

Managing Interstation Interference

Revised Second Edition



W2VJN George Cutsogeorge

Managing Interstation Interference
with
Coaxial Stubs and Filters

Second Edition
Revised and Updated

***Radzenie sobie z interferencjami pomiędzy
radiostacjami za pomocą odgałęzień
współosiowych i filtrów***

Wydanie Drugie
Poprawione i zaktualizowane

George Cutsogeorge, BSEE
W2VJN

© 2009

Od tłumacza:

Pragnąc udostępnić polskim radioamatorom krótkofalowcom ciekawe profesjonalne opracowanie dotyczące rozwiązywania problemów związanych z budową stacji kontestowych z wieloma radiatorami i skomplikowanymi systemami antenowymi, którym towarzyszą różnego rodzaju oddziaływania tworzące zakłócenia i zagrożenia destrukcji systemu radiowego postanowiłem przetłumaczyć na język polski dostępną w wersji angielskiej książkę autorstwa znanego inżyniera konstruktora George Cutsogeorge W2VJN do którego należą wszelkie prawa autorskie, jak w oryginale o znamienym tytule:

„Radzenie sobie z interferencjami pomiędzy radiostacjami za pomocą odgałęzień współosiowych i filtrów”

„Managing Interstation Interference with Coaxial Stubs and Filters”
Revised & Updated. 2nd Edition 2009

Nie ukrywam, że zagadnienia nie należy do łatwych, lekkich i nie jednego początkującego w tym temacie czytelnika mogą wprawić o „zawrót głowy” dlatego też może zajść potrzeba sięgnięcia po literaturę uzupełniającą wiedzę podstawowa w zakresie pojęć i budowy filtrów, linii transmisyjnych oraz innych omawianych elementów systemu radiowego stacji kontestowych i nie tylko.

Dla tych bardziej zaawansowanych pozycja ta może być przypomnieniem bądź uzupełnieniem posiadanej wiedzy i doświadczenia praktycznego a dla pozostałych może być ciekawą pozycją wprowadzającą w tytułową tematykę, gdyż podobnej książki nie odnajduję na lokalnym rynku literatury technicznej w SP.

Starając się, jak najwierniej oddać sens oryginału zapewne nie udało mi się to w 100% zwłaszcza przy doborze polskiego słownictwa, gdyż w wielu przypadkach trzeba byłoby poszerzać tekst o przypisy i dodatkowe definicje, które można odnaleźć w innych pozycjach literatury tematu. Na przykład słowo ‘stub’ tłumaczone tu jest zamiennie jako ‘odcinek’ lub ‘odgałęzienie’. W paru przypadkach odstąpiłem świadomie od próby translacji niektórych ogólnie znanych zwrotów. Napisów na rysunkach nie tłumaczono.

Proszę o wyrozumiałość w tym zakresie.

Ryszard, SP9GR

Podziękowania:

Pragnę w tym miejscu podziękować autorowi oryginału George W2VJN za wyrażenie zgody na swobodne wolne od opłat udostępnienie na sieci Internetowej polskiemu czytelnikowi niniejszego tłumaczenia jego książki.

Many thanks to you George!

Serdecznie dziękuję również Koledze Ryszardowi K1CC za wskazanie źródła jw. oryginalnej wersji anglojęzycznej oraz pomoc w weryfikacji mojego tłumaczenia, które zapewne bez jego pomocy miałyby sporo błędów.

Uwaga ogólna: W przeliczeniach jednostek przyjęto 1’ (ft, stopa)=30,48cm

1”(cal)=2,54cm

Dokument posiada aktywne linki do wybranych zakładek.(CTRL+Lewy klik myszki)

Spis treści

Od tłumacza

1.0 Zdefiniowanie problemu

1.1 Podstawy i terminologia

1.2 Poziom mocy w nadajnikach stacji amatorskich

- 1.2.1 Harmoniczne
- 1.2.2 Szum fazowy
- 1.2.3 Szum szerokopasmowy

1.3 Ograniczenia odbiornika

- 1.3.1 Blokowanie odbiornika
- 1.3.2 Zniekształcenia intermodulacyjne
- 1.3.3 Poziom szumu

