

BIBLIOTEKA  
POLSKIEGO KRÓTKOFALOWCA

53

KRZYSZTOF DĄBROWSKI  
OE1KDA

ANTENY MIKROFALOWE

WIEDEN 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 mikrofalowe**

**Krzysztof Dąbrowski OE1KDA**

**Wydanie 1  
Wiedeń, sierpień 2020**

## Spis treści

Wstęp	6
1. Anteny dipolowe	7
1.1. Anteny z reflektorem kątowym	7
1.2. Antena Yagi na pasmo 13 cm	9
1.3. Antena Yagi na pasmo 23 cm	10
1.4. Dopasowanie układów anten	12
1.5. Pętlowe anteny Yagi na pasma 23 i 13 cm	13
2. Anteny falowodowe	15
2.1. Anteny puszkowe	18
2.2. Anteny tubowe	24
2.2.1. Anteny tubowe na pasma 10 i 24 GHz	26
2.3. Przełączniki falowodowe	30
2.4. Cyrkulatory	32
2.5. Falowody dla pasm amatorskich	33
2.6. Szablony do konstrukcji anten tubowych	34
3. Anteny planarne	37
3.1. Sześcioelementowy układ antenowy na pasmo 23 cm	38
3.2. Ośmioelementowy układ antenowy na pasma 13 i 9 cm	38
3.3. Fabryczne anteny planarne do łączności naziemnych	41
3.4. Anteny planarne do pracy przez satelitę QO-100	42
4. Anteny paraboliczne	45
4.1. Antena z reflektorem cylindrycznym	48
4.2. Promienniki dla anten parabolicznych	49
5. Formy szczególne	54
5.1. Antena Vivaldiego	54
5.2. Anteny soczewkowe	56
5.3. Anteny mikropaskowe	58
5.4. Antena dwuzwojowa na pasmo 13 cm	60
5.5. Antena dwukwadratowa na 2,4 GHz	61
6. Anteny szczelinowe	62
6.1. Dookólna antena szczelinowa na pasmo 10 GHz	63
6.2. Dookólna antena szczelinowa na pasmo 24 GHz	66
6.3. Dookólna antena szczelinowa na pasmo 23 cm	67
Dodatek A. WFS i tłumienie fali odbitej	69
Dodatek B. Sterowanie bistabilnego przekaźnika antenowego napięciem „+12 V TX”	70
Literatura i adresy internetowe	72

## Sommaire

### Antennes micro-ondes

Préface	6
1. Antennes dipôle	7
1.1. Antenne en dièdre	7
1.2. Antenne Yagi pour la bande 13 cm	9
1.3. Antenne Yagi pour la bande 23 cm	10
1.4. Adaptation de réseau d'antennes	12
1.5. Antennes Yagi trombone pour les bandes 23 et 13 cm	13
2. Antennes guide d'ondes	15
2.1. Antenne boîte de conserve	18
2.2. Antennes cornet	24
2.2.1. Antennes cornet pour les bandes 10 et 24 GHz	26
2.3. Commutateurs pour guide d'ondes	30
2.4. Circulateurs	32
2.5. Guides d'ondes pour les bandes radioamateurs	33
2.6. Gabarita pour antennes cornet	34
3. Antennes planaires	37
3.1. Rideau de dipôles pour la bande 23 cm	38
3.2. Rideau de dipôles pour les bandes 13 et 9 cm	38
3.3. Rideaux de dipôles herziennes à vendre	41
3.4. Antennes planaires pour QO-100	42
4. Antennes paraboliques	45
4.1. Antenne avec un réflecteur cylindrique	48
4.2. Radiateurs pour paraboles	49
5. Formes spéciales	54
5.1. Antenne Vivaldi	54
5.2. Antennes à lentille	56
5.3. Antennes microrubaines	58
5.4. Hélice quadrifilaire pour la bande 13 cm	60
5.5. Double losange pour le 2,4 GHz	61
6. Antennes à fentes	62
6.1. Antenne omnidirectionnelle à fentes pour le 10 GHz	63
6.2. Antenne omnidirectionnelle à fentes pour le 24 GHz	66
6.3. Antenne omnidirectionnelle à fentes pour la bande 23 cm	67
Annexe A. ROS et coefficient de réflexion	69
Annexe B. Commutation de relais bistable avec „+12 V TX“ signal	70
Bibliographie et les pages web	72

## Wstęp

Tom obecny jest poświęcony antenom mikrofalowym i obejmuje zasadniczo anteny na pasma od 13 cm wzwyż. W niektórych przypadkach autor podejmuje jednak wycieczki na niższe pasma. Podstawy teoretyczne funkcjonowania części prezentowanych typów anten zostały omówione w poprzednich tomach, dlatego też w obecnym ograniczamy się do przedstawienia najbardziej interesujących rozwiązań. Tematyce mikrofal, niektórych rodzajów anten i przełączników mikrofalowych jest poświęcony tom 25 „Biblioteki polskiego krótkofalowca”.

*Krzysztof Dąbrowski*  
*Wiedeń, 23 sierpnia 2020*

## 1. Anteny dipolowe

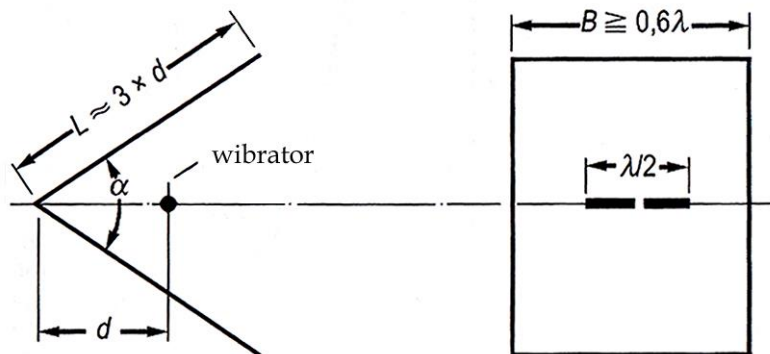
Na dolnych pasmach mikrofalowych stosowane są wśród innych rozwiązań anteny Yagi proste (o promiennikach półfalowych) albo pętlowe (o promiennikach całofalowych). Do celów wyczynowych, do telewizji amatorskiej itp. konstruowane są anteny o dużej liczbie elementów, ale do łączności lokalnych wystarczą anteny znacznie krótsze, kilkuelementowe. Anteny dla pasm 23 i 13 cm są też produkowane fabrycznie przez kilka znanych firm, przy czym ze względu na znaczną szerokość pasm dostępne są warianty dostrojone do ich pewnych części, np. do podzakresu dla telewizji amatorskiej, podzakresu DX-owego, FM itp.

Oprócz anten Yagi stosowane są układy antenowe złożone z pewnej liczby całofalowych promienników umieszczonych przed wspólną ścianą reflektora albo układy złożone z większej liczby anten.

### 1.1 Anteny z reflektorem kątowym

Anteny z reflektorem kątowym składają się z promiennika półfalowego i reflektora zawierającego dwie powierzchnie metalowe schodzące się z tyłu pod kątem  $\alpha$ . Najczęściej jest to kąt  $90^\circ$  albo  $60^\circ$ , wyjątkowo  $45^\circ$ . Reflektor jest skonstruowany z blachy, siatki metalowej albo metalowych prętów. Pręty te mogą być umieszczone poziomo (lub bardziej ogólnie – zgodnie z kierunkiem dipola) i wzmocnione pionowymi poprzeczkami, przy czym odległości między prętami muszą być mniejsze lub równe  $0,05 \lambda$ . Szerokość reflektora powinna wynosić co najmniej  $0,6 \lambda$ .

Anteny tego rodzaju cieszą się powodzeniem ze względu na prostotę konstrukcji i zyski energetyczne dochodzące do 10 – 12 dBd. Wymiary reflektora są mało krytyczne, a optymalna odległość dipola od narożnika zależy od kąta rozwarcia reflektora. Impedancja wejściowa anteny jest uzależniona od odległości dipola od rogu i od kąta rozwarcia reflektora. Antena może być zasilana kablem współosiowym, a przy impedancjach wejściowych zbliżonych do  $50 \Omega$  wystarczy zastosować ćwierćfalowy dławik fali powierzchniowej. Przy impedancji wejściowej zbliżonej do  $120 \Omega$  konieczny jest dodatkowo transformator ćwierćfalowy wykonany z kabla  $75 \Omega$ .



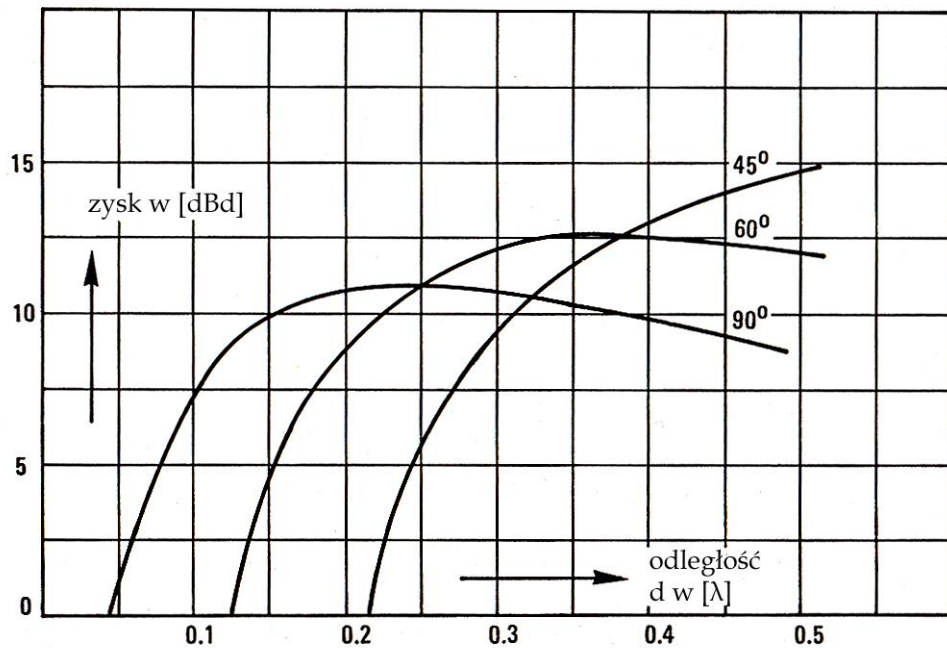
Rys. 1.1.1. Konstrukcja anteny z reflektorem kątowym

Tabela 1.1.1. Typowe wartości parametrów anteny

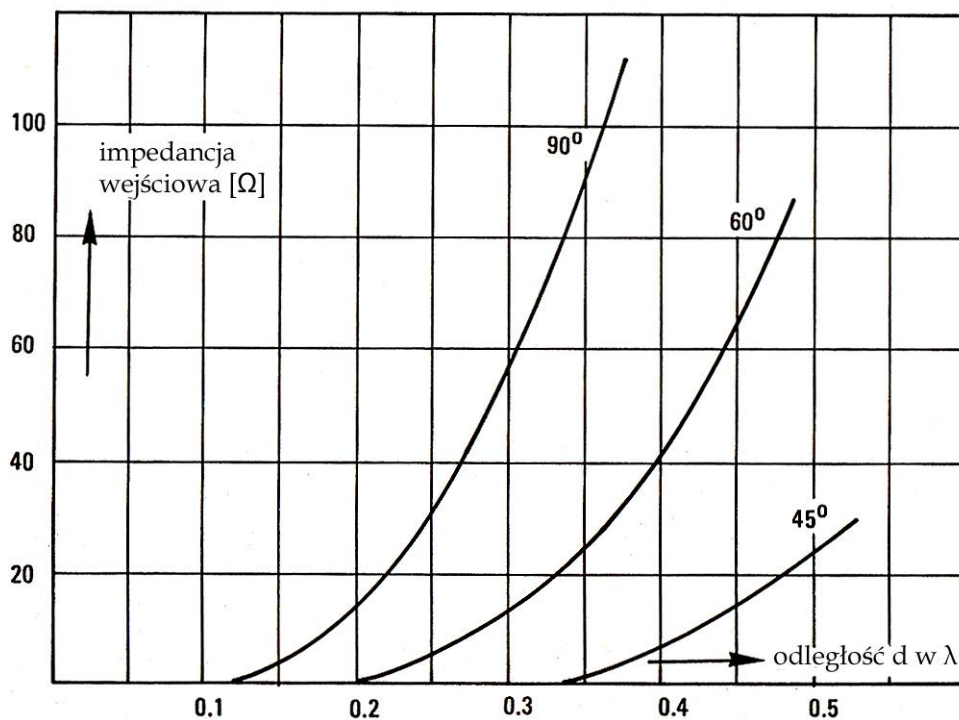
Kąt [°]	90	90	60	60
Optymalna odległość $d$ [ $\lambda$ ]	0,3	0,47	0,45	0,6
Orientacyjny zysk [dBi]	12	12	14	14
Impedancja wejściowa [ $\Omega$ ]	50	120	50	120

Tabela 1.1.2. Wymiary anteny o zysku  $\sim 12$  dBd dla pasm 23 i 13 cm

Pasmo	23 cm	13 cm
Długość boku reflektora [mm]	460	260
Szerokość reflektora [mm]	200	100
Odstęp promiennika od narożnika [mm]	110	65
Kąt rozwarcia [°]	60	60



Rys. 1.1.2. Zależność zysku antenowego od odległości dipola i kąta rozwarcia reflektora



Rys. 1.1.3. Zależność impedancji wejściowej od odległości dipola i kąta rozwarcia reflektora

W literaturze podawane są orientacyjne wartości parametrów dla zoptymalizowanej konstrukcji anteny:

- zysk ~ 14 dBi (~12 dBd),
- kąt rozwarcia wiązki w płaszczyźnie E ~ 40°,
- kąt rozwarcia wiązki w płaszczyźnie H ~ 34°,
- tłumienie wsteczne w płaszczyźnie E ~ 26 dB,
- tłumienie wsteczne w płaszczyźnie H ~ 21 dB,
- impedancja wejściowa w przybliżeniu 70 Ω.



Tabela 1.1.3

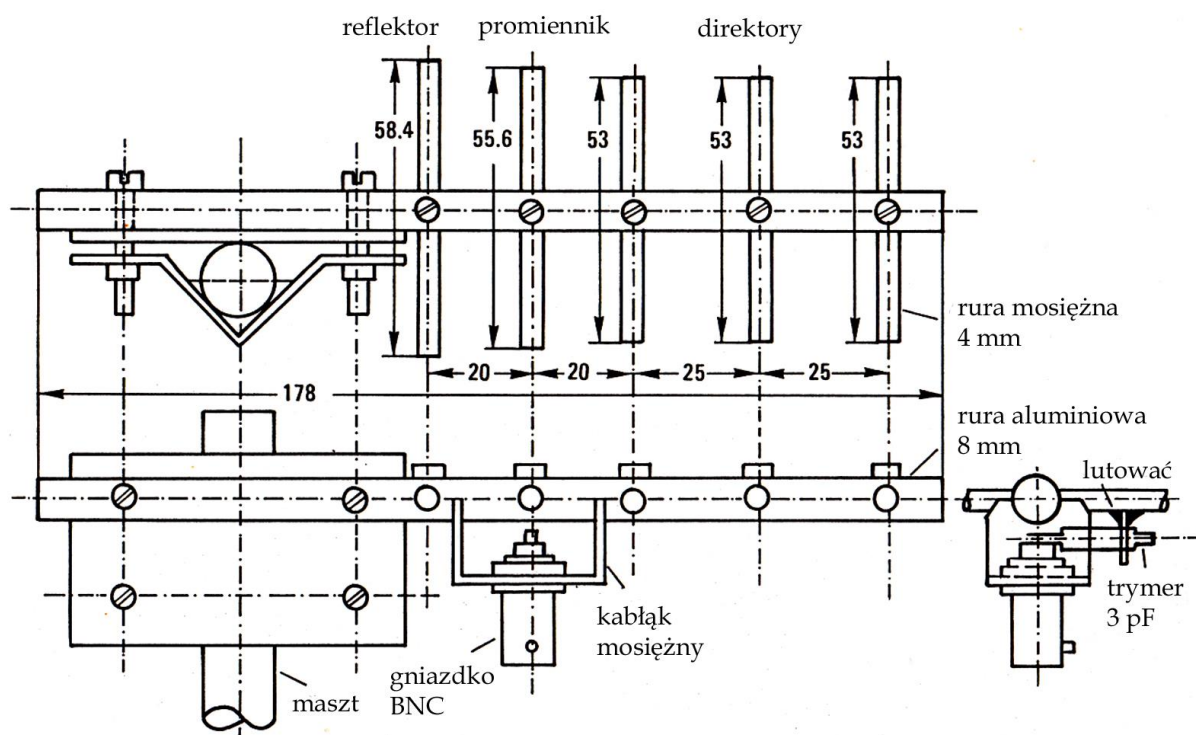
Wymiary anteny na pasma 2 m i 70 cm

Pasma [MHz]	145	145	435	435
Kąt rozwarcia reflektora [°]	90	60	90	60
Długość boku reflektora [mm]	≥ 1240	≥ 2070	≥ 415	≥ 690
Szerokość reflektora [mm]	≥ 1240	≥ 1240	≥ 415	≥ 415
Odstęp dipola od narożnika [mm]	620	1035	207	345
Długość dipola [mm]	~930	~930	~310	~310
Odstęp między prętami reflektora [mm]	≤ 100	≤ 100	≤ 30	≤ 30
Zysk [dBd]	10	12	10	12
Impedancja wejściowa [Ω]	50	75	50	75

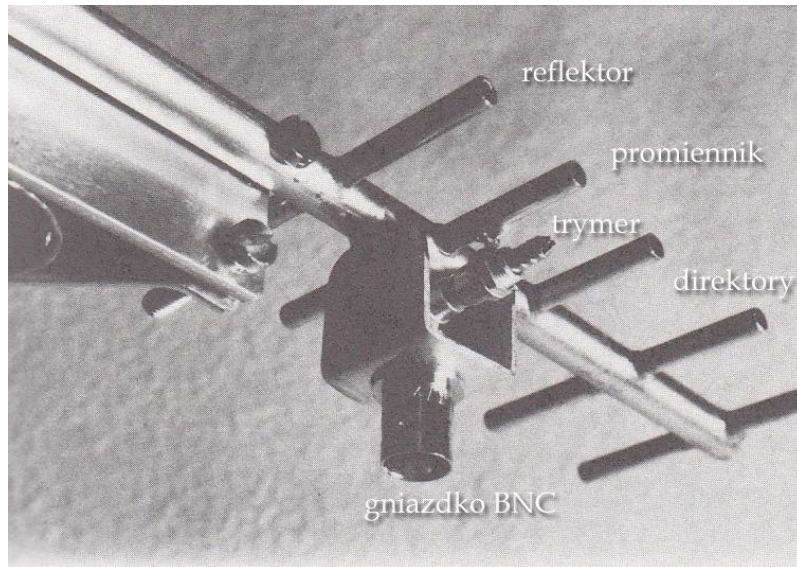
Uwaga: jako współczynnik skrócenia dipola przyjęto 0,9

### 1.2 Antena Yagi na pasmo 13 cm

Dzięki wykonaniu elementów z rurki mosiężnej o średnicy 4 mm uzyskano większą szerokość pasma pracy. Elementy anteny są przepuszczone przez otwory wywiercone w aluminiowym nośniku.



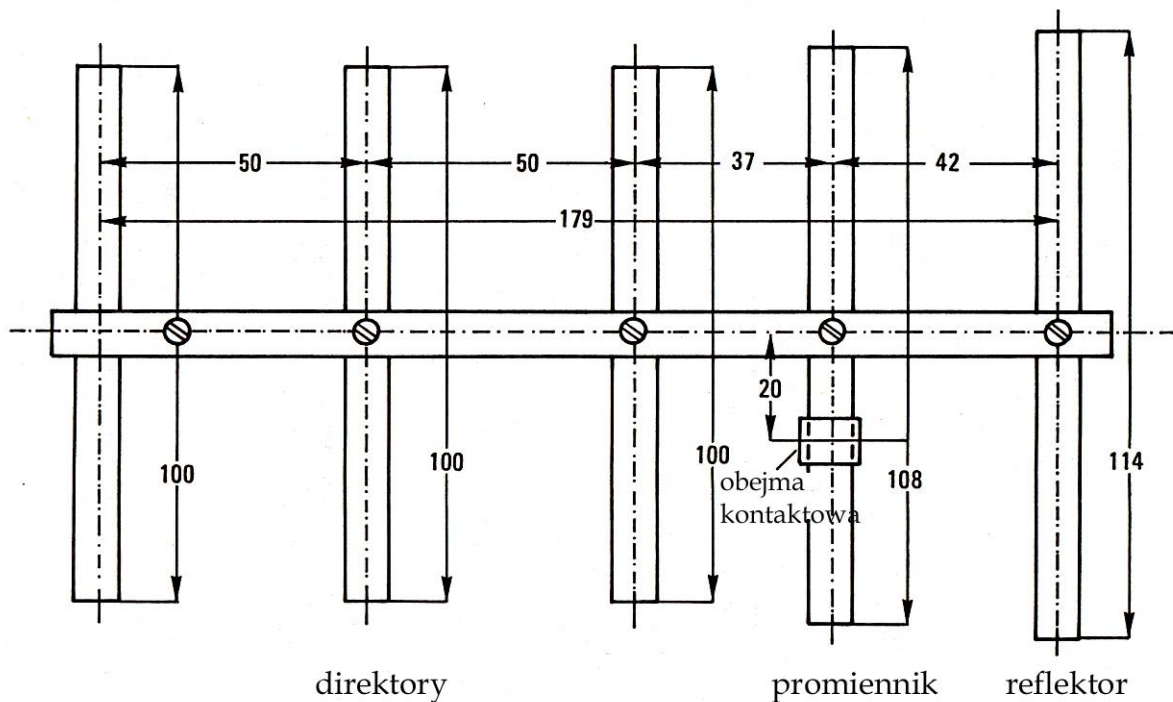
Rys. 1.2.1. Pięcioelementowa antena Yagi na pasmo 13 cm z transformatorem gamma i kondensatorem szeregowym



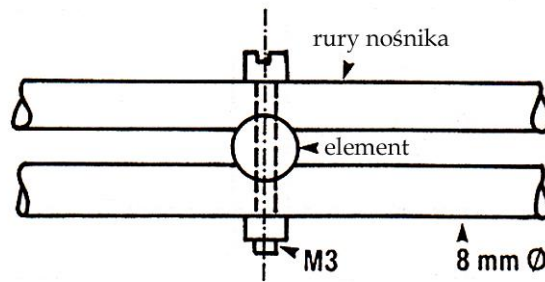
Rys. 1.2.2. Wygląd anteny

### 1.3. Antena Yagi na pasmo 23 cm

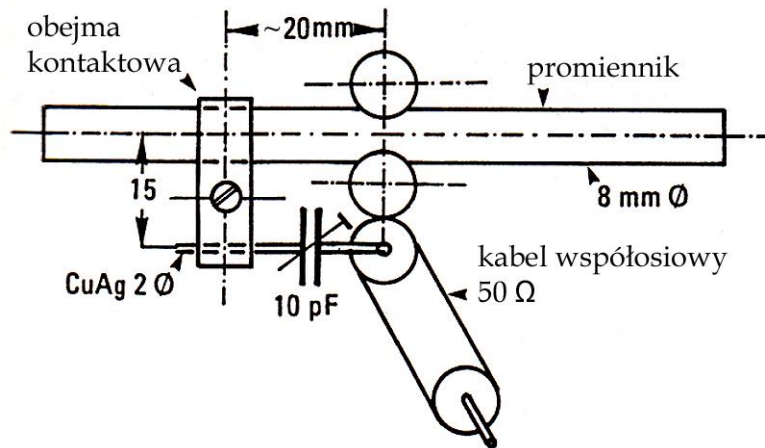
Antena ma zbliżoną konstrukcję do opisanej w poprzednim punkcie i do jej dopasowania zastosowano również transformator gamma z trymerem szeregowym. Rurkowe elementy anteny mają średnice 8 mm są umieszczone między dwoma nośnikami wykonanymi z rurek aluminiowych o takiej samej średnicy.



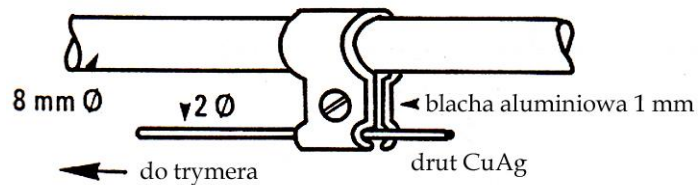
Rys.1.3.1. Pięcioelementowa antena Yagi na pasmo 23 cm



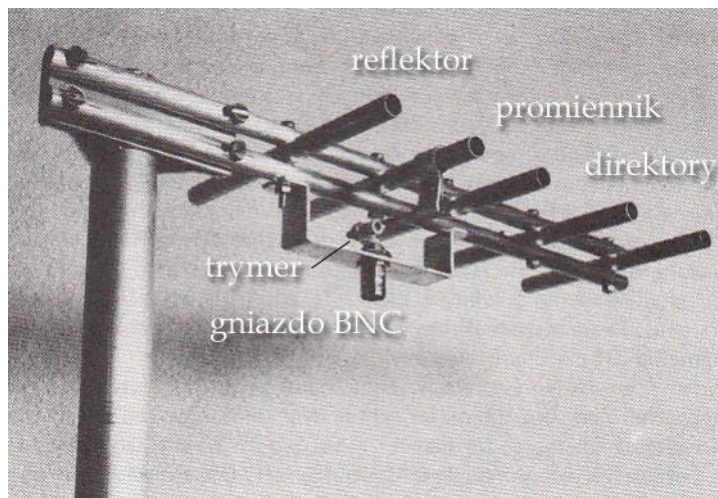
Rys. 1.3.2. Montaż elementów anteny między rurami nośnika



Rzs. 1.3.3. Transformator gamma i kondensator szeregowy

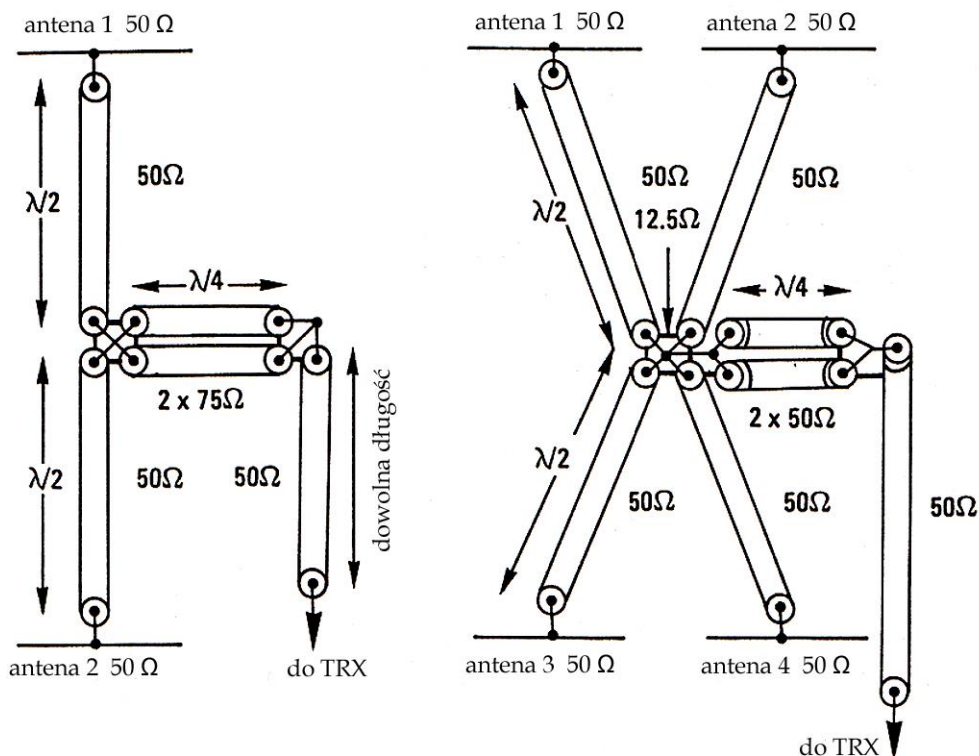


Rys. 1.3.4. Szczegóły wykonania transformatora gamma – połączenie promiennika i przewodu za pomocą obejmy

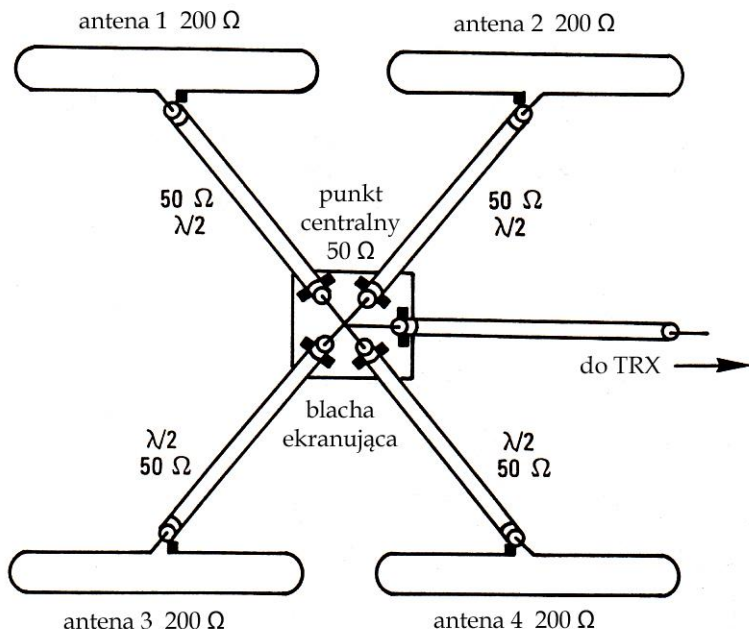


Fot. 1.3.5. Wygląd anteny

1.4. Dopasowanie układów anten



Rys. 1.4.1. Sposoby dopasowania dwóch i czterech anten 50 Ω do wspólnej linii 50 Ω



Rys. 1.4.2. Równoległe połączenie czterech anten o czterokrotnej impedancji wejściowej

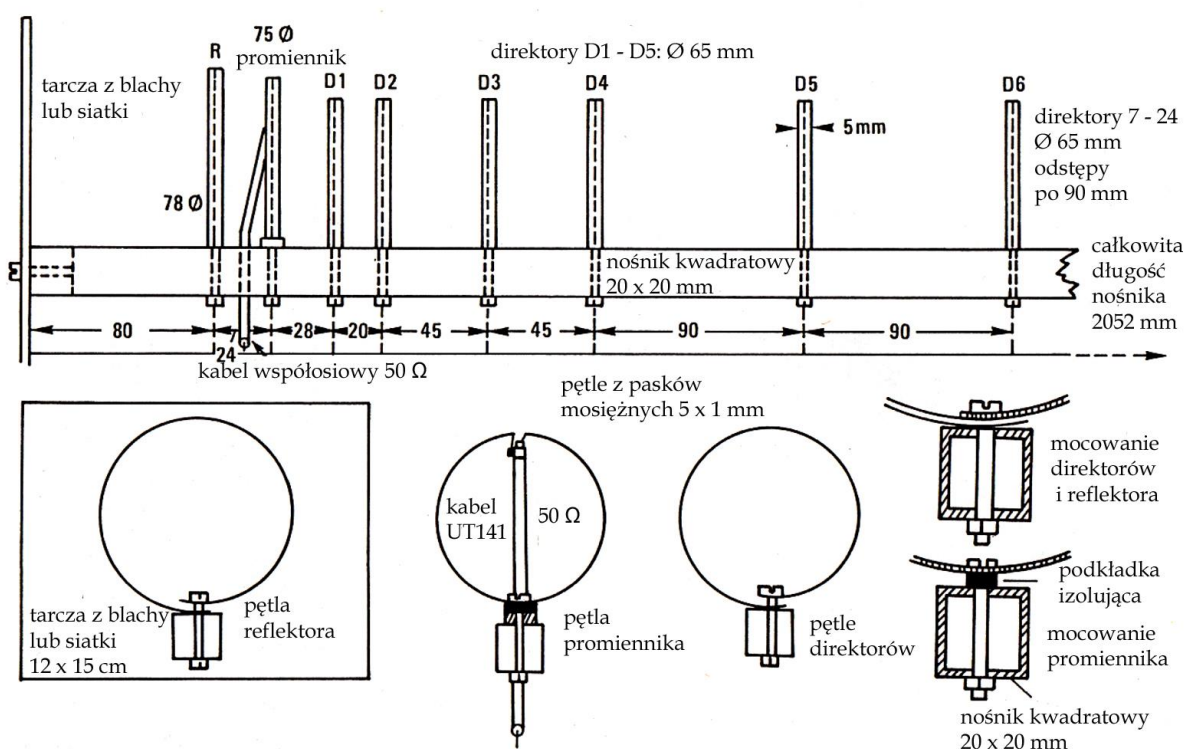
Na ilustracji 1.4.1 przedstawiony jest przykład dopasowania układu dwóch i czterech anten z wykorzystaniem transformatorów ćwierćfalowych wykonanych ze standardowych linii transmisyjnych i półfalowych odcinków łączących anteny. Przy obliczaniu ich długości należy uwzględnić współczynniki skrócenia kabli. Długości odcinków linii łączących punkt centralny z antenami muszą być sobie równe, ale mogą być też wielokrotnościami połówki fali. Opierając się na tych zasadach albo łącząc razem tak dopasowane układy można uzyskać dopasowanie większej liczby anten. Przykłady dopasowania ukła-

dów anten o impedancjach wejściowych różniących się od  $50 \Omega$  przedstawiono w poprzednich poświęconych technice antenowej tomach.

Inną dogodną możliwością połączenia anten układu jest użycie anten o na tyle większej impedancji wejściowej, że można je połączyć równolegle. Długości odcinków linii łączących anteny z punktem centralnym mogą mieć długości  $\lambda/2$ ,  $\lambda$ ,  $1,5 \lambda$  itd, ale wszystkie muszą być sobie równe. Dla dipoli pętlowych impedancja wejściowa jest czterokrotnie większa, dzięki czemu możliwe jest równoległe połączenie czterech promienników. Impedancja wejściowa dipoli podwójnie pętlowych rośnie dziewięciokrotnie.

Umieszczenie anten piętrowo zapewnia zawężenie głównej wiązki promieniowania w pionie, umieszczenie obok siebie – zawężenie w poziomie. Cztery anteny umieszczone w rogach kwadratu pozwalają na zawężenie wiązki w obu płaszczyznach.

