł i szerokości szczeliny impedancja wejściowa przyjmuje wartości 100 – 300 Ω . Praktyczną wartością jest 200 Ω gdyż do jej dopasowania do kabla 50 Ω potrzebny jest transformator o przekładni 4:1 (transformator Guanelli). Główny kierunek promieniowania pokrywa się z kierunkiem rozwarcia skrzydeł, a polaryzacja fali jest zgodna z ich płaszczyzną. Zysk kierunkowy rośnie z częstotliwością i dla górnej granicy osiąga 6 dBi. Jednocześnie rośnie też liczba listków bocznych. Tłumienie wsteczne wzrasta z 4 dB przy dolnej granicy do około 20 dB przy górnej. Możliwe jest zawężenie wiązki w pionie przez piętrowe umieszczenia nad sobą kilku anten. Konstrukcja przedstawiona na rysunku 5.8.1 pokrywa zakres 130 MHz – 1 GHz z WFS nie przekraczającym 2, ma impedancję wejściową 200 Ω i zysk kierunkowy przy 100 MHz -2,5 dBd, przy 500 MHz +5 dBd i przy 1 GHz +6,5 dBd. Antenę można wykonać z blachy aluminiowej.

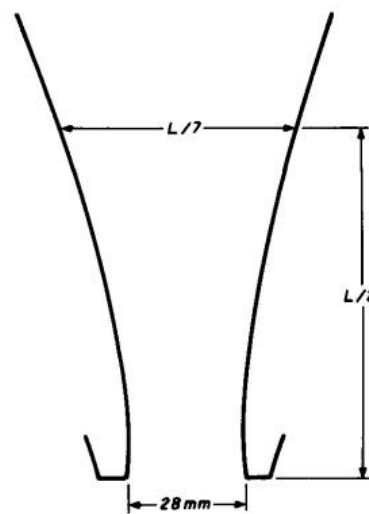


Rys. 5.8.1. Antena na zakres 130 – 1000 MHz, $L = 0,71$ m, $h = 1,25$ m

Długość struktury L przyjmuje się jako $1/3$ najdłuższej fali w zakresie pracy, a szerokość szczeliny u wlotu 15 mm dla impedancji wejściowej 200 Ω albo 28 mm dla 300 Ω .



Rys. 5.8.2. Kształt szczeliny dla impedancji 200 Ω



Rys. 5.8.3. Szczelina dla 300 Ω

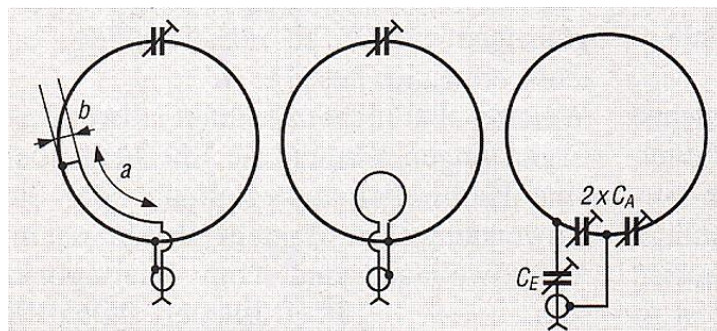
Dla niskich impedancji wejściowych tolerancja szerokości szczeliny robi się krytyczna.

6. Anteny magnetyczne

Anteny magnetyczne są pętlemi o obwodzie naogół nie przekraczającym jednej czwartej fali, chociaż w literaturze spotyka się także graniczną długość obwodu $0,3 \lambda$. Do częstotliwości pracy są one dostrojone za pomocą włączonego w obwód pętli kondensatora. Anteny charakteryzują się niską opornością promieniowania rzędu ułamków Ω . Oznacza to, że płyną w nich bardzo silne prądy już przy typowych mocach nadawania stacji amatorskich. Jednocześnie na kondensatorze dostrojczym występują stosunkowo wysokie napięcia rzędu kV, co wymaga przy mocach przewyższających typowe moce QRP stosowania specjalnie do tego skonstruowanych kondensatorów. Obwód rezonansowy anteny magnetycznej ma wysoką dobroć co oznacza, zwłaszcza na falach krótkich wąskie pasmo pracy i konieczność częstego dostrajania anteny przy zmianie częstotliwości pracy. W pasmach 6 m, 4 m i 2 m szerokości pasma pracy są już na tyle duże, że anteny w wielu zastosowaniach mogą być nastrojone na środek pasma lub interesującego podzakresu i nie wymagają dalszego dostrajania w trakcie używania (szerokości względne pasm ultrakrótkofalowych są mniejsze aniżeli szerokości większości pasm KF). Kondensatory zmienne można wówczas zastąpić przez kondensatory stałe, wykonane przykładowo z odcinków kabli koncentrycznych o dobranej długości.

Jako układy dopasowujące stosowane są najczęściej transformatory gamma, pętle sprzęgające lub obwody ze sprzężeniem pojemnościowym. Zmienny kondensator sprzęgający pozwala na wyregulowanie sprzężenia na minimum WFS. Anteny magnetyczne zostały szczegółowo przedstawione w tomie 51, dlatego też rezygnujemy z powtarzania tych informacji i ograniczamy się do zaprezentowania wybranych konstrukcji na pasma UKF.

Ważnymi zaletami anten magnetycznych są ich stosunkowo małe wymiary i charakterystyka kierunkowa. Są one także stosunkowo nieskomplikowane w konstrukcji zwłaszcza na pasma 6 m i wyższe.



Rys. 6.1. Warianty zasilania anten magnetycznych (od lewej do prawej) przez transformator gamma, przez pętlę sprzęgającą, przez kondensator dopasowujący

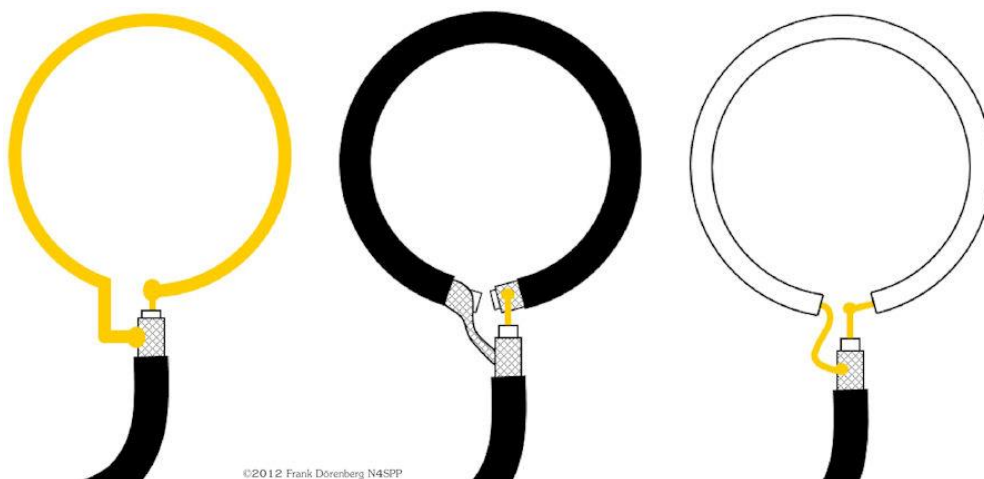


Fot. 6.2 – 6.3. Przykłady wykonania anten magnetycznych na pasma 2 m i 70 cm do radiostacji ręcznych

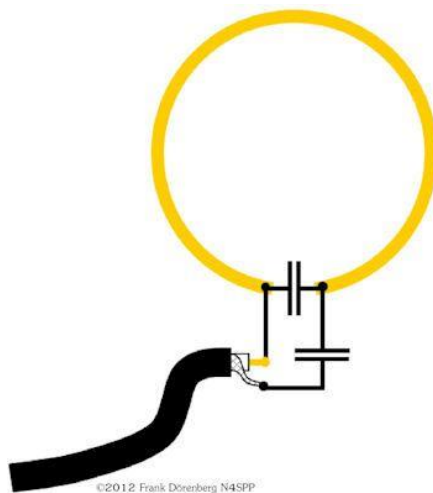


Fot. 6.4. Przykład wykonania anten na pasma 2 m i 70 cm z taśmy metalowej

Zasilanie przez pętlę sprzęgającą jest stosowane w wielu zakresach częstotliwości. Pętłe mogą być wykonane z przewodu gołego albo w izolacji albo też z kabla koncentrycznego.

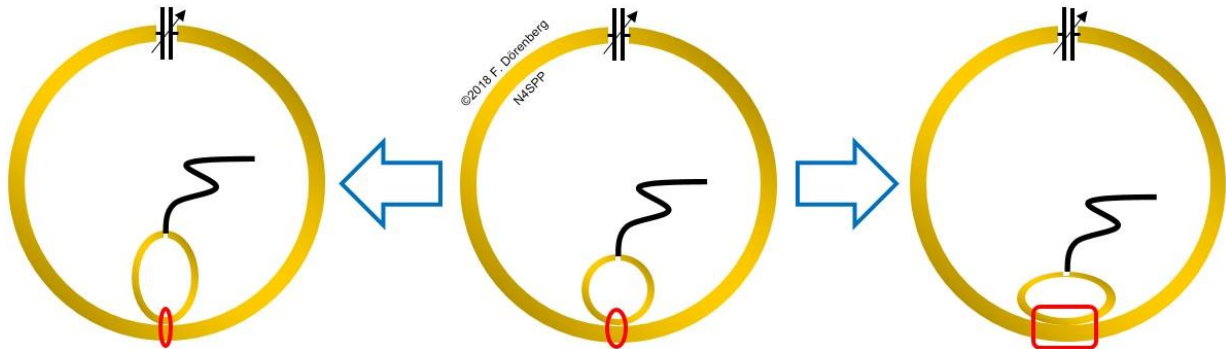


Rys. 6.5. Realizacje pętli sprzęgającej (od lewej do prawej) z przewodu metalowego, z ekranu kabla koncentrycznego, z żyły środkowej kabla koncentrycznego

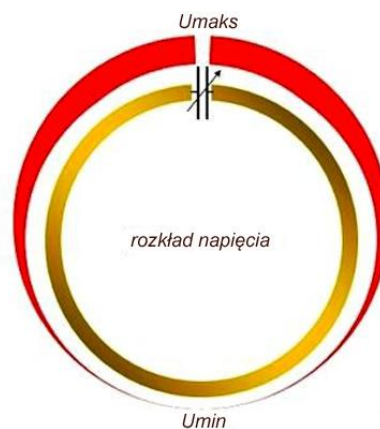


Rys. 6.6. Pętla nieekranowania zasilana przez kondensator sprzęgający

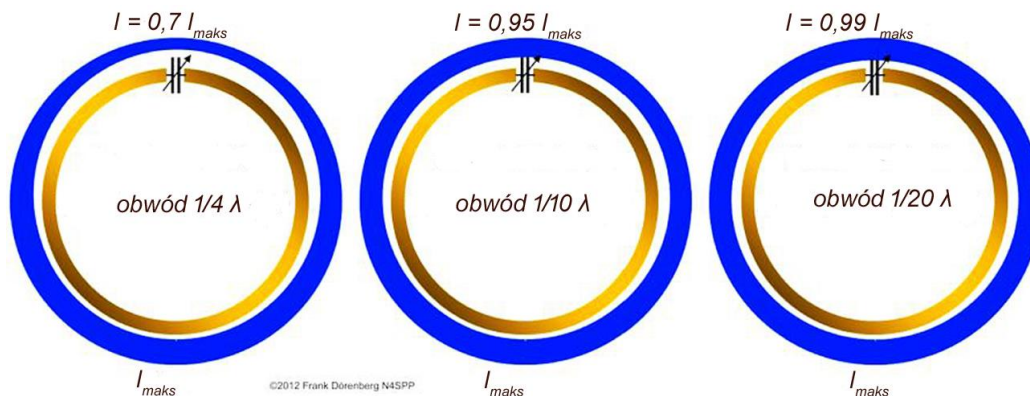
Regulacji sprzężenia dla otrzymania minimalnego WFS dokonuje się przez ściskanie lub rozciąganie pętli sprzęgającej (rys. 6.7). Typowymi średnicami pętli jest $1/5 - 1/6$ średnicy pętli głównej.



Rys. 6.7. Regulacja dopasowania przez odkształcanie pętli, można ją także obracać wokół osi pionowej



Rys. 6.8. Rozkład napięcia na pętli anteny magnetycznej



Rys. 6.9. Rozkłady prądów w zależności od względnego obwodu pętli

6.1. Anteny magnetyczne na pasmo 50 MHz

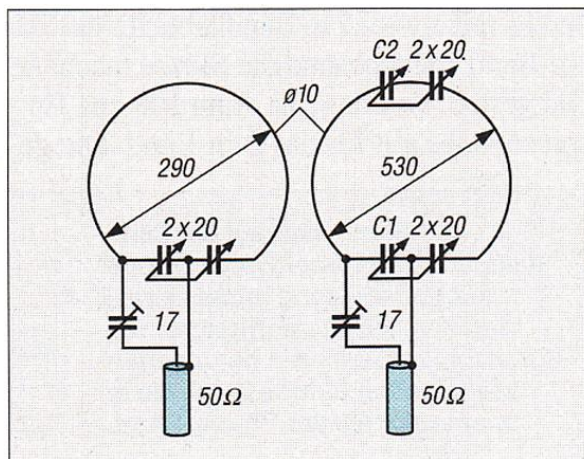
Na rys. 6.1.1. przedstawione są dwa rozwiązania pętli na pasmo 6 m („Funkamateu” 10/1997). W obu przypadkach zastosowano układy dopasowania pojemnościowego.