1.4 Wykres poziomu mocy

2.0 Czynniki mające wpływ na izolacje pomiędzy radiami

2.1 Podstawy

2.2 Typowe liczby

2.3 Przykłady separacji anten

- 2.3.1 Mała kratownica z trzypasmową antena i antenami drutowymi
- 2.3.2 Duża kratownica
- 2.3.3 Stacja z dwoma kratownicami

2.4 Niekorzystne warunki

3.0 Odcinki kabla koncentrycznego

3.1 Podstawy

3.2 Użycie program Elsie do symulacji odcinków wykonanych z koncentrycznego kabla bezstratnego

3.3 Wykonywanie odcinków – obróbka zgrubna

- 3.3.1 Jaki poziom dokładności jest wymagany dla ostatecznego przycięcia
- 3.3.2 Wskazówki do instalacji złączy PL259
- 3.3.3 Pomiary końcowe
- 3.3.4 Zakończenie kabla koncentrycznego

3.4 Typy odcinków (Stubs)

- 3.4.1 Typ 1 odcinków
- 3.4.2 Typ 2 odcinków
- 3.4.3 Typ 3 odcinków
 - 3.4.3.1 Omówienie każdego z 3-ch typów projektów
 - 3.4.3.2 Budowanie referencji 7 odcinków
 - 3.4.3.3 Ulokowanie zera poniżej częstotliwości przepuszczania
 - 3.4.3.4 Inne charakterystyki 3-ch typów odcinków
- 3.4.4 Skrócony opis odcinków

3.5 Efekty na różnych kablach

3.6 Używanie wielu odcinków koncentryka

- 3.6.1 Odcinek typu 1 połączony z linią koncentryczną
- 3.6.2 Odcinek typu 2 połączony z linią koncentryczną
- 3.6.3 Kombinacje dla SSB i CW
- 3.6.4 Łączenie wielu odcinków

[3.7 Straty i VSWR](#)

[3.8 Pasmowo przełączane odcinki](#)

[3.9 Dostrajanie odcinków z dyskretnymi elementami filtrów](#)

[4.0 Filtry](#)

[4.1 Filtry pasmowo-przepustowe](#)

[4.2 Hybrydowe filtry dolnoprzepustowe](#)

[4.3 Filtry pasmowo-zaporowe](#)

[5.0 Dwa radia, stacja na wszystkie pasma](#)

[5.1 Projekt stacji uczestnika WRTC](#)

[5.2 Projekt wielu-operatorów pojedynczej stacji WRTC](#)

[5.3 Użycie radia do pomiaru separacji](#)

[6.0 Charakterystyki rzeczywistych radiów](#)

[6.1 Szum odbiornika](#)

[6.2 Zakres dynamiki intermodulacyjnej i filtry 1-go mieszacza](#)

[6.3 Skuteczność procesora mowy nadajnika](#)

[7.0 Bibliografia](#)

[8.0 Źródła](#)

1.0 DEFINICJA PROBLEMU

1.1 Podstawy i Terminologia

Kiedykolwiek w bezpośrednim sąsiedztwie używane są dwa lub więcej radii wywołuje to pewien poziom interferencji. Poziom ten może zmieniać się od praktycznego braku problemu do faktycznego spalania elementów odbiornika w radiu. Celem tej książki jest zidentyfikowanie i określenie różnych parametrów, które tworzą interferencje i pokazanie metod, które będą redukować lub je eliminować.

Aby zrozumieć problem niezbędne jest zapoznanie się z niedoskonałościami nowoczesnych nadajników i odbiorników. Nadajniki wytwarzają znaczną moc na wielu częstotliwościach roboczych. Istnieją w nich źródła szumów, które będą promieniowane razem z pożądanym sygnałem. Odbiorniki mogą tolerować sygnały tylko poniżej określonych poziomów. Wysokie poziomy sygnałów powodują nieliniowość, która czyni odbiór trudnym lub niemożliwym lub fizycznie uszkodzają odbiornik.