### 1.5. Pętlowe anteny Yagi na pasma 23 i 13 cm



Rys. 1.5.1. Konstrukcja pętlowej anteny Yagi na pasmo 23 cm

W pętlowych antenach Yagi promiennik ma długość pełnej fali, a reflektor i direktory mają obwody odpowiednio większe lub mniejsze od niego. Promienniki całofalowe dają niewielki zysk w stosunku do półfalowych. Dla zmniejszenia wymiarów elementy są zwinięte do postaci pierścieni. Zasady konstrukcji, rozmieszczenia i wymiarów elementów są takie same jak w przypadku zwykłych anten Yagi. Dla poprawy tłumienia wstecznego za reflektorem pierścieniowym dodana jest płaszczyzna metalowa lub siatka stanowiąca drugi reflektor. Dalsze przykłady konstrukcji pętlowych anten Yagi na pasmo 23 cm podano w tomie 50-tym.

Antena jest zasilana przez odcinek cienkiego sztywnego kabla UT141 lub podobnego, przy czym promiennik jest otwarty u góry i do jednego z jego końców przylutowana jest żyła środkowa kabla, a do drugiego – jego ekran.

Również anteny pętlowe można łączyć w układy piętrowe lub umieszczać obok siebie dla powiększenia zysku kierunkowego. Impedancje wejściowe anten są zbliżone do  $50 \Omega$ .

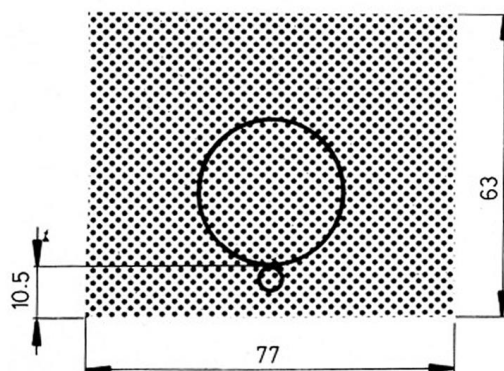
W tabeli 1.5.1 podane są odstępki elementów anteny od reflektora siatkowego dla pasma 13 cm, a w tabeli 1.5.2 wymiary elementów. Sposób konstrukcji anteny i jej elementów, a także zasilania promiennika jest (poza wymiarami) identyczny jak dla anteny na pasmo 23 cm. Niektóre szczegóły konstrukcyjne pokazano na ilustracjach 1.5.2 – 1.5.3.

Tabela 1.5.1  
Rozmieszczenie elementów w antenie dla pasma 13 cm

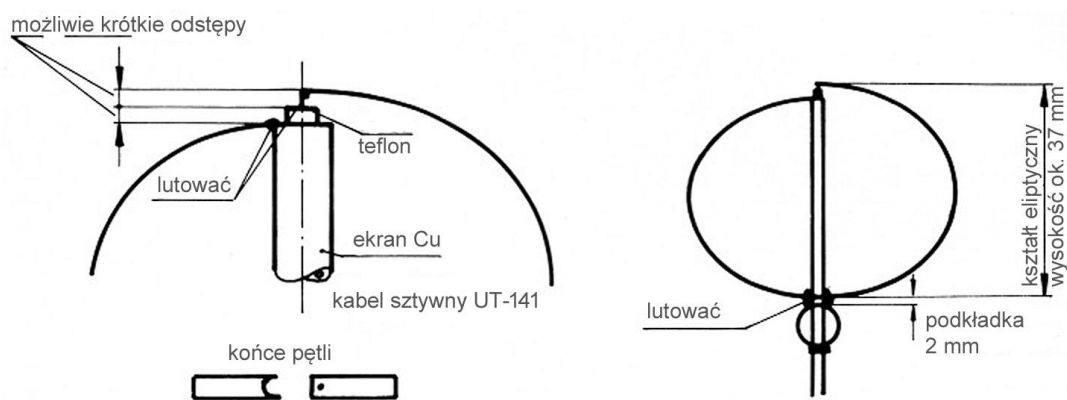
Element	Odległość [mm]
Ściana reflektora	0
Reflektor pierścieniowy	43,6
Promiennik	56,9
Direktor 1	72,6
Direktor 2	84,3
Direktor 3	109,3
Direktor 4	134,3
Direktor 5	151,9
Direktor 6	184,3
Direktor 7	234,3
Dalsze elementy	W odstępach co 50 mm

Tabela 1.5.2  
Obwody elementów

Element	Obwód [mm]
Pierścien reflektora	135,9
Promiennik	129,7
Direktory 1 – 11	115,9
Direktory 12 – 22	112,4



Rys. 1.5.2. Reflektor z siatki lub blachy



Rys. 1.5.3. Szczegóły wykonania promiennika

## 2. Anteny falowodowe

Falowód (niem. *Hohlleiter*, m, ang. *waveguide*, fr. *guide d'ondes*) jest przewodnicą falową, w której rozchodzą się inne niż TEM rodzaje fali. Fale TEM są to fale, w których składowe elektryczna  $E$  i magnetyczna  $H$  są prostopadłe do kierunku propagacji. Falami takimi są fale rozchodzące się w wolnej przestrzeni lub w płaskich albo współosiowych liniach transmisyjnych. Falowody mają postać rur metalowych wydrążonych w środku i służą do przesyłania energii na duże odległości w zakresie mikrofalowym. Najczęściej mają one przekrój prostokątny, okrągły lub eliptyczny. Spotyka się także falowody dielektryczne, wykorzystujące zjawisko fali powierzchniowej. Światłowody są falowodami optycznymi.

Falowody mogą przenosić fale:

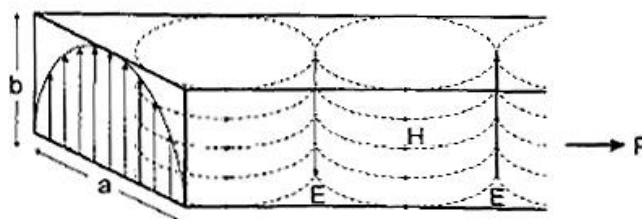
- typu TE oznaczane także jako H. Fala TE ma składową elektryczną poprzeczną do kierunku rozchodzenia i składową magnetyczną wzdłużną;
- typu TM oznaczane także jako E. Mają one składową wzdłużną pola elektrycznego i składową poprzeczną pola magnetycznego.

W falowodzie prostokątnym gdy jego dłuższy bok  $a$  jest równy  $\lambda/2$  mamy do czynienia z częstotliwością graniczną (lub krytyczną) falowodu. Odpowiada ona najdłuższej fali jaka może się w nim rozchodzić –  $\lambda_{gr}$  ( $\lambda_{kr}$ ). Falowód jest zatem filtrem górnoprzepustowym, który przepuszcza częstotliwości powyżej  $f_{gr}$  i silnie tłumi mniejsze częstotliwości.

Oprócz podziału pod względem kształtu falowody można podzielić na sztywne i półgiętkie. Dla falowodów sztywnych zmiana kierunku jego prowadzenia wymaga użycia odpowiedniego odcinka przejściowego – kolanka. Falowody półgiętkie mają karbowaną powierzchnię, co umożliwia w ograniczonym zakresie ich zginanie i pozwala zredukować liczbę nieciągłości wywołanych złączami. Wymiary wewnętrzne i zewnętrzne są znormalizowane aby umożliwić łączenie urządzeń wyprodukowanych przez różnych producentów. Wymagana jest bardzo duża precyzja wykonania przede wszystkim kołnierzy falowodowych (polerowanie) gdyż każda niedokładność na styku dwóch falowodów oznacza wzrost tłumienia.

W celu zminimalizowania strat wywołanych efektem naskórkowym wewnątrz falowodu bywa często pokrywane miedzią i polerowane. Wytrzymałość mocowa falowodu zależy od wytrzymałości wypełniającego go dielektryka na przebicie elektryczne.

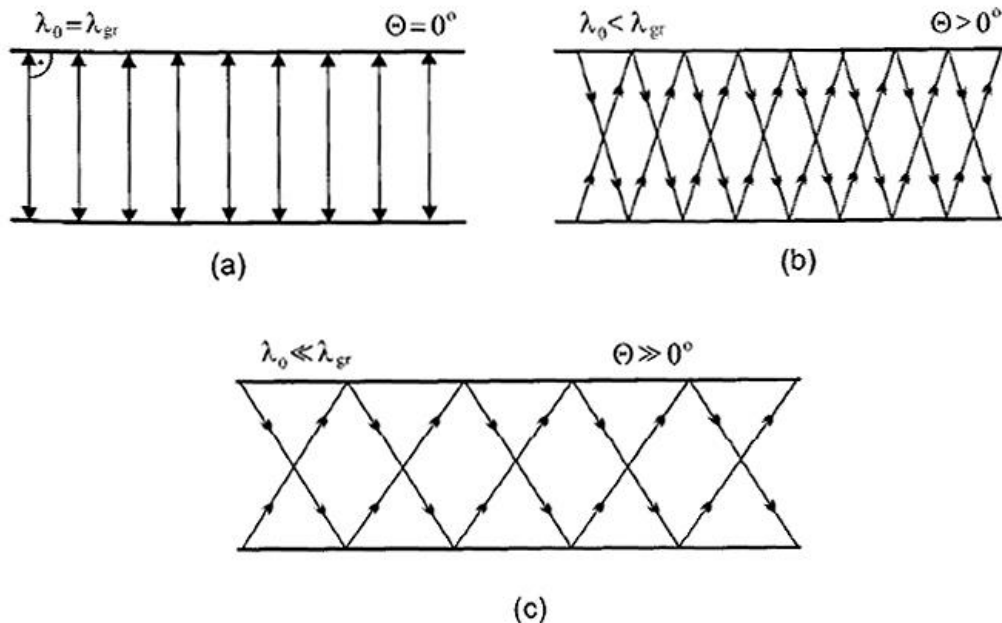
Fala poruszająca się w falowodzie jest związana z wejściowymi prądami i napięciami oraz z polem elektromagnetycznym. Pola elektryczne i magnetyczne istnieją jednocześnie i niejako uzupełniają się nawzajem. Poruszają się przy tym wzdłuż falowodu jak impulsy napięcia i prądu wzdłuż linii transmisyjnej. W falowodach powstaje również zjawisko fali stojącej. Pola elektryczne i magnetyczne są w nich przesunięte względem siebie o  $90^\circ$ . Rozkłady pól elektrycznego i magnetycznego wewnątrz falowodu są funkcją częstotliwości. Fala elektromagnetyczna porusza się w nim odbijając się od ścianek przy czym kąty padania i odbicia są funkcją częstotliwości. Gdy częstotliwość maleje kąty padania i odbicia także maleją. Dla częstotliwości granicznej kąt padania wynosi  $0^\circ$  co blokuje rozchodzenie się fali wzdłuż falowodu. W falowodach nie może rozchodzić się fala typu TEM, a istnieją jedynie fale typów TE i TM. Rodzaje tych fal w falowodzie są określone przez warunki brzegowe na ściankach falowodu. Mówią one, że na powierzchni przewodnika może istnieć tylko pole elektryczne skierowane prostopadłe do tej powierzchni, a składowa styczna tego pola jest równa zero. Ponadto na powierzchni przewodnika może istnieć tylko pole magnetyczne skierowane równoległe do powierzchni (składowa styczna).



Rozkład pola w falowodzie prostokątnym dla rodzaju podstawowego  $TE_{10}$

Rys. 2.1

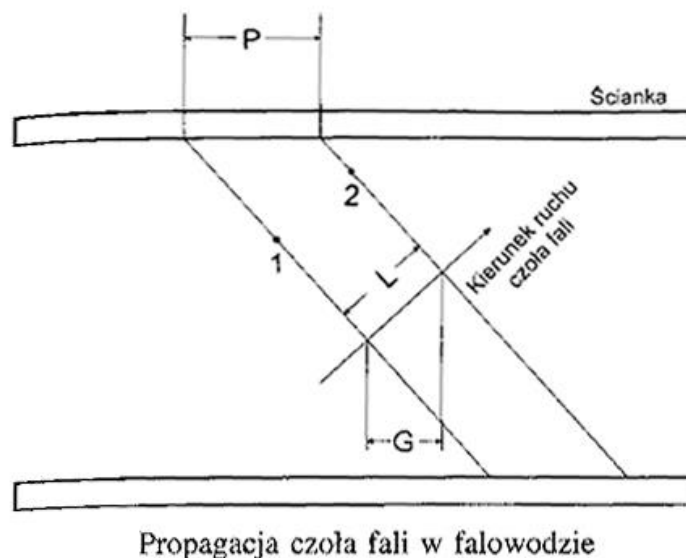
Określenie rozkładów pól w falowodzie polega na rozwiązaniu równań Maxwella z uwzględnieniem warunków brzegowych. Jako rozwiązanie otrzymuje się nieskończenie wiele rozkładów o różnych częstotliwościach granicznych. Rozkład o minimalnej częstotliwości granicznej nazywamy rozkładem podstawowym. Na ilustracji 2.1 przedstawiono geometrię i rozkład pola dla rodzaju podstawowego  $TE_{10}$  w falowodzie prostokątnym. Pierwszy indeks oznacza, że jest to jedna zmiana (pół okresu) wzdłuż dłuższego boku ( $a$ ) falowodu, natomiast drugi indeks wskazuje, że nie ma zmian pola wzdłuż krótszego boku ( $b$ ).



Propagacja fal w falowodzie prostokątnym dla różnych częstotliwości

Rys. 2.2. Odbicia i propagacja fali w falowodzie

Prędkość z jaką rozchodzi się fala wzdłuż osi falowodu (prędkość rozchodzenia się energii) to prędkość grupowa. W falowodach jest ona mniejsza od prędkości światła w próżni ze względu na dłuższą drogę, którą przebywa czoło fali po linii łamanej, chociaż przesuwają się one z prędkością światła (rys. 2.3). Prędkość grupowa odpowiada odległości  $G$  przebytej wzdłuż osi falowodu, w czasie gdy rzeczywiste przesunięcie (w kierunku strzałki) wynosi  $L$ .



Rys. 2.3



Prędkość poruszania się styku czoła ze ścianką nosi nazwę prędkości fazowej. Prędkość fazowa fali rozchodzącej się w falowodzie jest zawsze większa od prędkości światła.

Można objaśnić to wyobrażając sobie brzeg morza, na który docierają fale, tak że czoła fal nie są równoległe do brzegu i tworzą z nim pewien kąt. W momencie gdy fala zaczyna się załamywać wzdłuż brzegu zaczyna pędzić z ogromną prędkością punkt styku fali z nim (punkt rozpryskiwania się fali). Jego prędkość odpowiada prędkości fazowej. Należy zauważyć, że jedynie prędkość rozchodzenia się energii i ciał materialnych nie może przekraczać prędkości światła, ale ograniczenie to nie dotyczy prędkości rozchodzenia się czegoś takiego niematerialnego jak faza.

Krytycznym parametrem falowodu jest jego częstotliwość graniczna. Jest ona bezpośrednio powiązana z wymiarami geometrycznymi. Dla falowodu prostokątnego wypełnionego powietrzem i pracującego w rodzaju podstawowym  $TE_{10}$  mamy:

$\lambda_{gr} = 2a = c / f_{gr}$ , gdzie  $\lambda_g$  jest długością fali w powietrzu odpowiadającą częstotliwości granicznej, natomiast  $a$  jest długością szerszej ścianki falowodu. Mniejszy wymiar  $b$  jest zwykle równy połowie  $a$ . Rozmiary ścianek powinny być dobrane tak, aby w falowodzie nie wzbudzały się inne rodzaje fal niż pożądany.

Częstotliwość graniczna dla rodzaju  $TE_{mn}$  (w falowodzie prostokątnym) może być obliczona z zależności:

$$f_{gr} = \frac{c}{2\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}$$

Długość fali w falowodzie obliczamy ze wzoru:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{gr})^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\omega_{gr}/\omega)^2}}$$

Przykładowo dla fali o długości 28,93 mm (~10370 MHz) w falowodzie R100 (WR90) o długości boku 22,9 mm i  $\lambda_{kr} = 2 \times 22,9 = 45,8$  mm otrzymuje się długość fali w nim  $\lambda_f = 37,3$  mm i  $\lambda_f/4 = 9,32$  mm. Impedancja falowodu jest opisana wzorem:

$Z_f [\Omega] = 377 / \sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{kr})^2}$ , gdzie  $\lambda_0$  jest długością fali w wolnej przestrzeni i  $\lambda_{kr}$  – graniczną (krytyczną) długością fali falowodu.

Jest ona większa od impedancji wolnej przestrzeni (377  $\Omega$ ) co powoduje, że na otwartym końcu falowodu następuje odbicie i powstaje fala stojąca. Konieczne jest użycie konstrukcji dopasowujących, takich jak rozszerzające się tuby albo dławiki. Zauważmy, że w odróżnieniu od kablowych linii transmisyjnych impedancja falowa falowodu jest zależna od częstotliwości.

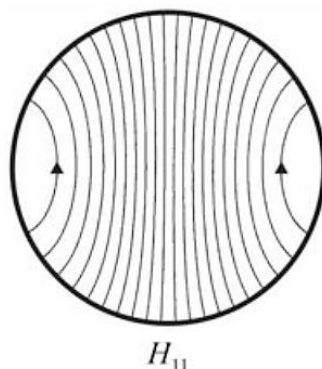
Wyższe rodzaje fal w falowodach są silniej tłumione, co oznacza wzrost strat mocy. Dlatego też są one niepożądane i falowody są normalnie wykorzystywane w zakresach częstotliwości pozwalających na wzbudzenie się tylko rodzaju podstawowego. W falowodzie prostokątnym następnymi rodzajami fal są  $TE_{01}$  ( $H_{01}$ ) i  $TE_{20}$  ( $H_{20}$ ) o granicznych długościach fali równych połowie dłuższego boku.

W falowodzie kołowym podstawowym rodzajem fali jest rodzaj  $TE_{11}$  ( $H_{11}$ ). Pierwszy indeks oznacza liczbę maksimum na połowie obwodu falowodu, a drugi liczbę miejsc o zerowej amplitudzie wzdłuż promienia falowodu. W przypadku gdy istnieje jednocześnie miejsce zerowe na środku falowodu i na jego ściance to jest ono liczone jako pojedyncze.

Dla rodzaju  $TE_{11}$  graniczna długość fali wynosi 1,7063 D, gdzie D jest średnicą falowodu. Minimalna średnica falowodu dla danej długości fali równa się więc  $1/1,7063 \lambda$  czyli  $0,586 \lambda$ .

Następnym rodzajem fali jest  $TM_{01}$  o granicznej długości fali 1,3064 D. Minimalna średnica falowodu równa się więc  $1/1,3064 \lambda$  czyli  $0,765 \lambda$ . Graniczna częstotliwość fali dla  $TM_{01}$  jest w przybliżeniu równa 1,3 częstotliwości granicznej dla  $TE_{11}$ . Dla danej długości fali średnica falowodu musi leżeć więc w przedziale  $0,586 - 0,765 \lambda$  (w zaokrągleniu przyjmuje się  $0,6 - 0,76 \lambda$ ).

Dla falowodu kwadratowego rodzajami podstawowymi są  $TE_{10}$  i  $TE_{01}$  (dla równych boków kwadratu oba oznaczają to samo tylko obrócone o  $90^\circ$ ) o granicznej długości fali równej  $2a$ , gdzie  $a$  jest bokiem kwadratu. Następnymi rodzajami fali w falowodzie kwadratowym są  $TE_{11}$  i  $TM_{11}$  o granicznej długości fali  $1,41 a$ .



Rys. 2.4. Linie pola elektrycznego dla rodzaju podstawowego w falowodzie kołowym

Przykładowo dla miedzianej rurki od instalacji wodnych o średnicy 3/4 cala (średnice zewn./wewn. 22/20 mm) otrzymujemy dolną częstotliwość graniczną dla rodzaju podstawowego równą w przybliżeniu 8,55 GHz, a dolną częstotliwość graniczną dla następnego 11,08 GHz. Rurka taka nadaje się więc jako falowód dla pasma 10 GHz.

Dla fali 13 cm otrzymujemy następujący zakres możliwych wewnętrznych średnic falowodu lub puszek antenowej równy 78 – 99 mm, a dla puszki o średnicy wewnętrznej 88 mm zakres długości fal 15 – 11,5 cm (~2,0 – 2,6 GHz).

Długość fali w falowodzie kołowym oblicza się z następującego wzoru:

$$\lambda_g = 1 / \sqrt{(1/\lambda_0)^2 - (1/\lambda_{gr})^2}$$

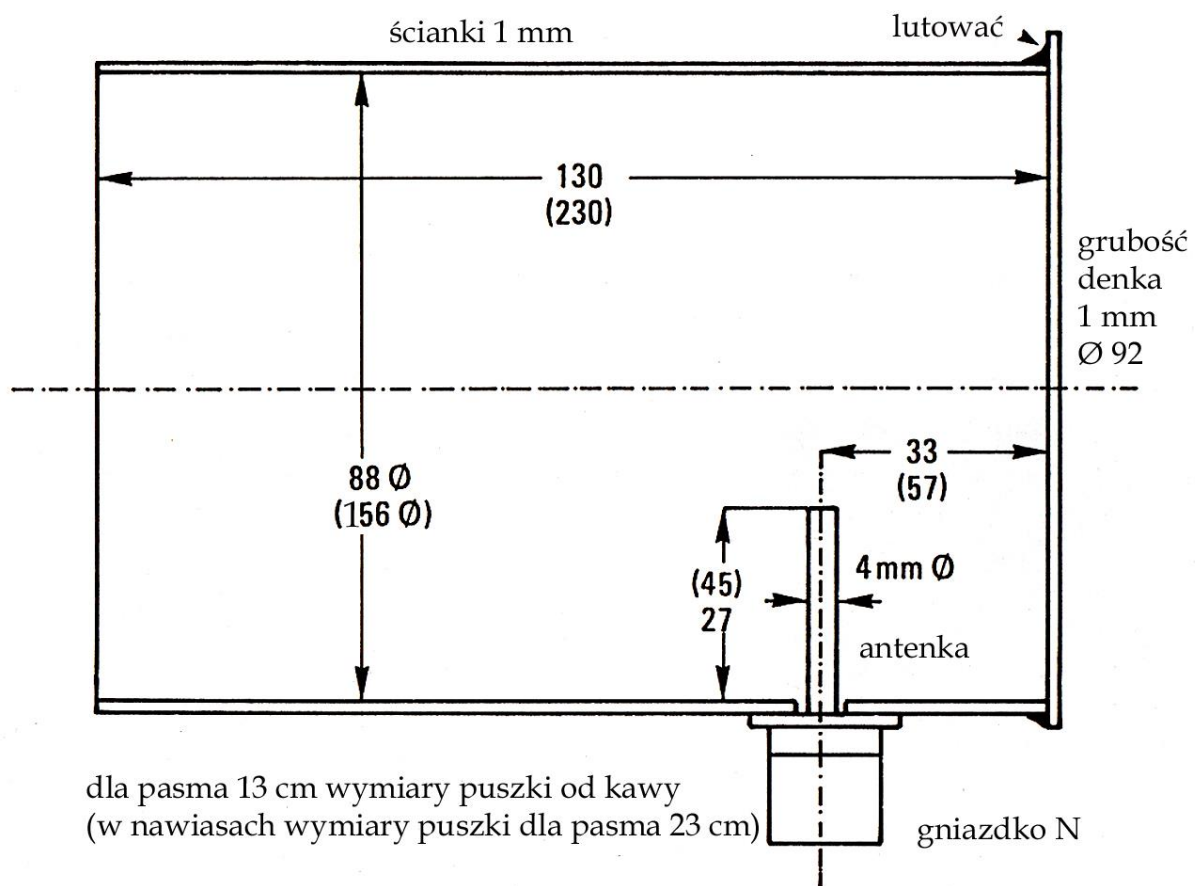
gdzie  $\lambda_g$  jest długością fali w falowodzie kołowym,  $\lambda_0$  – długością fali w wolnej przestrzeni ( $\lambda_0$  [mm] = 300 / f [GHz]) i  $\lambda_{gr}$  – graniczną długością fali równą 1,706 D.

Wadą falowodów kolistych jest niekontrolowana zmiana kierunku (polaryzacji) pola możliwa dzięki symetrii falowodu. Dlatego też praktyczniejsze są falowody eliptyczne. Uwaga ta nie dotyczy promienników kolistych, gdyż tam przy stosunkowo krótkim odcinku o polaryzacji fali decyduje kierunek (położenie) antenki.

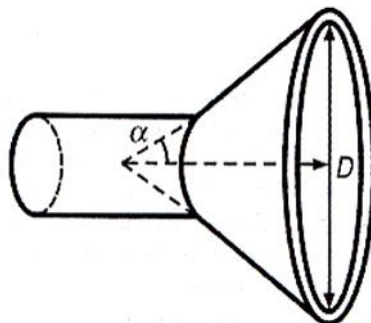
## 2.1. Anteny puszkowe

Anteny puszkowe można potraktować jak odcinek falowodu kołowego zakończony z jednej strony ścianką, czyli mówiąc inaczej jako otwarty z jednej strony rezonator kołowy, albo lepiej powiedzieć walcowy. W odległości ćwierci fali (wzbudzonej w rezonatorze) od tylnej ścianki znajduje się antenka wzbudzająca. Jest to najczęściej ćwierćfalowe przedłużenie środkowego kontaktu gniazdka koncentrycznego, do którego jest na zewnątrz podłączona linia transmisyjna od nadajnika (i odbiornika). Anteny puszkowe są często stosowane jako promienniki oświetlające w antenach parabolicznych albo jako samodzielne anteny do łączności na krótsze odległości. W warunkach amatorskich są one stosunkowo łatwe do wykonania. W konstrukcji anten na pasma 23 i 13 cm można wykorzystać metalowe puszki od konserw, piwa, kawy czy herbaty, gdyż nietrudno znaleźć puszki o średnicach leżących w zakresach dopuszczalnych dla tych pasm. Długość anteny jest mało krytyczna i ma pewien wpływ na zysk kierunkowy. Oprócz anten jednopasmowych krótkofalowcy stosują również warianty dwupasmowe, złożone z dwóch puszek o różnych średnicach bądź też konstrukcje z doprowadzonym do tylnej ścianki falowodem na wyższe pasmo. Mogą być to przykładowo kombinowane anteny na pasma 13 i 3 cm. Zasadniczo na zakresach powyżej 1 GHz przeważa polaryzacja pozioma, ale w niektórych przypadkach praktycznie jest mieć też możliwość pracy z polaryzacją pionową, dlatego też spotykane są konstrukcje anten puszkowych wyposażonych w dwie antenki wzbudzające, oddzielne dla obu polaryzacji.

Na rysunku 2.1.1 przedstawiona jest konstrukcja anteny puszkowej dla pasm 23 i 13 cm. Wymiary anteny na 13 cm odpowiadają z grubsza wymiarom puszek od kawy lub herbaty. W tym wykonaniu promiennik jest przylutowany do środkowego kontaktu gniazdka N. W przypadku umieszczenia anteny puszkowej w ognisku czaszy parabolicznej front puszki dobrze jest zakryć folią teflonową



Rys. 2.1.1. Antena z puszki od kawy dla pasma 13 m i z większej puszki dla 23 cm



Rys. 2.1.2. Uzupełnienie anteny puszkowej o okrągłą tubę – lejek

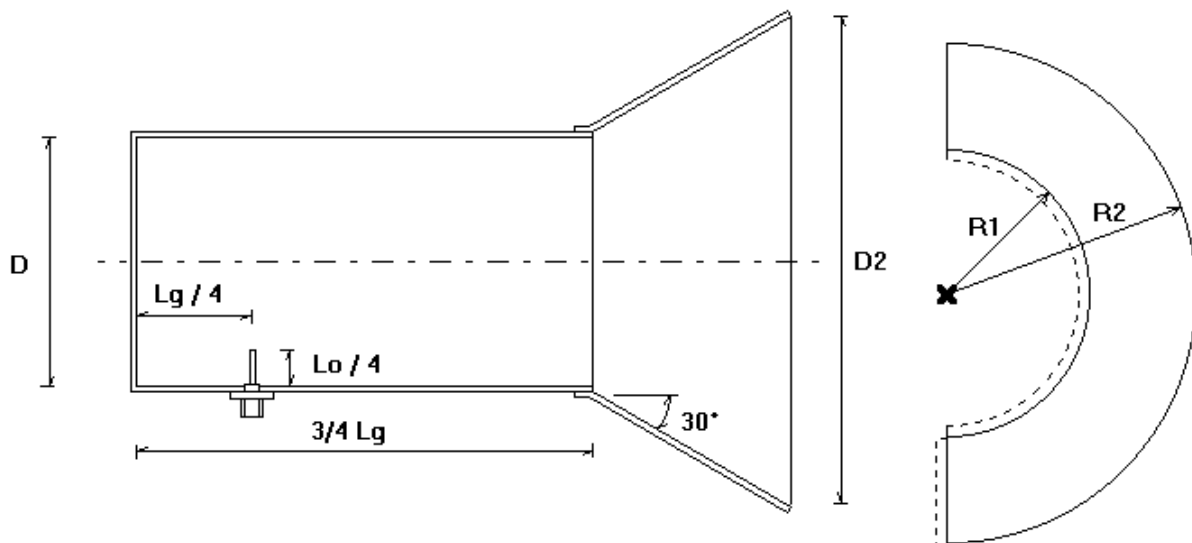
Przy optymalnym doborze tuby liczbowy zysk kierunkowy oblicza się ze wzoru:

$$G_k = 5,04 (D/\lambda_0)^2,$$

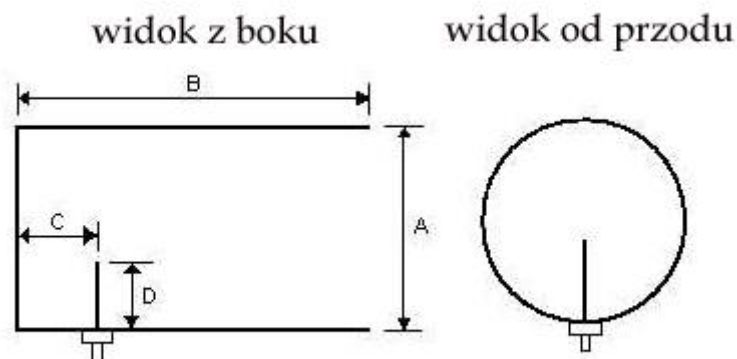
a zysk w dBi:

$$G = (7,03 + 20 \log(D/\lambda_0)).$$

Szerokość wiązki według danych z literatury jest o 6% większa aniżeli dla tuby o kształcie piramidy.



Rys. 2.1.3. Wykonanie tuby. Oznaczenia na rysunku  $L_g$  – długość fali w falowodzie,  $L_o$  – w wolnej przestrzeni



Rys. 2.1.4. Oznaczenia wymiarów anteny na pasmo 6 cm

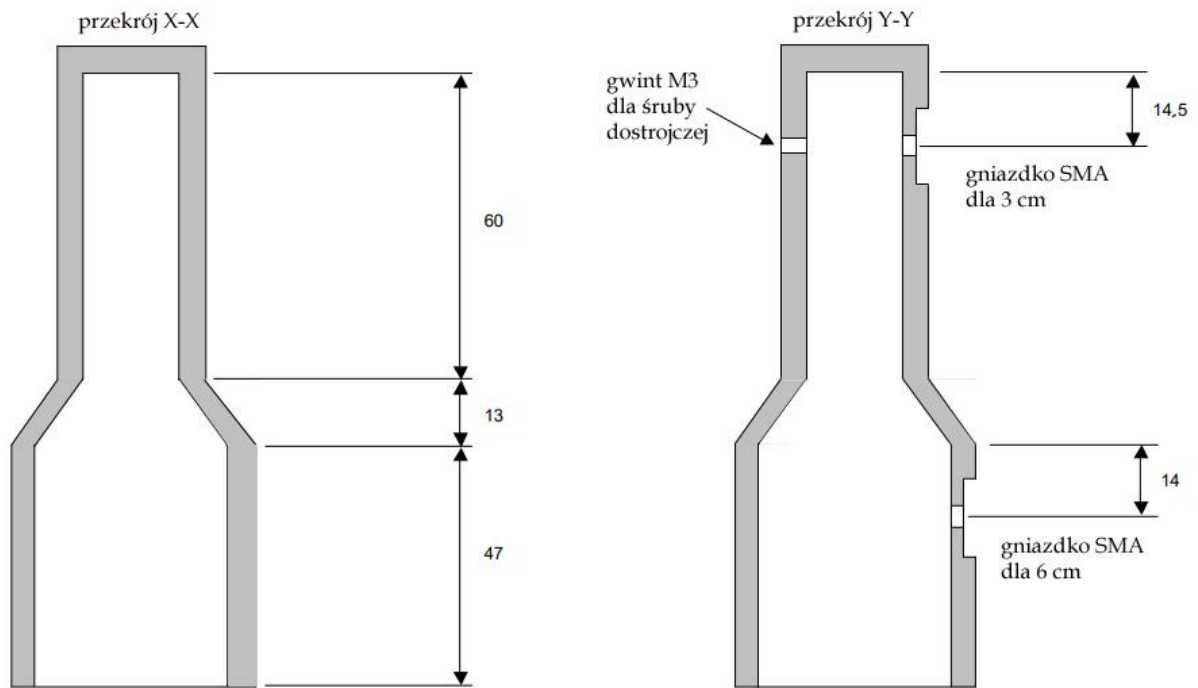
Tabela 2.1.1

Przykłady wymiarów anteny puszkowej na pasmo 6 cm przeznaczonej na promiennik do anteny parabolicznej o stosunku  $F/D = 0,4$

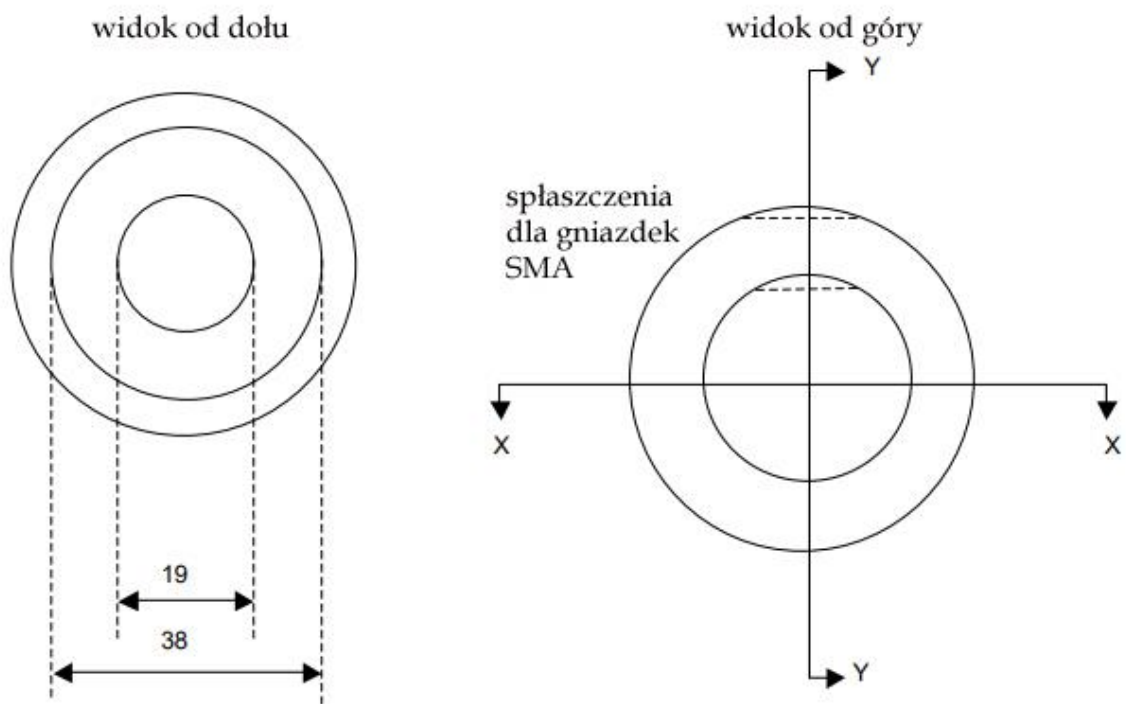
Wariant	A [mm]	B [mm]	C [mm]	D [mm]
G3PHO	38	69,5	22	11,5
OE8MI	33	100	15	11,5

Na rysunkach 2.1.5 – 2.1.7 przedstawiona jest konstrukcja dwupasmowego promiennika WB5LUA dla podzakresów 5760 i 10368 MHz. Może on być wykonany z mosiądzu, miedzi albo aluminium. Grubość ścianek jest mało istotna, na rysunkach przyjęto grubość 5 mm. Miejsca spłaszczone do montażu gniazdek SMA mają w przybliżeniu wymiary 15 x 15 mm. Otwory służące do przykręcenia gniazdek śrubami są nagwintowane gwintem M2,5. Otwory środkowe powinny mieć średnice pozwalające na przeprowadzenie przez nie przedłużonego kontaktu środkowego gniazdka z izolacją teflonową, czyli w przybliżeniu 4 mm. Naprzeciwko antenki dla pasma 3 cm znajduje się otwór nagwintowany gwintem M3 przeznaczony dla śruby dostrajającej. Śruba jest zanurzona w rezonatorze w przybliżeniu na głębokość 3,8 mm. Antenka dla 10368 MHz ma długość 7,6 mm i średnicę 1,2 mm, a antenka dla 5760 MHz długość 152 – 17,8 mm i średnicę 1,8 – 2,5 mm.