Przy mocach nie przekraczających 10 W napięcia na kondensatorze strojeniowym dochodzą najwyżej do około 700 V co pozwala na stosowanie kondensatorów obrotowych o odstępach okładek 0,75 – 1 mm. Mogą być to przykładowo kondensatory od starych lampowych odbiorników radiowych UKF: 2×11 pF, 2×20 pF albo podobne. Pętlę najlepiej wykonać z rurki miedzianej albo aluminiowej o średnicy 10 mm lub zbliżonej. Przed zgięciem rurki w okrąg należy wypełnić ją ubitym piaskiem lub wodą i zakorkować na obu końcach. Zapobiega to odkształcaniu się ścianek rurki w trakcie jej zginania. Końce rurki należy spłaszczyć na długości 40 mm i przymocować do nich śrubkami M4 wyprowadzenia kondensa-

torów, kabla itd. Pętla o większym obwodzie dzięki wyższej oporności promieniowania charakteryzuje się podwyższoną sprawnością.

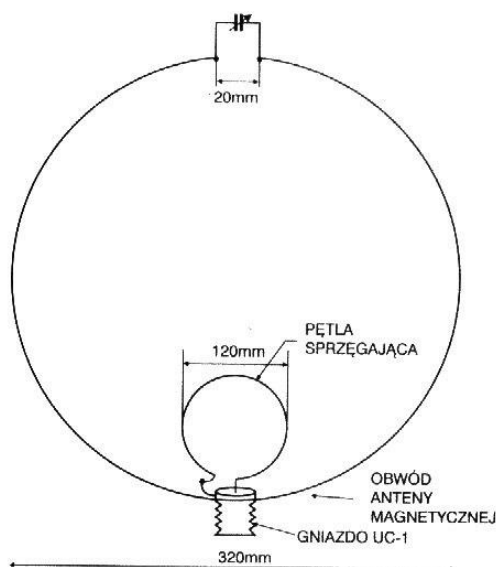
Po dostrojeniu anteny do pożądanego zakresu można zmierzyć pojemności kondensatorów i zastąpić je przez kondensatory stałe wykonane z kabla koncentrycznego. Kable RG-58 i RG-213 mają pojemności własne około 101 pF/m.

W analogiczny sposób można wykonać antenę na pasmo 4 m zmniejszając średnice do około 190 względnie 350 mm.



Rys. 6.1.1. Konstrukcje anten magnetycznych na pasmo 6 m

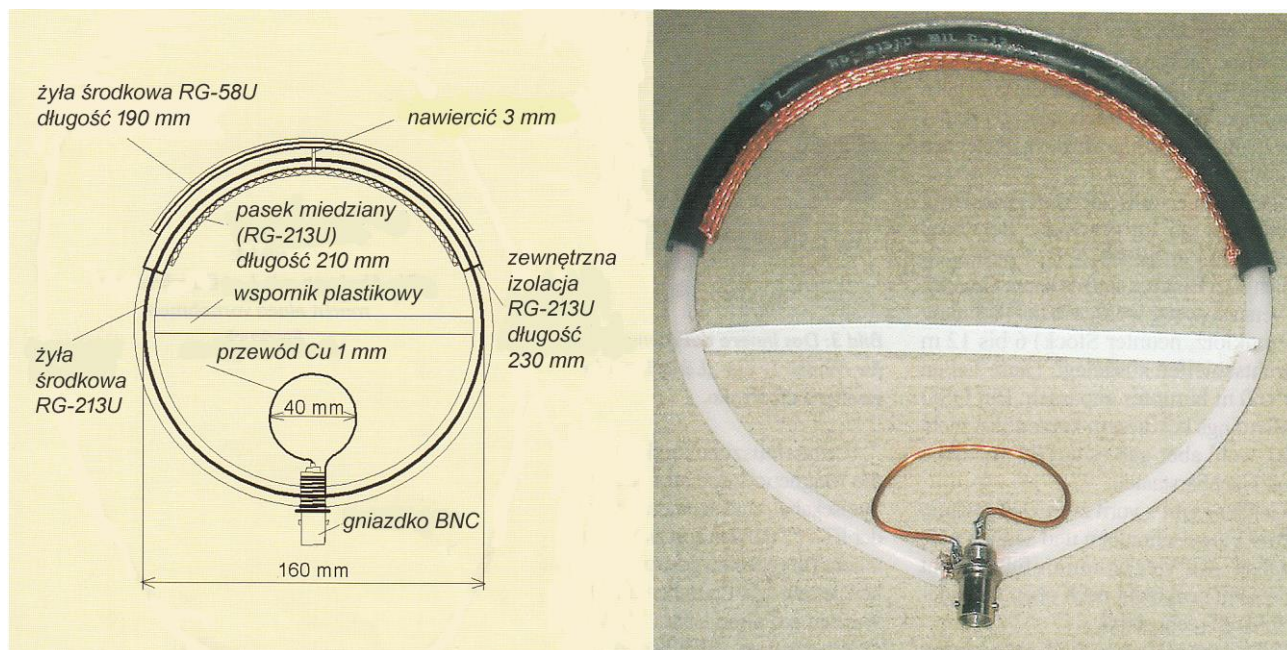
Pętla główna anteny magnetycznej SP2RXX jest wykonana z obręczy koła rowerowego o średnicy 320 mm. Z górnej części obręczy został wycięty spaw o szerokości wycięcia 20 mm, gdzie został zamocowany kondensator o zmiennej pojemności (za pośrednictwem przekładki izolacyjnej wykonanej z pleksi). W dolnej części obręczy znajduje się gniazdko UC-1 wraz z pętlą sprzęgającą. Pętla jest wykonana z drutu miedzianego o średnicy 3 mm. Jej średnica została dobrana eksperymentalnie i wynosi około 120 mm. Stosunek średnic pętli głównej i sprzęgającej równa się 2,66:1. Końce pętli sprzęgającej zostały przylutowane do gniazdka UC-1 zamontowanego w obręczy koła. Jako kondensator zmienny zostały użyte 2 sekcje po 15 pF połączone równolegle. Dodatkowo został do niego dolutowany kondensator wykonany z 5 cm odcinka kabla współosiowego RFL5. Konstruktor uzyskał WFS 1,3 przy częstotliwości pracy 50,150 MHz. Szerokość pasma roboczego wynosi 250 kHz.



Szkic konstrukcyjny anteny magnetycznej SP2RXX na pasmo 6m

Rys. 6.1.2

6.2. Antena magnetyczna na pasmo 2 m

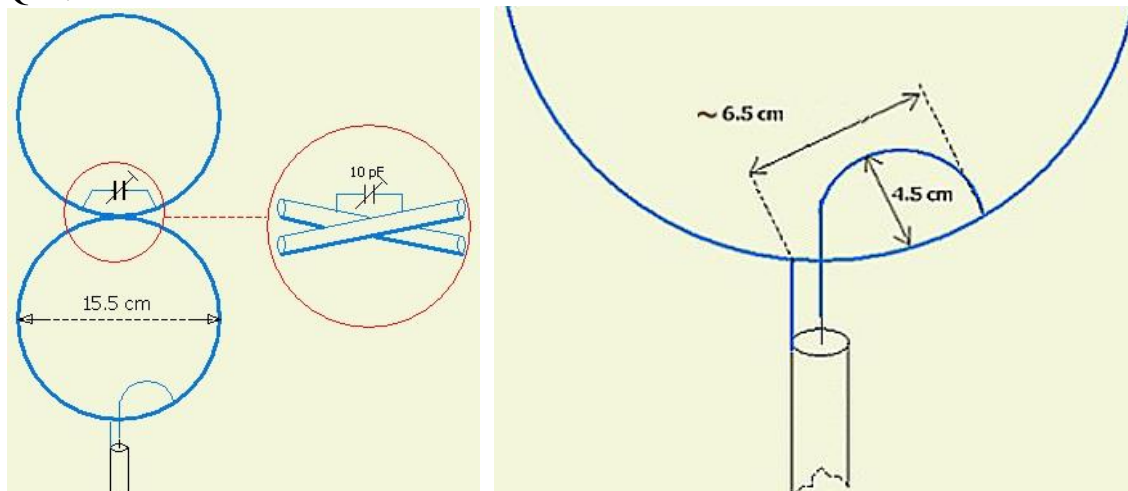


Rys. 6.2.1. Konstrukcja anteny Fot. 6.2.2. Widok gotowej anteny

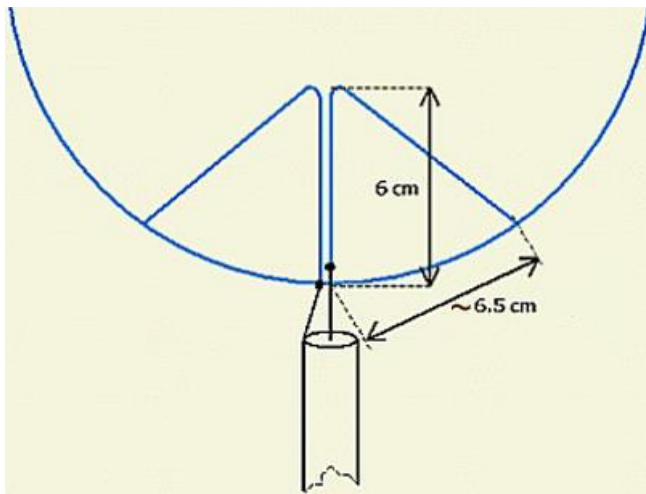
Antena DJ6WB („Funk” 7/2005) ma średnicę 16 cm i jest wykonana z odcinka kabla RG-213. Jego przewód środkowy jest przerwany na szczycie pętli przez nawiercenie kabla. Pojemności między obydwojema częściami żyły środkowej i pozostawioną 210-milimetrową częścią ekranu tworzą szeregowo połączenie kondensatorów tworzące pojemność obwodu anteny. Jest ona w przybliżeniu równa 3 pF. Dostrajanie anteny do częstotliwości pracy polega na przesuwaniu paska ekranu. Przystrojenie anteny z początku na koniec pasma wymaga przesunięcia tego fragmentu ekranu o 15 mm. Szerokość pasma pracy dla WFS < 1,5 wynosi 550 kHz. Pętla sprzęgająca o średnicy 40 mm jest wykonana z drutu miedzianego o średnicy 1 mm.

6.3. Antena o kształcie ósemki

Balkonowa antena na pasmo 2 m jest wykonana z pręta mosiężnego o średnicy 3 mm, ale można też użyć rurki o większej grubości. Średnice obu pętli wynoszą 155 mm. Ceramiczny lub mikowy kondensator dostrojczy ma pojemność 10 pF. Wiele rozpowszechnionych rodzajów trymerów ceramicznych rozgrzewa się przy mocach przekraczających 10 W, dlatego też antena jest przewidziana do pracy QRP.

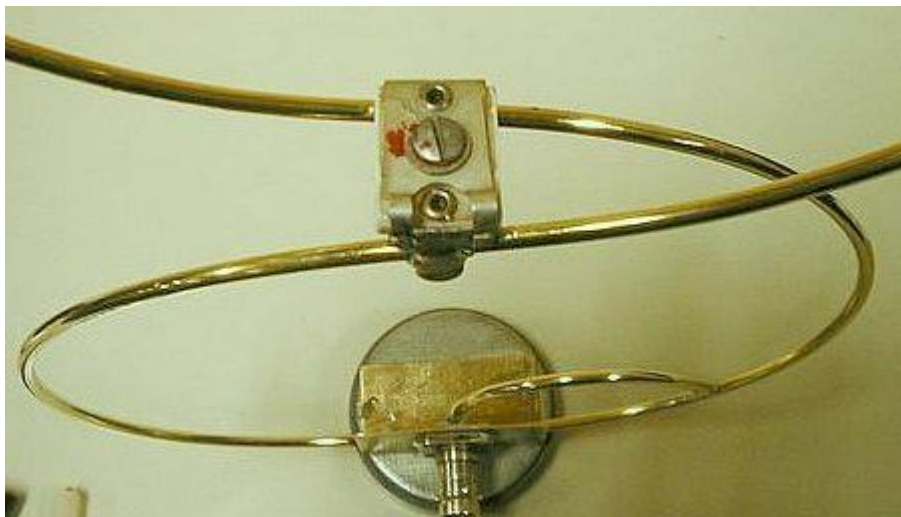


Rys. 6.3.1. Konstrukcja anteny ósemkowej na 145 MHz Rys. 6.3.2. Transformator półkolisty



Rys. 6.3.3. Zasilanie transformatorem delta

Fot. 6.3.4. Wykonanie anteny



Fot. 6.3.5. Widok z góry

7. Linie transmisyjne

Zadaniem linii transmisyjnej jest dostarczenie maksimum mocy z nadajnika do anteny i w odwrotnym kierunku – maksimum mocy odebranego sygnału do odbiornika. Warunki te są spełnione w sytuacji dopasowania anteny do wyjścia nadajnika, a linia transmisyjna nie może psuć tego stanu. Analogicznie wygląda sytuacja w kierunku odbiorczym. Linie stosowane w radiokomunikacji w pasmach krótko- i ultrakrótkofalowych przenoszą falę TEM. Dopiero w stosowanych na mikrofalach liniach falowodowych występują inne rodzaje fali. Fala TEM charakteryzuje się tym, że zarówno pole elektryczne jak i magnetyczne są skierowane prostopadle do kierunku jej rozchodzenia.