Niezbędne jest również zrozumienie co nieco o użyciu dB, dBm, dBm/Hz, itd., w celu omówienia problemu w sposób zrozumiały. Właśnie to zaczynamy.

1.1.1 Zrozumienie różnych form dB, których używają inżynierowie częstotliwości radiowych RF

Użycie dB pozwala nam rozmawiać o bardzo dużych różnicach mocy i poziomów napięć w liczbach, które są łatwe do zrozumienia. Dla przykładu: maksymalna moc wyjściowa legalnego nadajnika w USA wynosi 1500 watów a poziom szumów odbiornika jest 0.04 mikrowoltów. Odbierana moc przy tym poziomie napięcia na 50 omach wynosi 0.00000000000000003 watów lub 3×10^{-17} watów. Liczby te nie są zbyt czytelne dla zrozumienia. Inżynierowie RF odnoszą poziomy mocy jako dB powyżej i poniżej 1 miliwata w systemie 50 omów i podają wynik w dBm. Tak więc, 1 miliwat to 0 dBm. Jeżeli zamienimy ten powyższy poziom mocy na dBm, otrzymamy +62 dBm dla wyjścia nadajnika i -135 dBm dla szumu odbiornika. Równania:

$$1500 \text{ watów w dBm} = 10 \log (1500 / .001) = +62$$

$$3 \times 10^{-17} \text{ watów w dBm} = 10 \log (3 \times 10^{-17} / .001) = -135$$

Dla wąskopasmowych emisji takich, jak CW, liczby te są łatwe do przeliczenia z sumy wartości mocy odczytanej na watomierzu. Dla przykładu:

Ile dBm wytwarza 100 watowy nadajnik?

$$100 \text{ watów w dBm} = 10 \log (100/0.001) = 10 \log(100,000) = 10 \times 5 = +50\text{dBm}$$

Pomiar poziomu szumu odbiornika może być wykonany przy pomocy prawdziwego miernika rms AC i generatora sygnałowego. Generator sygnałowy podłączony na wejście odbiornika jest ustawiony na odbierane częstotliwości z jego wyjściem ustawionym na zero. Odczyt miernika rms na jego wyjściu audio jest ustawiony na dogodną wartość na skali przez ustawienie regulacji głośności radia. Wyjście generatora jest wówczas korygowane dla 3dB przyrostu wyjścia audio na mierniku rms. Poziom szumu jest wówczas równy mocy wyjściowej sygnału. Załóżmy, że jest to poziom -135 dBm i szerokość pasma odbiornika jest 500 Hz.

Poziom szumu wprowadzany do wyjścia odbiornika będzie zależał od mocy szumów i szerokości pasma odbiornika. Szum może występować w szerokim pasmie ale nas interesuje tylko moc szumów w paśmie przenoszenia naszego odbiornika. Przyjmując jako standard bardzo wąski kawałek szumu możemy uzyskać liczbę, która jest użyteczna w przewidywaniu efektów interferencji. Powszechną wartością odniesienia dla szerokości pasma jest 1 Hz. Moc szumu jest wówczas definiowana jako rozdzielczość wyrażana w dBm/Hz. Jeżeli zmierzmy -135 dBm szumu na wyjściu odbiornika, który ma pasmo przenoszenia 500 Hz to moc w dBm/Hz powinna być:

$$\text{Moc szumu} = -135 \text{ dBm} - 10 \log 500 = -135 \text{ dBm} - 27 \text{ dB} = -162 \text{ dBm/Hz}$$

Gdzie -27 dB wynika z proporcji pasma 1 Hz do 500 Hz.

Inną często używaną formułą jest dBc, gdzie c reprezentuje nośną (carrier). Liczba wyrażona w dBc jest dB odniesionymi do poziomu nośnej. Moc wstęgi bocznej jest zazwyczaj wyrażana w dBc. Amplituda szumów wstęg bocznych nadawanej nośnej powinna być również wyrażana w dBc.