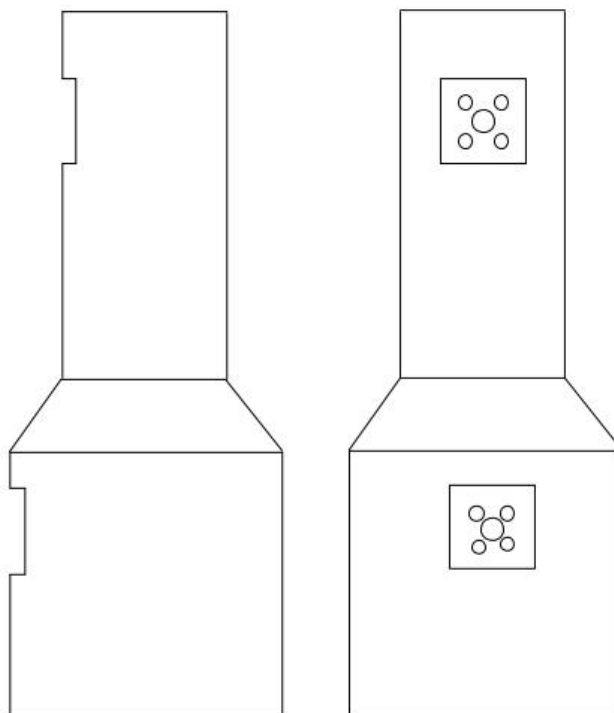
Możliwy sposób montażu dowolnych promienników w ognisku paraboli pokazano na fotografiach 2.1.10 i 2.1.11.



Rys. 2.1.5. Promiennik dwupasmowy dla pasm 3 i 6 cm, przekroje boczne



Rys. 2.1.6. Promiennik dwupasmowy dla pasm 3 i 6 cm, rzuty poprzeczne



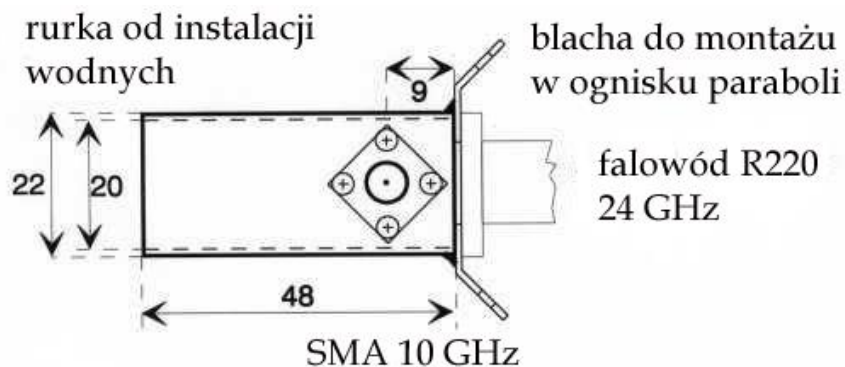
Rys. 2.1.7. Promiennik dwupasmowy dla pasm 3 i 6 cm, rzuty boczne



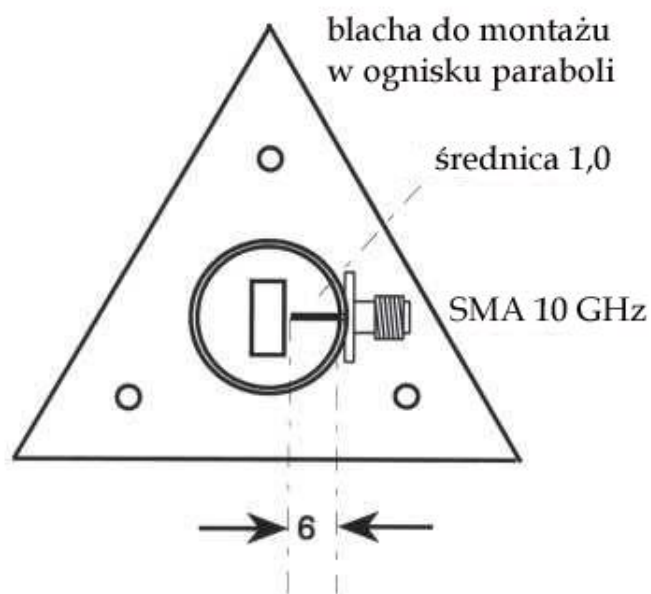
Fot 2.1.8 i 2.1.9. Widok promiennika



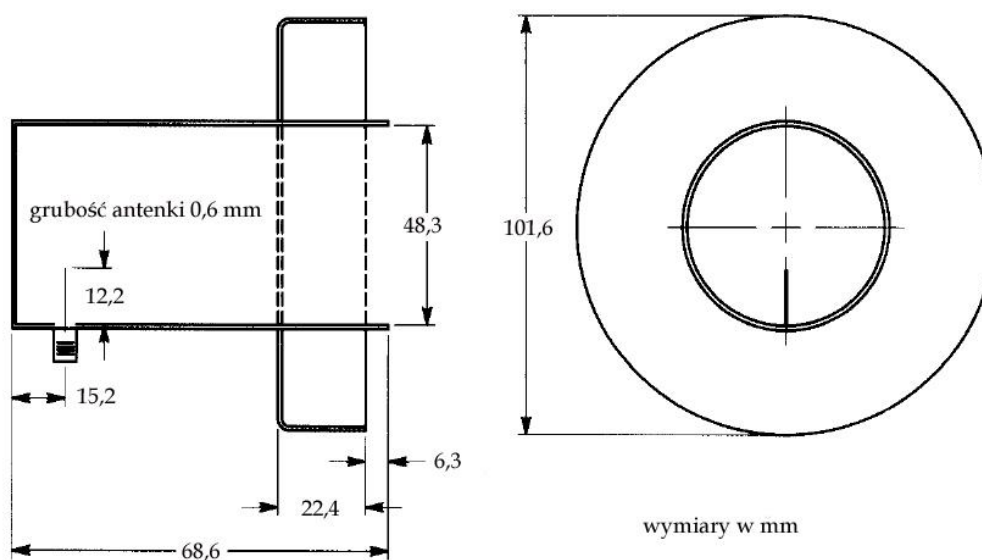
Fot. 2.1.10 i 2.1.11. Montaż promienników puszkowych w ognisku paraboli



Rys. 2.1.12. Dwupasmowy promiennik dla pasm 10 i 24 GHz, rzut boczny



Rys. 2.1.13. Dwupasmowy promiennik dla pasm 10 i 24 GHz od przodu



Rys.2.1.14. Promiennik puszkowy z dławikiem kołnierzym na zakres 5760 MHz

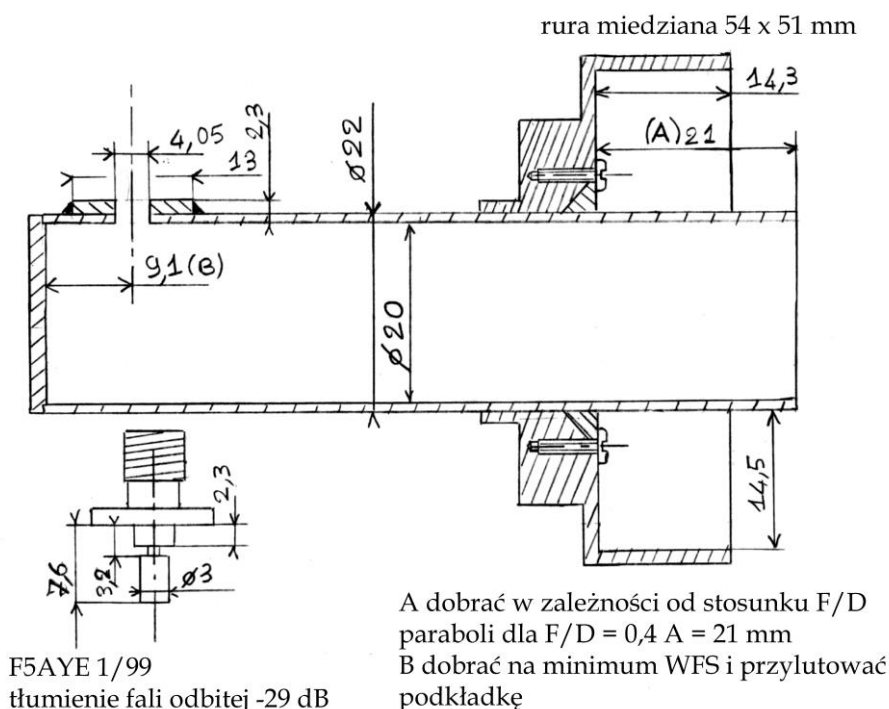
Promiennik puszkowy z rysunku 2.1.14 (QEX 1/1995) z dławikiem kołnierzym na zakres 5760 MHz został opracowany dla anten parabolicznych o stosunku F/D 0,35 – 0,45. Wymiary ułamkowe wynikły

z przeliczenia cali na milimetry i można je bez problemu zaokrąglić. Do zasilania promiennika użyto gniazdka SMA. Na falowodach prostokątnych stosowane są oprócz okrągłych dławików także kołnierzowe dławiki prostokątne o stosunku boków zgodnym ze stosunkiem dla falowodu.

Tabela 2.1.2

Przykładowe wymiary anteny z dławikiem kołnierzowym

Pasma [MHz]	Średnica rezonatora [mm]	Średnica dławika [mm]	Wysokość dławika [mm]
1296	178	419	121
5760	39	90	26,5
10368	20,5	50	12,5



Rys. 2.1.15. Promiennik z dławikiem kołnierzowym na pasmo 10 GHz wykonany z rurki od instalacji wodnych o średnicach 22/20 mm

## 2.2. Anteny tubowe

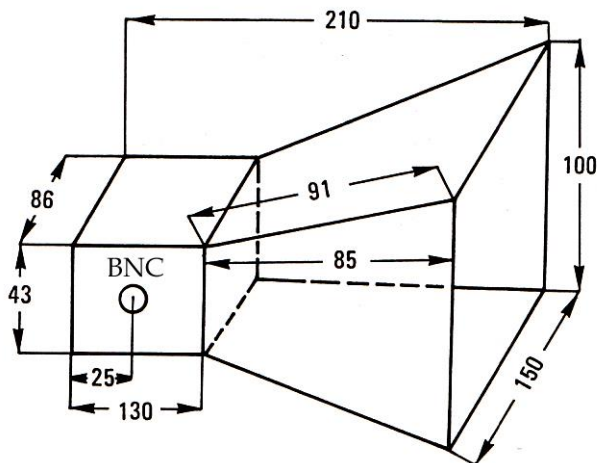
Otwarty koniec falowodu nie jest optymalnym przejściem między wolną przestrzenią a falowodem. Pojawia się znaczna fala odbita od końca falowodu, ponadto szerokość pasma pracy takiej anteny jest niewielka. Przekształcenie konstrukcyjne końca falowodu tworzy z niego antenę tubową. Anteny takie są bardzo popularne w pasmach mikrofalowych. Do ich zalet można zaliczyć duży zysk energetyczny (kilkanaście dBi), mały WFS, względnie szerokie pasmo pracy (ok. 50%), małą wagę i prostą konstrukcję. Nie bez znaczenia jest fakt, że obliczenia teoretyczne zgadzają się bardzo dobrze z wynikami pomiarów prototypów anten. Anteny tubowe są również chętnie stosowane jako anteny wzorcowe o znanym zysku energetycznym, a także jako źródła oświetlające inne rodzaje anten (np. reflektory paraboliczne).

Działanie anten tubowych jest zbliżone do działania megafonu, który jest swego rodzaju anteną kierunkową dla fal akustycznych. Rozszerzanie się ścianek zapewnia łagodne przejście od falowodu do wolnej przestrzeni co wpływa na zmniejszenie odbić. Jeśli tuba ma oświetlać reflektor to ważniejsze od maksymalnego możliwego zysku staje się dobranie takiej charakterystyki promieniowania aby zapewniała jego optymalne oświetlenie.

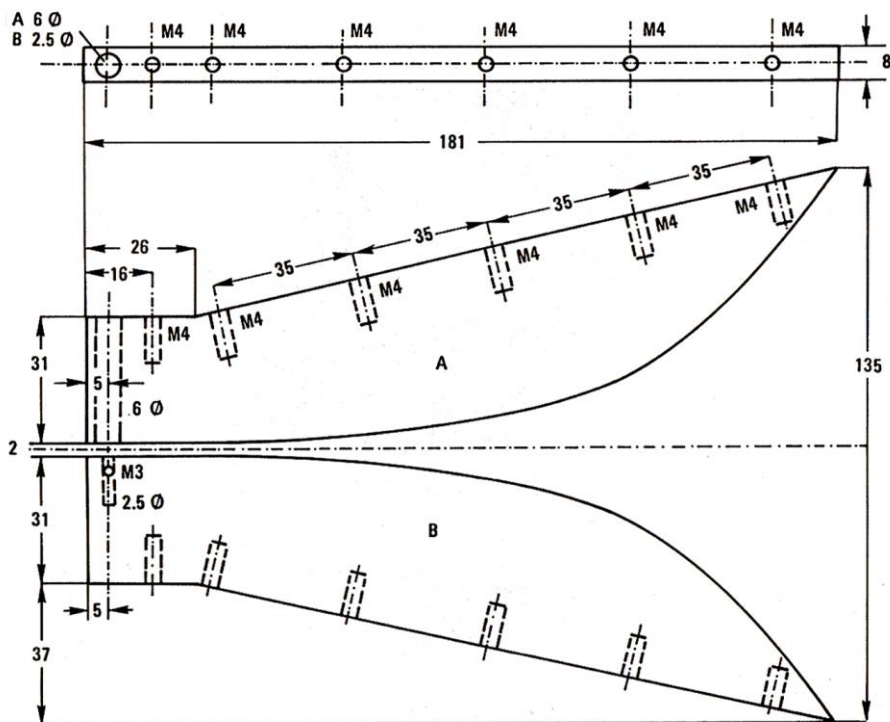
Tyłną część anteny stanowi rezonator prostopadłościenny lub walcowy. W przedniej części znajduje się lejek o przekroju prostokątnym lub okrągłym mający za zadanie dopasować wyjście rezonatora do



wolnej przestrzeni. W bardziej skomplikowanych konstrukcjach krawędzie lejka (przebiegi ścianek) mają kształt wykładniczy zamiast prostoliniowego. W odległości ćwierci fali wzbudzonej w rezonatorze od tylnej ścianki znajduje się antenka wzbudzająca. Jest to najczęściej ćwierćfalowe przedłużenie środkowego kontaktu gniazdka koncentrycznego, do którego jest na zewnątrz podłączona linia transmisyjna od radiostacji. Anteny tubowe są często stosowane jako promienniki w antenach parabolicznych albo jako samodzielne anteny do łączności na krótsze odległości. Przy praktycznych długościach tuby można się spodziewać zysków rzędu 10 dBi.



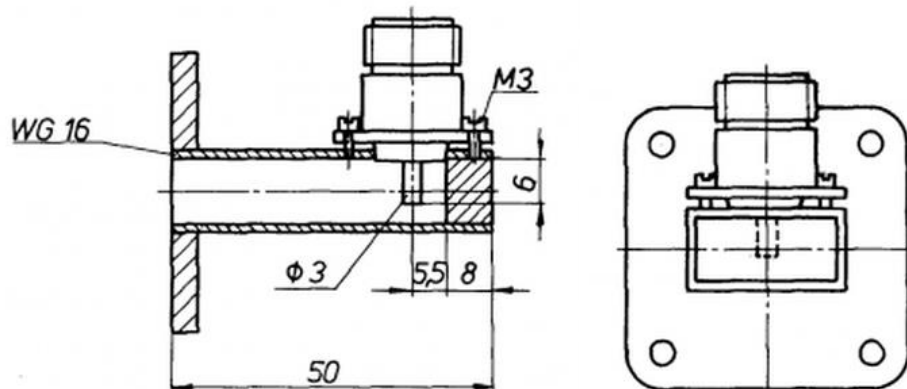
Rys. 2.2.1. Antena tubowa na pasmo 13 cm



Rys.2.2.2. Promiennik Vivaldiego dla anteny na zakres 1 – 12 GHz

Umieszczenie w tubie anteny promiennika Vivaldiego daje antenę szerokopasmową, dobrze nadającą się jako promiennik dla anteny parabolicznej. Antena z rysunku 2.2.2 pokrywa pasmo 1 – 12 GHz umożliwiając pracę w amatorskich pasmach 23, 13, 9,6 i 3 cm. Wykonany z blachy aluminiowej lub mosiężnej o grubości 8 mm promiennik jest umieszczony na osi symetrii tuby. Antena jest przewidziana jako promiennik do anteny parabolicznej i daje zysk 5 – 6 dBi. Jedna z części promiennika jest połączona z ekranem kabla współosiowego, a druga z jego żyłą środkową. Tuba ma przekrój

prostokątny o stosunku boku poziomego do pionowego 2:1. Promiennik można wykonać także z blachy o grubości 2 mm dopasowując do tego sposób montażu. Oprócz promiennika ze szczeliną Vivaldiego stosowane są też opisane dalej promienniki ze szczelinami o innych kształtach. Promienniki z przegrodą schodkową noszą w literaturze niemieckojęzycznej także nazwę *Septum*. Przegrody takie stosowane są również dla otrzymania polaryzacji kołowej w antenach prostokątnych albo kołowych.

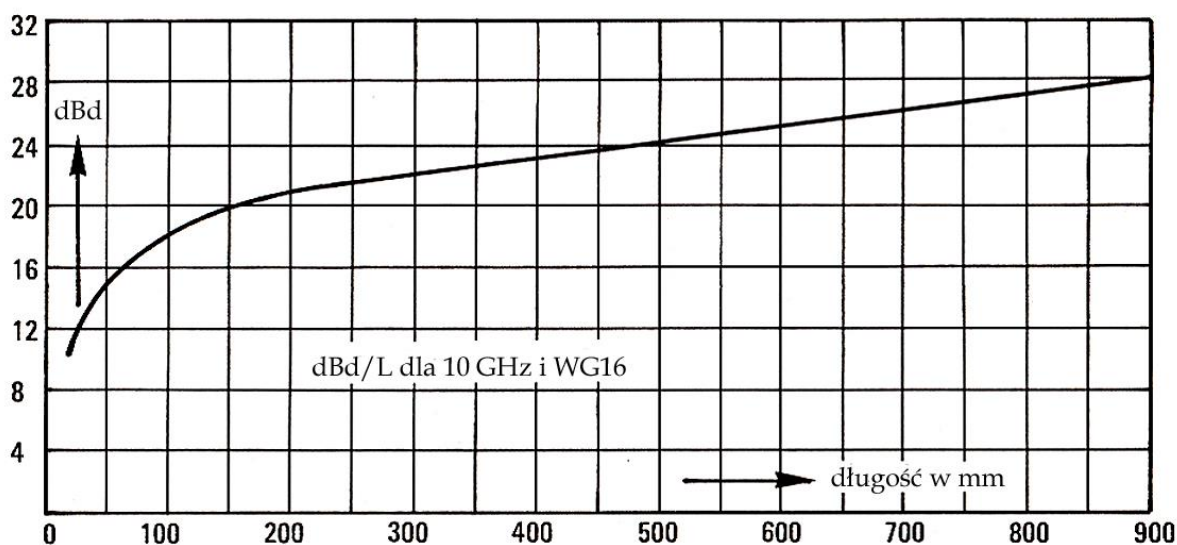


Rys.2.2.3 i 2.2.4. Przejściówka z kabla współosiowego na falowód prostokątny WG16 (rys. DB6NT)

### 2.2.1. Anteny tubowe na pasma 10 i 24 GHz

Antena tubowa na pasmo 10 GHz jest konstrukcją stosunkowo prostą i łatwą do realizacji przez początkujących. Nie wymaga ona także dostrajania. W porównaniu z antenami parabolicznymi daje ona jednak mniejszy zysk. Zysk kierunkowy rośnie wprawdzie wraz z długością tuby, ale dla większych zysków wymiary anteny mogą stać się niepraktycznie duże. Przykładowo dla otrzymania zysku 25 dBd w paśmie 10 GHz konieczna jest tuba o długości 55 cm, a dla porównania antena paraboliczna o średnicy 30 cm daje zysk 26 dBd.

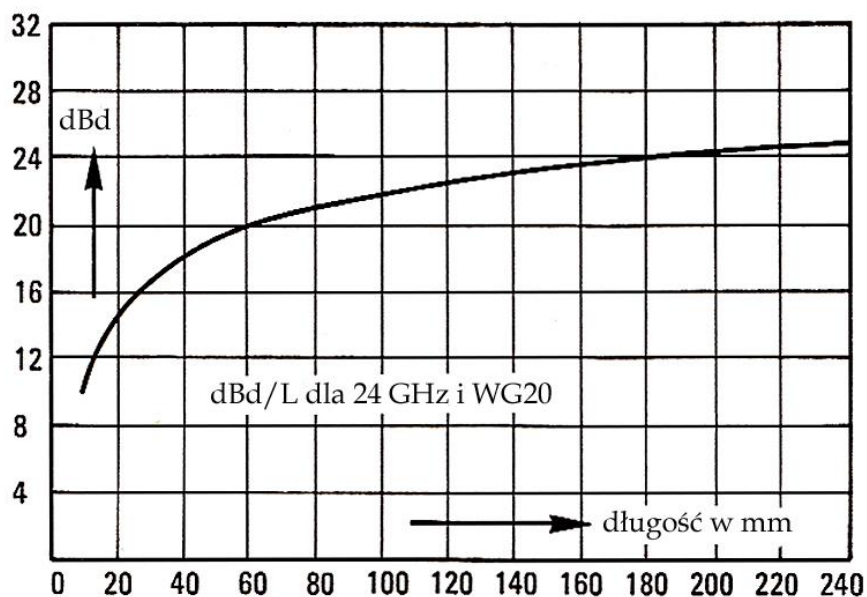
Antenę można wykonać z blachy białej lub mosiężnej o grubości 0,1 – 1 mm albo z laminatu epoksydowego. Wymiary w zależności od zysku kierunkowego podano w tabelach poniżej. Praktyczne może być wykonanie dwóch przeciwległych ścianek szerszych o 2 – 3 mm aby otrzymać rezerwę do przylutowania pozostałych. W antenach umieszczonych na zewnątrz dobrze jest zakryć wlot folią teflonową. Konstrukcja anten tubowych dla pasm 24 i 47 GHz jest identyczna, jedynie wymiary są proporcjonalnie mniejsze.



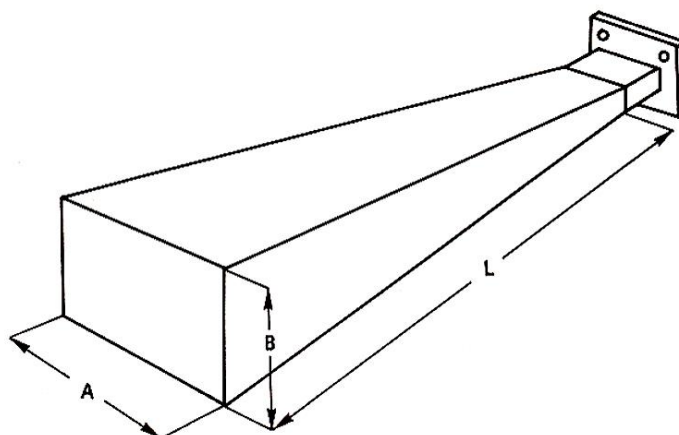
Rys. 2.2.1.1. Zależność zysku kierunkowego w paśmie 10 GHz od długości anteny tubowej

Tabela 2.2.1.1. Wymiary anten tubowych dla pasm 10 i 24 GHz

Pasma 10 GHz			
Zysk [dB]	A [mm]	B [mm]	L [mm]
10	44	33	24
16	89	66	51
20	140	104	156
21,5	160	120	230
23	198	146	336
25	249	185	552
28	352	260	990
Pasma 24 GHz			
10	18	13	10
16	37	27	21
20	58	43	65
21,5	67	50	96
23	83	61	140
25	103	77	230
28	147	108	213



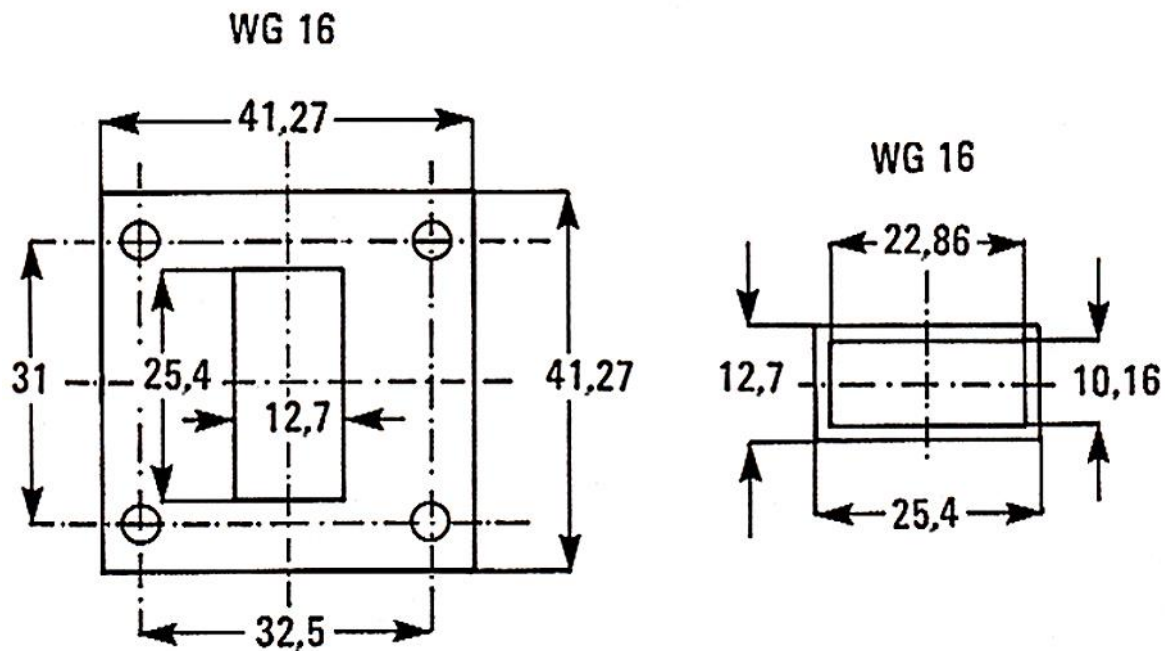
Rys. 2.2.1.2. Zależność zysku kierunkowego w paśmie 24 GHz od długości anteny tubowej



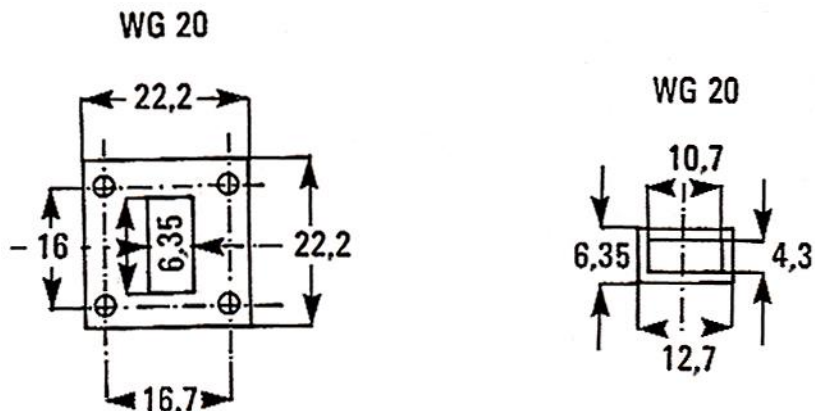
Rys. 2.2.1.3. Konstrukcja i oznaczenia wymiarów tuby

W pozycji przedstawionej na rysunku 2.2.1.3 promieniowana fala jest spolaryzowana pionowo. Dla uzyskania polaryzacji poziomej należy tubę obrócić o  $90^\circ$ , tak aby węższe ścianki znalazły się u góry i u dołu.

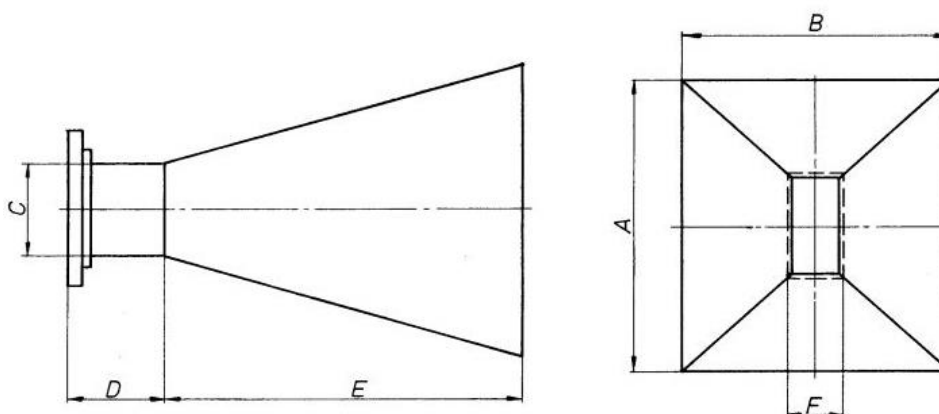
Dla połączenia tuby z falowodem konieczne jest użycie pasującego kołnierza. W przypadku trudności z zakupem kołnierza można go wykonać samodzielnie z blachy miedzianej 2 – 3 mm w oparciu o rysunki 2.2.1.4 i 2.2.1.5. Dla pasma 24 GHz kołnierz może mieć grubość 1 – 2 mm.