Linie transmisyjne o jednorodnej strukturze umożliwiają transport energii elektromagnetycznej ze stosunkowo niewielkimi stratami i zniekształceniami przebiegów.

Przewody linii mają, jak wszystkie przewody elektryczne pewną swoją oporność R , a dla prądów zmiennych także pewną indukcyjność L . Jednocześnie stanowią one swego rodzaju okładki kondensatora, co oznacza, że między nimi występuje określona pojemność C . Przewody są też odizolowane od siebie za pomocą dielektryka stałego lub powietrza. Niezależnie od właściwości izolujących dielektryka pomiędzy przewodami linii istnieje zawsze pewna stratność G . Dzieliąc linię jednorodną w myśli na coraz krótsze odcinki otrzymujemy dla każdego z nich te same parametry cząstkowe R' , L' , C' , G' (równe parametrom całkowitym podzielonym przez długość l , a więc odpowiednio R/l , L/l , C/l i G/l) będące w tych samych stosunkach wzajemnych. Linia transmisyjna stanowi więc element o stałych rozłożonych. Przedstawiony na rys.7.1 górny schemat zastępczy odnosi się zarówno do linii symetrycznych jak i niesymetrycznych. W liniach symetrycznych (np. płaskich, drabinkowych) wartości elementów w górnym i w dolnym przewodzie są sobie równe, natomiast w liniach niesymetrycznych (współosiowych) są one różne dla ekranu i dla żyły środkowej. Dolny schemat zastępczy jest postacią uproszczoną, w której elementy obu żył są złożone razem.

Impedancję (oporność) falową lub też impedancję charakterystyczną linii oblicza się ze wzoru:

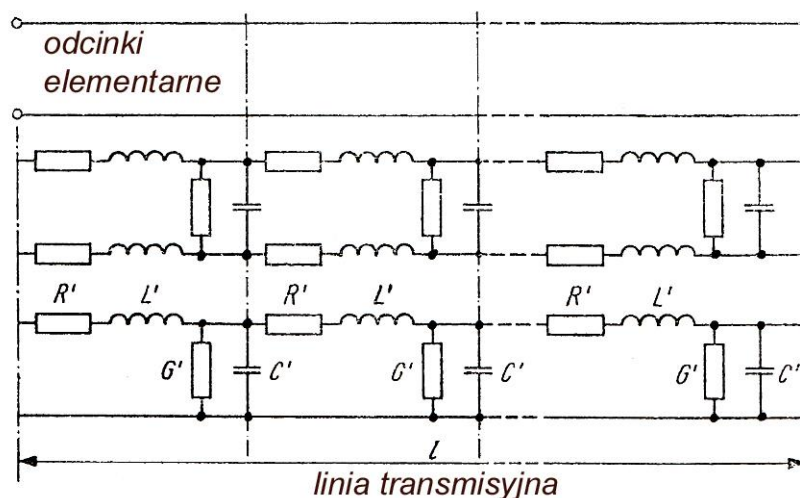
$$Z_0 = \sqrt{(R' + j\omega L') / (G' + j\omega C')}$$

Przy założeniu stosunkowo niewielkich strat w oporności szeregowej i przewodności między przewodami wzór na oporność charakterystyczną upraszcza się (zasadniczo powyżej 1 MHz, ale w praktyce można też przyjąć z dostatecznie dobrym przybliżeniem i na 136 kHz) do

$$Z_0 = \sqrt{L' / C'}$$

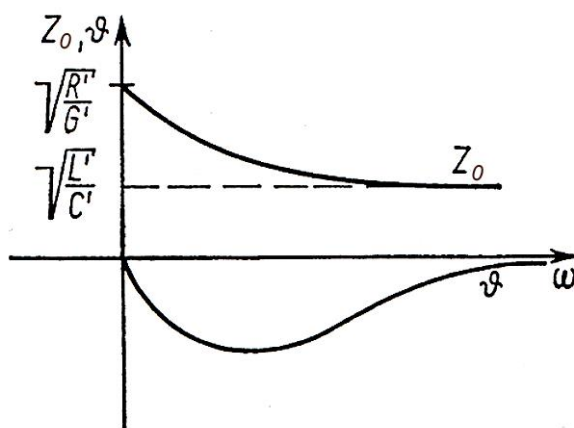
Dla niskich częstotliwości wpływ reaktancji jest pomijalny i oporność charakterystyczna sprowadza się do stosunku:

$$Z_0 = \sqrt{R' / G'}$$



Rys. 7.1. Schematy zastępcze linii

W tym uproszczeniu impedancja charakterystyczna linii jest wielkością rzeczywistą (dlatego można mówić o oporności) i niezależną od częstotliwości, a także od długości kabla. W zakresie przejściowym impedancja charakterystyczna posiada pewną składową reaktancyjną dążącą do zera i nie odgrywającą istotnej roli. Jak wynika ze wzoru większa indukcyjność (cienkie przewody) przy mniejszej pojemności między przewodami (większej odległości) oznacza większą oporność falową, a przewody grube i stosunkowo bliżej siebie dają niższą oporność. W pierwszym rzędzie oporność falowa zależy więc od wymiarów geometrycznych kabla i od przekroju przewodów. Przewody kabli dobrej jakości są wykonywane z miedzi elektrolitycznej w postaci licy lub pojedynczego drutu z powierzchnią czystą, posrebrzaną lub cynowaną. Przewody lite dają mniejsze tłumienie natomiast lica jest elastyczniejsza. W kablach o większej wytrzymałości mechanicznej stosowany jest przewód stalowy platerowany miedzią.



Rys. 7.2. Przebieg impedancji charakterystycznej linii dla niskich częstotliwości

Jako materiał izolacyjny stosowany jest w kablach koncentrycznych polietylen pełny albo piankowy, rozpórki z komorami powietrznymi, a w niektórych typach kabli teflon. Stała dielektryczna pełnego polietylenu wynosi 2,28, a dla materiałów piankowych jest zależna od zawartości powietrza i leży przeważnie w pobliżu 1,5. Zwiększona zawartość powietrza oznacza zmniejszenie tłumienia do 30%, pojemności do 20%, zmniejszenie współczynnika skrócenia do 23%, podwyższenie częstotliwości granicznej do 15% i zmniejszenie masy kabla.

Współczynnik skrócenia jest związany ze względną przenikalnością dielektryczną:

$v = c / \sqrt{\epsilon_r}$ gdzie c jest prędkością światła w próżni.

Współczynnik skrócenia jest podawany w danych katalogowych kabli. Należy uwzględnić go przy obliczeniach mechanicznej długości kabli o potrzebnej długości elektrycznej (fazowej).

Tabela 7.1

Typowe współczynniki skrócenia dla wybranych rodzajów dielektryków

Dielektryk	ϵ_r	v [%]	V
Pełny polietylen PE	2,3	66	0,66
Politetrafluoroetylen PTFE (teflon)	2,0	71	0,71
Pianka polietylenowa	1,5	82	0,82
Pianka PTFE	1,6	79	0,79
Powietrze, próżnia	1,0	100	1,00

Tłumienie linii rośnie wraz z częstotliwością w stosunku pierwiastka z częstotliwości pracy. Wraz ze wzrostem częstotliwości pracy maleje grubość warstwy przewodzącej metalu wskutek zjawiska naskórkowości. W przypadku obciążenia linii jej opornością falową (dopasowania) straty energii powstają wyłącznie wskutek oporności przewodu i oporności strat materiału izolacyjnego. Straty w materiale izolacyjnym zaczynają odgrywać rolę dla częstotliwości powyżej 10 MHz.

Tłumienie w kablu jest także zależne od stosunku średnic przewodów, temperatury i zmian zachodzących na powierzchni w miarę upływu czasu.

Tłumienie linii wyraża się wzorem

$\alpha = 20 \log U_1 / U_2$ [dB/m], gdzie U_1 jest napięciem na wejściu linii, a U_2 – na jej wyjściu.

Oporność przewodu ulega zmianom w funkcji częstotliwości wskutek występowania efektu naskórkowego i dla przewodów miedzianych można ją obliczyć z następującego przybliżonego wzoru:

$$R [\Omega/m] = 0,084 \sqrt{f [\text{MHz}] / d [\text{mm}]}.$$

Całkowita oporność przewodów jest sumą oporności obydwu z nich. Jest ona zależna również od stanu (gładkości) powierzchni. Dla licy można spodziewać się wzrostu oporności o 1/4, a dla oplotów ekranu nawet dwukrotnego. Dla wyższych częstotliwości, powyżej kilkuset MHz coraz większą rolę w tłumieniu kabla odgrywają straty w dielektryku. Rosną one w funkcji częstotliwości szybciej niż proporcjonalnie do pierwiastka z niej straty w przewodniku. W kablach dwuprzewodowych dodatkowym źródłem strat może być promieniowanie linii, ale w przypadku gdy odległość przewodów nie przekracza 1% długości fali są one pomijalne. W danych katalogowych kabli tłumienie jest przeważnie podawane w dB/100 m.

7.1. Kable współosiowe

Kable współosiowe składają się z żyły środkowej otoczonej izolacją, najczęściej jednego z omówionych powyżej rodzajów. Na niej znajduje się ekran wykonany z plecionki lub podwójny, w którym pierwszą warstwę stanowi folia miedziana, a na niej znajduje się warstwa plecionki. W kablach dla większych mocy lub o szczególnie dobrym ekranowaniu ekran jest wykonany w postaci mniej lub bardziej elastycznej rurki. Izolacja kabla od otoczenia zależy od wykonania ekranu, użycia folii i od gęstości oplotu. W kablach dobrej jakości jest on wyraźnie gęstszy niż w najtańszych „chińszczyznach”. Warstwę wierzchnią nałożoną na plecionkę stanowi zewnętrzna izolacja kabla. Powinna ona być w wystarczającym stopniu odporna mechanicznie i na wpływy otoczenia, takie jak np. promieniowanie ultrafioletowe słońca.

Tłumienie kabli współosiowych zależy w znacznym stopniu od materiału izolacyjnego pomiędzy żyłą środkową i ekranem. Kable o lepszej jakości posiadają dielektryk spieniony albo ukształtowany w postaci rozprórek otoczonych komorami powietrznymi.

Pojemność własna kabla współosiowego jest obliczana ze wzoru:

$C' = 24,1 \epsilon_r / \log D/d$ [pF/m], gdzie D jest średnicą ekranu, d – średnicą przewodu wewnętrznego, ϵ_r względną stałą dielektryczną. Obie średnice muszą być wyrażone w tych samych jednostkach.

Indukcyjność własna kabla wyraża się wzorem:

$$L' = 0,462 \log D/d [\mu\text{H/m}].$$

Oporność falową dla okrągłego kabla współosiowego oblicza się ze wzoru:

$$Z_0 = (138,2 / \sqrt{\epsilon_r}) \log D/d [\Omega]$$

Oporność falowa jest stała i niezależna od częstotliwości pomiędzy 1 MHz i częstotliwością graniczną kabla f_G .

Dla kabli z kwadratowym przewodem zewnętrznym (ekranem) oporność falową oblicza się ze wzoru:

$$Z_0 = (60 / \sqrt{\epsilon_r}) \ln (1,07 D / d) [\Omega]$$

Pod warunkiem, że $D/d \geq 1,25$.

W praktyce najczęściej spotykane są kable współosiowe o opornościach falowych 50 Ω , 75 Ω , 95 (93) Ω i 120 Ω .