1.2 Poziomy mocy w nadajnikach stacji amatorskich

Nawet najlepsze nadajniki wytwarzają niepożądane produkty wraz z głównym sygnałem. Produkty te mogą wytwarzać nadmierne interferencje w innych radiach, które mogą być używane w pobliżu o ile nie zostaną podjęte kroki dla ich redukcji. Harmoniczne występują na całkowitych wielokrotnościach częstotliwości nadawania. 2-ga i 3-cia harmoniczna są zazwyczaj najgroźniejsze. Dla przykładu, nadajnik 7 MHz będzie wytwarzał sygnały harmoniczne na 14 i 21 MHz z dostateczną ilością energii powodującej interferencje podczas próby słuchania na tych pasmach. W nadajniku generowane są również dwie postacie szumów losowych. Są to szumy fazowe i transmitowany szum szerokopasmowy, które są opisane poniżej.

1.2.1 Harmoniczne

Nadajniki wytwarzają harmoniczne, które mogą powodować interferencje w odbiornikach monitorujących inne pasma amatorskie. Regulacje FCC wymagają

by te harmoniczne były więcej niż 40 dB poniżej nadawanej nośnej lub -40 dBc. Kiedy używana jest pełna legalna moc, harmoniczne mogą być promieniowane na poważnych poziomach mocy. Czterdzieści dB poniżej 1500 watów jest to 150 miliwatów lub +22 dBm. Liczby te mogą być traktowane jako groźne przypadki. Wzmacniacze z wyjściowym filtrem pi-L mogą mieć poziomy harmonicznych znacznie poniżej -40 dBc.

1.2.2 Szum fazowy

Fragment nadajnika generujący częstotliwość składa się z jednego lub więcej generatorów, zazwyczaj będących częścią syntezy częstotliwości. Urządzenia półprzewodnikowe używane do wytwarzania generatorów nie są wolne od szumów a więc niektóre szумы przypadkowe są obecne w prądach urządzeń. Szумы te modulują generowany sygnał i tworzą niewielką wartość przesunięcia fazowego. Te perturbacje fazowe mogą być obserwowane na analizatorze spektrum jako poszerzenie generowanego przebiegu sygnału lub szумы wstęp bocznych. Te szумы wstęp bocznych są nazywane szumem fazowym. Poziom szumu wstęp bocznych jest generalnie wyższy w pobliżu częstotliwości nośnej. Szum bardziej oddalony od częstotliwości nośnej jest redukowany aż przy pewnym przesunięciu osiąga spłaszczenie zwane poziomem szumu bazowego. Nowoczesne radia mają poziom szumu fazowego około -140 dBm/Hz. (*Patrz uwaga 1.*) Przy przesunięciu o 10 kHz jest to około -138, przy 2 kHz przesunięcia jest to około -120 dBm/Hz. Im bliżej aktualnej nośnej do której się dostrajamy, szумы fazowe stają się silniejsze. Ten szum jest obecny tylko, kiedy nadajnik aktualnie wysyła. Syntezer jest używany zarówno podczas nadawania, jak i odbioru a więc szумы fazowe stanowią również problem przy odbiorze.

Uwaga 1. By dodać realizmu do obliczeń, które nastąpiły, wiele wymienionych charakterystyk radiów było pobranych z laboratoryjnych pomiarów Elecraft K3, wykonanych przez ARRL. Autor, na swoim K3, pomierzył kilka liczb, które nie zostały zmierzone przez ARRL.

1.2.3 Szумы szerokopasmowe

Nadajniki półprzewodnikowe używają szerokopasmowych wzmacniaczy od ostatniego mieszacza poprzez wzmacniacz mocy do poziomu 100 watów. Wzmacniacze niskiego poziomu w łańcuchu mają niektóre szумы wewnętrzne, jak każdy realny wzmacniacz. Szумы te są wzmacniane aż do wzmacniacza końcowego. Ten wzmacniany szum szerokopasmowy będzie obecny kiedy będzie uaktywniony nadajnik, nawet jeszcze przed załączeniem nośnej. Wzmacniacz mocy jest zazwyczaj poprzedzony filtrem dolnoprzepustowym, który pomaga usunąć harmoniczne i również zredukować wyjściowy szum dla pasm powyżej będącego w użyciu.