Rys. 2.2.1.4. Wymiary kołnierza i falowodu według norm WG16/WR90/R100



Rys. 2.2.1.5. Wymiary kołnierza i falowodu według norm WG20/WR42/R220



Rys. 2.2.1.6 i 2.2.1.7. Konstrukcja anteny tubowej DB6NT

Tabela 2.2.1.2

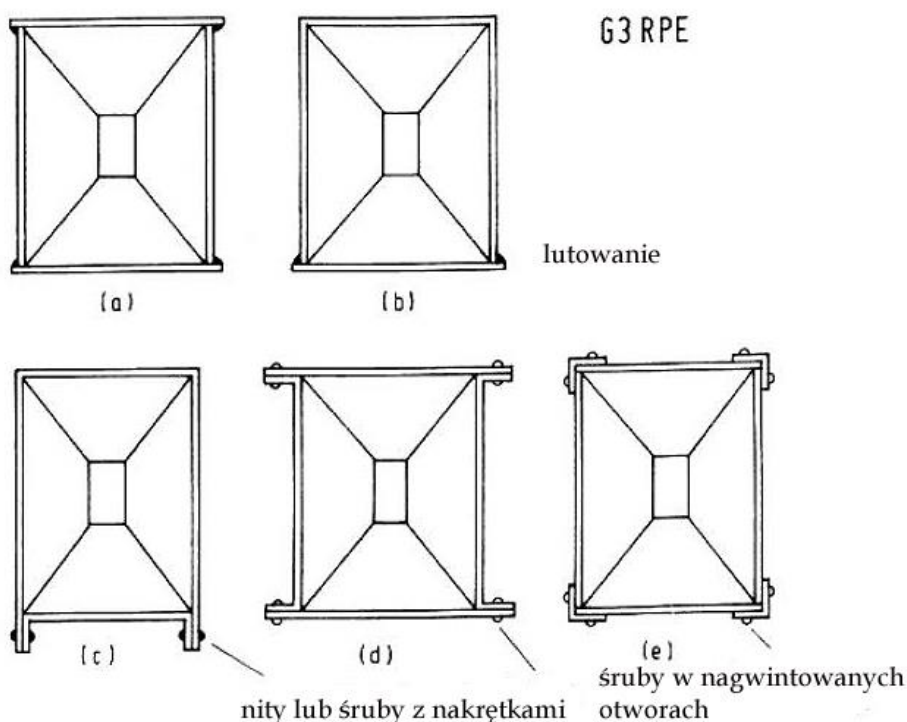
Wymiary anteny DB6NT dla pasm 10 i 24 GHz

Zakres [GHz]	A [mm]	B [mm]	C [mm]	D [mm]	E [mm]	F [mm]	Przedłużenie
10	125	105	25	33	140	13	WG16
24	130	105	13	20	150	6	WG20

Uwagi: zysk w paśmie 10 GHz 19 dBi przy szerokości wiązki 18°

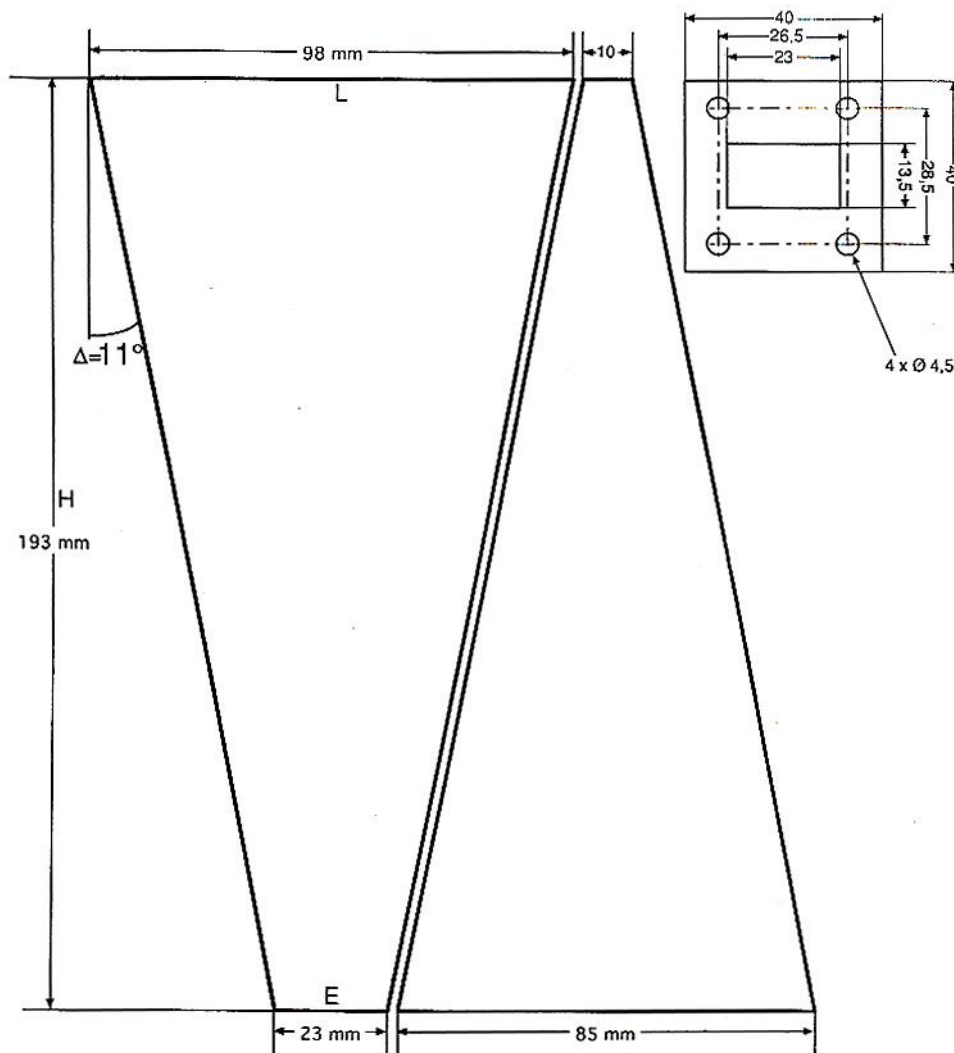
Zysk w paśmie 24 GHz 27 dBi przy szerokości wiązki 9°.

Anteny wykonano z blachy miedzianej. Lutowania należy wykonać tak, aby cyna nie dostała się do wnętrza tuby, gdyż jest ona złym przewodnikiem dla prądów w.cz. W przypadku korzystania z anten na zewnątrz należy przysłonić wlot folią teflonową. Tuba może być zasilana albo bezpośrednio z pasującego falowodu albo przez przejściówkę z kabla współosiowego na falowód. DB6NT używał tych anten tubowych jako promienników do anteny parabolicznej.



Rys. 2.2.1.8. Warianty mechanicznego wykonania anten tubowych

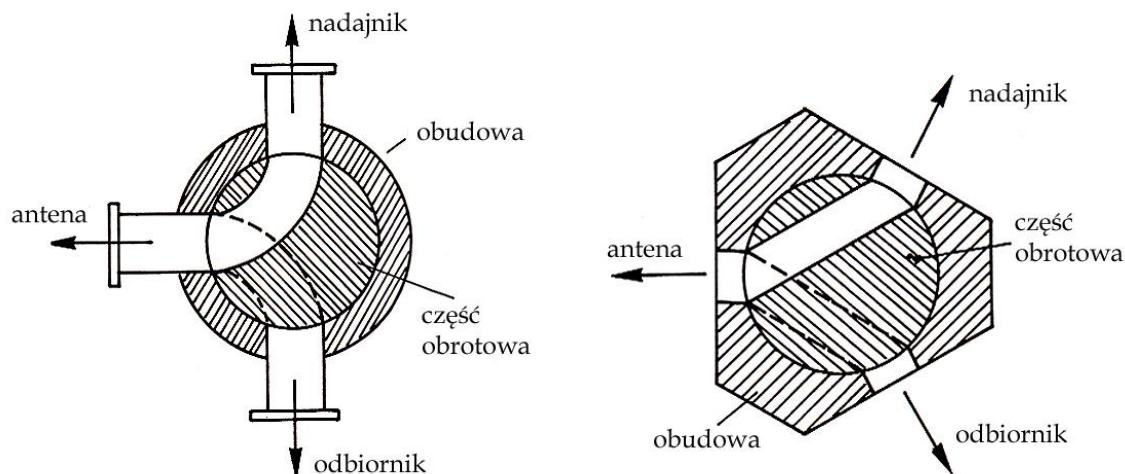
Na rysunku 2.2.1.9 podane są wymiary anteny tubowej na pasmo 10 GHz wykonanej z jednostronnego laminatu epoksydowego. Antena daje zysk energetyczny 20 dBi. Ścianki należy zlutować ze sobą tak, aby strona pokryta miedzią znalazła się wewnątrz tuby. Na wąskim końcu umocowany jest kołnierz do umocowania anteny na falowodzie.



Rys. 2.2.1.9. Wymiary ścianek z laminatu dla anteny tubowej dla pasma 10 GHz

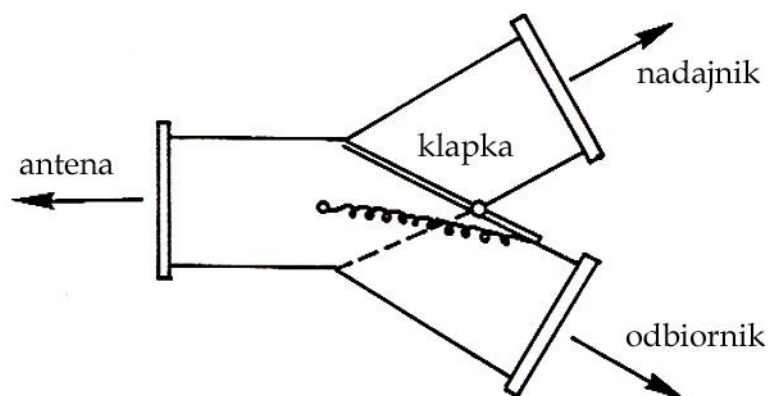
### 2.3. Przełączniki falowodowe

Do przełączania nadawanie-odbiór w zakresach do 18 – 24 GHz w instalacjach antenowych współosiowych stosowane są specjalne przełączniki koncentryczne z gniaздkami SMA. Wiele z nich jest wprawdzie oficjalnie przewidzianych do pracy w zakresie do 18 GHz, ale w warunkach amatorskich większe tłumienie powyżej częstotliwości granicznej jest jeszcze do przyjęcia i przełączniki takie są używane także w paśmie 24 GHz. O ile nowe przełączniki są dosyć kosztowne, o tyle na wszelkiego rodzaju giełdach krótkofalarskich spotyka się przełączniki używane w całkiem dobrym stanie. Przeważnie przełączniki 12 V są droższe od ich odpowiedników 24 V, a szczególnie okazjnie dostępne są przełączniki bistabilne wymagające specjalnegoysterowania w przypadku przełączania nadawanie-odbiór za pomocą przycisku. Przykłady rozwiązań opisano w dodatku B. Od 10 GHz wżwyż również w konstrukcjach amatorskich używane są falowody i dostosowane do nich przełączniki antenowe. Zasady działania niektórych z nich przedstawiono poniżej.

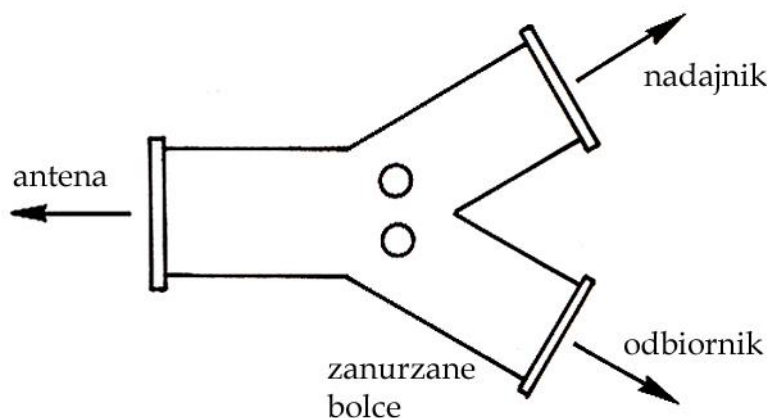


Rys. 2.3.1 (po lewej). Obrotowy przełącznik falowodowy

Rys. 2.3.2 (po prawej). Przełącznik obrotowy z kanałem prostym



Rys. 2.3.3. Przełącznik falowodowy z klapką poruszaną ręcznie lub elektromechanicznie. Sprężyna dociska klapkę w każdym z położań. Konstrukcja jest stosunkowo łatwa do samodzielnego wykonania. Kąt rozchylenia ramion nie powinien przekraczać  $60^\circ$  gdyż powoduje to wzrost WFS



Rys. 2.3.4. Przełącznik z zanurzonymi bolcami

W przełączniku z rysunku 2.3.4 do zmiany kierunku połączenia służą poruszane elektromechanicznie bolce. Zanurzenie bolca w falowodzie powoduje powstanie zwarcia i zamknięcie drogi rozchodzenia się fali. W falowodzie dla pasma 10 GHz wystarczą bolce o średnicach 6 – 8 mm. Ramiona przełącznika powinny być rozchylone co najwyżej pod kątem  $60^\circ$ , gdyż większe kąty powodują powstanie nieciąg-

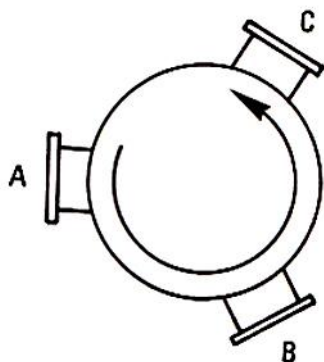
łości i wzrost współczynnika fali stojącej (WFS). Wzrost WFS powodują także wszelkie niedokładności w wykonaniu przełącznika.

## 2.4. Cyrkulatory

Cyrkulatory są wielowrotnościami pozwalającymi na podłączenie do nich oddzielnie odbiornika, nadajnika, anteny nadawczo-obiorczej, ewentualnie także sztucznego obciążenia. Nie posiadają one żadnych ruchomych części mechanicznych. Zawarty wewnątrz rdzeń ferrytowy namagnesowany przez magnes stały powoduje (w wyniku efektu Faradaya), że sygnał z jednych wrót może przejść tylko w wyznaczonym kierunku do wrót następnych, a z nich w tym samym kierunku do jeszcze następnych.

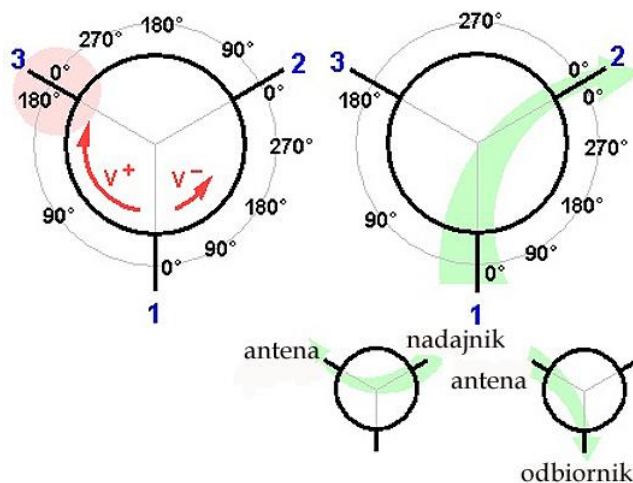
Podłączając więc do jednych wrót antenę, a do pozostałych nadajnik i odbiornik otrzymuje się separator odbiornika i nadajnika nie wymagający jego przełączania (są one z tego powodu powszechnie stosowane w urządzeniach radarowych). Cyrkulator może też służyć do zabezpieczenia nadajnika przed skutkami silnego niedopasowania anteny (np. w wyniku jej uszkodzenia), gdyż odbita w takim przypadku energia przechodzi do następnych wrót obciążonych sztucznym obciążeniem, gdzie jest tracona w postaci ciepła. Nie dociera ona do nadajnika, gdzie mogłaby spowodować jego przegrzanie lub uszkodzenie w wyniku za wysokich napięć albo prądów.

Cyrkulatory pracują tylko w pewnych ograniczonych konstrukcyjnie zakresach częstotliwości. Tłumienie wnoszone w kierunku propagacji („przewodzenia”) leży w okolicach 0,5 dB (jest to zależne od częstotliwości pracy ale zasadniczo poniżej 1 dB), a w kierunku przeciwnym (zaporowym) – 20–25 dB.



Rys. 2.4.1 (po lewej). Cyrkulator falowodowy o kierunku propagacji A-B-C

Fot. 2.4.2 (po prawej). Cyrkulator na zakres 1 GHz



Rys. 2.4.3. Zasada pracy cyrkulatora ferrytowego



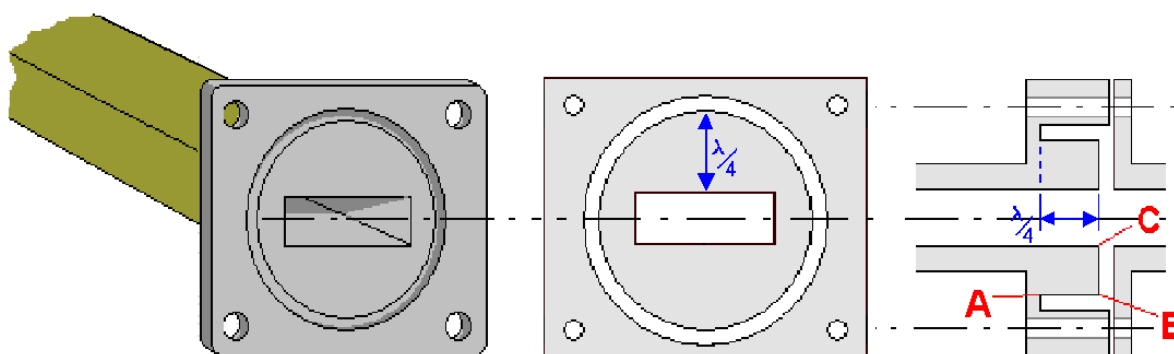
W cyrkulatorze z rysunku 2.4.3 energia doprowadzona do wejścia 1 dzieli się na dwie równe części rozchodzące się poprzez ferryt z różnymi szybkościami. Do wyjścia 3 sygnały docierają w przeciwnych fazach i kompensują się nawzajem. Do wyjścia 2 sygnały docierają w zgodnych fazach i sumując się odtwarzają sygnał wejściowy. Dzięki symetrycznej konstrukcji cyrkulatora dla każdego wrót można określić jednoznacznie drogę propagacji sygnału. Jeżeli do wrót 3 jest podłączona antena to energia nadawcza jest zawsze kierowana z wrót 2 do anteny, a sygnały odbierane – od anteny do wrót 1. Cyrkulator jest elementem nieodwracalnym, przykładowo transmisja w kierunku od wrót 1 do 2 przebiega inaczej niż w kierunku przeciwnym.

## 2.5. Falowody dla pasm amatorskich

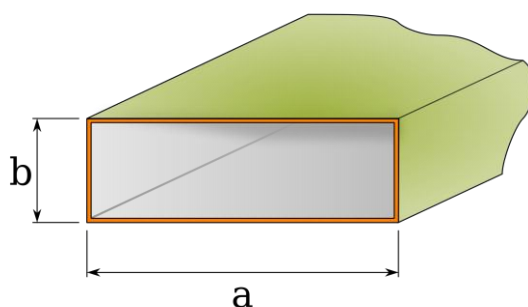
Tabela 2.5.1

Parametry falowodów prostokątnych używanych w pasmach amatorskich

Pasma [GHz]	Typ			Zakres [GHz]	Częstotliwość graniczna [GHz]	Wymiary wewnętrzne [cm]	Wymiary zewnętrzne [cm]
	WG	WR	R				
6		159	58	4,64 – 7,05		4,039 x 2,019	
6	14	137	70	5,85 – 8,20	4,301	3,4849 x 1,58	
10	16	90	100	8,20 – 12,40	6,557	2,286 x 1,016	2,54 x 1,27
10	17	75	120	9,84 – 15,0		1,905 x 0,953	
24	20	42	220	18,00 – 26,50	14,047	1,0668 x 0,5334	1,27 x 0,635
47	25	15	620	50,00 – 75,00	39,863	0,3759 x 0,1880	0,579 x 0,391
47		19	500	40,00 – 60,00		0,478 x 0,239	



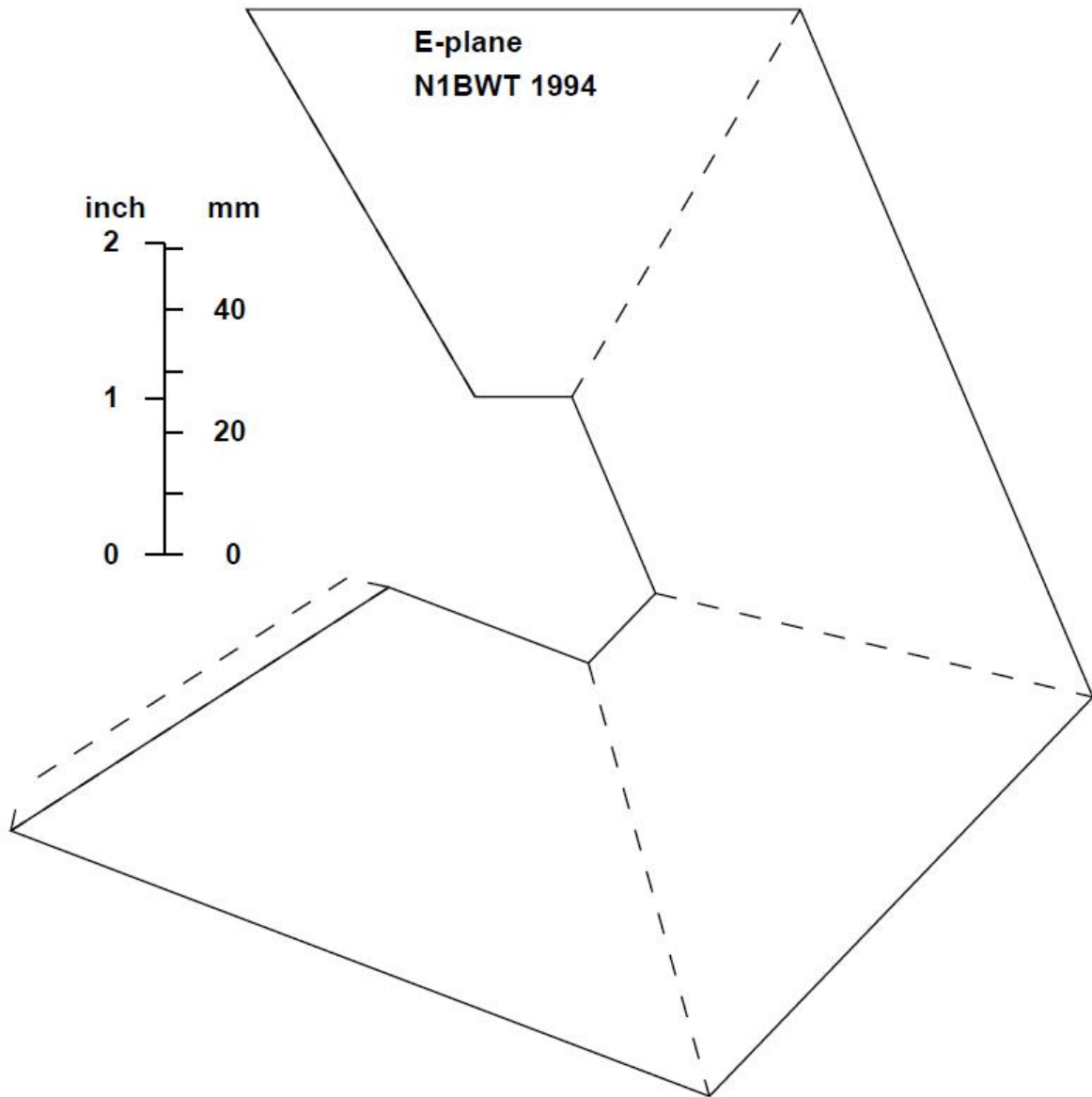
Rys. 2.5.1. Zasada łączenia odcinków falowodów przy użyciu złączy dławikowych. Zwarcie na końcu poziomego (równoległego do falowodu) odcinka A jest transformowane na rozwarcie na połączeniu z odcinkiem pionowym B i z kolei znowu na zwarcie na linii ścianki falowodu C. Dzięki temu niedokładności kontaktu falowodów przestają odgrywać negatywną rolę



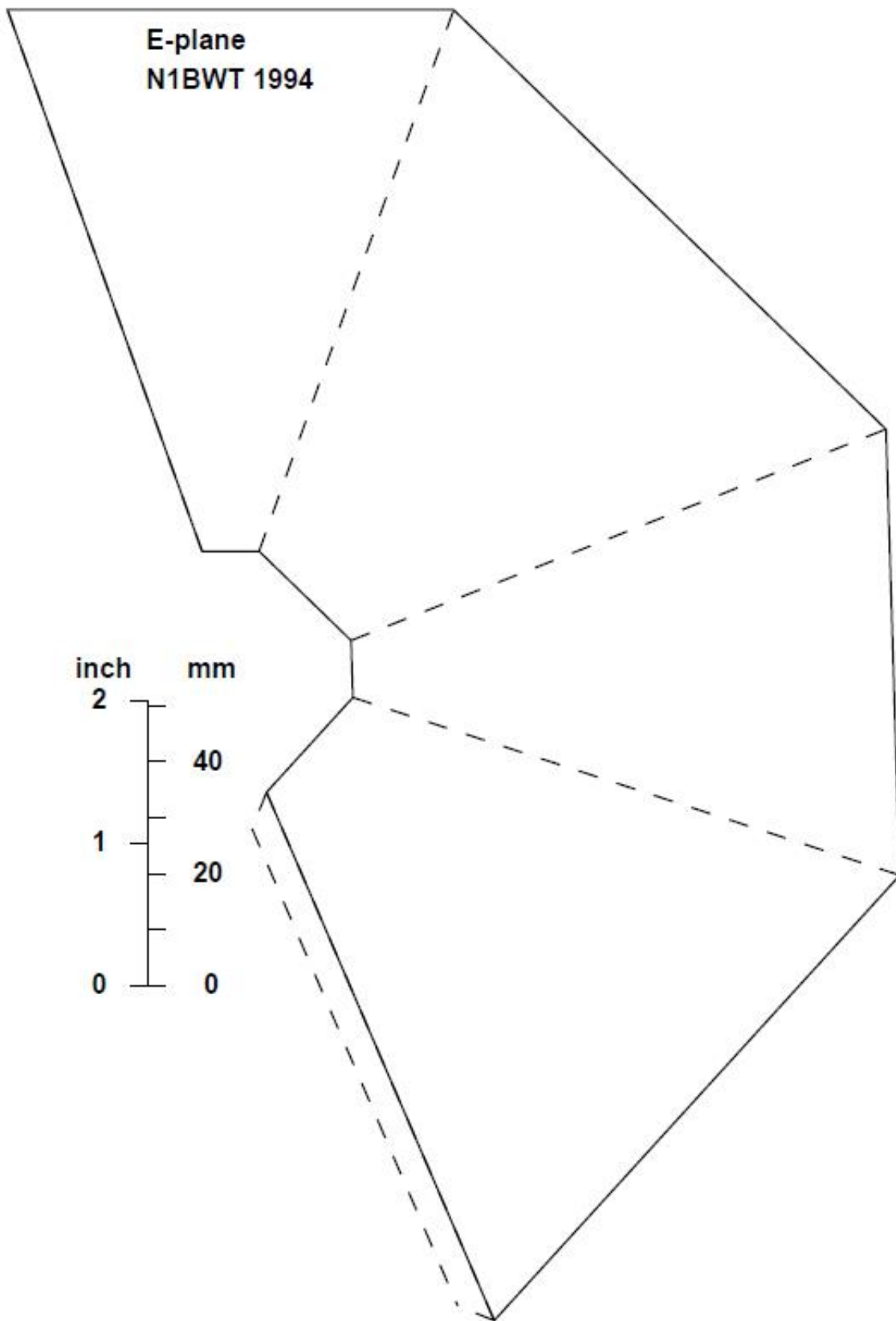
Rys.2.5.2. Oznaczenia wymiarów falowodów prostokątnych, standardowo  $b = a/2$

## 2.6. Szablony do konstrukcji anten tubowych

Szablony przytoczono za [Wade1994]. Na ilustracjach zachowano oryginalne skale w mm i calach oraz podpisy segmentów leżących w płaszczyźnie E. Dla otrzymania użytecznego szablonu należy rysunek wydrukować w takiej skali aby podziały zgadzały się z rzeczywistością.

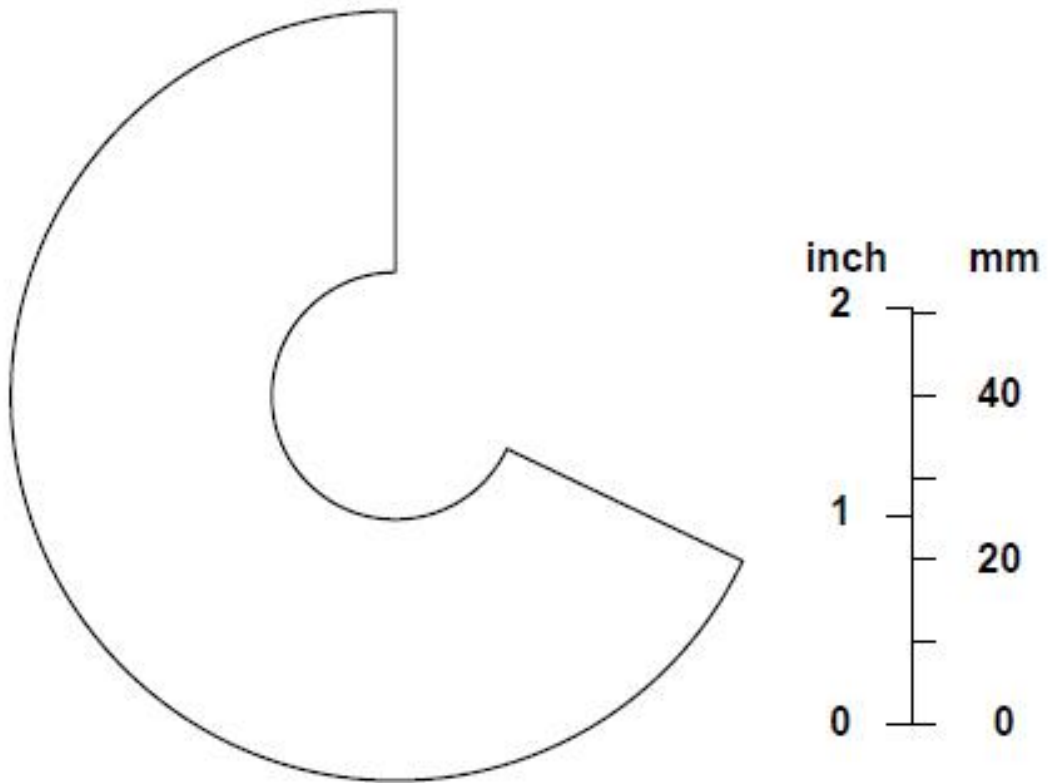


Rys.2.6.1. Szablon anteny o zysku 14 dBi na zakres 5760 MHz

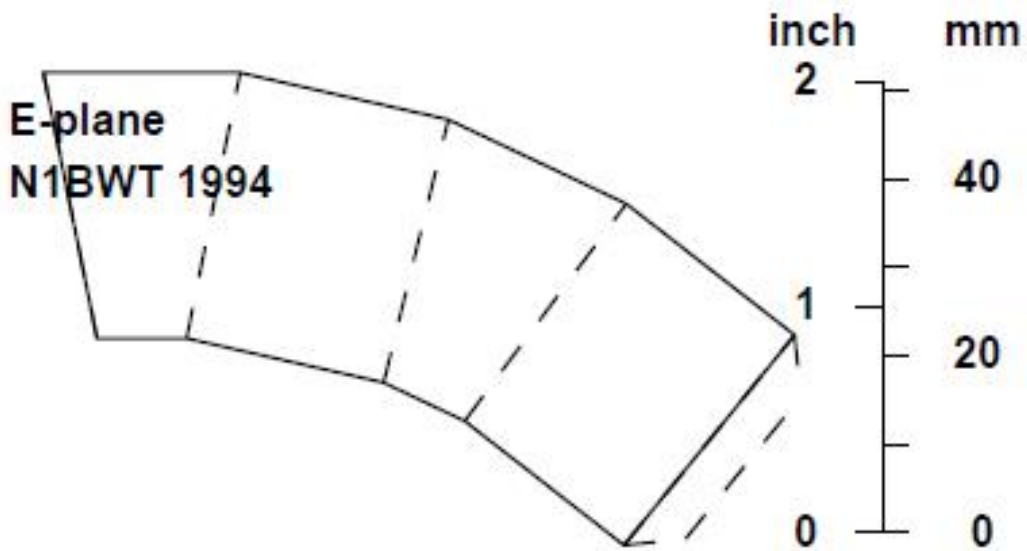


Rys. 2.6.2. Szablon anteny o zysku 18 dBi na zakres 10368 MHz

**N1BWT 1998**



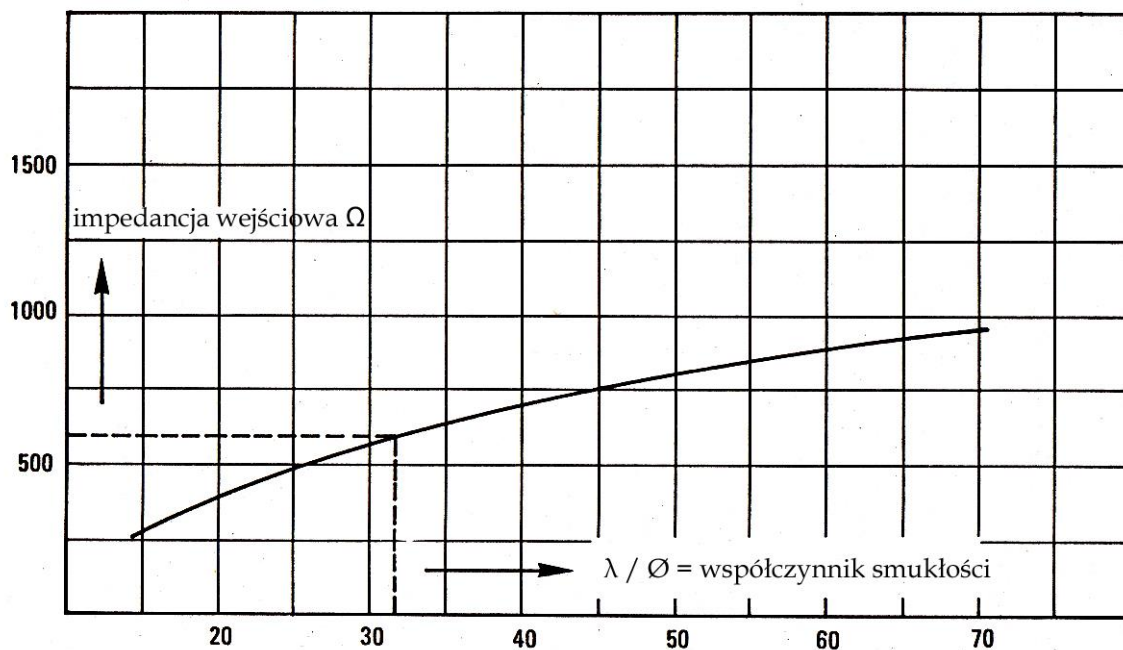
Rys. 2.6.3. Szablon anteny puszkowej o zysku 14 dBi na zakres 10368 MHz



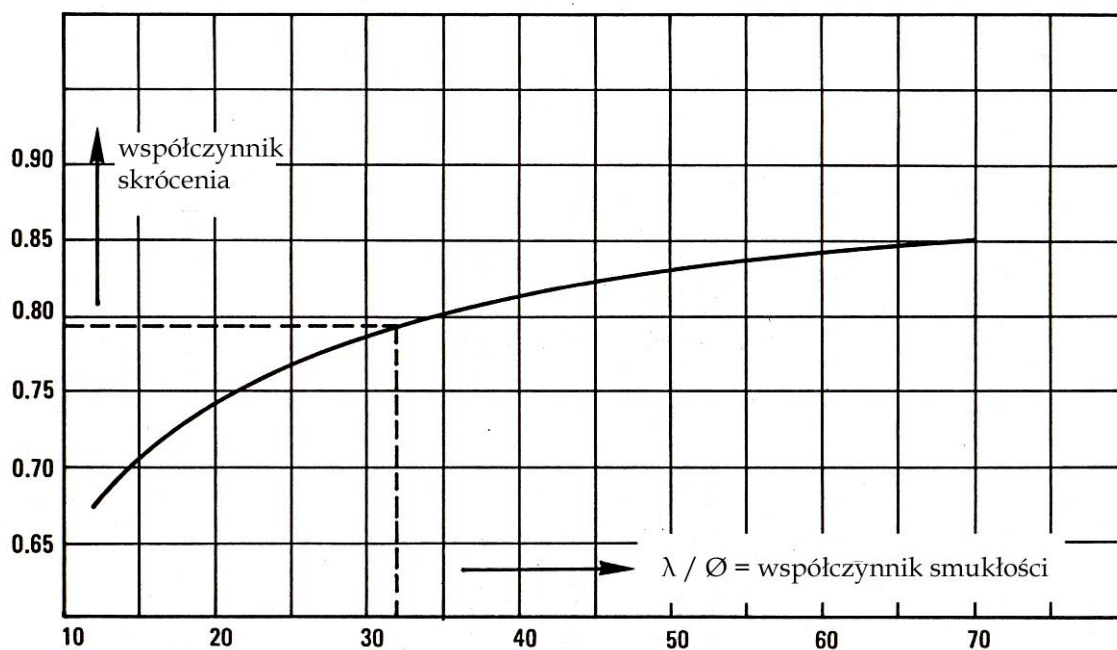
Rys. 2.6.4. Szablon anteny o zysku 8 dBi na zakres 10368 MHz

### 3. Anteny planarne

Całofalowe dipole zasilane na końcach posiadają wysoką impedancję wejściową co ułatwia wykorzystanie ich w układach wieloantennowych. Poprzez równoległe łączenie wejść o dużej impedancji uzyskuje się wypadkowe impedancje ułatwiające dopasowanie do linii transmisyjnych. Przebiegi napięć i prądów w obu połówkach dipola są odwrócone o  $180^\circ$  w stosunku do siebie. Zasadniczo możliwe jest zwiększenie zysku anten całofalowych przez dodanie reflektorów i direktorów, ale w praktyce w układach antenowych stosowane są wyłącznie reflektory. Sam dipol całofalowy zapewnia zysk około 1,8 dBd.