Konstrukcje kabli koncentrycznych można optymalizować pod różnymi aspektami, i tak:

– Minimalne tłumienie zapewniają kable o oporności falowej $Z_0 = 77 / \sqrt{\epsilon_r}$

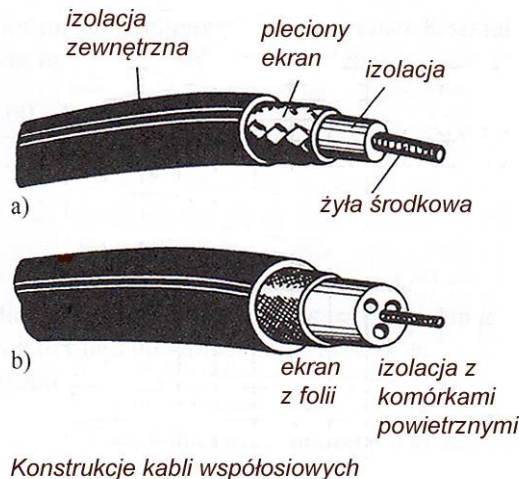
– Maksymalną wytrzymałość napięciową mają kable o $Z_0 = 60 / \sqrt{\epsilon_r}$

– Maksymalną moc przenoszą kable o $Z_0 = 30 / \sqrt{\epsilon_r}$.

Kable o oporności falowej 75Ω były dawniej powszechnie stosowane w odbiorczych instalacjach telewizyjnych właśnie ze względu na minimalne tłumienie sygnału. Oporność falowa 50Ω stanowi kompromis pomiędzy tymi trzema możliwościami, chociaż pewne „legandy” mówią o tym, że wynikła ona z wyposażenia przemysłu amerykańskiego w wycłaczarki do plastiku o pasujących do tych wymiarów dyszach w czasie II wojny światowej, kiedy trzeba było możliwie jak najszybciej dostarczyć armii wystarczającą ilość kabli.

Częstotliwość graniczna kabli współosiowych jest częstotliwością, przy której w kablu zaczynają się wzbudzać inne rodzaje fali, różne od TEM:

$$f_G [\text{GHz}] = (191 / \sqrt{\epsilon_r}) / (D + d [\text{mm}]).$$

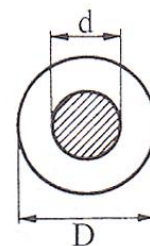


Rys. 7.1.1

Ekran kabli koncentrycznych zapewnia z jednej strony tłumienie przenoszonego sygnału, aby nie powodował on zakłóceń w otoczeniu i jednocześnie chroni przenoszony sygnał przed zakłóceniami zewnętrznymi. W kablach o dobrym ekranowaniu jest on dwuwarstwowy i składa się albo z dwóch warstw oplotu albo z warstwy folii oplecionej plecionką wykonaną z drutów miedzianych, miedzianych posrebrzanych albo miedzianych pocynowanych, albo z rurki metalowej gładkiej lub pofalowanej. Cechą charakterystyczną plecionki jest stopień pokrycia, wynoszący typowo 80 – 90%, a dla dobrych kabli 95%.



Rys. 7.1.2



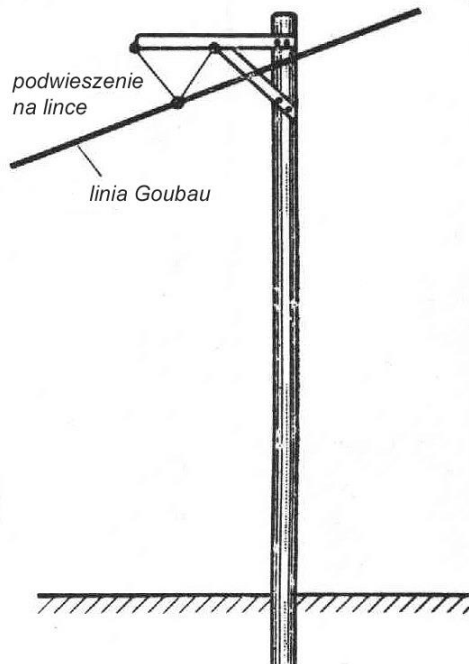
Rys. 7.1.3. Wymiary kabla

Dla kabli z pojedynczym ekranem można liczyć się z tłumieniem $> 40 \text{ dB}$, z podwójnym $> 60 \text{ dB}$, a z ekranem pełnym $> 120 \text{ dB}$. Wartości te są orientacyjne i zależne od częstotliwości.

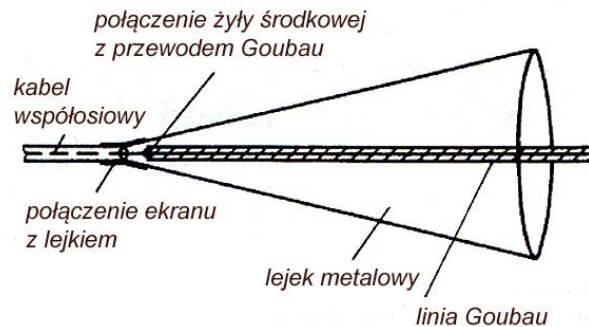
Parametrem nieelektrycznym, ale mającym znaczenie praktyczne jest promień ugięcia kabla.

Oprócz kabli z pojedynczą żyłą środkową w użyciu są też kable z dwoma żyłami w ekranie przydatne w transmisji danych albo sygnałów dźwiękowych i wizyjnych albo z trzema żyłami stosowane w technice pomiarowej lub w transmisji sygnałów wizyjnych i fonicznych.

7.2. Linia Goubau



Rys. 7.2.1. Sposób zawieszenia linii



Rys. 7.2.2. Lejek dopasowujący

Linia Goubau jest linią jedнопrzewodową, której główną zaletą jest niskostratność. Składa się z pojedynczego przewodu metalowego w izolacji, najczęściej na bazie polietylenu. Średnica izolacji jest przeważnie 2,5 raza większa od średnicy przewodu. Izolacja ta powoduje koncentrację energii elektromagnetycznej wokół przewodu dzięki temu, że fala w izolacji rozchodzi się z mniejszą prędkością aniżeli w otaczającym powietrzu. W samej warstwie izolacji rozchodzi się mała część energii w.c.z. natomiast przeważająca część rozchodzi się w powietrznym cylindrze o średnicy $2 - 3 \lambda$. Natężenie pola wokół przewodu maleje stosunkowo szybko, a więc około 90% energii jest zawartej w cylindrze o średnicy $0,7 \lambda$. Energia rozchodzi się w środowisku o małych stratach i bez występowania promieniowania, dzięki czemu jej straty są bardzo niskie. Istotną sprawą jest zapewnienie, aby w strefie $0,7 \lambda$ nie znajdowały się obiekty metalowe powodujące podwyższone straty. Linia Goubau powinna być prowadzona w jak największym stopniu po linii prostej a odchylenia od niej i załamania nie powinny przekraczać 20° . Najlepszym sposobem jej zawieszenia jest zawieszenia na słupach z poprzecznymi wspornikami i przywiązanie jej do wsporników za pomocą trójkątów z nieprzewodzącej linki (rys. 7.2.1). Linia Goubau jest linią niesymetryczną, a do dopasowania jej impedancji do oporności falowej kabli współosiowych 50Ω stosowane są konstrukcje lejkowe o długości λ i średnicy na końcu $\lambda/2$. Dobrze sprawdzają się lejki rozszerzające się wykładniczo.

Przykładowe wartości tłumienia linii w dB/100 m dla 200 MHz wynoszą:

- dla linii o średnicy izolacji 25 mm – 0,29,
- dla średnicy 10 mm – 0,69,
- dla średnicy 8 mm – 1,06.

7.3. Linia dwuprzewodowa

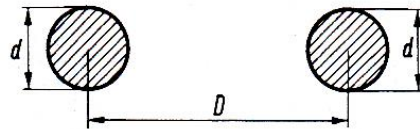
Linia dwuprzewodowa składa się z dwóch biegnących równolegle przewodów metalowych, których odległość jest mała w porównaniu z długością fali. Pierwszym konstruktorem linii tego typu był austriacki fizyk Ernst Lecher. Linia tego rodzaju, znana jako linia Lechera, znalazła szerokie zastoso-

wanie w miernictwie w.cz. Jest to linia symetryczna o oporności falowej obliczanej ze wzorów:

$$Z_0 \approx \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \left(\frac{2D}{d} \right) = \frac{276,4}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \lg \left(\frac{2D}{d} \right)$$

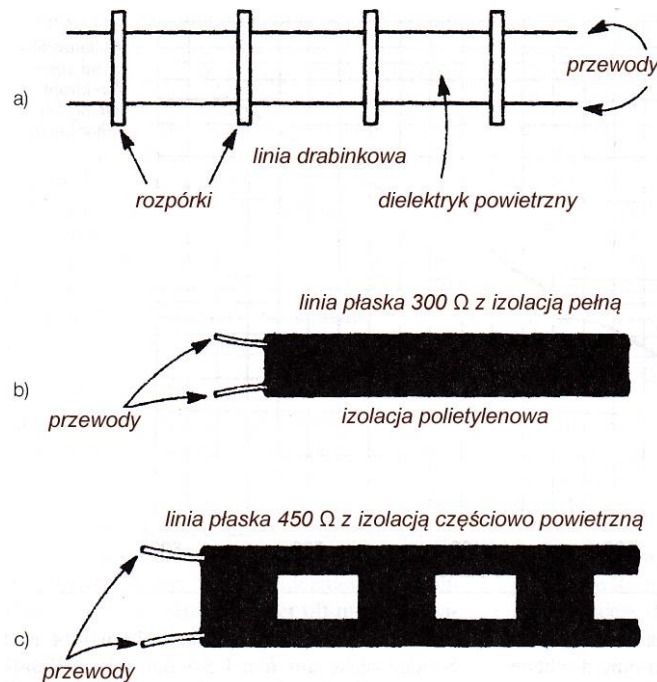
$$D/d > 2,5$$

gdzie D jest odległością środków przewodów, a d – ich średnicą (rys. 7.3.1).



Przekrój przez linię dwuprzewodową

Rys. 7.3.1



Rys. 7.3.2. Warianty linii dwuprzewodowych

Dla linii drabinkowych zakres impedancji falowych jest ograniczony ze względów mechanicznych przeważnie do 500 – 600 Ω . Przy mniejszych impedancjach rozpórki stają się zbyt krótkie aby zapewnić dostateczną stabilność mechaniczną. Linie płaskie z rys. 7.3.2b są lekkie, mają małe tłumienie a izolację stanowi przeważnie polietylen. W zastosowaniach telewizyjnych najczęściej występowały oporności falowe 120 Ω , 240 Ω i 300 Ω . Parametry elektryczne dielektryka pogarszają się jednak z biegiem czasu pod wpływem promieniowania ultrafioletowego co powoduje wzrost tłumienia linii. Dodatki ochronne do izolacji w nowszych wykonaniach kabli powodowały, że miały one czarny kolor, zamiast jasnego i częściowo przezroczystego spotykanego w starszych. Parametry starszych kabli, a zwłaszcza ich tłumienie ulegały też znacznemu pogorszeniu pod wpływem deszczu, mgły, szadzi lub oblodzenia.

Obecnie wśród krótkofalowców najbardziej rozpowszechnione są linie drabinkowe z okienkami wyciętymi w izolacji z tworzywa sztucznego. Ich oporności falowe leżą przeważnie w zakresie 300 – 450 Ω , a współczynnik skrócenia jest równy 0,91. W kablach tych zamiast licy miedzianej zastosowano lice stalową pokrytą miedzią.

Linie drabinkowe z rys. 7.3.2a dają się stosunkowo łatwo wykonać we własnym zakresie. Rozpórki wykonane są z tworzywa sztucznego i najczęściej mają długości 50 – 150 mm, co przy średnicach przewodów 2 – 3 mm daje oporności falowe w zakresie 420 – 600 Ω . Przy większych długościach roz-

pórek uzyskuje się niższe tłumienie. Na rynku dostępne są też gotowe rozpórki do własnych konstrukcji linii. Liczba rozpórek nie powinna być zbyt mała, aby także przy silniejszych wiatrach zapewnić dostateczną stabilność mechaniczną linii. W literaturze krótkofalarskiej spotykane są też opisy rozpórek do samodzielnego wykonania. Są to w wielu przypadkach konstrukcje proste i pozwalające na uzyskanie dobrej stabilności mechanicznej przy łatwości przewlekania przewodów.

Oprócz wymienionych rodzajów linii w zakresie mikrofal powszechnie stosowane są także linie paskowe, ale nimi zajmiemy się w tomie poświęconym antenom mikrofalowym.

7.4. Zjawiska występujące na liniach transmisyjnych

Zjawiska występujące na liniach transmisyjnych w trakcie transmisji energii wymagają dosyć skomplikowanego opisu matematycznego, ale w dalszym ciągu postaramy się ograniczyć jedynie do niezbędnego minimum. Zauważmy przy tym, że zjawiska są zależne od parametrów linii i obciążenia, a w pewnej części także od parametrów generatora, ale nie zależą od rodzaju linii. Linię transmisyjną o oporności falowej Z_0 traktujemy przy tym jak czwórnik z jednym wejściem na którym panuje napięcie U_1 i do którego zacisków wpływa prąd I_1 i jednym wyjściem, na którym panuje napięcie U_2 i z którego zacisków wypływa prąd I_2 . Wyjście linii jest obciążone impedancją Z_a , która w przypadku ogólnym nie jest równa impedancji falowej linii Z_0 . Zakładamy, że linia ma długość l i powoduje przesunięcie fazowe równe βl :

$$U_1 = U_2 \cos \beta l + j I_2 Z_0 \sin \beta l$$

$$I_1 = I_2 \cos \beta l + j (U_2 \sin \beta l) / Z_0$$

$$U_2 = I_2 Z_a.$$

W przypadku ogólnym w linii transmisyjnej występują napięcia, prądy i moce fali padającej (płynącej w kierunku obciążenia) i fali odbitej od obciążenia i płynącej z powrotem w kierunku źródła.