Jako przykład, przyjmijmy czysty, wolny od szumów sygnał jest mieszany do częstotliwości roboczej z wolnym od szumów wprowadzonego źródła. Typowy poziom wyjściowy mieszacza może być -10 dBm. Wymagane wzmocnienie do wytworzenia 100 watowego wyjścia nadajnika powinno być 60 dB. Załóżmy, że

wzmacniacz wytwarzający wzmocnienie ma współczynnik szumów 4 dB. Szum wejścia takiego wzmacniacza jest $-174 \text{ dBm/Hz} + 4 \text{ dB} = -170 \text{ dBm/Hz}$.

Gdzie -174 dBm/Hz jest szumem na 50 Omowym rezystorze przy 300 stopniach Kelvina.

Na wyjściu transceivera będzie to -110 dBm/Hz . Poziom ten będzie rósł o 27 dB dla odbiornika z pasmem przenoszenia 500 Hz. Teraz poziom szumu stanie się -83 dBm i w stosunku do mocy nośnej 100 watów jest to:

$$-83 - (+50) = -133 \text{ dBc}.$$

1.3 Maksymalne poziomy odbiornika

Jeżeli na wejściu odbiornika będą prezentowane dostatecznie duże sygnałów będzie to skutkowało uszkodzeniem wewnętrznych komponentów. Występują również ograniczenia wielkości sygnałów, które odbiornik może tolerować nim odmówi zgody na równoczesny odbiór normalnych sygnałów.

Harmoniczne nadajnika i szумы mogą interferować z odbiorem, jeżeli ich poziomy będą dostatecznie duże.

Przyjrzyjmy się tym różnym obszarom problemów i powiązaniu określonych poniżej poziomów, które mogą mieć miejsce przy normalnym odbiorze.

1.3.1 Uszkodzenie odbiornika

Analizując komponenty, które składają się na obwody wejściowe odbiornika okaże się jakie poziomy mocy są bezpieczne. Tłumiki wejściowe zazwyczaj używają rezystorów ocenianych na 0.1 wata. Diody przełączające używane do wyboru filtrów wejściowych są zazwyczaj oceniane na 0.2 wata. Stosując współczynnik bezpieczeństwa 2 dla rezystorów otrzymujemy wynik 0.05 wata, lub 50 miliwat, lub $+17 \text{ dBm}$, będący maksymalną bezpieczną mocą. Jest to bardzo bezpieczne ponieważ jest mało prawdopodobne, że jakiś komponent będzie absorbował większość lub całą moc odbieraną na wejściu antenowym radia. Najgorszy przypadek będzie z rezystorami tłumika kiedy tłumienie jest ustawione na maksimum.

1.3.2 Blokowanie odbiornika

Kiedy stosowane są wysokie poziomy sygnałów na wejściu odbiornika występuje nieco niższy poziom niż punkt uszkodzenia przy którym odbiór jest blokowany lub zablokowany. Poziom ten jest funkcją projektowanego odbiornika i różni się w zależności od producenta i modelu. Najnowsze modele odbiorników z najwyższej półki mają poziom blokowania około $+5 \text{ dBm}$ dla sygnałów przesuniętych o 20 kHz i 0 dBm dla odstępów 5 kHz. Poziom blokowania jest zazwyczaj definiowany jako 1 dB punktu kompresji. Jest to poziom, gdzie wyjście odbiornika odbiega od liniowości o 1 dB. Odbiór jest niemożliwy, ale nie skutkuje uszkodzeniem.