Rys. 3.1. Zależność impedancji wejściowej dipola całofalowego od jego smukłości

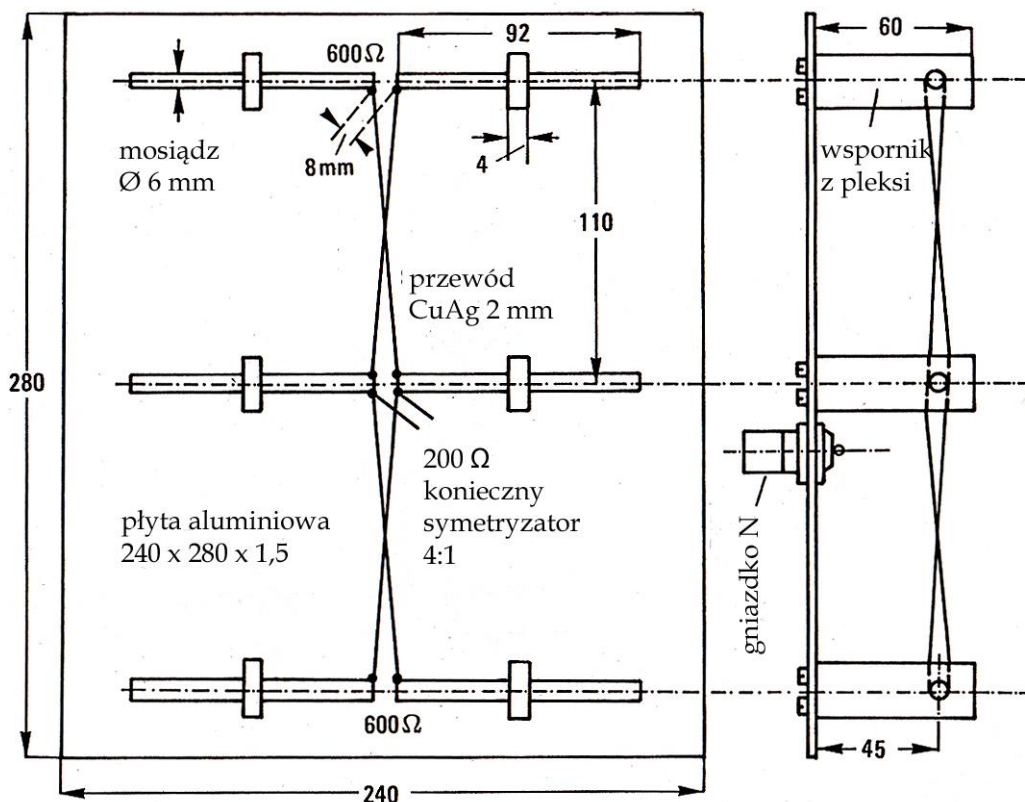


Rys. 3.2. Zależność współczynnika skrócenia dipola całofalowego od jego smukłości

### 3.1. Sześcieelementowy układ antenowy na pasmo 23 cm

Antena składa się z sześciu półfalowych połówek tworzących razem ułożone piętrowo trzy dipole całofalowe. Przy impedancjach wejściowych każdej z par równych  $600 \Omega$  impedancja wejściowa całości wynosi  $200 \Omega$  i pozwala na łatwe dopasowanie do kabla  $50 \Omega$ . Dla otrzymania impedancji wejściowej dipola  $600 \Omega$  jego współczynnik smukłości wg wykresu 3.1 musi wynieść 32,5, co dla fali 23 cm daje grubość elementów 7 mm. Dzięki zbliżeniu reflektora na odległość 45 mm ( $0,2 \lambda$ ) impedancja wejściowa uległa zmniejszeniu o tyle, że grubość elementów zredukowała się do 6 mm. Z wykresu 3.2 dla współczynnika smukłości 32,5 otrzymuje się współczynnik skrócenia 0,8. Długość dipola całofalowego wynosi więc  $23 \times 0,8 = 18,4$  cm. Każda z jego połówek ma długość 9,2 cm. Linie fazujące pomiędzy nimi mają dla długości względnej  $\lambda/2$  długość mechaniczną 11,5 cm, a przy uwzględnieniu współczynnika skrócenia 11 cm. Grubość i odstęp między przewodami są niekrytyczne. Można je wykonać z przewodu CuAg o średnicy 2 mm. Do konstrukcji reflektora można użyć blachy albo siatki metalowej. Rozmiary oczek siatki nie mogą przekraczać  $1/10$  fali. Przy wymiarze  $1/20$  fali reflektor z siatki zachowuje się jak wykonany z pełnej blachy. Wymiary reflektora powinny być co najmniej o 5% większe od układu promienników, ale dla poprawy tłumienia wstecznego mogą być wyraźnie większe i nie są krytyczne powyżej tej wielkości. Symetryzator 4:1 najlepiej wykonać w postaci półfalowej pętli z kabla zasilającego. Zamiast wsporników z pleksiglasu można zastosować też teflonowe.

Antenę można też zasilac na dolnym elemencie zamiast na środkowym. Jej impedancja wejściowa nie ulega w tym przypadku zmianie. W związku z różnicą długości linii pomiędzy dipolem dolnym i górnym występuje wprawdzie pewna różnica fazy, ale dla anteny trzypiętrowej jest ona jeszcze pomijalna. Może natomiast stać się problemem dla anten wielopiętrowych.

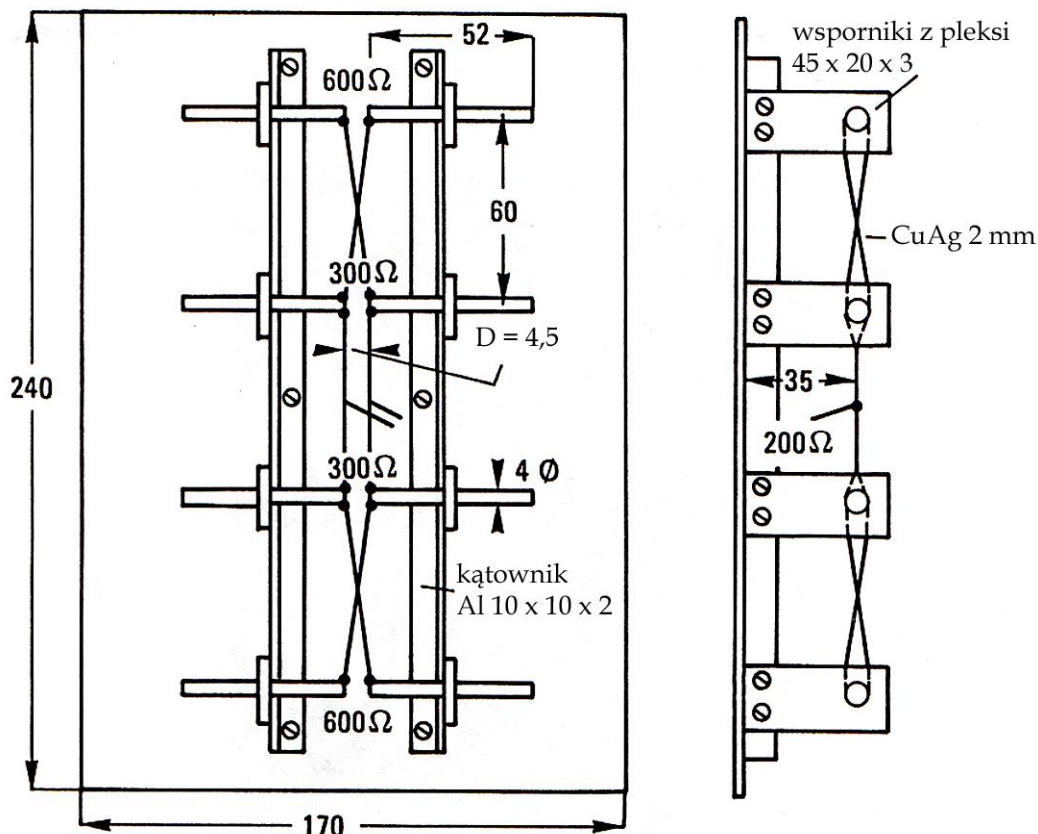


Rys. 3.1.1. Konstrukcja anteny

### 3.2. Ośmioelementowy układ antenowy na pasma 13 i 9 cm

Antena ma podobną konstrukcję jak poprzednia, ale przy ośmiu elementach niemożliwe jest jej zasilanie na elemencie środkowym. Pary elementów 1 i 2 oraz 3 i 4 są połączone równoległe i następnie

przez dwa transformatory ćwierćfalowe połączone z zaciskami wejściowymi. Każdy z dipoli powinien mieć impedancję wejściową  $600 \Omega$ , z czego wynika współczynnik smukłości 32,5 i konsekwentnie grubość elementów 4 mm. Każda z par ma w wyniku połączenia równoległego impedancję wejściową  $300 \Omega$ , a znajdujące się pomiędzy nimi dwa odcinki transformatorów ćwierćfalowych transformują ją na  $400 \Omega$  (ich impedancja falowa obliczana jako pierwiastek kwadratowy z  $300 \times 400$  musi wynosić  $346 \Omega$ ). Przy 2 mm grubości przewodów odstęp między nimi musi wynosić 18 mm – dla uzyskania podanej impedancji falowej musi on być 9 razy większy od średnicy przewodów. Przy założeniu współczynnika skrócenia 0,8 jak w poprzedniej konstrukcji długości elementów muszą wynosić 52 mm, a linie fazujące (przy współczynniku skrócenia 0,9) mają długości 60 mm. Elementy są umieszczone na wspornikach z pleksiglasu w odległości 35 mm od reflektora.



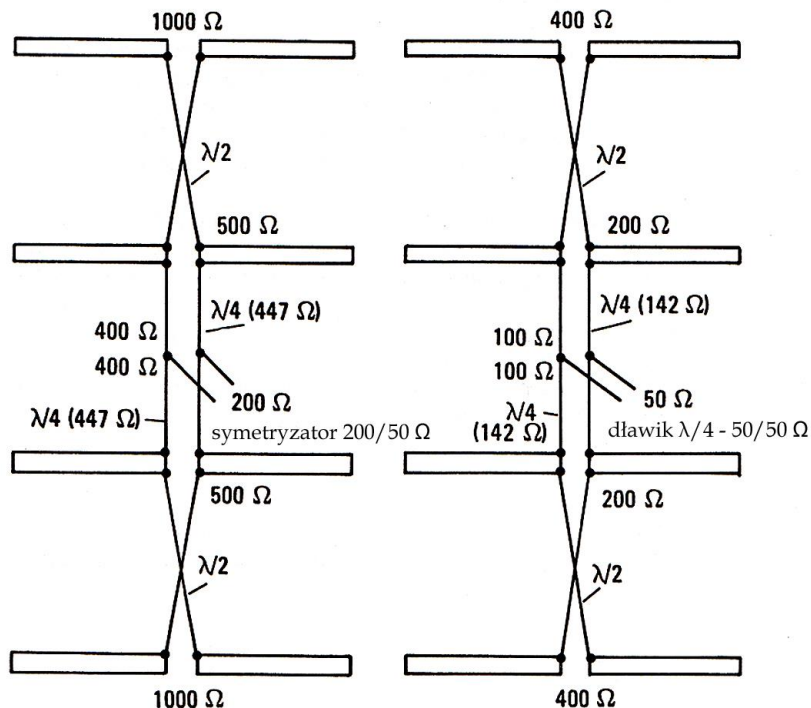
Rys. 3.2.1. Konstrukcja anteny

Transformator symetryzujący jest wykonany ze sztywnego kabla UT141, RG-141 lub RG-188. W antenie na pasmo 9 cm przy impedancji wejściowej elementów  $600 \Omega$  i wynikającym stąd współczynniku smukłości 32,5 grubość elementów powinna wynosić 0,276 cm, ale w w praktyce stosowane są rurki o średnicy 3 mm. Dla tego samego współczynnika smukłości i wynikającego z niego współczynnika skrócenia elementy mają długość 7,2 cm. Wymiary transformatora symetryzującego są wprawdzie małe, ale jest on jeszcze wykonalny ze sztywnego kabla. Można też zmienić współczynnik smukłości na przykład na 18, co da grubości elementów 5 mm i impedancje wejściowe  $150 \Omega$ . Przy równoległym połączeniu trzech dipoli całofalowych otrzymuje się w prosty sposób  $50 \Omega$ . Kabel współosiowy można wprawdzie podłączyć bezpośrednio do zacisków anteny, ale lepiej jest użyć do symetryzacji ćwierćfalowego dławika prądów powierzchniowych.

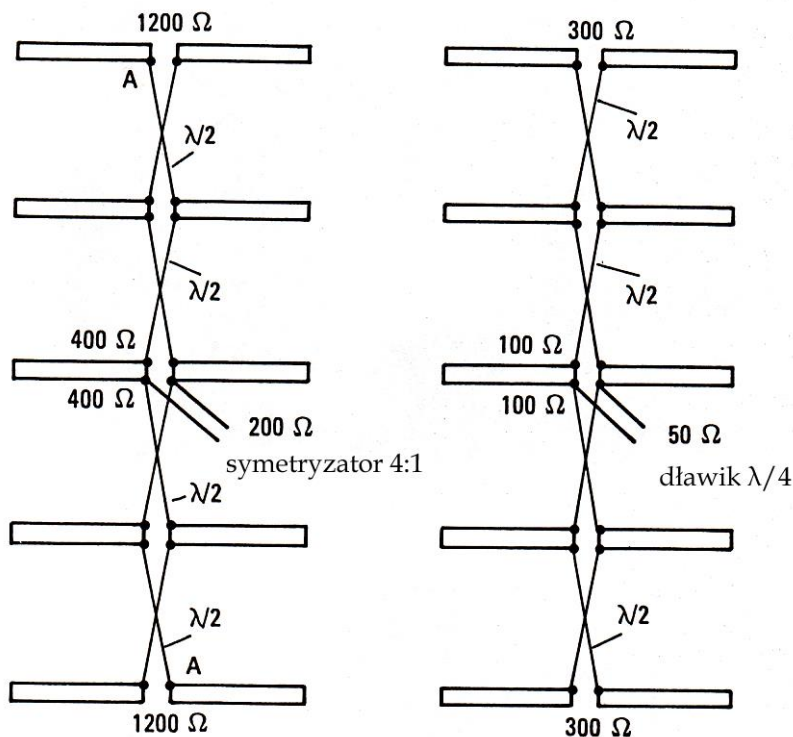
W paśmie 6 cm wymiary anteny okazują się trudne do zrealizowania. Lepiej jest skorzystać z dowolnego rodzaju anteny szerokopasmowej albo z anteny tubowej.

Przedstawiony na rys. 3.2.1 schemat zasilania anteny czteropiętrowej nie jest jedynym z możliwych rozwiązań. Przykłady kilku dalszych wariantów pokazano na następnej ilustracji. Możliwe jest też tworzenie schematów dla większej liczby pięter, tak aby po równoległym połączeniu górnej i dolnej połowki anteny otrzymywać wypadkowo łatwe do dopasowania przez symetryzator o przekładni 4:1 impedancje  $200 \Omega$ , albo też bezpośrednio impedancje  $50 \Omega$ . Wysokie impedancje wejściowe w niektórych

z nich wymagają dużych współczynników smukłości, co z kolei oznacza, że na wyższych pasmach elementy musiałyby być niepraktycznie cienkie. Przykładowo dla uzyskania impedancji 1200 Ω konieczny jest współczynnik smukłości 71 co w paśmie 23 cm daje 3-milimetrową grubość elementów. Dla większej liczby elementów dobrym rozwiązaniem jest też tworzenie układów prostych anten trzy- lub czteropiętrowych. Liczba możliwych wariantów jest na tyle duża, że musimy się ograniczyć tylko do niektórych wybranych.



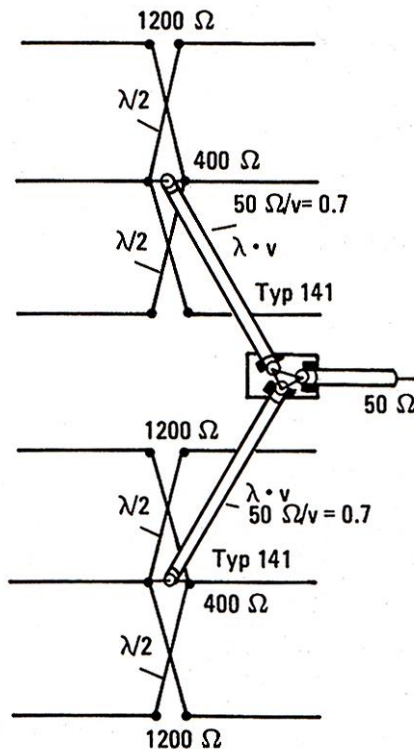
Rys. 3.2.2. Warianty zasilania anten czteropiętrowych



Rys. 3.2.3. Warianty zasilania anten pięciopiętrowych



Każda z anten trzypiętrowych składa się z trzech dipoli o impedancji wejściowej  $1200 \Omega$ , a więc ma wypadkową impedancję  $400 \Omega$ . Są one połączone z punktem centralnym za pomocą całofalowych odcinków linii, w sumie więc dzięki ich równoległemu połączeniu otrzymuje się impedancję  $200 \Omega$ , tatką do dopasowania do linii 50-omowej. Oczywiście przy obliczaniu długości linii całofalowych należy uwzględnić współczynnik skrócenia kabla. Dla pasm 23 i 13 cm zalecane jest użycie sztywnego kabla typu UT141.



Rys. 3.2.4. Schemat zasilania układu dwóch anten trzypiętrowych

### 3.3. Fabryczne anteny planarne do łączności naziemnych

W tabeli podano jako przykład najważniejsze parametry anten planarnych produkcji *Wimo* i *TP-Link*. Anteny są zabezpieczone osłoną z białego PCW.

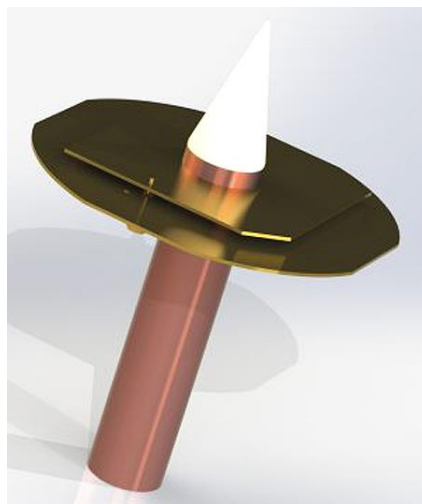
Tabela 3.3.1

Parametry anten PA13R, PA23R i TL-ANT5823B

Parametr	PA13R	PA23R	TL-ANT5823B
Zakres częstotliwości [MHz]	2300 – 2500	1240 – 1300	5150 – 5850
Zysk [dBi]	11	17	23
WFS	< 1,5	< 1,5	< 1,5
Tłumienie wsteczne [dB]	> 20	> 15	> 28
Impedancja wejściowa [ $\Omega$ ]	50	50	50
Maks. moc wejściowa [W]	50	50	100
Polaryzacja	Liniowa H lub V	Liniowa H lub V	Liniowa H lub V
Gniazdo	N	N	N
Wymiary [mm]	130 x 130	450 x 450 x 85	320 x 320 x 20
Masa [g]	390	1300	

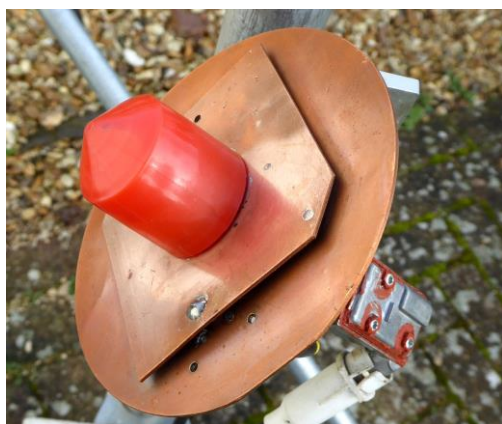
### 3.4. Anteny planarne do pracy przez satelitę QO-100

Jako wspólna antena nadawczo-odbiorcza w ognisku anteny parabolicznej może służyć antena planarna konstrukcji DJ7GP lub antena POTY opracowana przez G0MJW, PA3FYM i M0EYT. Dla uzyskania polaryzacji kołowej prawoskrętnej promienniki oświetlające antenę paraboliczną muszą mieć polaryzację lewoskrętną. Do łączności przez satelitę QO-100 wystarczą anteny o średnicy 65 – 85 cm.



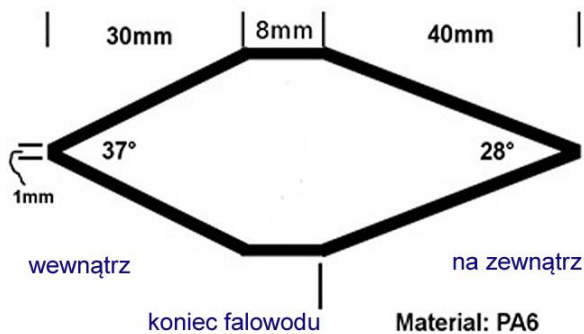
Fot. 3.4.1. Dwupasmowa antena planarna firmy BaMaTech

Fot. 3.4.2. Antena planarna POTY

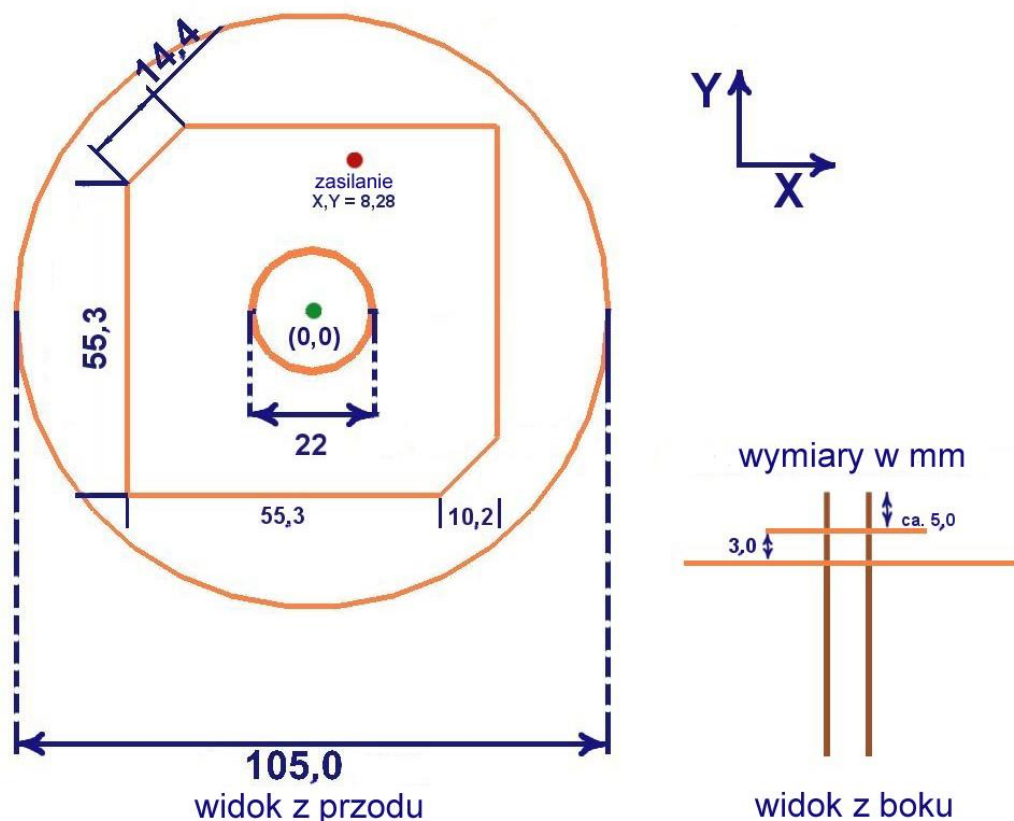


Fot. 3.4.3. Przykład konstrukcji anteny z rys. 3.4.5

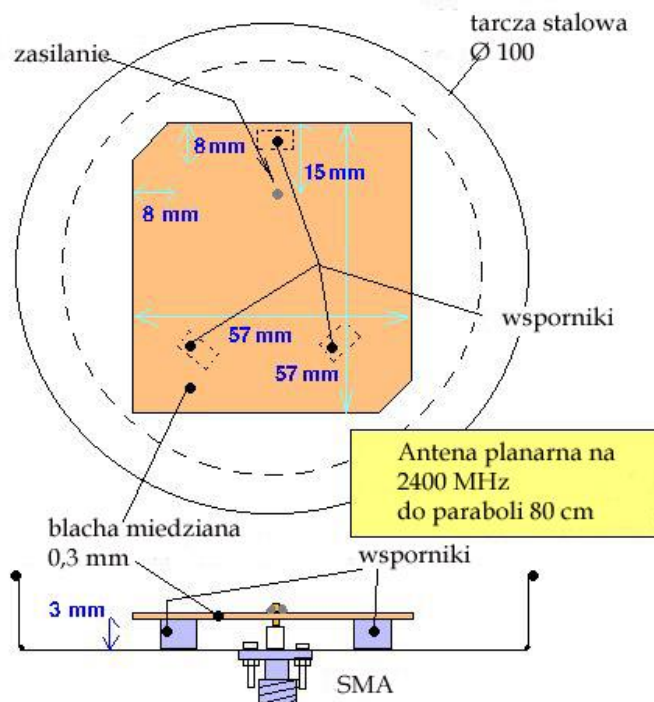
Fot. 3.4.4. Soczewka w postaci podwójnego stożka jest wykonana z poliamidu PA6 i ma średnicę 20 mm



Rys. 3.4.6. Wymiary soczewki stożkowej

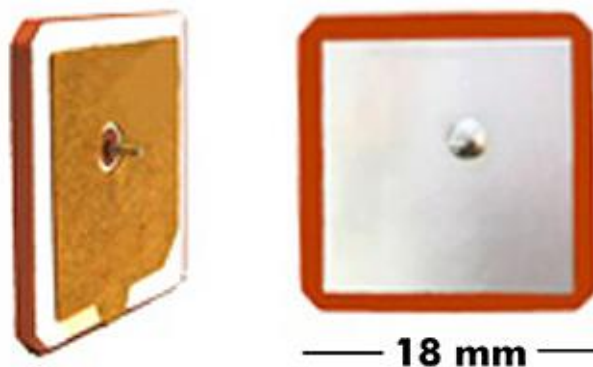


Rys. 3.4.5. Wymiary anteny planarnej na pasmo 13 cm. Elementy są wykonane z blachy mosiężnej lub miedzianej o grubości 1 mm, a puszkowa antena środkowa na 10 GHz z rurki miedzianej od instalacji wodnych o średnicy zewnętrznej 22 mm i wewnętrznej 20 mm. Do punktu zasilania podłączony jest kontakt środkowy gniazdka koncentrycznego. Należy stosować gniazdka dobrej jakości z kołnierzem montażowym i izolatorem teflonowym



Rys. 3.4.7. Alternatywna konstrukcja anteny planarnej

Antenę z rysunku 3.4.5 można użyć także do innych celów – naziemnych łączności w paśmie 13 cm albo w liniach radiowych – i jeżeli antena na 10 GHz nie jest wówczas potrzebna można zastosować elementy bez otworu w środku. Reflektor może też mieć kołnierz o wysokości 5 – 6 mm. Antena konstrukcji JF6BCC na pasmo 2400 MHz do reflektora parabolicznego miała wymiary: bok kwadratu 57 mm, ścięcie do odległości 8 mm od rogu, a zasilanie na środku krawędzi w odległości 15 mm od brzegu.



Fot. 3.4.8. Antena planarna na zakres 1,5 GHz do odbioru satelitów GPS składa się z płytki z materiału izolacyjnego (żywicy epoksydowej, teflonu itp.) pokrytej obustronnie materiałem przewodzącym. Dolna okładzina jest połączona z masą. Antena jest zasilana poprzez sprzężenie pojemnościowe albo za pomocą linii mikropaskowej, kąt rozwarcia wiązki leży w zakresie 90 – 100°, a tłumienie wsteczne ok. 20 dB

## 4. Anteny paraboliczne

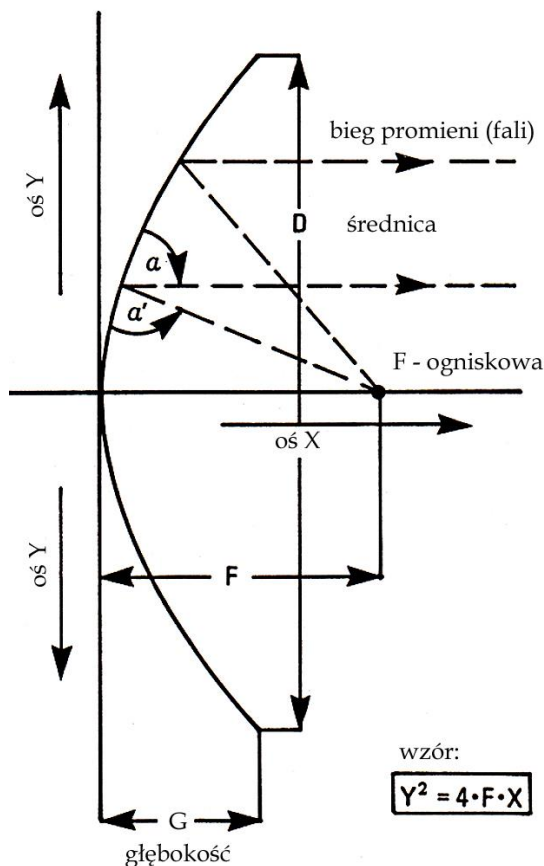
Anteny paraboliczne składają się z czaszy o kształcie paraboloidy obrotowej lub jej wycinka i znajdującego się w ognisku paraboloidy promiennika – właściwej anteny nadawczo-odwiorczej. W warunkach amatorskich stosowanych jest wiele różnych typów promienników: tubowych, puszkowych, będących mniej lub bardziej rozbudowanymi zakończeniami falowodów itp.

Zysk kierunkowy anteny parabolicznej zależy w dużym stopniu od jej powierzchni i może osiągać znaczne wartości. Powierzchnia skuteczna anteny parabolicznej jest równa powierzchni fizycznej jej wlotu.

Położenie ogniska jest zależne od konstrukcji paraboli. W przypadku parabol płaskich ognisko znajduje się w większej odległości od reflektora. W przypadku średnim ognisko jest umieszczone na poziomie granicy czaszy lub w pobliżu, natomiast w przypadku parabol głębokich – stosunkowo w głębi paraboli. Do najważniejszych parametrów paraboli należą jej średnica otworu  $D$  (zwana też aperturą) i ogniskowa  $F$ . Istotnym parametrem jest też stopień oświetlenia powierzchni paraboli. Jest on powiązany z pierwszymi dwoma następującą zależnością:

$$q = 16 F^2 / D^2.$$

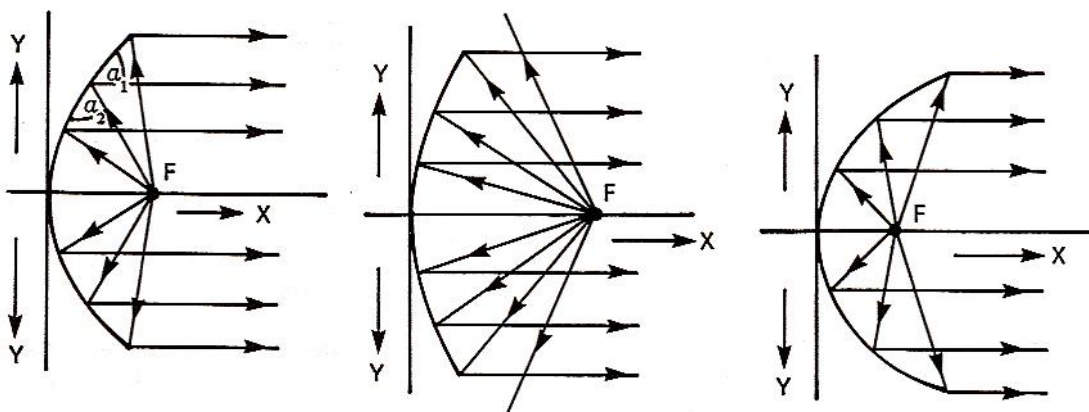
Dobre oświetlenie czaszy osiąga się dla  $q = 2 - 4$ . Jak widać na rysunku 4.1 promienie wychodzące z ogniska tworzą równoległą wiązkę, a w kierunku przeciwnym równoległa wiązka fal po odbiciu od czaszy zostaje skupiona w ognisku paraboloidy. W sytuacji rzeczywistej wiązka nadawana nie jest idealnie równoległa, a nieidealna wiązka odebrana nie jest też skupiana w całości w ognisku anteny, ale mimo to anteny paraboliczne przy stosunkowo nieskomplikowanej konstrukcji zapewniają znaczne zyski. Również umieszczone w ognisku anteny promienniki nie stanowią punktowego źródła fali. Głębokość paraboloidy  $G$  jest powiązana ze średnicą  $D$  i ogniskową  $F$  następującą zależnością:  $G = D^2 / 16 F$ .