W każdym dowolnym punkcie x linii obowiązują więc zależności:

$$U_x = U_p + U_{odb}$$

$$I_x = I_p - I_{odb}.$$

Impedancja wejściowa linii Z_1 wyraża się wzorem

$$Z_1 = Z_0 (Z_a + j Z_0 \operatorname{tg} \beta l) / (Z_0 + j Z_a \operatorname{tg} \beta l).$$

Prądy i napięcia fal padającej i odbitej są ze sobą powiązane przez impedancję falową:

$$U_p = I_p Z_0$$

$$U_{odb} = -I_{odb} Z_0.$$

W zastosowaniach praktycznych przydatne są następujące wielkości: współczynnik odbicia, tłumienie fali odbitej, współczynnik fali stojącej (WFS) i jego odwrotność – współczynnik fali bieżącej (WFB) – nazywany także współczynnikiem dopasowania.

Współczynnik odbicia jest zdefiniowany jako stosunek napięć fali odbitej i padającej:

$$r = U_{odb} / U_p, \text{ możliwe jest też wyrażenie go poprzez moce obu fal}$$

$r = \sqrt{P_{odb} / P_p}$ a także poprzez zależności impedancji obciążenia Z_a i impedancji falowej (charakterystycznej) linii transmisyjnej:

$$r = (Z_a - Z_0) / (Z_a + Z_0).$$

W przypadku obciążenia linii opornością rzeczywistą współczynnik odbicia przyjmuje wartość -1 dla zwarcia na końcu linii ($Z_a = 0$), wartość 0 dla dopasowania na końcu linii ($Z_a = Z_0$) i wartość 1 przy otwartym końcu linii. Wartości dodatnie współczynnika odbicia występują gdy oporność obciążenia linii Z_a jest większa od oporności falowej linii, a wartości ujemne w przypadku przeciwnym. W przypadku ogólnym gdy linia jest obciążona impedancją zespoloną współczynnik odbicia jest także liczbą zespoloną ale jego moduł $|r| \leq 1$.

Tłumienie fali odbitej jest wyrażane wzorem:

$$\alpha_{odb} [\text{dB}] = 10 \log (P_p / P_{odb}).$$

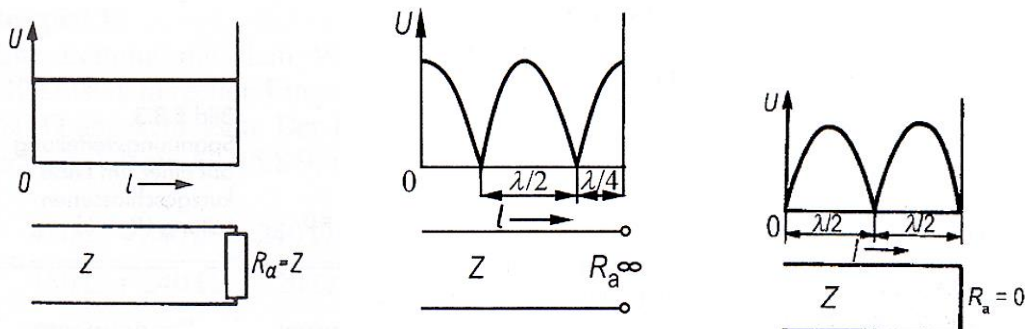
Na podstawie poprzednich równań można też tłumienie fali odbitej obliczać jako:

$$\alpha_{odb} [\text{dB}] = 10 \log (1 / |r|^2) = 20 \log (1 / |r|) = -20 \log |r|.$$

Tłumienie fali odbitej jest równe nieskończoności w warunkach dopasowania na wyjściu linii i 0 w przypadkach otwartego albo zwartego końca.

W przypadku obciążenia linii bezstratnej opornością R_a równą Z_0 cała transportowana moc zostaje przekazana do obciążenia. Wzdłuż całej linii płynie prąd o jednakowej amplitudzie i panuje napięcie również o jednakowych amplitudach. Obwiednia napięcia i prądu jest linią prostą. W przypadku linii stratnej jest ona linią opadającą wykładniczo.

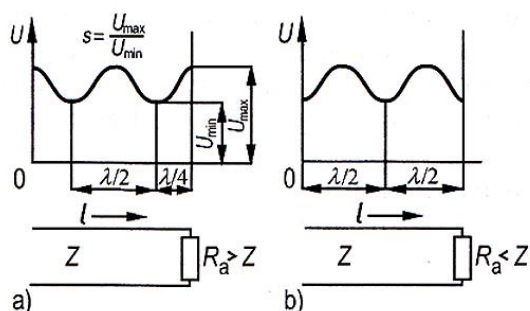
Pozostawienie zacisków otwartych oznacza, że prąd nie może płynąć przez nie, czyli że oporność obciążenia jest równa nieskończoności. Energia fali padającej nie może być przekazana do obciążenia i zostaje w całości odbita do źródła. W linii płyną więc (w kierunkach przeciwnych) fale padająca i odbita. Ich nakładanie się na siebie powoduje falistość rozkładu amplitud napięcia wzdłuż linii.



Rys. 7.4.1. Rozkład amplitud napięcia w warunkach dopasowania

Rys. 7.4.2. Rozkład amplitud napięcia w warunkach pełnego niedopasowania przy rozwarciu

Rys. 7.4.3. Rozkład amplitud napięcia w warunkach pełnego niedopasowania przy zwarciu



Rys. 7.4.4. Rozkłady amplitud napięcia w warunkach częściowego niedopasowania, a) oporność obciążenia większa od oporności falowej linii, b) oporność obciążenia mniejsza

Podobnie jest w przypadku zwarcia na końcu linii – w zwarcu płynie wprawdzie maksymalny prąd, ale napięcie jest równe zero i cała energia fali ulega odbiciu w kierunku generatora. Rozkład napięcia jest w stosunku do przypadku poprzedniego przesunięty o $\lambda/4$. W obu przypadkach rozkłady są okresowe i powtarzają się co pół długości fali. W sytuacji częściowego niedopasowania otrzymuje się faliste przebiegi napięcia o okresie pół fali, ale ze słabszymi i nie dochodzącymi do zera minimami. Również i między tymi dwoma przypadkami występuje przesunięcie rozkładów o ćwierć długości fali. Charakter rozkładów amplitud prądów w linii jest identyczny, z tym że są one przesunięte o ćwierć długości fali w stosunku do rozkładów amplitud napięcia, maksimum amplitud prądów odpowiada minimum amplitud napięcia i odwrotnie. Faliste rozkłady amplitud prądów lub napięć w linii powstające wskutek nakładania na siebie fali padającej i odbitej są nazywane falami stojącymi. W każdym punkcie linii występuje inna amplituda napięcia i prądu, a co za tym idzie inna impedancja wynikająca z ich stosunku.

Współczynnik fali stojącej WFS można obliczyć ze wzoru

$$WFS = s = U_{\max} / U_{\min}$$

Jest on zawsze ≥ 1 , przy czym wartość 1 oznacza pełne dopasowanie, a nieskończoność – zwarcie lub rozwarcie na końcu linii, czyli pełne niedopasowanie. Wynika to z faktu, że w warunkach dopasowania $U_{\max} = U_{\min}$, a w warunkach pełnego niedopasowania $U_{\min} = 0$. W sytuacji częściowego niedopasowania część energii fali zostaje przekazana do obciążenia, a reszta ulega odbiciu do źródła. Falistość rozkładu jest więc odpowiednio mniejsza.

Napięcia maksymalne i minimalne odpowiadają sumie i różnicy napięć fali padającej i odbitej:

$$U_{\text{maks}} = |U_p| + |U_{\text{odb}}|,$$

$$U_{\text{min}} = |U_p| - |U_{\text{odb}}|,$$

stąd

$$\text{WFS} = s = (|U_p| + |U_{\text{odb}}|) / (|U_p| - |U_{\text{odb}}|)$$

a w zależności od mocy padającej i odbitej

$$\text{WFS} = s = (\sqrt{P_p} + \sqrt{P_{\text{odb}}}) / (\sqrt{P_p} - \sqrt{P_{\text{odb}}}),$$

dzieląc liczniki i mianowniki przez napięcie fali padającej lub pierwiastek z mocy otrzymuje się zależność między s i r :

$$s = (1 + |r|) / (1 - |r|)$$

i odwrotnie

$$|r| = (s - 1) / (s + 1).$$

WFS można także podawać w postaci stosunku, np. 2:1, ale stosunek odwrotny 1:2 jest błędny gdyż oznacza wartość mniejszą od jednośc.

Odwrotnością współczynnika fali stojącej (WFS) jest współczynnik fali bieżącej (WFB) nazywany także współczynnikiem dopasowania. Jest on obliczany ze wzoru

$$m = 1/s = (1 - |r|) / (1 + |r|).$$

Przy dopasowaniu przyjmuje on wartość 1, a przy zwarcu lub rozwarciu zacisków wyjściowych – wartość 0.

Obciążenie linii transmisyjnej czystą reaktancją pojemnościową lub indukcyjną daje sytuację odpowiadającą zwarcu lub rozwarciu zacisków wyjściowych ponieważ czysta reaktancja nie pobiera mocy i wobec tego cała moc zostaje odbita. Następuje jedynie przesunięcie rozkładu tak, aby napięcie na końcu linii odpowiadało napięciu na reaktancji obciążenia.

W sytuacjach rzeczywistych zarówno obciążenie jak i impedancja wewnętrzna generatora mają charakter zespolony i oprócz składowych rzeczywistych (oporności) posiadają składowe reaktancyjne.

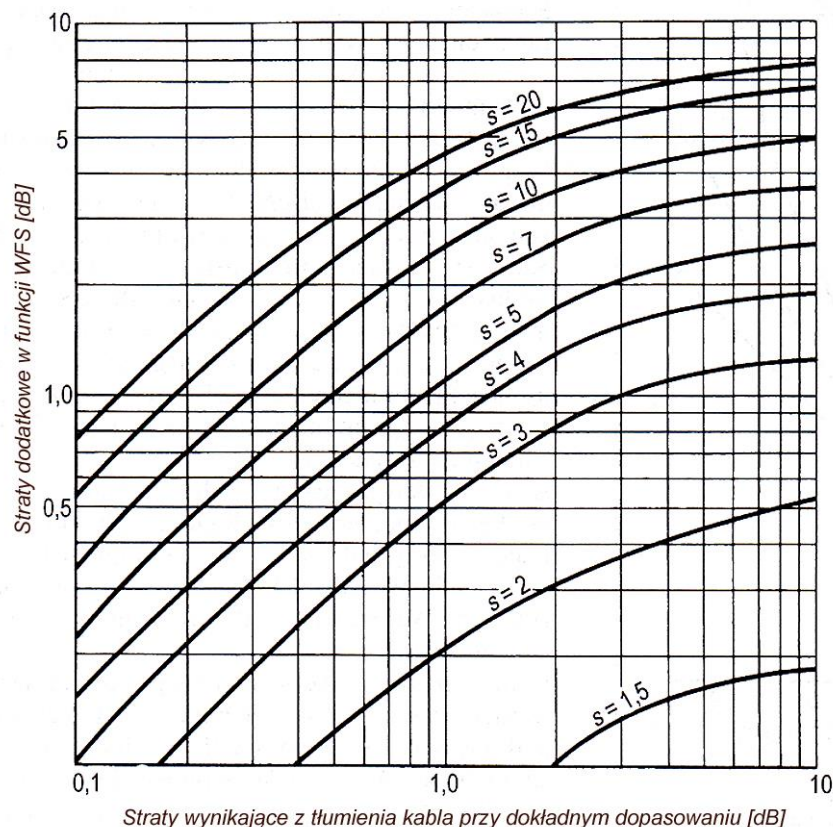
W warunkach niedopasowania w linii powstają w wyniku sumowania się napięć fali padającej i odbitej fale stojące. W wyniku sumowania się prądów fali padającej i odbitej prąd wypadkowy ulega zmniejszeniu. Suma mocy fali padającej i odbitej daje wypadkową moc na wejściu linii. Moc dostarczana z generatora zmniejsza się o moc odbitą, która w ten sposób wspomaga generator w zasilaniu linii. Do czasu dotarcia do generatora fali odbitej od obciążenia pracuje on z pełną mocą i niejako ładuje linię energią, która wypadkowo pozostaje w niej do czasu wyłączenia generatora (nadajnika) i dopiero wtedy zostaje zużyta.