1.3.3 Zniekształcenia intermodulacyjne (IMD)

Intermodulacja występuje, gdy akcja miksowania ma miejsce między dwoma lub więcej sygnałami dla tworzenia nowych sygnałów. Zazwyczaj są to produkty trzeciego rzędu tego typu $2 \cdot F_1 - F_2$ i $2 \cdot F_2 - F_1$. Na przykład: F_1 na 7020 kHz miesza się z F_2 na 7025, aby utworzyć produkty intermodulacji na 7030 i 7015. Minimalny poziom, na którym tak się dzieje w nowoczesnym radiu wynosi około – 27 dBm. (Zauważ, że powyżej tego poziomu jest tworzonych więcej i mocniejszych produktów IMD.) To jest mniej niż 10 miliwoltów i odczytałoby się po prostu poniżej $S_9 +50$ na mierniku S. Odbiór jest możliwy przy dużej ingerencji ze strony produktów przekraczających. Istnieje nieskończona liczba produktów intermodulacyjnych, ale produkty o nieparzystym porządku są najbliższe częstotliwości odbioru i zwykle są najbardziej uciążliwe. „Porządek” produktu jest sumą harmonicznych dwóch zaangażowanych częstotliwości.

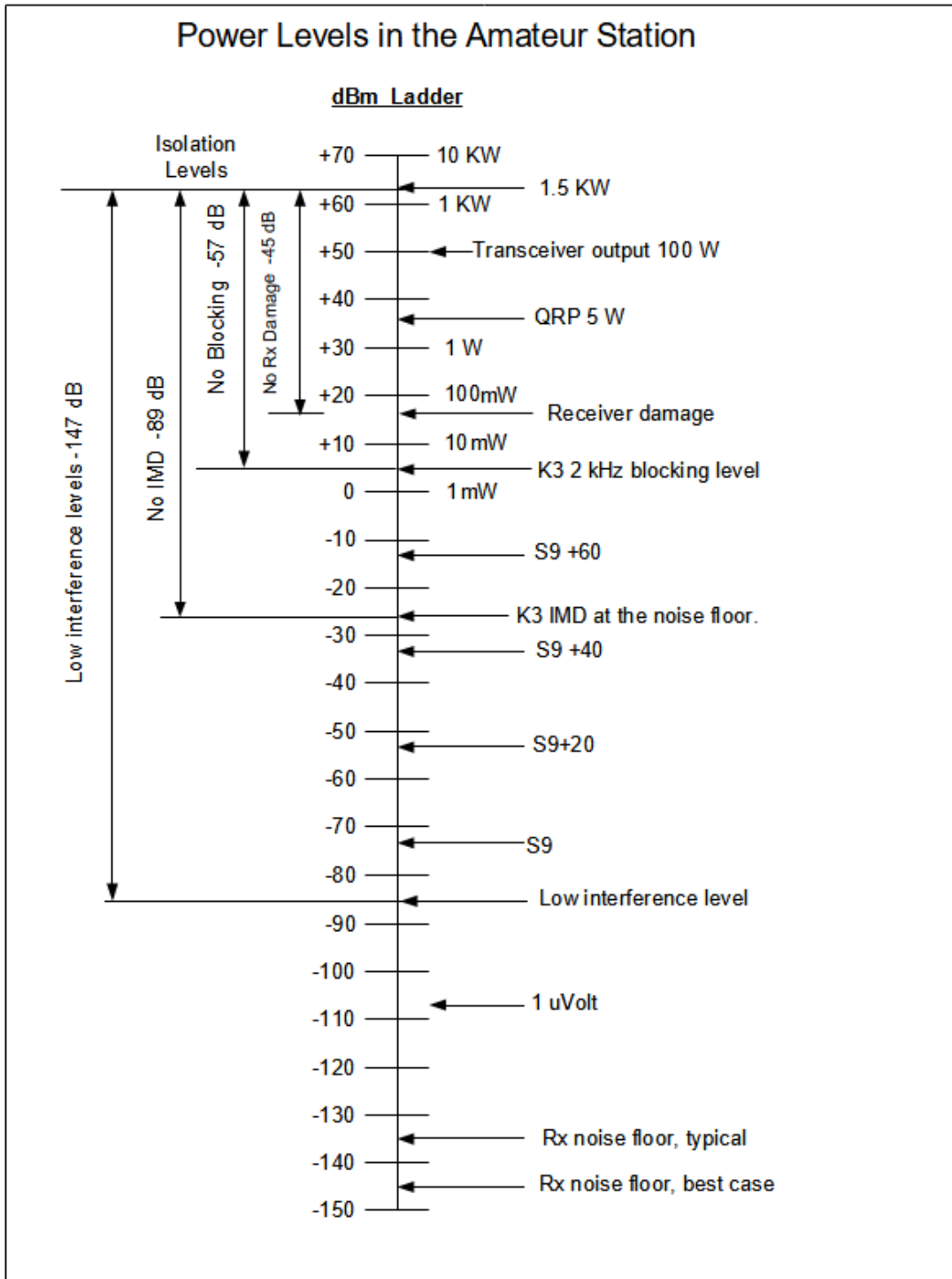
1.3.4 Poziom szumu

Wszystkie tranzystory i układy scalone użyte do produkcji wzmacniaczy i mieszaczy odbiornika mają wewnętrzne źródła szumów. Ten wewnętrzny szum wytwarzają tranzystory i obwody scalone użyte do produkcji wzmacniaczy i