Rys. 4.1. Podstawowe parametry paraboli

W zależności od kształtu i szerokości wiązki promiennika oświetlającego czaszę część energii może być promieniowana poza jej krawędź i nie zostanie odbita (a więc część energii jest tracona bezużytecz-

nie). W przypadku wiązki zbyt wąskiej oświetla ona tylko część powierzchni reflektora – a więc nie jest on dostatecznie wykorzystany. Sama antenka oświetlająca też przysłania pewną część powierzchni reflektora obniżając wypadkowy zysk. Przeważnie charakterystykę kierunkową promiennika dobiera się tak, aby szerokość jego wiązki na poziomie -10 dB pokrywała się z krawędzią paraboloidy. W odróżnieniu od przedstawionej w punkcie 4.1 anteny z reflektorem cylindrycznym paraboloida obrotowa skupia energię we wszystkich płaszczyznach i dzięki temu pozwala na osiągnięcie większych zysków. Reflektory paraboliczne stosowane są przez krótkofalowców przeważnie w pasmach 6, 3, 1,25, 0,6 i 0,4 cm. W zależności od średnicy anteny i zakresu częstotliwości osiągane są zyski dochodzące do 50 dB. Oprócz średnicy reflektora zysk jest zależny również od jego kształtu (głębokości) i ogniskowej, oraz oczywiście od właściwości promiennika oświetlającego czaszę.



Rys. 4.2 (po lewej). Zasada skupiania energii: kąt padania promienia równa się kątowi odbicia

Rys. 4.3 (na środku). Parabola płytka o długiej ogniskowej, część energii może być promieniowana poza jej krawędź

Rys. 4.4 (po prawej). Parabola głęboka o krótkiej ogniskowej, kąt oświetlenia obszarów skrajnych staje się niekorzystny

Od głębokości paraboloidy (długości ogniskowej) zależne jest jej oświetlenie. Zależnie od kształtu reflektora może on być oświetlony tylko częściowo albo też część energii jest promieniowana poza jego krawędź i nie może zostać odbita. Ryzyko to jest tym większe im dłuższa jest ogniskowa anteny. W reflektorach głębokich skuteczna powierzchnia odbijająca na krańcach i kąty odbicia stają się niekorzystnie duże. Dla oświetlenia obszarów w pobliżu krawędzi promiennik musi częściowo promieniować do tyłu.

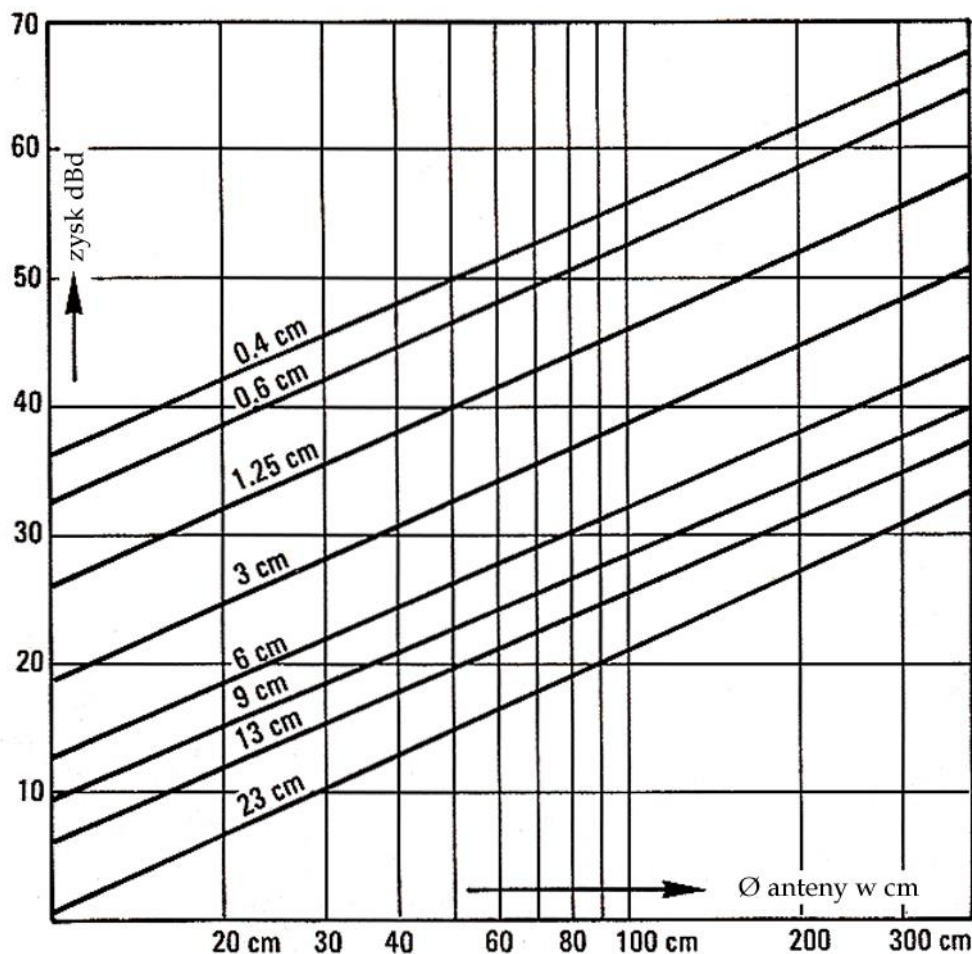
Przy założeniu punktowego promiennika zysk kierunkowy anteny paraboloidalnej w stosunku do dipola półfalowego oblicza się ze wzoru;

$G = 4\pi DF / \lambda^2$ , gdzie F jest ogniskową w cm, D – średnicą w cm i  $\lambda$  długością fali w cm. Przykładowo dla paraboloidy o średnicy D = 80 cm, ogniskowej F = 30 cm i fali 13 cm otrzymuje się zysk 178,5 co po przeliczeniu na dB daje 22,5 dBd.

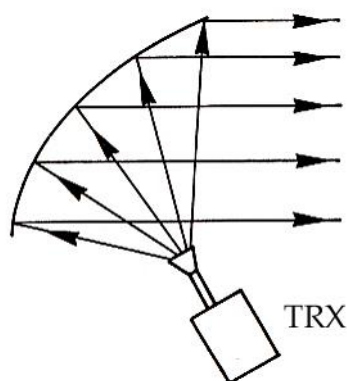
Zysk w dBi w zależności od średnicy anteny i częstotliwości oblicza się ze wzoru:

$G [\text{dBi}] = 17,82 + 20 \log D + 20 \log f$ , gdzie D jest średnicą wyrażoną w m, a f – częstotliwością w GHz.

Dla bardziej płaskich anten osiągane są wyższe zyski aniżeli dla anten głębokich. Typowe stosunki F/D leżą w zakresie 0,3 – 0,7, z przewagą pomiędzy 0,4 – 0,6. Dobrym stosunkiem ogniskowej do średnicy jest F/D = 0,4. Zysk promiennika powinien wynosić w tym przypadku 7 – 10 dBd.



Rys. 4.5. Zysk kierunkowy anteny parabolicznej w funkcji średnicy i długości fali przy stosunku  $F/D = 0,4$

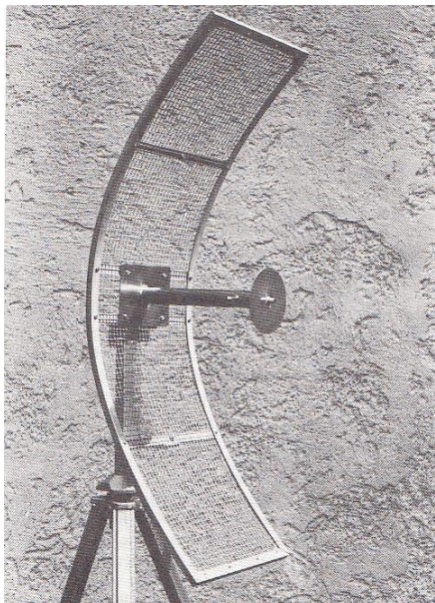


Rys. .4.6. Zasada działania anteny podświetlonej – ofsetowej. Reflektor stanowi fragment powierzchni parabolicznej nie zawierający wierzchołka

W antenach podświetlonych lub ofsetowych (niem. *Muschelstrahler*, *m*, *Offsetparabolantenne*, *f*, fr. *la parabole offset*) promiennik znajduje się z boku głównego kierunku odbioru lub promieniowania fali i nie przysłania dzięki temu reflektora. Reflektor ofsetowy stanowi wycinek paraboloidy nie zawierający wierzchołka. Anteny podświetlone charakteryzują się dużym współczynnikiem wykorzystania apertury (ponad 0,65). Do zasilania anteny podświetlonej stosuje się promienniki o nieco innych

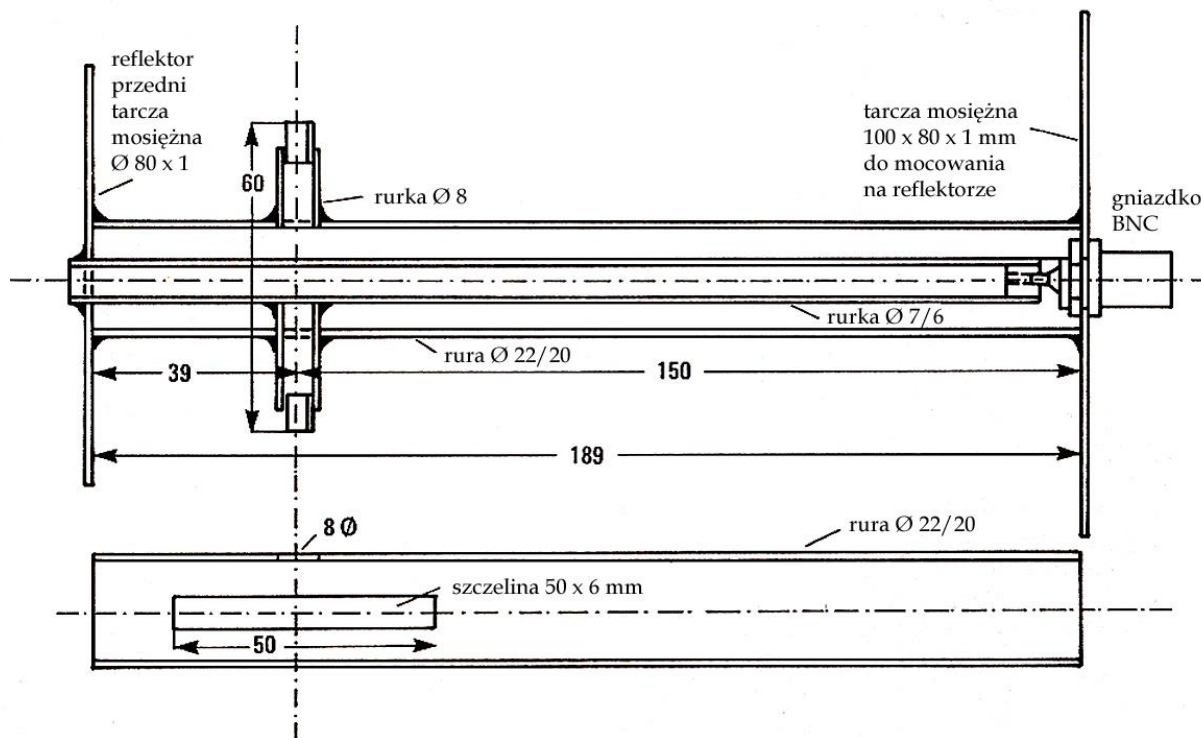
parametrach niż w przypadku anten symetrycznych. Anteny takie są obecnie bardzo rozpowszechnione jako odbiorcze do telewizji satelitarnej, ale krótkofalowcy korzystają z nich w mniejszym stopniu. Do łączności naziemnych antenę podświetlaną można także zamontować odwróconą o  $180^\circ$  z uchwytem do promiennika u góry.

#### 4.1. Anteny z reflektorem cylindrycznym



Oprócz paraboloid obrotowych stosowane są także anteny z reflektorem cylindrycznym, stanowiącym wycinek powierzchni zagiętej parabolicznie wzdłuż jednej osi. W takim przypadku źródło promieniowania powinno mieć kształt liniowy (dipola) a nie możliwie jak najbardziej zbliżony do punktowego, jak tego wymaga paraboloida obrotowa. W dużym przybliżeniu można ją uznać za spokrewnioną z omawianą na początku skryptu anteną z reflektorem kątowym, tyle tylko, że tutaj reflektor nie jest załamany a wygięty parabolicznie. Anteny takie są przeważnie stosowane w pasmach 70, 23, 13 i 9 cm.

Fot. 4.1.1. Antena na pasmo 13 cm



Rys. 4.1.2. Konstrukcja promiennika dla pasma 13 cm

Szerokość reflektora powinna być równa co najmniej  $2\lambda$ , a wysokość  $3\lambda$ . Reflektor anteny na pasmo 13 cm ze zdjęcia 4.1.1 ma szerokość 40 cm i wysokość 80 cm. Po wymianie promiennika anteny można używać na pasmach 23 albo 9 cm. Przy gęstości siatki 8 mm reflektor nadaje się jeszcze na pasmo 9 cm. Oczka siatki powinny mieć wymiary równe najwyżej  $\lambda/10$  dla najkrótszej fali. Reflektor można



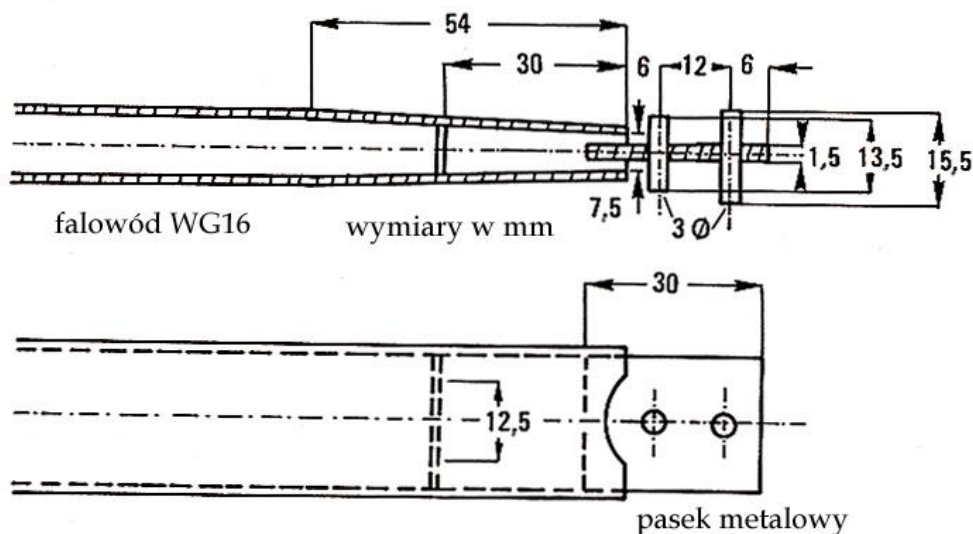
również wykonać z blachy, ale stawia on wówczas większy opór wiatrowi. Promiennik składa się z dipola półfalowego z oddalonym o  $\lambda/4$  okrągłym reflektorem o średnicy  $\lambda/2$  i grubości 1 mm. Do umocowania nośnika na reflektorze służy prostokątna płytko o wymiarach 80 x 100 mm. Średnica wewnętrzna rurki nośnika wynosi 20 mm i z przewodem wewnętrznym o średnicy 6 mm otrzymuje się impedancję falową  $50 \Omega$ . Dipol jest podzielony na dwie części, z których jedna jest połączona z nośnikiem stanowiącym ekran linii zasilającej, a druga jest przepuszczona przez otwór w nośniku i przylutowana do przewodu wewnętrznego linii. U góry i u dołu rury nośnika znajdują się szczeliny o długościach  $v \times \lambda/2$  i szerokościach  $0,04 \lambda$  ( $v$  jest współczynnikiem skrócenia, równym w tym przypadku około 0,92). Szerokopasmowy dipol ma średnicę  $0,1 \lambda$ . Długość nośnika należy wybrać tak, aby dipol znalazł się w ognisku paraboli. W literaturze ([Reithofer1987]) podawany jest zysk 13 – 15 dBi (zależny od wymiarów reflektora) i szerokość wiązki  $27^\circ$ .

#### 4.2. Promienniki dla anten parabolicznych

Anteny paraboliczne są stosowane w szerokim zakresie częstotliwości dlatego też w użyciu jest szeroka gama promienników. Część z nich stanowią mniej lub bardziej rozbudowane anteny tubowe, puszkowe itp. Są one stosowane zwłaszcza na pasmach 23, 13 i 6 cm.

W zakresie 3 cm i wyższych do zasilania anten w miejsce kabli współosiowych stosowane są falowody, przeważnie prostokątne. Konstrukcje promienników oświetlających parabolę sprowadzają się do stosunkowo prostych antenek umieszczonych na końcu falowodu.

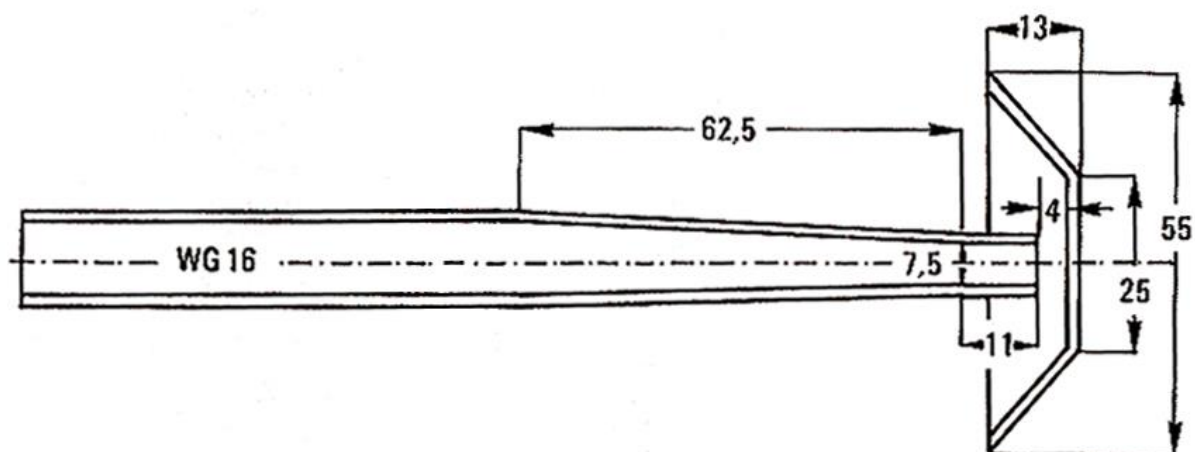
Rysunek 4.2.1 przedstawiono antenkę Yagi na 10 GHz złożoną ze skróconego dipola półfalowego i reflektora. Średnice obu elementów wynoszą po 3 mm.



Rys. 4.2.1. Antenka Yagi na 10 GHz na końcu falowodu

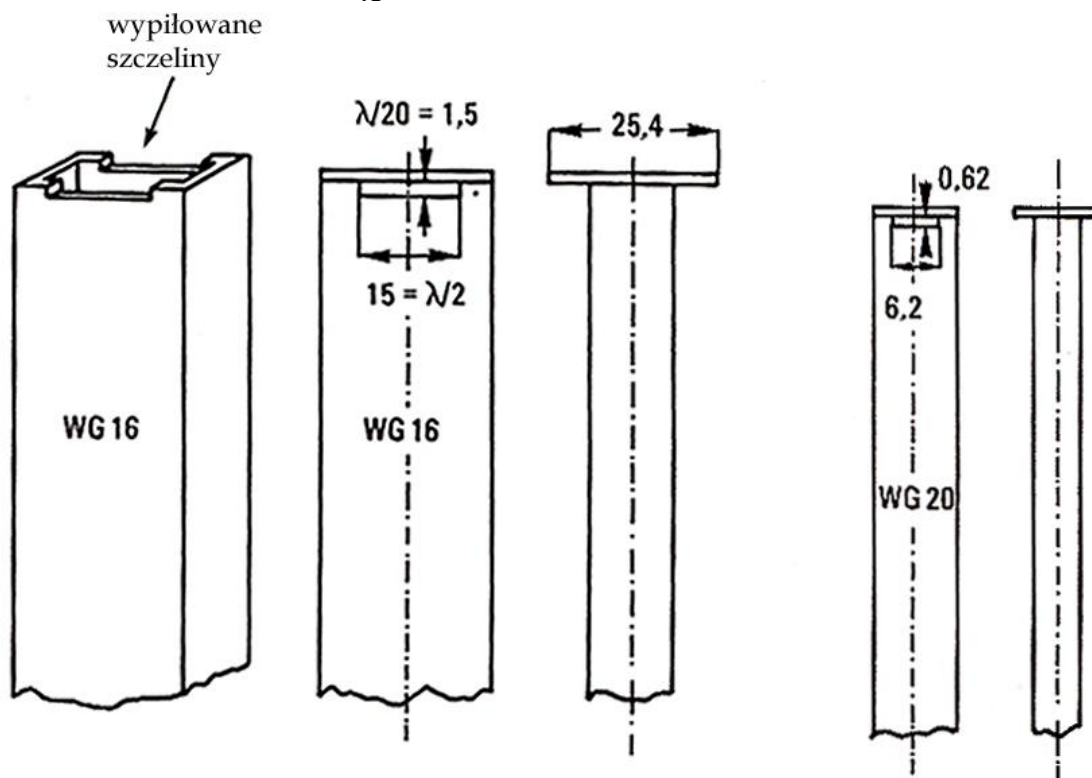
Minusem tego rozwiązania jest to, że antenka nie oświetla całości paraboli. Wynika to z charakterystyki promieniowania dwuelementowej anteny Yagi z reflektorem.

W rozwiązaniu z rysunku 4.2.2 wylot falowodu na 10 GHz jest przesłonięty prostokątnym blaszanym daszkiem (niem. *Häubchenstrahler*). Podobnie jak w rozwiązaniu poprzednim koniec falowodu jest lekko zwężony dla obniżenia WFS. Elementami promieniującymi są szczeliny między końcem falowodu i daszkiem.



Rys. 4.2.2. Falowód zakończony daszkiem

Kolejnym rozwiązaniem dla pasma 10 GHz jest falowód przesłonięty płytką metalową i mający wypilowane na dwóch szerszych ściankach wgłębienia o długości  $\lambda/2$  – 15 mm i szerokości  $\lambda/20$  – 1,5 mm (ang. *Penny Feed*, niem. *Plättchenstrahler*). Powstają w ten sposób dwie szczelinowe antenki promieniujące dzięki płytce stanowiącej reflektor falę w kierunku paraboloidy. Promiennik tego typu jest dość skuteczny i jest chętnie stosowany także w pasmach 24 i 47 GHz. Płytkę przysłaniającą wylot falowodu może mieć kształt kwadratu lub okręgu.



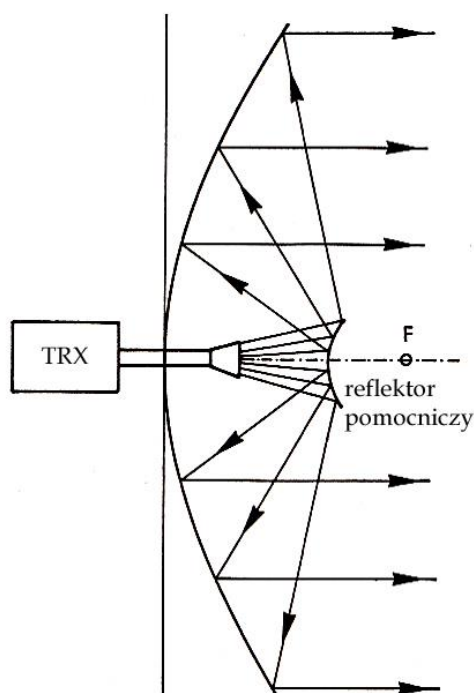
Rys. 4.2.3 (po lewej). Promiennik szczelinowy z reflektorem dla pasma 10 GHz na falowodzie WG16  
 Rys.4.2.4 (po prawej). Promiennik dla pasma 24 GHz na falowodzie WG20



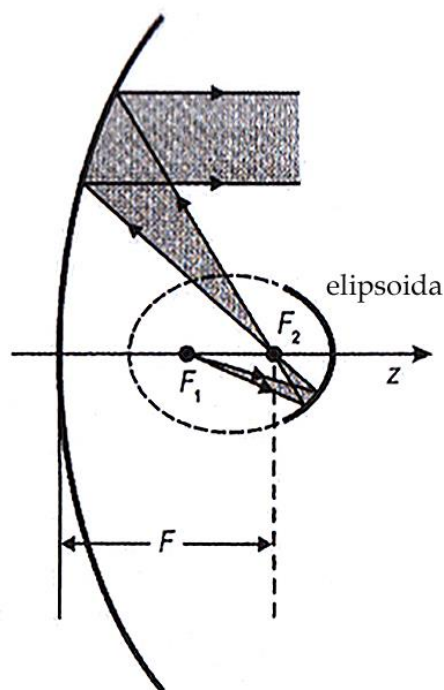
Fot 4.2.3a. Wygląd gotowego promiennika

We wszystkich trzech powyższych rozwiązaniach falowód jest doprowadzony od tyłu paraboloidy i wystaje na wprost na tyle, żeby w ognisku znalazł się wylot promiennika lub jego dipol. Promienniki puszkowe albo tubowe są przeważnie umocowane do krawędzi czaszy za pomocą wsporników. Jest to albo pojedynczy wspornik (ramię) jak w antenach od telewizji satelitarnej, albo są to trzy wsporniki rozmieszczone co  $120^\circ$ .

Innym skutecznym sposobem oświetlenia reflektora paraboloidalnego jest system Cassegraina. Pomiędzy czaszą reflektora i jej ogniskiem znajduje się dodatkowe zwierciadło wypukłe o kształcie hiperboli stanowiące pomocniczy reflektor rozpraszający. Ujemną stroną rozwiązania jest przysłanianie części reflektora głównego przez reflektor pomocniczy. Sensowne jest więc korzystanie z niego tylko dla anten o dużym stosunku średnicy do długości fali. Przykładowo dla anteny o średnicy 60 cm i pasma 10 GHz reflektor pomocniczy o średnicy  $5\lambda$  czyli 15 cm ma powierzchnię  $177 \text{ cm}^2$ , co w stosunku do całej powierzchni wlotu głównego reflektora (jego apertury) równej  $2827 \text{ cm}^2$  stanowi jedynie 6,25%. Anteny paraboliczne przy optymalnym oświetleniu mają sprawności około 60%, co oznacza, że strata 6,25% nie jest aż tak istotna. Średnica reflektora pomocniczego powinna leżeć pomiędzy  $5\lambda$  i  $0,3 D$ , gdzie  $D$  jest średnicą reflektora głównego.



Rys. 4.2.5. Antena Cassegraina



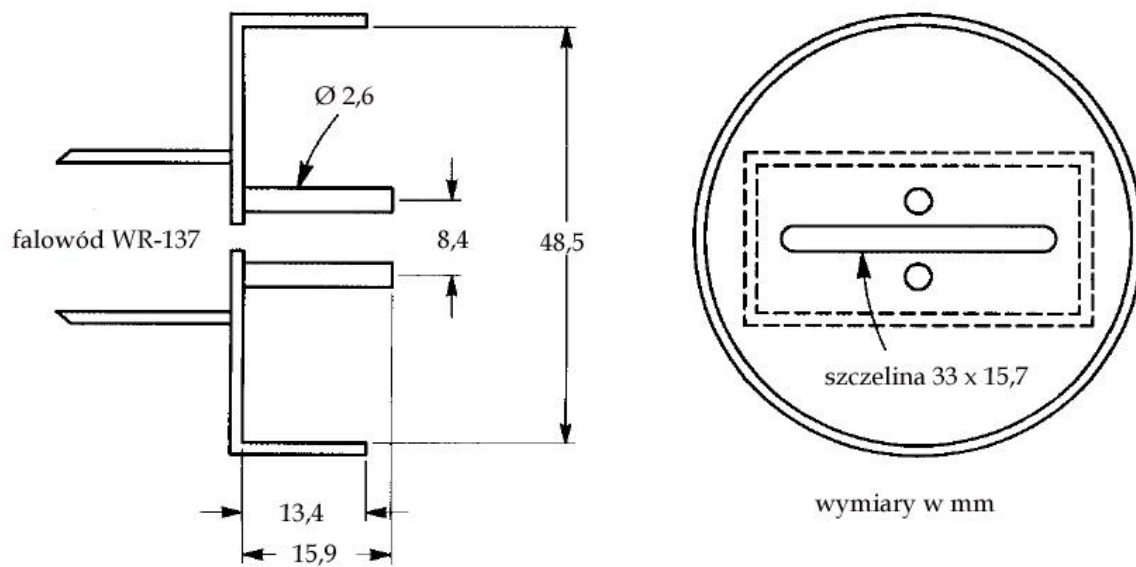
Rys. 4.2.6. Antena Gregoriego

W antenie Gregoriego (Gregoriana) z kolei reflektor pomocniczy ma kształt elipsoidy. Ma ona dwa ogniska i jest umieszczona tak, aby jedno z nich (na rysunku 4.6.2  $F_2$ ) pokrywało się z ogniskiem głównego reflektora. Promiennik oświetlający znajduje się w ognisku  $F_1$ .





Fot. 4.2.9. Widok promiennika JA1ATI



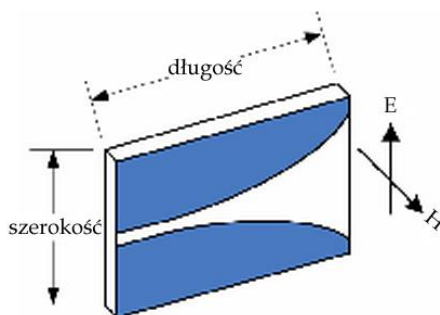
Rys. 4.2.10. Promiennik na zakres 5760 MHz, wymiary ułamkowe wynikły z przeliczenia cali na mm i można je zaokrąglić (źródło: QEX 1/1995)

## 5. Formy szczególne

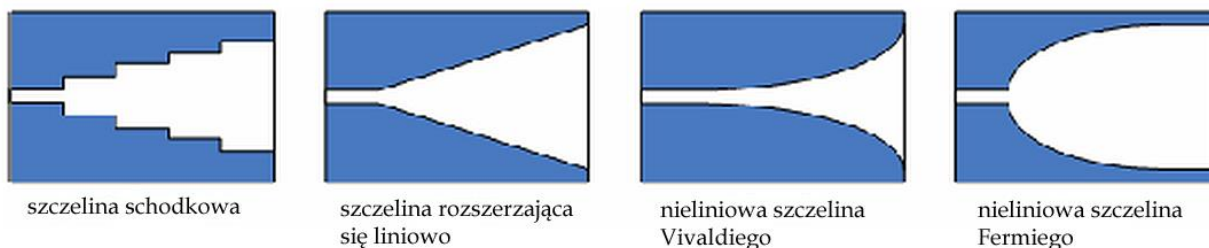
### 5.1. Antena Vivaldiego

Antena *Vivaldiego* należy do grupy planarnych zasilanych na końcu anten – o fali bieżącej – posiadających szczelinę o zmiennej szerokości (ang. *tapered slot antenna*; *TSA*). Anteny charakteryzują się szerokopasmowością, dużą sprawnością, prostotą konstrukcji, niskimi kosztami wykonania, małym ciężarem, prostotą wykonania w warunkach amatorskich. Nazwa anteny Vivaldiego pochodzi najprawdopodobniej stąd, że jej konstruktorowi i miłośnikowi muzyki Vivaldiego kształt anteny przypominał trąbkę.

W warunkach amatorskich można anteny wykonać z laminatu jako anteny drukowane albo wyciąć z blachy. Element promieniujący stanowi rozszerzająca się szczelina między dwoma skrzydłami anteny. Szczelina *Vivaldiego* jest jednym z możliwych kształtów szczelin, do których należą szczeliny schodkowe zawierające odcinki o stałej szerokości, szczeliny trójkątne rozszerzające się liniowo, szczelina Vivaldiego i szczelina Fermiego. Ta ostatnia zapewnia dodatkowe stopnie swobody pozwalające na kształtowanie charakterystyk promieniowania.



Rys. 5.1.1. Antena ze szczeliną o zmiennej szerokości



Rys. 5.1.2. Typowe kształty szczelin

Najdłużej stosowanym sposobem zasilania jest zasilanie anteny za pomocą linii mikropaskowych ale ostatnio stosowane jest także zasilanie falowodowe. Promienniki o zmiennej szerokości szczeliny występują też jako wkładki do szerokopasmowych anten tubowych.

Zysk anten tego rodzaju zależy od ich długości w stosunku do długości fali w wolnej przestrzeni i oblicza się ze wzoru:

$G = 10L/\lambda_0$ , gdzie  $L$  jest długością anteny. Dla anten o niskim zysku wystarczy długość jednej czwartej fali w wolnej przestrzeni. Szerokość wylotu ma wpływ na szerokość wiązki głównej, dla wiązek wąskich powinna być jak największa. Natomiast dla szerszych wiązek szerokość wlotu może być znacznie ograniczona. Szerokość i długość zbliżone do ćwierci fali w wolnej przestrzeni ustalają dolną częstotliwość graniczną anteny. Górną granicę ustala szerokość szczeliny na jej początku.