W rzeczywistej linii ze stratami WFS na początku linii jest mniejszy aniżeli na zaciskach końcowych, ponieważ w wyniku tłumienia do obciążenia dociera tylko część mocy doprowadzonej z generatora, a jej część odbita w wyniku niedopasowania podlega tłumieniu w trakcie powrotu do generatora. Stosunki napięć fali odbitej do padającej przy obciążeniu są więc wyższe aniżeli na zaciskach wejściowych linii (rys. 7.4.6).

Każda rzeczywista linia transmisyjna wprowadza zależne od częstotliwości straty w oporności przewodów i w dielektryku. Przy obciążeniu linii jej opornością falową (dopasowaniu na wyjściu) i dopasowaniu na wejściu (oporności wyjściowej generatora równej oporności falowej linii) w linii dochodzi jedynie do strat mocy na ciepło. Przykładowo przy tłumieniu linii równym 3 dB do obciążenia dociera jedynie połowa mocy, a druga połowa jest tracona na ciepło. Moc docierająca w danych warunkach do anteny można obliczyć bez większych trudności w oparciu o podane przez producenta tłumienie kabla. Przy obciążeniu linii opornością rzeczywistą (anteną w rezonansie) generator jest również obciążony opornością rzeczywistą.

W sytuacji niedopasowania występują dodatkowe straty mocy w linii. Obciążenie linii ma tylko w wyjątkowych przypadkach charakter rzeczywisty. Przeważnie antena nie pracuje w rezonansie i jej impedancja wejściowa posiada składową reaktancyjną (choć w pobliżu rezonansu jest ona stosunkowo nieznaczna). Ponieważ reaktancja nie pobiera mocy rzeczywistej więc powoduje ona odbicia mocy padającej fali, w linii powstaje fala stojąca. Składową reaktancyjną obciążenia przetransformowaną na wejście linii można skompensować za pomocą obwodów dopasowujących znajdujących się na wyjściu generatora (wejściu linii). Drugim przypadkiem powstawania fali stojącej jest, jak już poprzednio powiedziano, obciążenie linii opornością rzeczywistą, ale różną od jej impedancji charakterystycznej (oporności falowej). Możliwe jest także wystąpienie obu tych przypadków równocześnie. Pomijamy

w tych rozważaniach ewentualne niedopasowania między wyjściem generatora i linią. W przypadku gdy w linii transmisyjnej istnieje fala stojąca jej tłumienie wzrasta wraz z wartością WFS gdyż rosną przez to wartości skuteczne napięć i prądów. Wzrost wartości skutecznej prądu powoduje wzrost strat w oporności przewodów, natomiast wzrost wartości skutecznej napięcia – zwiększenie strat w dielektryku. Wypadkowe tłumienie linii rośnie. Można sobie tą sytuację łatwiej wyobrazić myśląc o tym, że fala odbita musi ponownie przejść przez całą linię i podlega w niej ponownemu tłumieniu. W przypadku niedopasowania oporności wyjściowej generatora do linii część energii fali powracającej ulega i tutaj odbiciu i ponownie zdąża do obciążenia podlegając jeszcze raz tłumieniu linii itd.



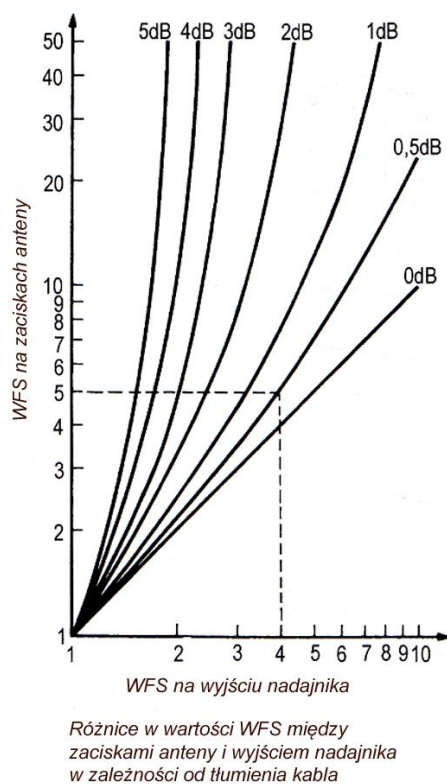
Rys. 7.4.5. Straty dodatkowe w funkcji WFS

Przykład korzystania z wykresu 7.4.5:

załóżmy, że antena znajdująca się w rezonansie na 3600 kHz i dopasowana ($WFS = 1$) jest zasilana przez 40 m odcinek kabla o tłumienności 2 dB/100 m, co dla odcinka 40 m odpowiada tłumieniu 0,8 dB. Po zmianie częstotliwości nadawania WFS wzrasta do 3. Z wykresu odczytujemy wartość dodatkowego tłumienia równą 0,45 dB. Zauważmy, że nawet dla $WFS = 5$ dodatkowe tłumienie nie przekraczałyby 1 dB.

Jak wynika z wykresu 7.4.5 w przeważającej części przypadków te dodatkowe straty nie są duże i dla niezbyt dużych WFS nie warto dążyć na siłę do ich poprawy. Może się bowiem zdarzyć, że straty wnoszone przez układ dopasowujący przekroczą zysk wynikający z nieznacznej poprawy dopasowania. Również straty wynikające z odbicia fali (dostarczenie zmniejszonej mocy do obciążenia) przy $WFS < 2$, a nawet nieco większym od 2 mogą być mniejsze od strat wprowadzanych przez dodany układ dopasowujący. Do współczynnika fali stojącej należy więc podchodzić z pewną dozą zdrowego rozsądku i ostrożności nie popadając w przesadę w dążeniu do jego poprawy. Przykładowo przy $WFS = 2$ straty mocy w wyniku niedopasowania równają się ~11%, natomiast w dodanym do instalacji antenowej obwodzie dopasowującym mogą one leżeć w zakresie 15–40%. Dla WFS równego 1,8 straty mocy wynoszą tylko około 8%, a dla 1,5 – około 4%. Nie zawsze więc opłaca się skórka za wyprawkę. Przy okazji warto przyrzeć się sprawie dopasowania od strony generatora. Gdyby oporność wewnętrzna generatora była równa oporności falowej linii czyli w przypadku dopasowania na jej wyjściu oporności obciążenia generator mógłby dostarczyć do obciążenia jedynie połowę swojej mocy, a druga połowa

byłaby tracona w oporności wewnętrznej generatora. Sprawność generatora (wzmacniacza mocy w nadajniku itp.) nie mogłaby przekroczyć 50%, a tymczasem we wzmacniaczach klasy C osiągane są sprawności 70 – 80%, a w klasie B też przekraczające 50%. Stanem idealnym byłaby zerowa oporność wewnętrzna generatora, a nie oporność równa obciążeniu. W sytuacjach rzeczywistych oporność wewnętrzna powinna być jak najniższa, właśnie dla zminimalizowania wewnętrznych strat – czyli generator mocy powinien być niedociążony. Różnica oporności wewnętrznej generatora od oporności charakterystycznej linii powoduje, że energia odbita od obciążenia przy niedopasowaniu zostaje odbita również po stronie generatora i zamiast nagrzewać go niepotrzebnie wraca do linii i w pewnej części ponownie do obciążenia (anteny). Co oznacza więc pojęcie 50-omowego wyjścia nadajnika. Każdy z elementów czynnych wzmacniacza wyjściowego (tranzystor, lampa) potrzebuje pewnego optymalnego dla jego warunków pracy obciążenia pozwalającego w jak najwyższym stopniu na wykorzystanie dopuszczalnego zakresu napięć na elektrodzie wyjściowej, zakresu prądów w niej płynących i dopuszczalnych mocy strat (w praktyce przy danym napięciu zasilania i z uwzględnieniem pewnej rezerwy). Przy obciążeniu opornością różną od optymalnej stopień ten oddaje mniejszą moc niż by mógł. Obwody wyjściowe wzmacniacza transformują natomiast przewidzianą dla niego oporność obciążenia ($50\ \Omega$) na tą optymalną oporność obciążenia lampy lub tranzystora zapewniając jego najlepsze wykorzystanie. Przy obciążeniu opornością różną od przewidzianej wzmacniacz oddaje mniejszą moc, a przy większych odchyleniach mogą wystąpić w nim za wysokie napięcia w.cz. lub zbyt silne prądy grożące uszkodzeniem. Wzmacniacze mocy są obecnie przeważnie wyposażone w układy ochronne zapobiegające tego typu sytuacjom przez ograniczenie mocy wyjściowej lub całkowite wyłączenie stopnia. Obwody dopasowujące na wyjściach wzmacniaczy (często pracujące automatycznie) mają w pierwszym rzędzie za zadanie zmniejszenie niedopasowania widzianego od strony wzmacniacza czyli niedopuszczenie do jego pracy w zbyt niekorzystnych warunkach. Odwrotna sytuacja panuje natomiast w miernictwie w.cz. gdzie oporność wyjściowa generatora ma za zadanie standardowe obciążenie wejścia badanego układu, a przy małych mocach sygnałów pomiarowych i stosunkowo krótkich czasach pomiaru straty mocy w oporności wewnętrznej generatora są nieistotne.

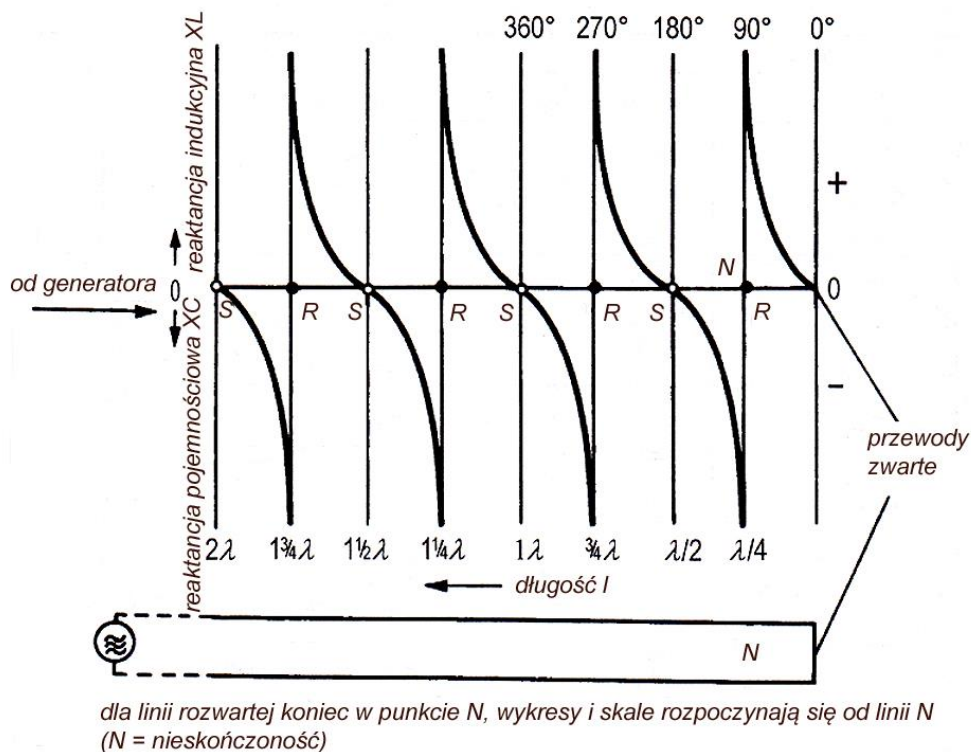


Rys. 7.4.6. Dla kabla o tłumieniu 0,5 dB odczytany na jego wejściu WFS równy 4 odpowiada WFS równemu 5 na zaciskach anteny, przy tłumieniu 1 dB ta sama wartość na wejściu odpowiadałaby ok. 7 na zaciskach anteny

Dodatkowym źródłem strat jest promieniowanie linii, przy czym jest ono zależne od jej konstrukcji. Może ono wpływać też na kierunkowość charakterystyki anteny i powodować zakłócenia odbioru radiowo-telewizyjnego albo zakłócenia pracy innych urządzeń. Linie dwuprzewodowe lub wieloprzewodowe o parzystej liczbie żył są symetryczne względem ziemi, w parach żył płyną prądy o przeciwnych fazach dzięki czemu generowane są przeciwie zwrócone pola magnetyczne, kompensujące się wzajemnie, ale z powodu niezerowej odległości między przewodami kompensacja nie jest całkowita. Promieniowanie linii dwuprzewodowej rośnie z kwadratem odległości między przewodami i częstotliwością. Dla większych częstotliwości konieczne jest zmniejszenie odstępów międzyprzewodowego. Przy odległości przewodów leżącej poniżej 1% długości fali straty związane z promieniowaniem można pominąć.