Pomimo płaskiego kształtu antena promieniuje wiązkę symetryczną w obu płaszczyznach. Szerokość wiązki i poziom listków bocznych są zależne od kształtu szczeliny. Najwąższą wiązkę daje szczelina schodkowa, a po niej idą szczelina trójkątna i Vivaldiego (o wykładniczym kształcie szczeliny). Na parametry anteny wpływają także grubość i stała dielektryczna materiału dielektrycznego, na którym

została wykonana. Dielektryk powoduje zawężenie głównej wiązki promieniowania, przy zwiększaniu jego grubości rośnie zysk kierunkowy anteny. Niższa stała dielektryczna obniża natomiast skutki nieciągłości na granicy z powietrzem. Znaczne nieciągłości mogą powodować podział charakterystyki promieniowania na większą liczbę listków bocznych.

Możliwe są m.in. konstrukcje zapewniające impedancje wejściowe 50 – 75  $\Omega$ . Obecnie konstruowane są anteny Vivaldiego na zakresy od 70 cm do fal milimetrowych. W wykonaniach drukowanych istnieją dwa warianty: z połówkami znajdującymi się po tej samej stronie płytki z laminatu i po dwóch stronach. Anteny dwustronne mogą być zasilane bezpośrednio kablem współosiowym, a jednostronne przez linię szczelinową. Typowe szerokości pokrywanych pasm wynoszą 6:1 – 10:1.

Kształt szczeliny anteny Vivaldiego jest opisany w ogólności wzorem:

$y = se^{rx}$ , gdzie  $s$  jest minimalnym odstępem od osi  $x$  i  $r$  – współczynnikiem określającym stosunek długości do szerokości szczeliny.

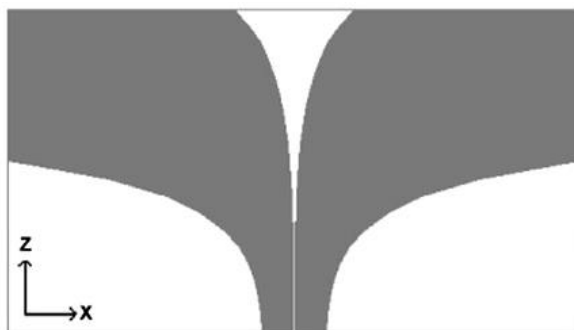
Oprócz anten o bokach zewnętrznych będących linią prostą występują również warianty o krawędziach mających również przebieg wykładniczy, podobnie jak wewnętrzne.

Do typowych funkcji opisujących kształt krawędzi należą:

$x = +/-0,3\exp(0,0015z)$  dla krawędzi wewnętrznej i

$x = +/-36\exp(0,00006z^2)$ .

Kształt krawędzi przedstawia rys. 5.1.3.



Rys.5.1.3. Kształt anteny o obu krawędziach wykładniczych

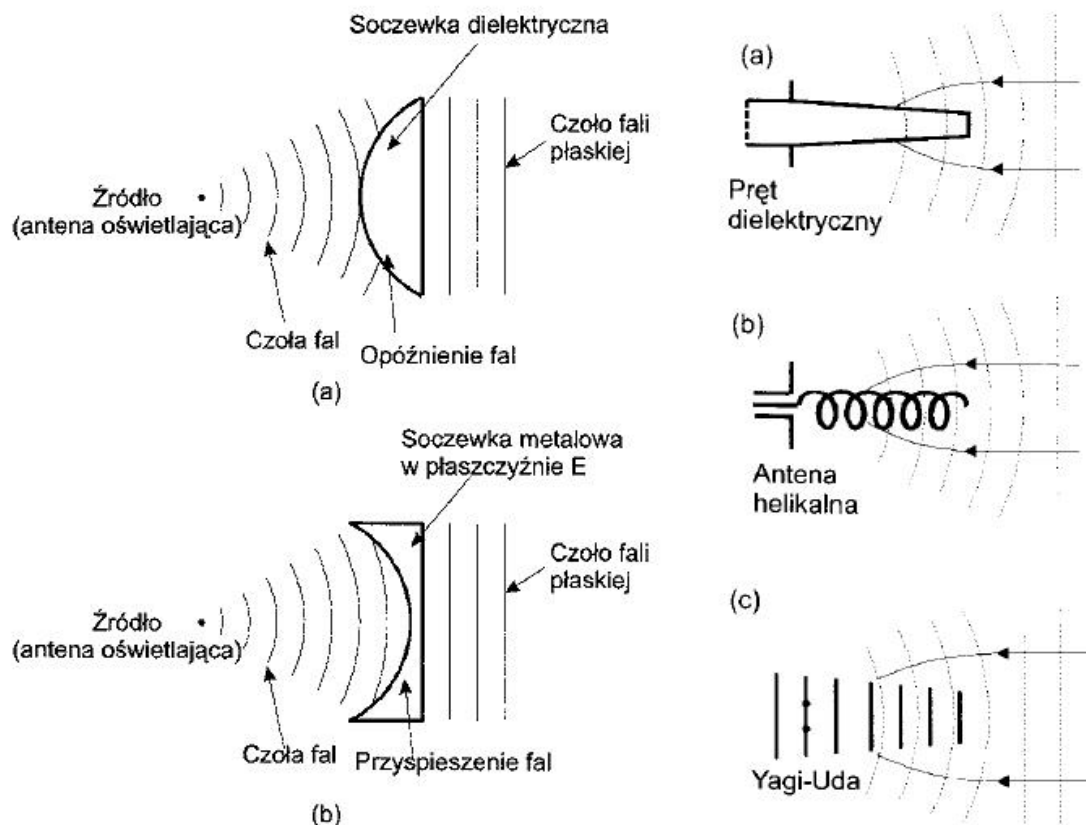
Antena OE7WPA jest wycięta piłką z blachy aluminiowej i ma wymiary 33 x 44 x 0,4 cm. Posiada ona zagiętą pod kątem prostym część tylną z otworami na obejmy umożliwiającą umocowanie na maszcie. Antena jest zasilana przez gniazdko SMA umieszczone na jednym ze skrzydeł anteny przy czym jego kontakt środkowy jest połączony z drugim skrzydłem. Antena pokrywa zakres od 70 cm do ponad 3 GHz przy WFS rzędu 1,1 i może być bez problemu sterowana mocami dochodzącymi do 100 W.



Fot. 5.1.4 i 5.1.5. Widok anteny OE7WPA i szczegóły zasilania

## 5.2. Anteny soczewkowe

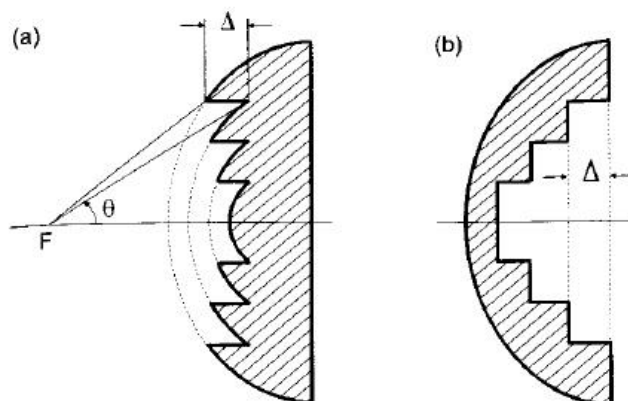
Antena soczewkowa składa się z soczewki i źródła oświetlającego. Soczewka, przez którą przechodzi promieniowanie, przedstawia sobą ośrodek o współczynniku załamania różnym od jedności. Soczewka może być wykonana z dielektryka naturalnego (tworzywa sztuczne, parafina) lub sztucznego złożonego z oddzielnych elementów. Dielektrykiem może być też odpowiedni układ płaszczyzn metalowych. Anteny soczewkowe dzielą się na dwie grupy: soczewki opóźniające, w których fala jest opóźniana przez soczewkę, oraz soczewki przyspieszające, w których czoło fali jest przyspieszane. Fala padająca na soczewkę ulega częściowemu odbiciu oraz doznaje tłumienia przechodząc przez jej obszar. Zmniejsza to zysk energetyczny i powoduje pogorszenie charakterystyki promieniowania, wzrasta ponadto WFS w linii zasilającej antenę. Szkodliwe odbicia można zmniejszyć pokrywając soczewkę warstwą dielektryka o odpowiednio dobranym współczynniku załamania i grubości  $\lambda/4$ . Soczewki charakteryzują się też dużym ciężarem. Aby zmniejszyć tę wadę stosuje się soczewki strefowane, do najbardziej znanych z nich należy soczewka Fresnela. Dielektryki sztuczne są utworzone z metalowych kulek, dysków, kwadratów lub pasków. W przedziale częstotliwości, w którym rozmiary elementów przewodzących i odległości między nimi są dostatecznie małe w porównaniu z długością fali, dielektryki sztuczne możemy traktować jako niedispersyjne. Soczewki wykonane z dielektryków sztucznych i naturalnych są soczewkami opóźniającymi.



Rys.5.2.1 (po lewej). Porównanie soczewek dielektrycznych opóźniających (a) i metalowych soczewek przyspieszających (b)

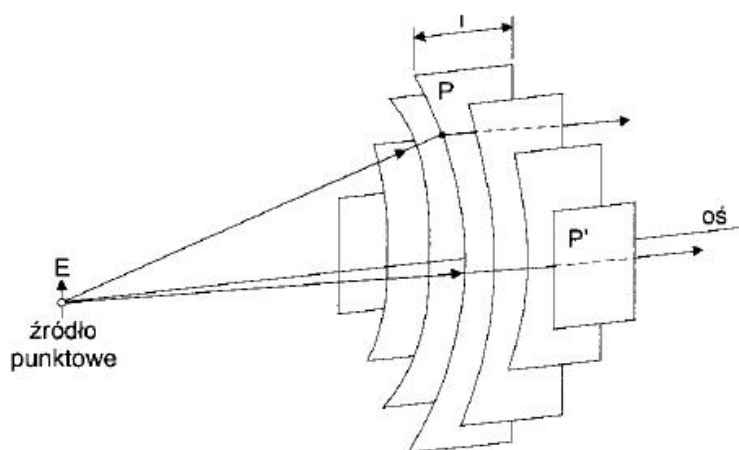
Rys. 5.2.2 (po prawej). Anteny o podobnej jak soczewka zasadzie działania



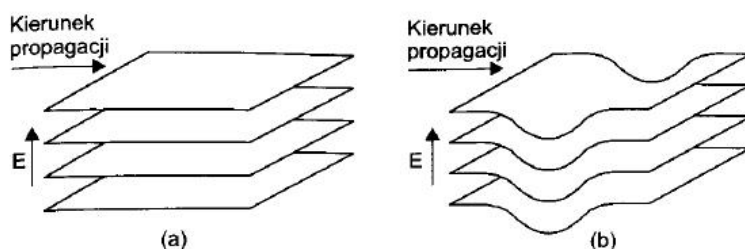


Rys. 5.2.3. Soczewki strefowane od strony a) źródła, b) apertury

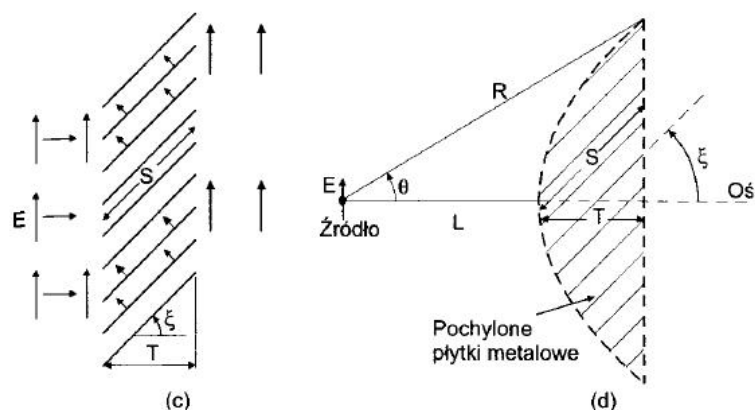
Struktura składająca się z wielu równoległych płyt przewodzących może być wykorzystana do budowy soczewek metalowych w płaszczyźnie E (przyspieszających). Podobnie jak w soczewek dielektrycznych możemy zmniejszyć ich grubość i tłumienie fali przez wprowadzenie strefowania. Wadą soczewek metalowych tego typu jest ich znaczna zależność od częstotliwości (anteny są wąskopasmowe). Drugim typem soczewek metalowych są soczewki w płaszczyźnie H. Prędkość fazowa w tym przypadku praktycznie nie ulega zmianie, jednak przez odpowiednie ukształtowanie płaszczyzn droga przebywana przez fale wydłuża się. Soczewki w płaszczyźnie H mają współczynnik załamania równy jedności lub większy i są soczewkami opóźniającymi.



Rys. 5.2.4. Metalowa soczewka w płaszczyźnie E



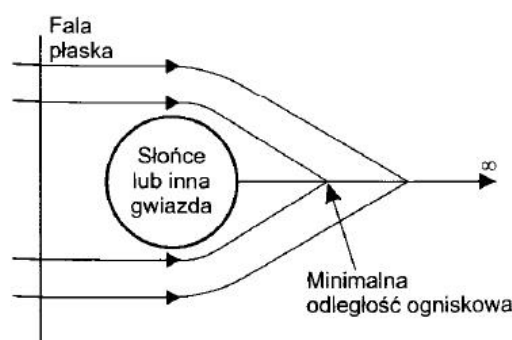
Rys.5.2.5 a–b. Metalowa soczewka w płaszczyźnie H



Rys. 5.2.5 c-d. Metalowa soczewka w płaszczyźnie H (ciąg dalszy)

W antenach soczewkowych mogą być wykorzystywane również soczewki niejednorodne, w których współczynnik załamania jest funkcją położenia punktu załamania. Przykładem jest soczewka Luneberga, która pobudzana przez dowolne źródło punktowe na jej powierzchni powoduje takie załamanie fali, że wszystkie promienie opuszczające soczewkę są równoległe do średnicy przechodzącej przez punkt pobudzenia. Soczewka Luneberga może być użyta do przemiatacia wiązki promieniowania w nieograniczonym zakresie kątowym poprzez zmianę położenia punktu oświetlającego lub do odbioru fal pochodzących z kilku źródeł (np. odbiór sygnałów pochodzących z różnych satelitów geostacjonarnych) bez konieczności mechanicznego poruszania anteną.

Soczewki grawitacyjne (zwane także soczewkami Einsteina) wykorzystują pole grawitacyjne gwiazd. Padająca fala elektromagnetyczna jest odchylana w polu grawitacyjnym pod kątem zależnym od masy gwiazdy i kierowana na linię ogniskową po drugiej stronie gwiazdy. Zysk takiej anteny jest wprost proporcjonalny do masy gwiazdy i odwrotnie proporcjonalny do długości fali. Dla fali 1 mm soczewka korzystająca z naszego Słońca daje zysk przekraczający 80 dB. Minimalna odległość ogniskowa dla Słońca jest równa dwunastokrotnej odległości Plutona od Słońca.



Rys. 5.2.6. Soczewka grawitacyjna

### 5.3. Anteny mikropaskowe

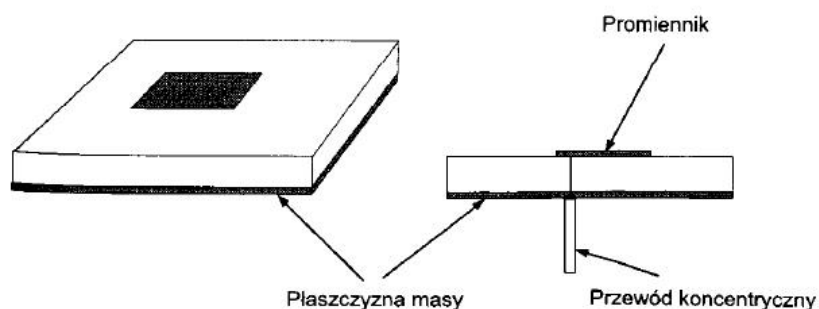
Anteny mikropaskowe charakteryzują się wieloma zaletami, z których do najważniejszych należą:

- mała waga i objętość,
- możliwość umieszczenia nie tylko na powierzchniach płaskich, ale również na powierzchniach cylindrycznych, kulistych itp. co jest ważne w przypadku samolotów albo zdalnie sterowanych pocisków,
- niskie koszty i możliwość taniej produkcji masowej,
- możliwość uzyskania polaryzacji liniowej i kołowej (lewo- i prawoskrętnej),
- możliwość tworzenia dużych układów antenowych o stałej lub elektronicznie sterowanej wiązce,
- łatwa integracja z układami elektronicznymi

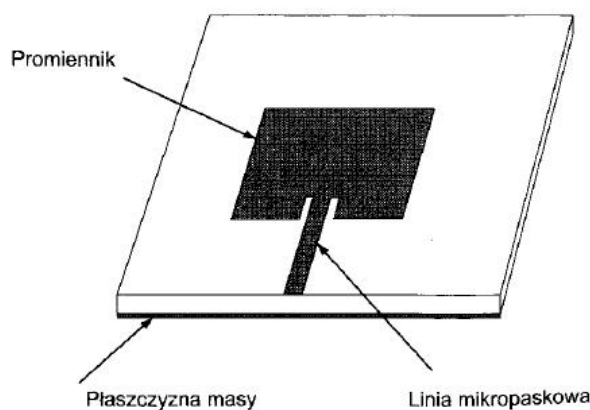
Do wad należą natomiast:

- wąskie pasmo pracy,
- niska sprawność i niski zysk energetyczny,
- niezbyt dobra czystość polaryzacji,
- niepożądane promieniowanie z obwodów zasilających,
- ograniczenie mocy dla anten nadawczych,
- problemy związane z tolerancjami wymiarów i koniecznością używania podłoża dobrej jakości.

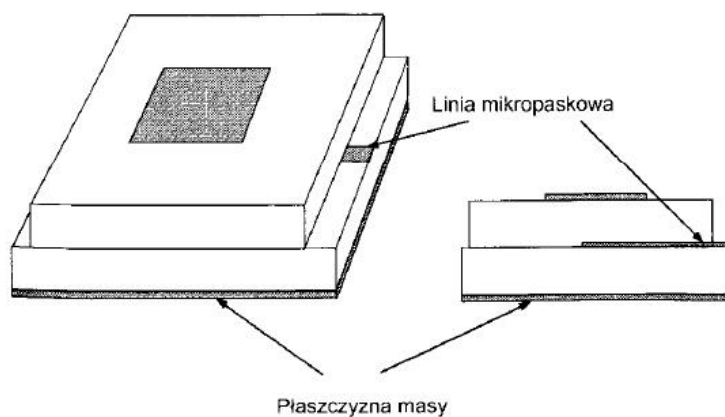
Anteny mikropaskowe są wykorzystywane między innymi w systemach radiolokacyjnych i radiokomunikacyjnych, w nawigacji lotniczej, w wysokościomierzach, w diatermii mikrofalowej, w systemach przeciwwłamaniowych i w radiometrii mikrofalowej. Anteny mikropaskowe mogą być zasilane współosiowo, linią mikropaskową, przez sprzężenie elektromagnetyczne albo szczelinowo.



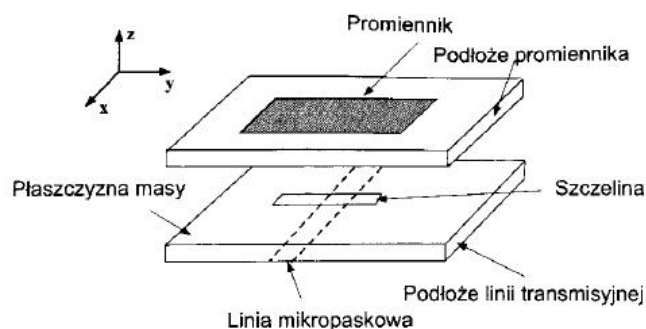
Rys. 5.3.1. Antena mikropaskowa zasilana współosiowo



Rys. 5.3.2. Antena mikropaskowa zasilana linią mikropaskową

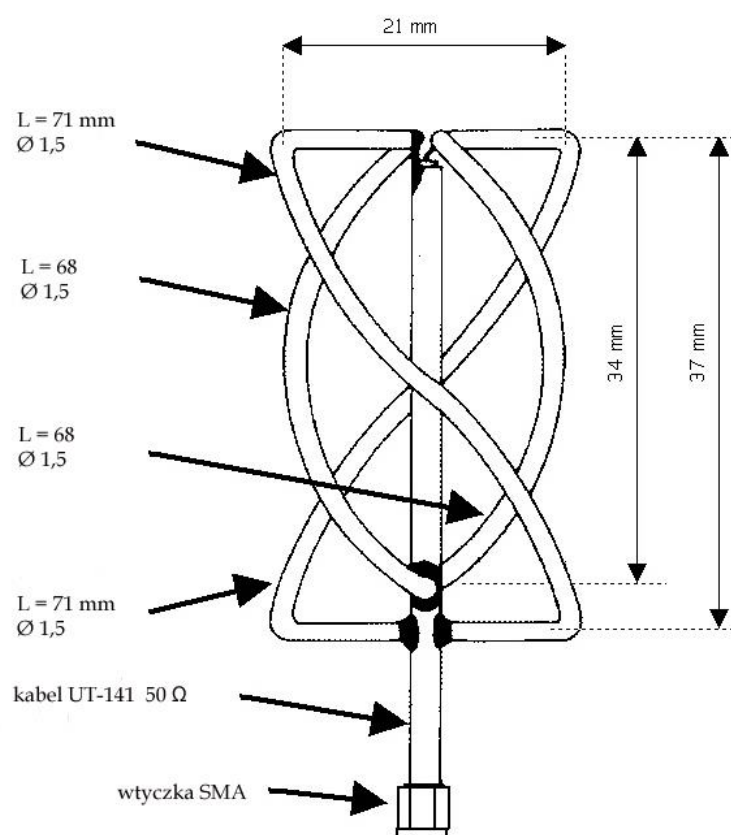


Rys. 5.3.3. Antena mikropaskowa sprzężona elektromagnetycznie



Rys. 5.3.4. Antena mikropaskowa zasilana szczelinowo

#### 5.4. Antena dwuzwojowa na pasmo 13 cm



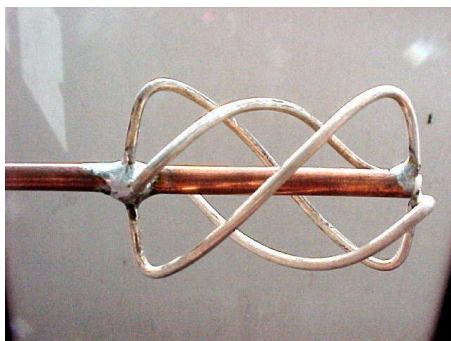
Antenas dwuzwojowa prawoskrętna na 2,3 GHz

Rys.5.4.1 Konstrukcja anteny z kabla sztywnego

Antena dwuzwojowa na charakterystykę dookólną i promieniuje falę o polaryzacji kołowej. Niezbędne do tego celu przesunięcie fazy uzyskuje się dzięki różnicom rozmiarów obu pętli. Pętla dłuższa jest w rezonansie poniżej częstotliwości pracy anteny i wnosi składową indukcyjną, a pętla krótsza jest w rezonansie powyżej i wnosi składową pojemnościową. Typowe długości pętli wynoszą  $0,56 \lambda$  i  $0,508 \lambda$ . Optymalną polaryzację kołową otrzymuje się przy grubości elementów  $0,0088 \lambda$ . Grubości odbiegające od podanej powodują zmianę polaryzacji na lekko eliptyczną i są powodem obniżenia zysku energetycznego o ułamek dB. Nie jest to jednak sprawa bardzo krytyczna. Zależnie od zakresu pracy anteny takie są używane do odbioru lub do łączności przez satelity niskoorbitujące albo jako promienniki dla anten parabolicznych.

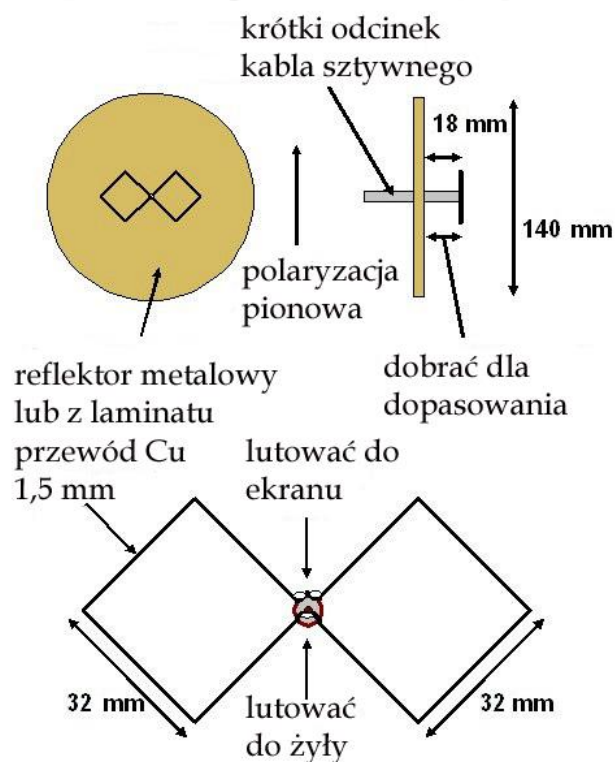
Dla lepszego zrozumienia konstrukcji można wyrazić sobie, że antena składa się z dwóch współosiowych cylindrów, na których nawinięto śrubowo dwa prostokąty wykonane z przewodu metalowego.

Średnica większego cylindra wynosi  $0,173 \lambda$ , a mniejszego  $0,156 \lambda$ . Długość pierwszego prostokąta wynosi  $0,26 \lambda$ , a drugiego  $0,238 \lambda$ .



Fot 5.4.2. Wygląd anteny dwuzwojowej dla 2,3 GHz

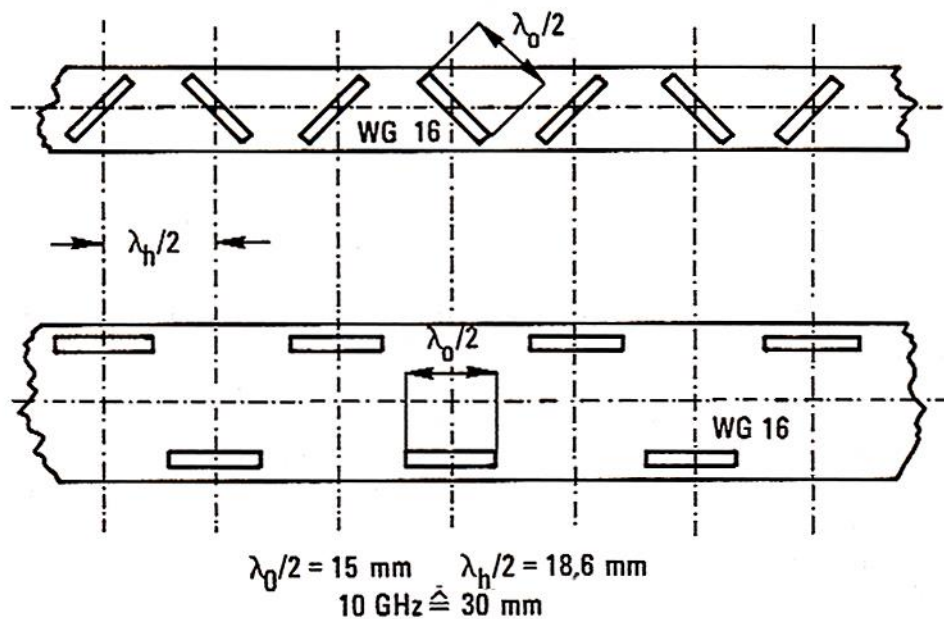
### 5.5. Antena dwukwadratowa na 2,4 GHz



Rys. 5.5.1. Prosta antena dwukwadratowa, reflektor można wykonać także z dysku CD

## 6. Anteny szczelinowe

W niższych pasmach (KF, UKF) anteny szczelinowe występują przeważnie w postaci szkieletowej i są wykonane z przewodu lub prętów metalowych stanowiących krawędź szczeliny. Linie zasilające są wówczas doprowadzone do tych punktów na krawędzi szczeliny, między którymi panuje impedancja równa impedancji falowej linii. Rzadziej spotyka się szczeliny wycięte w powierzchni metalowej, chociaż niektóre takie rozwiązania okazują się bardzo przydatne w różnych przypadkach. W pasmach 6, 3 i 1,25 cm anteny szczelinowe stanowią odcinki falowodu z wyciętymi na bocznych ściankach szczelinami o długości  $\lambda_0/2$ . Skuteczność tego rodzaju anten jest podobna jak skuteczność płaskich układów anten całofalowych.



Rys. 6.1. Warianty rozmieszczenia szczelin promieniujących na ściankach falowodów na przykładzie falowodu WG16 i pasma 10 GHz,  $\lambda_0$  jest długością fali w wolnej przestrzeni (28,93 mm dla 10,4 GHz),  $\lambda_h$  – długością fali w falowodzie (37,15 mm dla tej samej częstotliwości)

W górnym wariantcie z rysunku 6.1 ukośne szczeliny wycięte w bocznych ściankach falowodu są odległe od siebie o połowę długości fali w falowodzie  $\lambda_h$ . Długość fali w falowodzie prostokątnym oblicza się ze wzoru:

$\lambda_h = \lambda_0 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / 2a)^2}$  gdzie  $a$  jest wewnętrzną długością dłuższego boku falowodu ( $2a = \lambda_{gr}$ ), a  $\lambda_0$  długością fali w wolnej przestrzeni.

Szczeliny w dolnym wariantcie są wycięte wzdłuż falowodu w jego szerszym boku. Ich środki są również odległe od siebie o połowę  $\lambda_h$  i są ułożone na przemian po dwóch stronach falowodu. W jednym i w drugim przypadku właściwą fazę promieniowanej fali uzyskuje się dzięki dostosowaniu położenia szczelin do rozkładu prądów w ściankach falowodu. Polaryzacja fali jest poprzeczna do długości szczelin. Przy umieszczeniu szczelin na dwóch przeciwległych ściankach falowodu uzyskuje się charakterystykę zbliżoną do dookólnej.

Do zasilania anteny służy promiennik umieszczony w odległości jednej czwartej fali wzbudzonej w falowodzie ( $\lambda_h$ ) od ścianki stanowiącej zwarcie na jego końcu. Promiennik stanowi przedłużenie środkowego kontaktu umieszczonego tam gniazdka koncentrycznego, najlepiej gniazdka typu N. Na drugim końcu falowodu można zamiast trudno dostępnego tłumika fabrycznego umieścić tłumik w postaci pasującego do wnętrza falowodu ostrosłupa o wysokości 70 mm z suchego drewna bukowego. Ostrosłup jest umieszczony na podstawie prostokątnej o wysokości 20 mm i pozostałych bokach równych wewnętrznym wymiarom falowodu.