Kable współosiowe mają konstrukcję symetryczną względem osi, a żyła zewnętrzna ma właściwości ekranujące, dlatego też kable te bardzo mało promieniują (przy założeniu ekranu dobrej jakości). Możliwe jest jednak powstawanie prądów powierzchniowych po zewnętrznej stronie ekranu np. przy zasilaniu anten symetrycznych. Płynące po zewnętrznej stronie ekranu prądy w.cz. powodują jego promieniowanie. Skutkuje to powstawaniem zakłóceń i odkształcaniem charakterystyki promieniowania anteny. Przeciwdziałać temu zjawisku można przez stosowanie symetryzatorów lub dławików tłumiących prądy powierzchniowe.

Na rysunkach 7.4.2 i 7.4.3 przedstawione są rozkłady amplitud prądów w.cz. w linii transmisyjnej w przypadku rozwarcia i zwarcia jej zacisków wyjściowych. Rozkłady amplitud prądów płynących w linii są przesunięte o 90° . Oznacza to, że w każdym punkcie x linii panują nie tylko różne napięcia i prądy, ale w konsekwencji tego różne impedancje o wartościach bezwzględnych zmieniających się od zera w miejscach węzłów (zer) napięć do teoretycznie nieskończoności w miejscach węzłów prądów. Jeśli uwzględnić zależności fazowe (pojemnościowy lub indukcyjny charakter impedancji) granice rozciągają się teoretycznie od minus do plus nieskończoności. W rzeczywistości równoległe do impedancji wynikających z rozkładów napięć i prądów – czyli transformacji impedancji obciążenia wzdłuż linii – leży oporność strat dielektryka, a więc osiąganą są wprawdzie bardzo wysokie wartości impedancji, ale nie nieskończoność. Rozkład impedancji wzdłuż linii powtarza się co pół fali, a co ćwierć fali sytuacja zmienia się na przeciwną – impedancja wysoka jest transformowana na niską i odwrotnie.



Rys. 7.4.7. Rozkłady (transformacja) impedancji wzdłuż linii zwartej i rozwartej na końcu. Dla linii rozwartej skale i wykresy rozpoczynają się od wysokości punktu i linii N (jak nieskończoność), część po prawej stronie należy zignorować, S oznacza szeregowy obwód rezonansowy, a R – równoległy

Rozkłady napięć, prądów i impedancji powtarzają się cyklicznie co $\lambda/2$, minima i maksima impedancji są oddalone od siebie o $\lambda/4$, co ćwierć fali zmienia się też charakter impedancji z pojemnościowego na indukcyjny lub odwrotnie. Na ilustracji 7.4.7 przedstawiony jest przebieg impedancji na dłuższym odcinku linii transmisyjnej, a na rys. 7.4.8 analiza pracy odcinków o długościach nie przekraczających połowy fali, odpowiednio dla linii zwartej i rozwartej na końcu. Dla odcinków krótszych od $\lambda/4$ lub dłuższych od $\lambda/4$, ale krótszych od $\lambda/2$ impedancja ma charakter reaktancyjny: indukcyjny lub pojemnościowy, przy czym krótka linia zwarta ma charakter indukcyjny, a otwarta – pojemnościowy. Po przekroczeniu długości $\lambda/4$ charakter impedancji zmienia się na przeciwny. Szczególnie interesujące są linie o długościach elektrycznych równych ćwierci i połowie fali. Ich obwodem zastępczym jest albo szeregowy albo równoległy obwód rezonansowy. W obwodach i zastępczych elementach z tabelki na rys. 7.4.8 należy dla linii rzeczywistych ze stratami dodać na schematach szeregowo lub równoległe oporności strat. Wszystkie przedstawione w tabelce zależności powtarzają się cyklicznie do pół fali.

linia zwarta na końcu			linia rozwarta na końcu		
długość el.	rozkład napięcia	ukł. zast.	długość el.	rozkład napięcia	ukł. zast.
$< \lambda/4$ ($< 90^\circ$)			$< \lambda/4$ ($< 90^\circ$)		
$\cong \lambda/4$ ($= 90^\circ$)			$\cong \lambda/4$ ($= 90^\circ$)		
$\lambda/4 < l < \lambda/2$ ($> 90^\circ, < 180^\circ$)			$\lambda/4 < l < \lambda/2$ ($> 90^\circ, < 180^\circ$)		
$\cong \lambda/2$ ($= 180^\circ$)			$\cong \lambda/2$ ($= 180^\circ$)		

Rys. 7.4.8. Obwody zastępcze i działanie linii zwartych i otwartych na końcach w zależności od długości elektrycznej

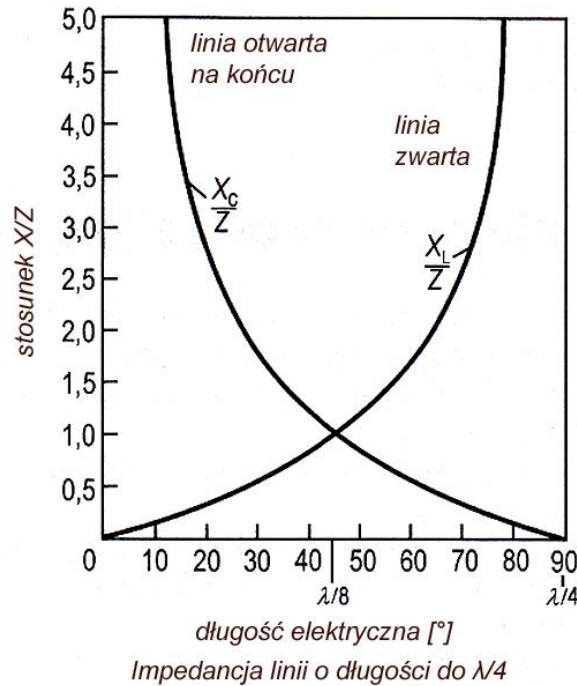
Odcinki linii, zwłaszcza o długościach nie przekraczających ćwierci fali są często wykorzystywane jako elementy obwodów wielkiej częstotliwości, w szczególności obwodów dopasowujących, kompensujących reaktancje i antenowych. Na odcinku ćwierćfalowym występują wszystkie możliwe wartości impedancji, co pozwala m.in. na dopasowanie linii transmisyjnych o dowolnej impedancji falowej do anten o różnych impedancjach wejściowych, w tym w szczególności do zasilanych na końcu anten o wysokich impedancjach (przykładowo anteny typu J). Dokładniejszy przebieg impedancji w funkcji długości przedstawia wykres na rysunku 7.4.9.

Dla bezstratnych lub niskostratnych zwartych na końcu linii o długości $< \lambda/4$ reaktancję indukcyjną oblicza się ze wzoru:

$X_L = Z_0 \operatorname{tg} (180^\circ l / \lambda)$. W przypadku szczególnym czyli dla $\operatorname{tg} 45^\circ$ równego jak wiadomo 1 odległość od punktu zwarcia wynosi $\lambda/8$ i $X_L = Z_0$.

Analogicznie dla odcinka rozwartego o długościach $< \lambda/4$

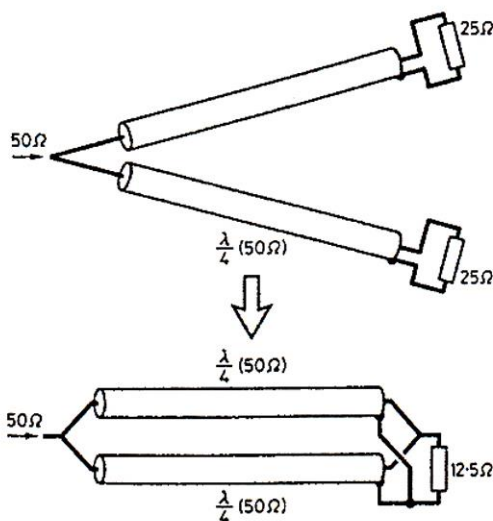
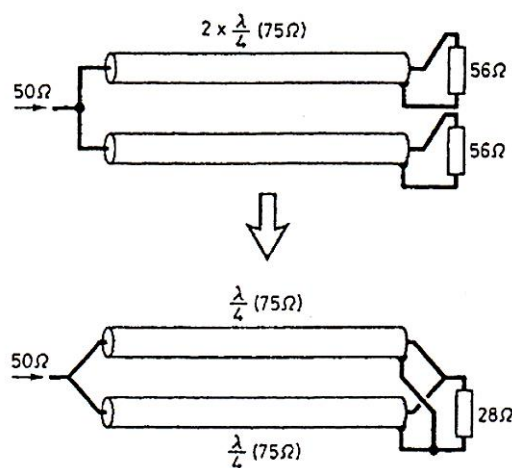
$X_C = Z_0 \operatorname{ctg} (180^\circ l / \lambda)$, i znowu dla kąta fazowego 45° czyli w odległości $\lambda/8$ $X_C = Z_0$.



Rys. 7.4.9

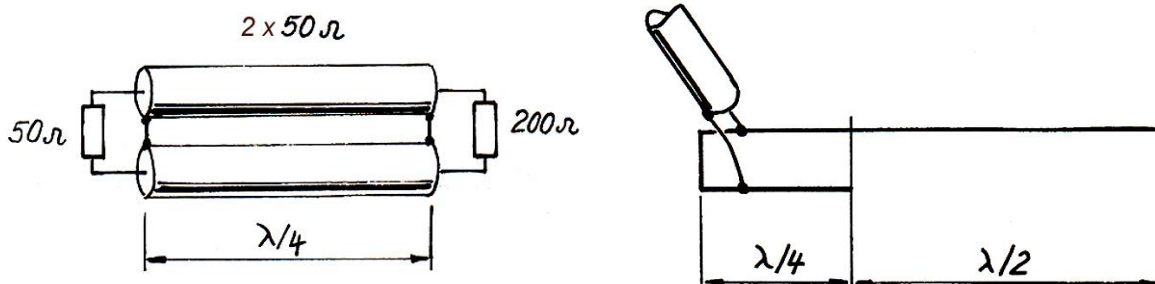
7.5. Transformacja impedancji

Najważniejszym i najczęściej stosowanym rozwiązaniem są transformatory ćwierćfalowe. Dla dopasowania oporności obciążenia R_a i oporności źródła R_g konieczna jest linia o oporności charakterystycznej $Z_0^2 = R_a \times R_g$. W praktyce transformatory ćwierćfalowe stanowią kombinację odpowiednio dobranych odcinków linii o standardowych opornościach charakterystycznych, co oznacza, że ich wypadkowe oporności są bardzo często jedynie zbliżone do obliczonych pożądaných, ale wynikające stąd niedopasowania (WFS) są do przyjęcia. W wielu typowych przypadkach nie występują nawet takie problemy. Przykłady transformatorów dopasowujących i zasady ich działania przedstawiono na ilustracjach poniżej.

Rys. 7.5.1. Dopasowanie oporności $12,5 \Omega$ za pomocą dwóch odcinków $50\text{-}\Omega$ Rys. 7.5.2. Dopasowanie oporności 28Ω za pomocą dwóch odcinków $75\text{-}\Omega$

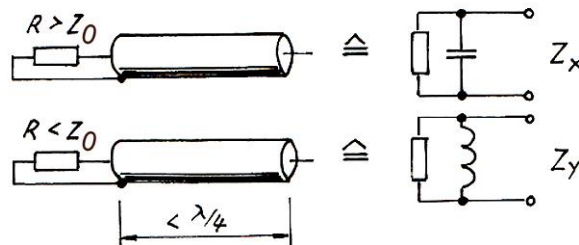
Na rysunkach 7.5.1 i 7.5.2 odcinki kabla tworzące transformatory są połączone równoległe, natomiast na rysunku 7.4.3 występuje swego rodzaju połączenie szeregowo. Ekrany kabli muszą być połączone na

początku i na końcu transformatora i można je uziemić. Zasada dopasowania anten o wysokich impedancjach wejściowych polega na wykorzystaniu transformatora zwartego na końcu. Po jego przeciwległej stronie występuje wysoka impedancja pozwalająca na dołączenia anteny. Pomiędzy tymi dwoma ekstremalnymi wartościami występują wszystkie wartości pośrednie, co pozwala na znalezienie punktów, w których impedancja jest równa impedancji falowej kabla zasilającego. Mogą być to zarówno kable niesymetryczne jak i symetryczne. Transformator dopasowujący można wykonać z tego samego materiału co antenę i wówczas stanowi on swego rodzaju jej mechaniczne przedłużenie, może też być wykonany z odcinków linii paskiej albo z odcinków kabla współosiowego zakończonych wtyczkami i połączonych ze sobą za pomocą rozgałęźnika. Obwodem zastępczym dla ćwierćfalowej linii zwartej na końcu jest równoległy obwód rezonansowy (rys. 7.4.8), stąd też rozwiązaniem spokrewnionym jest układ znany jako antena Fuchsa, w której do dopasowania służy właśnie równoległy obwód rezonansowy z odpowiednio dobranym lub przelączanym odczepem dla linii niskoomowej.

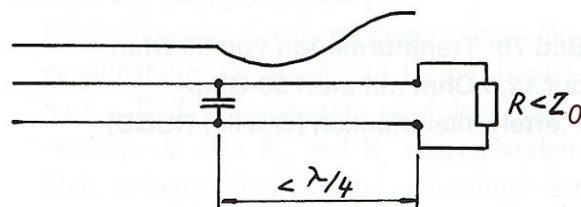


Rys. 7.5.3. Dopasowanie oporności $200\ \Omega$, ekrany kabli można uziemić

Rys. 7.5.4. Zasada transformacji (dopasowania) dla anten typu J (o wysokiej impedancji wejściowej) do kabla o dowolnej niskiej impedancji falowej



Rys. 7.5.5. Transformacja oporności za pomocą odcinków krótszych od $\lambda/4$

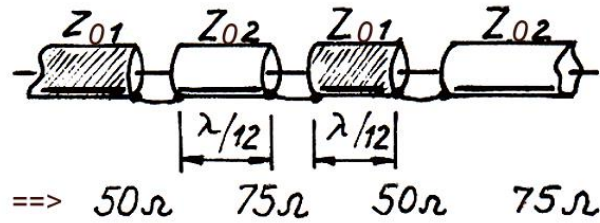


Rys. 7.5.6. Rozkład fali i wynikająca z tego reaktancja na wejściu krótkiego odcinka

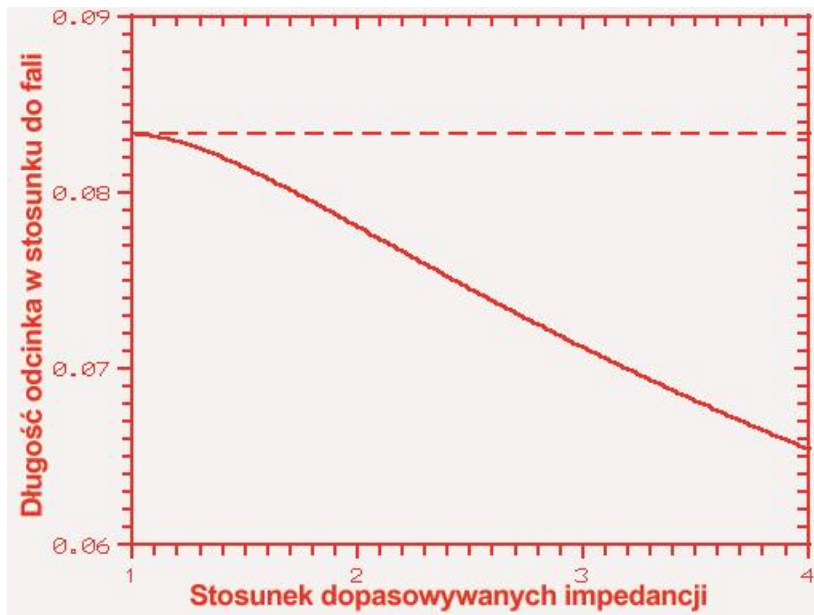
Odcinki krótsze od $\lambda/4$ transformują obciążenie rzeczywiste różne od oporności falowej linii na impedancję posiadającą składową reaktancyjną (rys. 7.5.5). Przy odpowiednim doborze długości transformatora przetransformowana impedancja ma składową rzeczywistą równą oporności falowej transformatora. Po skompensowaniu występującej tam reaktancji uzyskiwane jest pełne dopasowanie.

Mniej rozpowszechnionym rozwiązaniem jest dopasowanie impedancji 1 do impedancji 2 za pomocą krótkich odcinków linii o długości zbliżonej do $\lambda/12$. Konieczne są dwa takie odcinki, jeden o impedancji nr 1 połączony z linią lub obciążeniem o impedancji nr 2 i drugi o impedancji nr 2 połączony

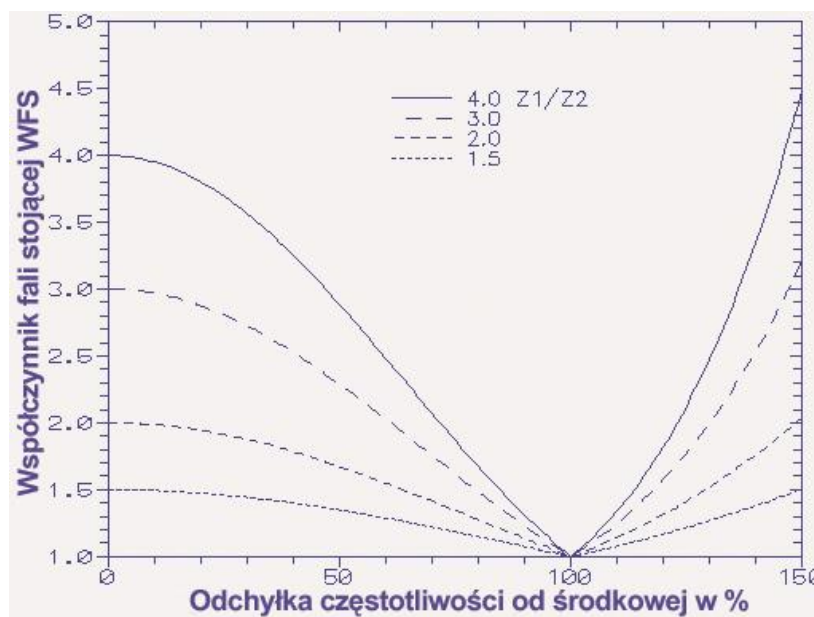
z linią, generatorem lub obciążeniem o impedancji nr 1. Obydwa odcinki są więc włączone naprzemian. Przykład dopasowania impedancji $50\ \Omega$ do impedancji $75\ \Omega$ za pomocą odcinków kabli o tych opornościach falowych przedstawia rysunek 7.5.7. W przypadku większych stosunków impedancji odcinki te przyjmują długości różne od $\lambda/12$ (rys. 5.7.8).



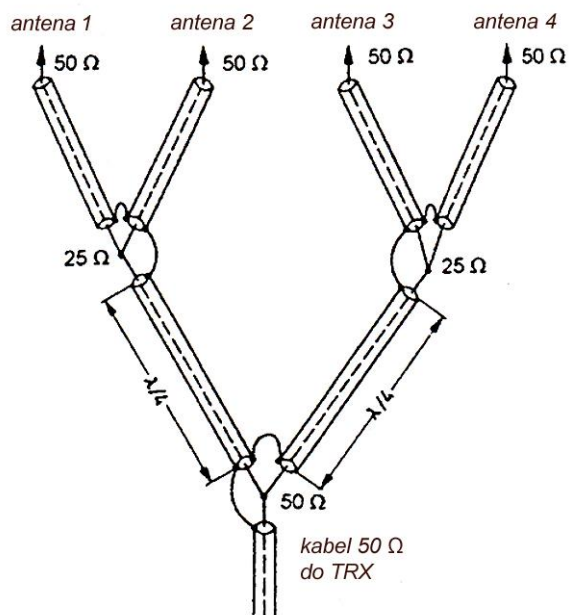
Rys. 7.5.7. Dopasowanie $50\ \Omega - 75\ \Omega$ przy użyciu odcinków kabli $\lambda/12$



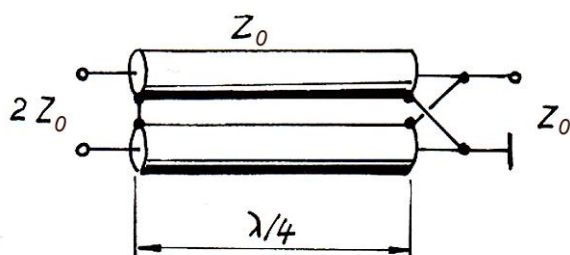
Rys. 5.7.8. Długości odcinków w zależności od stosunku impedancji



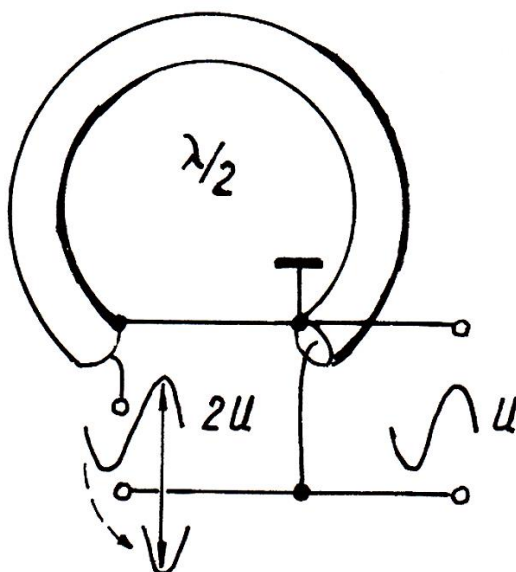
Rys. 7.5.9. Szerokopasmowość w zależności od stosunku dopasowywanych impedancji



Rys. 7.5.10. Rozgałęźnik dla czterech anten oparty o transformatory 50 Ω



Rys. 7.5.11. Symetryzator ćwierćfalowy o przekładni 2:1



Rys. 7.5.12. Symetryzator półfalowy o przekładni 4:1

Symetryzator półfalowy zapewnia transformację impedancji o przekładni 4:1, przy czym oporność falowa linii jest nieistotna. Ten sam odcinek kabla może więc służyć do dopasowania impedancji 50 Ω do 200 Ω jak i do dopasowania 75 Ω do 300 Ω. Najczęściej jest on wykonywany z odcinka linii zasilania

jącej antenę. Zasada symetryzacji polega na tym, że odcinek półfalowy odwraca fazę o 180° . Jeżeli więc ze źródła dociera ujemna połówka fali to na wyjściu linii pojawia się połówka dodatnia. Na wyjściu transformatora po zsumowaniu obu napięć panuje więc napięcie o dwa razy większej amplitudzie. Transformator ten jest stosunkowo szerokopasmowy i pokrywa praktycznie całe pasma amatorskie.

7.6. Wtyczki współosiowe



Fot. 7.6.1. Zakresy pracy najbardziej rozpowszechnionych wtyków koncentrycznych

Do podstawowych parametrów wtyków w.cz. należą ich oporności falowe (dla niektórych j.np wtyki UHF = UC1 nie są one nawet dokładnie określone), zakresy częstotliwości pracy, wytrzymałość mechaniczna, dopuszczalna liczba cykli łączenia i rozłączania, sposób łączenia (nakręcane, bagnetowe, zatrzaskowe), oporność kontaktu z gniazdkiem, dopuszczalne napięcia, prądy i moce w.cz. (przeważnie zmieniają się one w funkcji częstotliwości), a także wymiary decydujące o możliwości zastosowania w danym miejscu. Przeważnie – przynajmniej dla najbardziej rozpowszechnionych standardów – istnieją warianty dostosowane do kabli o różnych grubościach (kabli najbardziej rozpowszechnionych typów), przykładowo kabli o średnicach 5, 7, 10, 15 mm itd.

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”, wyd. Kwant, Warszawa 2001
- [Fuchs1994] „HB9CV. Richtantenne mit allen Variationen“, Fuchs-Collins, wydanie 6, wyd. Frech Verlag, Stuttgart 1984, ISBN 3-7724-5493-3
- [Hahn1964] „Podstawy radiokomunikacji”, Stefan Hahn, WKŁ, Warszawa 1964
- [Hille2000] „Windom- und Stromsummenantennen”, Karl H. Hille, DL1VU, seria *Funkamateurl Bibliothek*, tom 15, wyd. Theuberger 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, antenbuch-komplett.pdf, 2003, wyd. 2 – 2007
- [Sichla2002] „Kabel & Co in der Funkpraxis“, Frank Sichla, DL7VFS, wyd. VTH, seria *Funktechnik Berater*, Baden-Baden 2002, ISBN 3-88180-384-X
- [Sichla2003] „Die HB9CV Antenne. Erfolg mit einfachen Richtantennen für KW und UKW“, Frank Sichla, DL7VFS, wyd. VTH, seria *Funktechnik Berater*, Baden-Baden 2003, ISBN 3-88180-392-0
- [Steyer2004] „Konzept und Realisierung von 28-Ohm-Yagis“, Martin Steyer, DK7ZB, „49. UKW-Tagung“, Weinheim 2004
- [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

[B.2] <http://sites.prenninger.com/elektronik/dvb-t-antennen/dipol-antenne?tmpl=%2Fsystem%2Fapp%2Ftemplates%2Fprint%2F&showPrintDialog=1> – internetowe kalkulatory dla różnych rodzajów anten

W serii „Biblioteka polskiego krótkofalowca” dotychczas ukazały się:

- Nr 1 – „Poradnik D-STAR”, wydanie 1 (2011), 2 (2015) i 3 (2019)
- 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
- Nr 10 – „Poczta elektroniczna na falach krótkich” Tom 2
- 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”
- 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”
- Nr 34 – „Poradnik systemu C4FM”, wydanie 1 (2017) i 2 (2019)
- 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) i 2 (2020)
- 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
- Nr 50 – „Anteny ultrakrótkofalowe” Tom 1
- Nr 51 – „Anteny krótkofalowe” Tom 2
- Nr 52 – „Anteny ultrakrótkofalowe” Tom 2