Tabela 6.1

Długości fali w wolnej przestrzeni i wewnątrz falowodu WG16/WR90

Częstotliwość [GHz]	$\lambda_0$ [mm]	$\lambda_H$ [mm]
10,00	30,0	39,7
10,10	29,7	39,0
10,20	29,4	38,4
10,30	29,1	37,7
10,40	28,8	37,1
10,50	28,6	36,5

Tabela 6.2

Długości fali w wolnej przestrzeni i wewnątrz falowodu WG20/WR42

Częstotliwość [GHz]	$\lambda_0$ [mm]	$\lambda_H$ [mm]
24,00	12,50	15,40
24,10	12,45	15,32
24,20	12,40	15,23
24,30	12,30	15,05

Tabela 6.3

Długości fali w wolnej przestrzeni i wewnątrz falowodu WG25/WR15

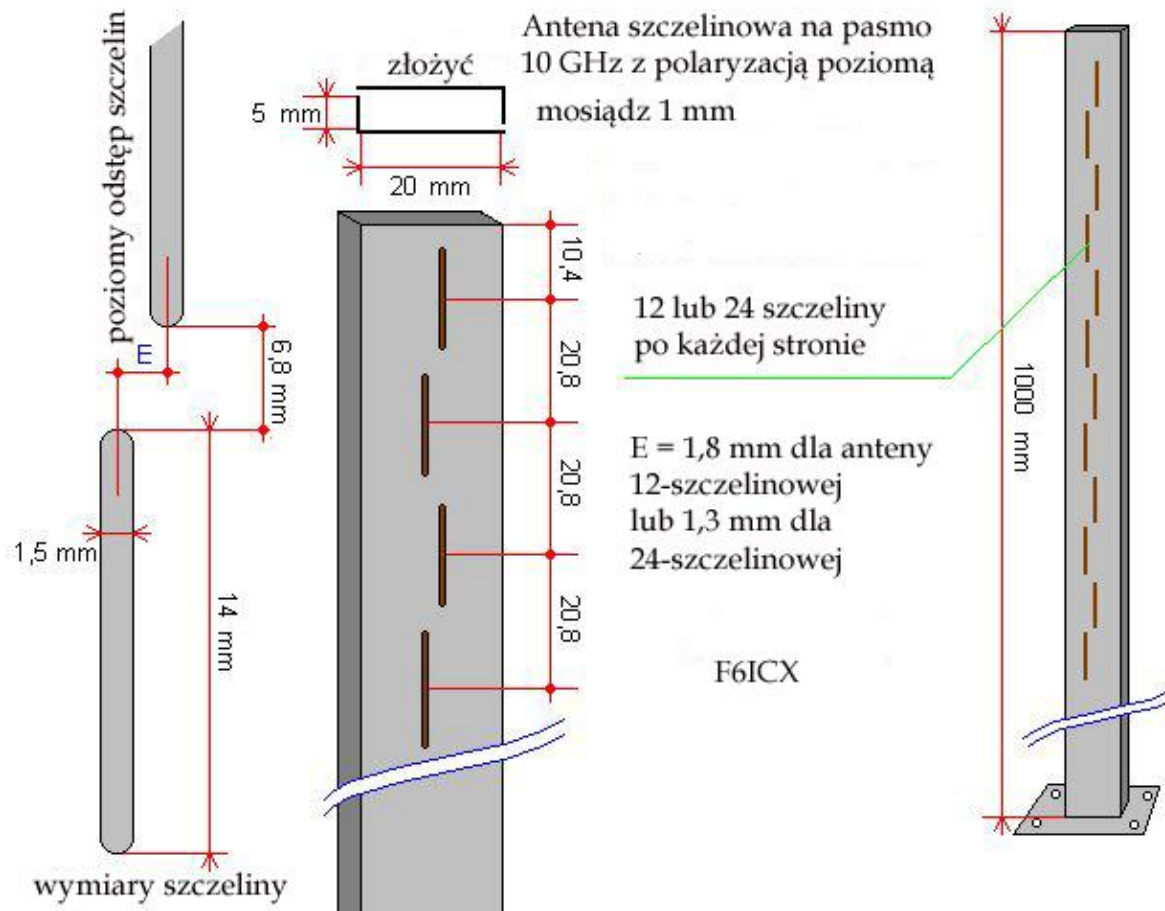
Częstotliwość [GHz]	$\lambda_0$ [mm]	$\lambda_H$ [mm]
47,00	6,38	6,38
47,10	6,37	6,37
47,20	6,355	6,355
47,25	6,349	6,349

### 6.1. Dookólna antena szczelinowa na pasmo 10 GHz

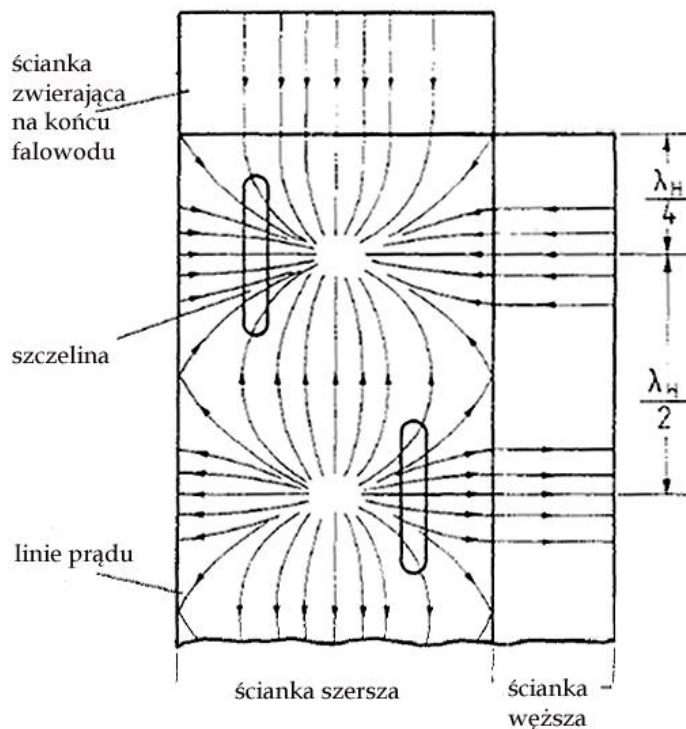
Pionowa antena szczelinowa F6ICX dla pasma 10 GHz promieniuje falę o polaryzacji poziomej i ma charakterystykę promieniowania zbliżoną do dookólnej. Prostokątny falowód anteny jest wykonany z dwóch mosiężnych kątowników o grubości ścianek 1 mm. Na rysunku pokazano dwa warianty anteny: o 12 parach szczelin i zysku 12 dBi oraz o 24 parach szczelin i zysku energetycznym 15 dBi. W wariacie 12-szczelinowym szczeliny są przesunięte w stosunku do siebie w poziomie o 1,8 mm, a w wariacie 24-szczelinowym – o 1,3 mm. Szczeliny są rozmieszczone parami na przedniej i tylnej ściance. Działanie szczelin jako elementów promieniujących objaśnia rozkład prądów w ściankach falowodu przedstawiony na rysunku 6.1.2. Zwarcie na końcu falowodu powoduje, że powstaje w nim fala stojąca z maksimum prądów poprzecznych w odległości jednej czwartej długości fali w falowodzie  $\lambda_H$  od zwarcia. Dla zachowania zgodności fazy szczeliny muszą być rozmieszczone naprzemian po obu stronach osi symetrii. Linie prądów zbiegają się lub rozbiegają w miejscach maksimum natężenia pola elektrycznego (rodzaju podstawowego  $TE_{10}$ ). Maksima prądów powtarzają się co  $\lambda_H/2$ . Szczeliny przerywają przepływ prądów co powoduje powstanie pola elektrycznego skierowanego w poprzek szczeliny. I właśnie to pole jest źródłem fali elektromagnetycznej. Odległość szczelin od osi symetrii wpływa na stopień ich sprzężenia elektromagnetycznego (natężenie prądu wzrasta w kierunku ścianek a na osi symetrii wynosi zero).

Jak w przypadku wszystkich anten piętrowych szerokość wiązki promieniowania maleje w miarę wzrostu liczby szczelin, czyli zysk energetyczny rośnie wraz z ich liczbą:

$G \sim N \lambda_H/\lambda_0$ , gdzie N jest liczbą par szczelin,  $\lambda_H$  – długością fali w falowodzie, a  $\lambda_0$  – długością fali w wolnej przestrzeni.



Rys. 6.1.1. Antena konstrukcji F6ICX



Rys. 6.1.2. Działanie szczelin jako elementów promieniujących wyjaśnia rozkład prądów w ściankach

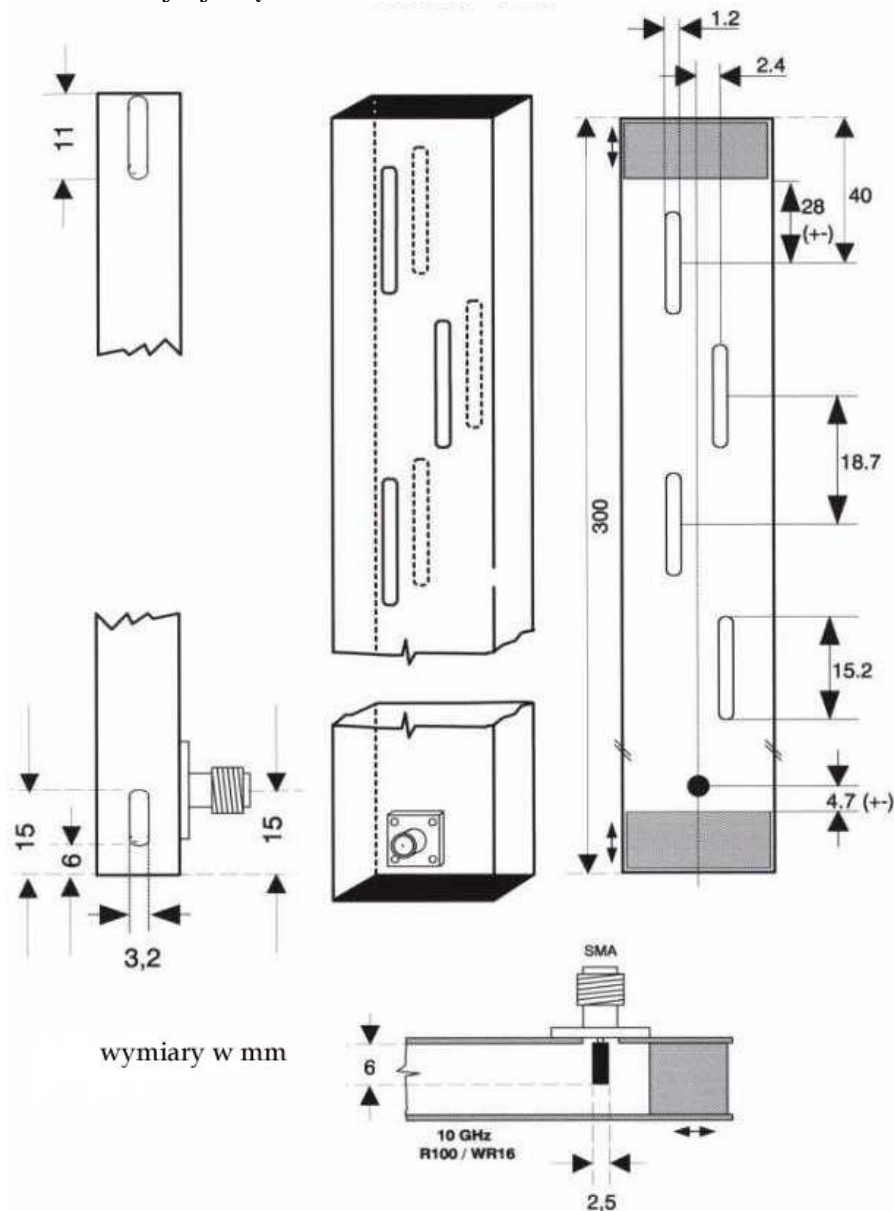


Wraz ze wzrostem liczby par szczelin maleje jednak szerokość użytecznego pasma. Maksymalna liczba par szczelin jest ograniczona orientacyjnie do:

$N = \sim 50 / (\Delta f / f_0)$ , gdzie  $\Delta f$  jest pożądaną szerokością pasma, a  $f_0$  – częstotliwością środkową.

Szczeliny na obu ściankach muszą leżeć dokładnie naprzeciwko siebie. Natężenia pól (i prądów w ściankach) są wówczas równe sobie, a ich kierunki – fazy – są sobie przeciwne. Dla zapewnienia możliwie równomiernego natężenia pola w obszarze dalekim falowód powinien być możliwie płaski, tzn. jego węższa ścianka powinna być jak najmniejsza. Jej wysokość równa w przybliżeniu  $0,15 \lambda$  (około połowy standardowej grubości falowodu) zapewnia utrzymanie nierównomierności charakterystyki dookólnej poniżej  $\pm 1$  dB (jej odchyłki od okręgu). Pozwala to na wykorzystanie do konstrukcji anten tanich kątowników aluminiowych zamiast droższych standardowych falowodów.

Każdą ze szczelin anteny można rozpatrywać jako impedancję połączoną równolegle do linii transmisyjnej. Przy długości szczeliny równej połowie fali w wolnej przestrzeni  $\lambda_0$  jej reaktancja staje się równa zero – szczelina znajduje się w rezonansie.

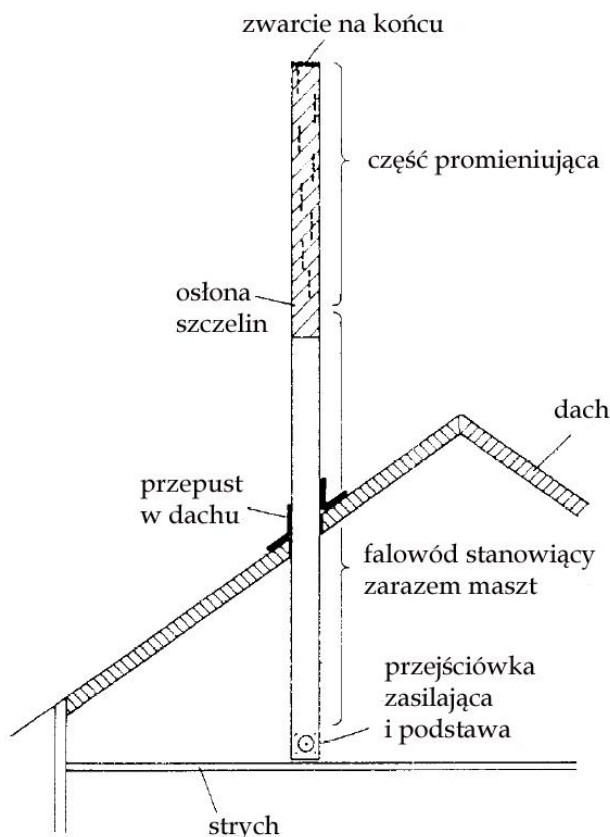


Rys. 6.1.3. Antena szczelinowa na pasmo 10 GHz konstrukcji DB6NT

W przypadku falowodu płaskiego (o grubości równej połowie grubości standardowej) i rozmieszczeniu szczelin po obu stronach dokładnie naprzeciwko siebie oporność wejściowa szczelin maleje o połowę w wyniku ich równoległego połączenia. Oporność wejściowa pary szczelin jest zależna od ich odległości od osi symetrii (przewodność szczeliny rośnie wykładniczo wraz z odległością). Różnice

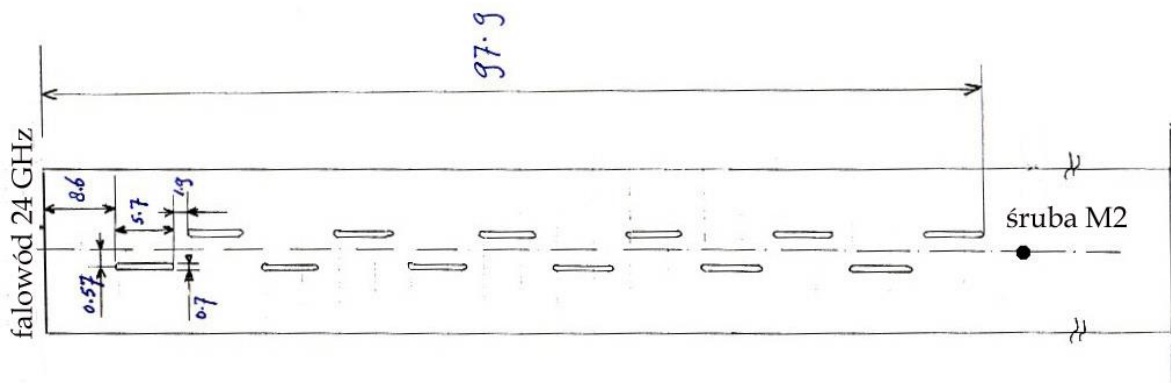
szerokości szczeliny dochodzące do +/-50% nie wywierają natomiast większego wpływu na parametry anteny.

W antenach zainstalowanych na zewnątrz należy szczeliny zabezpieczyć folią teflonową. Można także nałożyć na antenę cienkościenną rurę z niskostratnego plastiku.



Rys. 6.1.4. Samostojąca antena szczelinowa na falowodzie

## 6.2. Dookólna antena szczelinowa na pasmo 24 GHz



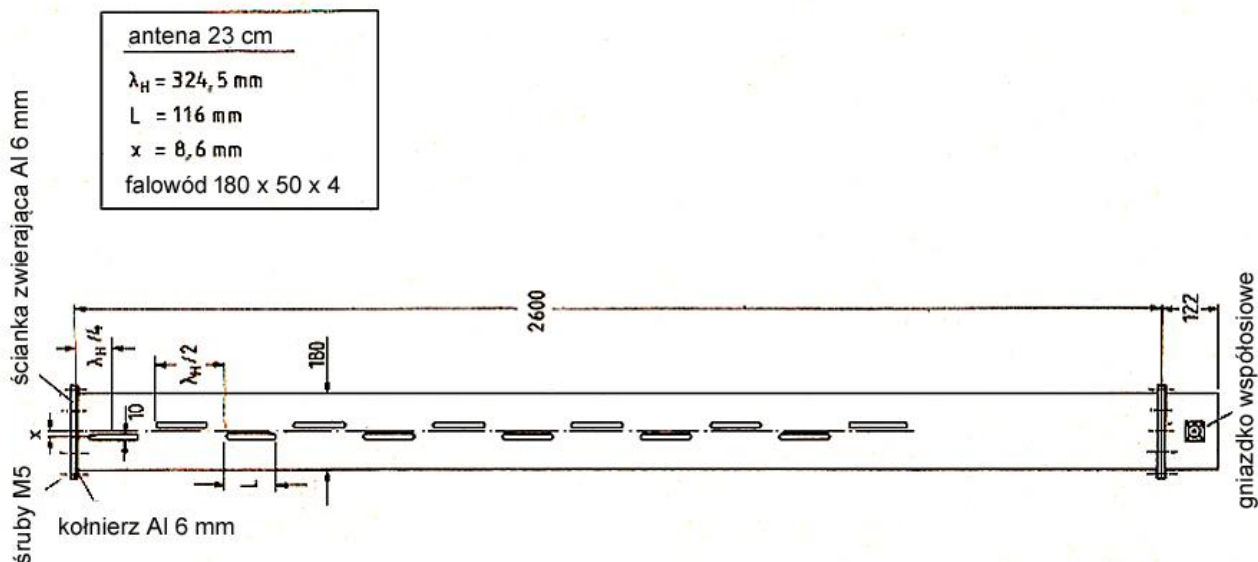
Rys. 6.2.1. Antena szczelinowa dla 24 GHz (pokazana w pozycji leżącej)

Antena szczelinowa PA0EHG jest zasilana od dołu przez falowód lub przez prześciówkę z linii współosiowej na falowód. Zasadniczo powinna ona mieć 2 x 12 szczelin o szerokości 0,7 mm, ale z powodu trudności w ich wykonaniu w warunkach amatorskich konstruktor wykonał szczeliny o szerokości 1 mm, co nie pogorszyło zasadniczo pracy anteny. Dla uzyskania bardziej równomiernej charakterystyki dookólnej u dołu dodano odcinek falowodu bez szczelin. Śruba M2 poniżej grupy szczelin służy do poprawy dopasowania anteny (uzyskania minimum WFS). Konstruktor podaje zysk

kierunkowy równy 13 dBi. Należy zwrócić uwagę na umieszczenie wszystkich szczelin dokładnie na jednej linii i dokładnie naprzeciwko szczelin na drugiej ścianie.

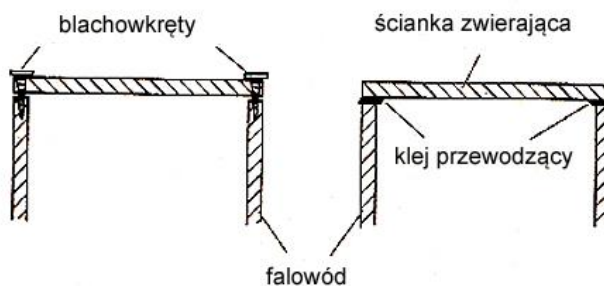
Szczeliny o długościach 5,7 mm są położone w odległościach 0,57 mm od osi symetrii, a odstęp w pionie między ich końcami jest równy 1,9 mm.

### 6.3. Dookólna antena szczelinowa na pasmo 23 cm



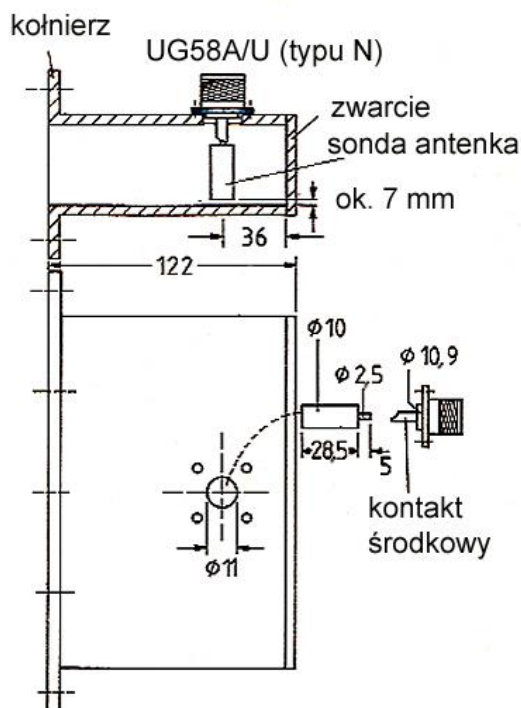
Rys.6.3.1. Antena szczelinowa na pasmo 23 cm, pokazana w pozycji leżącej

Antena zaprojektowana przez DK3BA i DG8SG („UKW-Berichte” 2/91) na pokrycie zakresu 1,24 – 1,3 GHz jest dostrojona do częstotliwości środkowej 1,27 GHz, z  $\Delta f = 0,6$  GHz. Teoretycznie maksymalna liczba par szczelin powinna wynosić 10, ale w praktyce okazało się, że WFS poza granicami pasma znacznie wzrasta dopiero przy 12 parach konstruktorzy zdecydowali się na 12 par (na granicach pasma WFS dochodzi do 2). Do konstrukcji użyto rury prostokątnej DIN 1770 wykonanej ze stopu AlMgSi 0,5 F22 o wymiarach zewnętrznych 180 x 50 x 4 mm. Na górnym krańcu umocowany został kołnierz, do którego przykręcono ściankę stanowiącą zwarcie. Odstęp szczelin od osi symetrii przyjęto na 8,6 mm, a ich długości równają się 116 mm. Odstępy szczelin wynoszą połowę długości fali w falowodzie  $\lambda_H$ , a odstęp od ścianki końcowej ćwierć fali. Odległość od ostatniej szczeliny do przejściówki z gniazda koncentrycznego wynosi 65 cm (ale zasadniczo może być dowolna). Przejściówka składa się z antenki przylutowanej do środkowego kontaktu gniazda N umieszczonej w odległości 1/8 fali od zwarcia na końcu odcinka falowodu (rys. 6.3.3). Konstrukcja przejściówki zawierającej pogrubioną antenkę i jej małą odległość od przeciwnej ścianki falowodu wynika z jego mniejszej wysokości i odbiega od typowych konstrukcji z cienką antenką w standardowych falowodach. Przejściówkę można umieścić także od razu w falowodzie zamykając jego koniec ścianką.



Rys. 6.3.2. Warianty montażu ścianki końcowej

Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie poziomej odbiega od okręgu o  $\pm 1,3$  dB, a pierwszy listek w płaszczyźnie pionowej ma poziom -13 dB.



Rys. 6.3.3. Konstrukcja przejściówki z gniazdka współosiowego na falowód prostokątny

Analogiczna antena dla pasma 13 cm jest oparta o falowód o (przeskalowanym) przekroju 86 x 21 mm i długości 900 mm, złożony z dwóch kątowników aluminiowych. Przy tej długości mieści się tylko 9 par szczelin. Są one odległe o 5,2 mm od osi symetrii i mają długości po 61,9 mm. Zasadniczo konstrukcja anteny dla pasma 13 cm wynika z przeskalowania opisaney powyżej anteny dla pasma 23 cm. Również i w niej zastosowano gniazdko typu N. W przypadku skalowania anteny dla wyższych pasm konieczne jest jednak ze względów mechanicznych użycie gniazdka SMA. Odstępy szczelin od siebie i od końcowej ścianki obliczane są bezpośrednio poprzez skalowanie wymiarów z pasma 23 cm. Przy WFS nie przekraczającym 2 antena pokrywa zakres 2,33 – 2,42 GHz.

## Dodatek A

### WFS i tłumienie fali odbitej

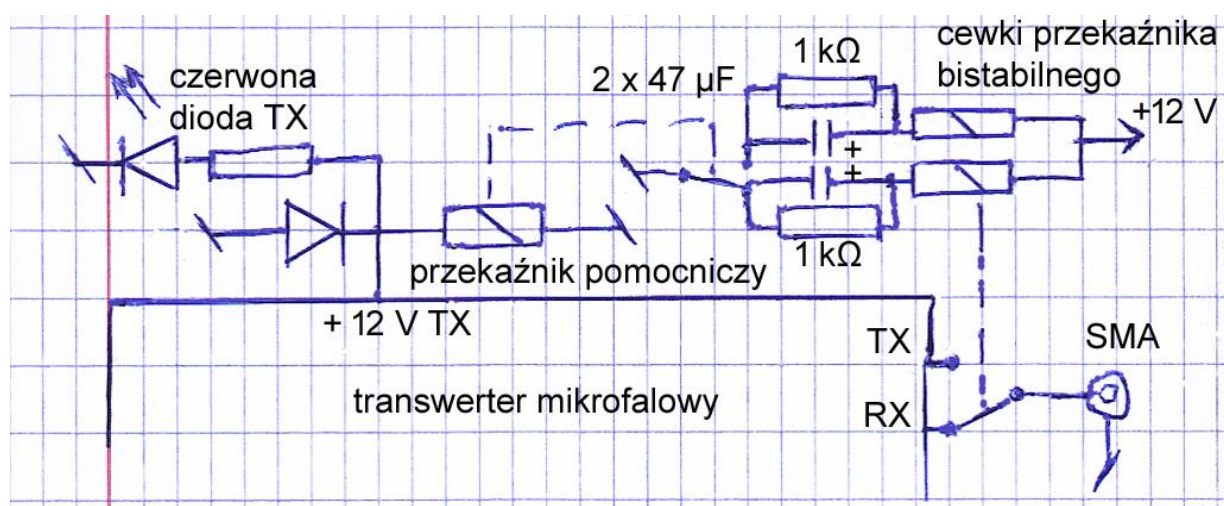
Tabela A.1

WFS	Tłumienie fali odbitej [dB]	Moc odbita [%]	Współczynnik odbicia [%]
1,01	-46,06	0,00	0,50
1,02	-40,09	0,01	0,99
1,03	-36,61	0,02	1,48
1,04	-34,15	0,04	1,96
1,05	-32,26	0,06	2,44
1,06	-30,71	0,08	2,91
1,07	-29,42	0,11	3,38
1,08	-28,30	0,15	3,85
1,09	-27,32	0,19	4,31
1,10	-26,44	0,23	4,76
1,15	-23,13	0,49	6,98
1,20	-20,83	0,83	9,09
1,25	-19,08	1,23	11,11
1,30	-17,69	1,70	13,04
1,35	-16,54	2,22	14,89
1,40	-15,56	2,78	16,67
1,45	-14,72	3,37	18,37
1,50	-13,98	4,00	20,00
1,75	-11,29	7,44	27,27
2,00	-9,74	11,11	33,33
2,25	-8,30	14,79	38,46
2,50	-7,36	18,37	42,86
2,75	-6,62	21,78	46,67
3,00	-6,02	25,00	50,00
3,25	-5,52	28,03	52,94
3,50	-5,11	30,86	55,56
3,75	-4,75	33,52	57,89
4,00	-4,44	36,00	60,00
4,25	-4,17	38,32	61,90
4,50	-3,93	40,50	63,64
4,75	-3,71	42,53	65,22
5,00	-3,52	44,44	66,67
10,00	-1,74	66,94	81,82
20,00	-0,87	81,86	90,48

## Dodatek B

### Sterowanie bistabilnego przełącznika antenowego napięciem „+12 V TX”

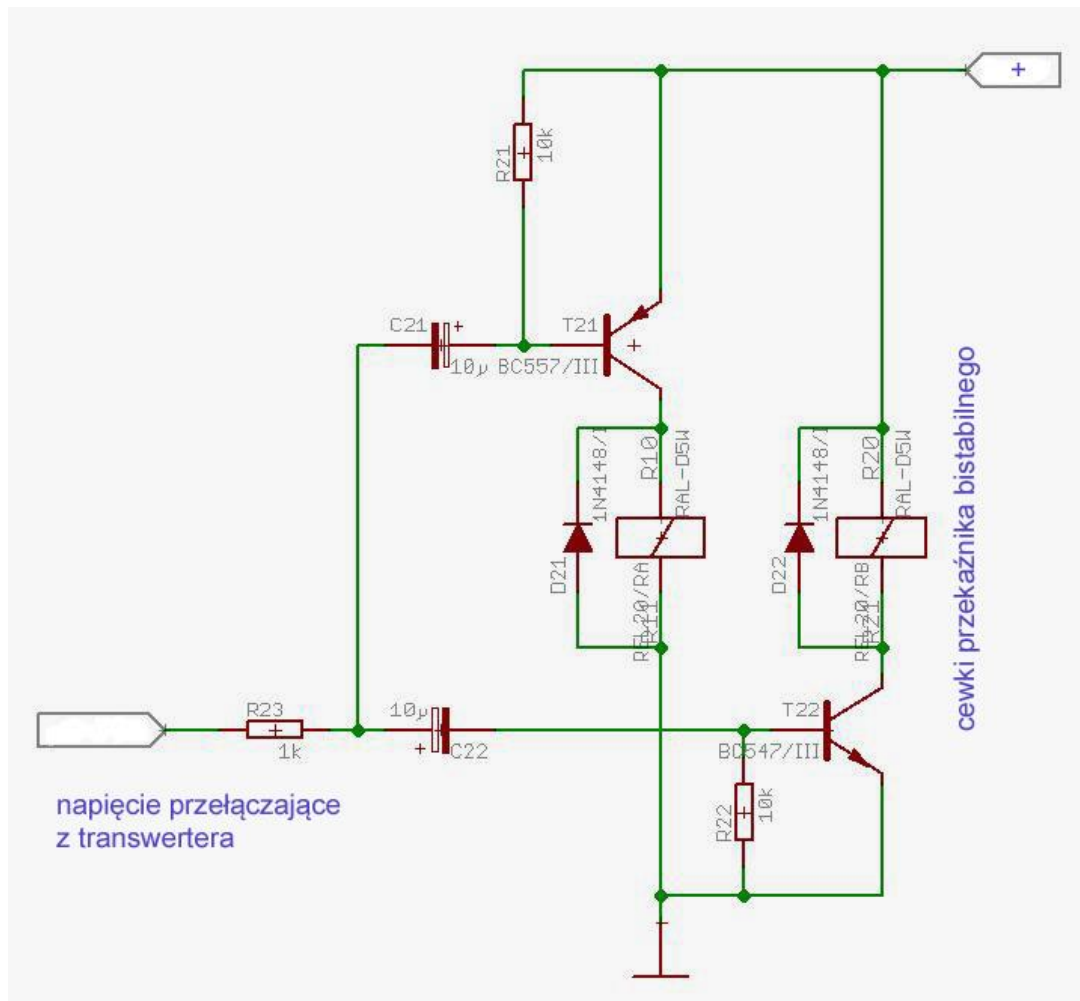
Najwygodniejszym rozwiązaniem przełącznika nadawanie–odbior w pasmach mikrofalowych jest użycie koncentrycznego przełącznika antenowego. Przełączniki takie pracujące w zakresie do 18 GHz i wyposażone w gniazdka SMA są dostępne na różnego rodzaju giełdach krótkofalarskich i w takich wyspecjalizowanych firmach jak „UKW-Berichte”. Nowe przełączniki są dość kosztowne i dlatego opłaca się rozejrzeć za używanymi, ale w dobrym stanie. Wiele modeli jest wprawdzie przeznaczonych w zastosowaniach profesjonalnych do pracy w zakresach do 18 GHz, ale w warunkach amatorskich zdają one egzamin także w paśmie 24 GHz. Najmniej problemów przysparzają przełączniki monostabilne pozwalające na połączenie ich w stanie spoczynku tak, aby sygnał odbierany docierał z anteny do wejścia odbiornika, a po podaniu napięcia na cewkę (w stanie roboczym) antena była łączona z wyjściem toru nadawczego. Należą one jednak do droższych i nie zawsze dostępnych wariantów, zwłaszcza w wydaniu 12-woltowym. Tańsze i łatwiej dostępne są przełączniki monostabilne na napięciu 28 (24) V albo przełączniki bistabilne na jedno z tych dwóch napięć. Sposób zasilania przełączników 28-woltowych (24-woltowych) z napięcia 12 V i niezbędne do tego układy opisano w tomie 25 „Biblioteki”. Na schemacie B.1 przedstawiony jest sposób przełączania przełącznika bistabilnego za pomocą napięcia +12 V pochodzącego z wyjścia transwerterów firmy Kuhne. Napięcie to pojawia się na wyjściu w czasie nadawania i w przypadku przełączników monostabilnych jest po prostu podawane na ich cewkę. Dla przełączania przełącznika bistabilnego zastosowano przełączany w zwykły sposób pomocniczy przełącznik monostabilny. Przez jego kontakty spoczynkowe i robocze zasilane są odpowiednio cewki przełącznika antenowego. Ciągły przepływ prądu przez nie jest jednak niekorzystny ponieważ powoduje przegrzewanie się przełącznika mikrofalowego (jest to zależne od typu i oporności uzwojeń dla prądu stałego). Dlatego też w szereg z jego cewkami włączone są kondensatory 47  $\mu\text{F}$ . Zwarcie przez przełącznik pomocniczy naprzemian ich dolnych okładek do masy powoduje przepływ impulsu prądu ładującego kondensator przez cewkę przełącznika koncentrycznego. Impuls ten jest wystarczający do przełączenia przełącznika. Dla możliwie szybkiego rozładowania kondensatora elektrolitycznego równoległe do niego podłączony jest opornik 1 k $\Omega$ . Ogranicza on natężenie prądu płynącego przez cewkę w pozostałym czasie do wartości pomijalnie małej. W zależności od parametrów przełącznika elementy układu mogą wymagać dobrania.



Rys. B.1. Schemat sterowania bistabilnym przełącznikiem antenowym

Istnieją także bardziej rozbudowane układy tranzystorowe. W układzie z rysunku B.2 dodatnie zbocze napięcia podanego na wejście w momencie przejścia na nadawanie po różniczkowaniu w obwodzie C22R22 otwiera na krótko tranzystor npn T22 typu BC547 i powoduje przepływ impulsu prądu przez prawą cewkę przełącznika bistabilnego (R20). Po rozładowaniu kondensatora C22 (10  $\mu\text{F}$ ) przez opornik R22 (10 k $\Omega$ ) tranzystor przestaje przewodzić i przez cewkę przestaje płynąć prąd. W momencie wyłączenia napięcia sterującego jego ujemne zbocze po różniczkowaniu w obwodzie C21R21 powoduje otwarcie na krótko tranzystora pnp T21 typu BC557 i przez lewą cewkę przełącznika

bistabilnego (R10) płynie impuls prądu wystarczający do jego przełączenia. W stanie ustalonym oba tranzystory są zatkane i przez cewki nie płynie prąd. Opornik R23 ma wartość 1 k $\Omega$ .



Rys.B.2. Tranzystorowy układ przełączania przekaźnika bistabilnego

## Literatura i adresy internetowe

- [Kozmiński1978] „Poradnik radioamatora“, Jerzy Kozmiński i in., WKŁ, Warszawa 1978
- [Reithofer1987] „Praxis der Mikrowellenantennen 1–75 GHz“, Sepp Reithofer, Verlag UKW-Berichte, Baiersdorf 1987, ISBN 3-9801 367-0-1
- [Rothammel2013] „Rothammels Antennenbuch“, Alois Krischke, DJ0DR, Wydawnictwo DARC, wydanie 13, Baunatal 2013
- [Sichla2002] „Kabel & Co in der Funkpraxis“, Frank Sichla, DL7VFS, wyd. VTH, seria *Funktechnik Berater*, Baden-Baden 2002, ISBN 3-88180-384-X
- [Szostka2001] „Fale i anteny“, Jarosław Szostka, WKŁ, wyd. 2, Warszawa 2001
- [Wade1994] „W1GHZ Microwave Antenna Book“, Paul Wade, W1GHZ, ex. N1BWT, ARRL 1994 – 2006

### Adresy internetowe

- [B.1] [www.swiatradio.com.pl](http://www.swiatradio.com.pl)



**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
- Nr 53 – „Anteny mikrofalowe”