mieszaczy odbiorników. Ten wewnętrzny szum tworzy ograniczenie lub dolny poziom sygnału, który może być odebrany. Typowy poziom szumów w dzisiejszych radiach jest około -135 dBm mierzony w paśmie o szerokości 500 Hz.

1.4 Wykres poziomu mocy

[Rysunek 1](#) przedstawia różne poziomy mocy istotne dla analizy problemu zakłóceń w stacji amatorskiej. Skala dBm od +70 do -150 reprezentuje poziomy mocy od powyżej maksymalnej dopuszczalnej do poniżej najlepszej czułości odbiornika.

Po prawej stronie skali przedstawione są różne ważne poziomy mocy. Biorąc pod uwagę różnicę pomiędzy dwoma interesującymi nas poziomami dBm, może zostać określona izolacja w dB. Na przykład: aby zredukować wyjście nadajnika +62 dBm do tego poziomu, który nie uszkodzi odbiornika, wymagana jest izolacja 45 dB. Aby zredukować transmitowany poziom do 10 dB poniżej S_9 , który zminimalizuje interferencje potrzebna jest izolacja 147 dB . Przyjrzymy się różnym metodom uzyskania izolacji w dalszych rozdziałach.



Rysunek 1. Drabinka dBm.

2.0 CZYNNIKI MAJĄCE WPŁYW NA IZOLACJĘ POMIĘDZY RADIAMI

2.1 Podstawy

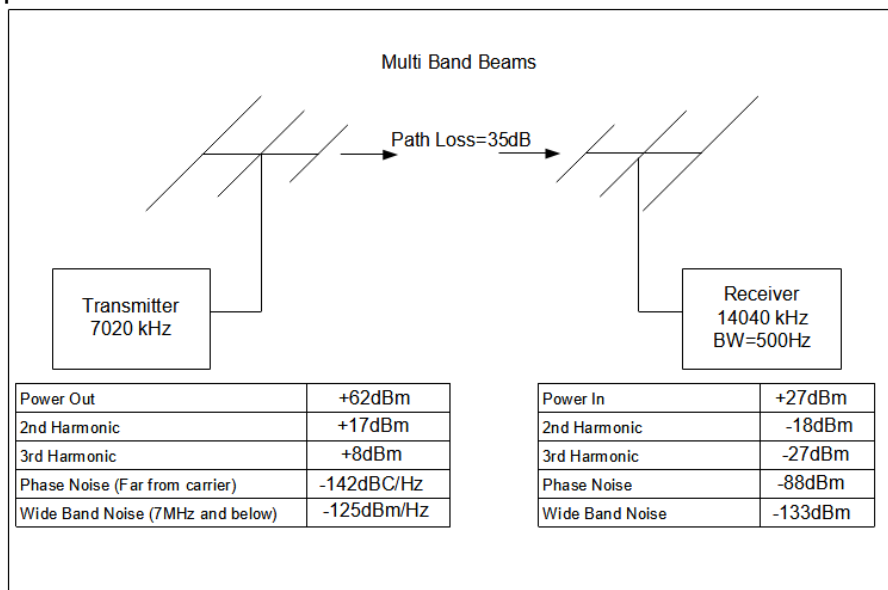
Na określenie, jak duża moc jest przekazywana do odbiornika obsługiwanego w pobliżu nadajnika składa się kilka czynników:

- Wzmocnienie anteny i odstęp pomiędzy antenami
- Moc wyjściowa nadajnika
- Orientacja i polaryzacja anteny
- Sprawność anteny odbiornika przy nadawanej częstotliwości

Oczywiście większa odległość między antenami zmniejszy pobór mocy przez antenę odbiorczą. Również zmniejszenie mocy nadawania zmniejszy moc zakłócającą w odbiorniku. Jeśli anteny są obrotowe, mogą być zorientowane w taki sposób, aby sprzężenie było minimalne. Zwykle dzieje się tak, gdy końce anten są skierowane do siebie. Korzystanie z anten o polaryzacji krzyżowej może również zmniejszyć sprzężenie. Niektóre stacje z wieloma nadajnikami i antenami Yagi używają anten pionowych do celów namierzania spotów. Korzystanie z anten jednopasmowych będzie zmniejszać sprzężenie ze względu na niższą wydajność Yagi podczas odbioru sygnałów poza częstotliwością pasma. Anteny wielopasmowe nie są najlepszym wyborem, gdy próbujesz izolować odbiornik od pobliskiego nadajnika.

2.2 Typowe liczby.

Rysunek 2 przedstawia konfigurację dwóch radiów wykorzystujących anteny wielopasmowe. Jedno radio nadaje mocą 1500 watów na 40 metrach, a drugie odbiera na 20 metrach. Tłumienie ścieżki między antenami wynosi 35 dB. Tabele pokazują poziomy różnych przesyłanych komponentów. Odbiornik używa filtra pasmowego 500 Hz i zakładamy, że sprawność anten jest taka sama na obu pasmach.



Rysunek 2. Poziomy nadania i odbioru w typowej stacji z 2-ma radiatorami.

Wypromieniowana moc nośna na 7020 kHz wynosi +62 dBm, a antena odbiornika otrzymuje +27 dBm po utracie 35 dB. Z drabinki dBm na [rysunku 1](#) widzimy, że +27 dBm przekracza poziom uszkodzenia, który ustaliliśmy dla odbiornika. By uczynić to bezpieczniejszym, potrzebujemy dodatkowych 10 dB izolacji. Pomijamy wszelkie zyski, które anteny mogą tutaj dodać.

Druga harmoniczna przychodzi przy -18 dBm, co przekracza poziom powyżej, którego tworzone są produkty IMD przy około 14 dB. Trzecia harmoniczna przychodzi przy -27 dBm, czyli właśnie na poziomie tworzenia IMD.

Szum fazowy (-88 dBm) i szum szerokopasmowy (-133 dBm) przekraczają poziom szumów odbiornika.

Zobaczmy, jak otrzymaliśmy te liczby:

Przesyłany szum fazowy = -142 dBc/Hz (wartość zmierzona w K3)

Poziom przenoszona moc nośnej = +62 dBm

Gęstość mocy szumu fazowego nadawanego = +62 dBm -142dBc/Hz = -80 dBm/Hz

Gęstość mocy szumu fazowego odbieranego = -80 dBm/Hz -35 dB = -115 dBm/Hz

Odbierana moc szumów fazowych w paśmie 500 Hz = -115 dBm/Hz +27 dB = -88 dBm

Gęstość przesyłanego szerokopasmowego szumu = -125 dBm/Hz (wartość zmierzona)

Gęstość odbieranego szumu szerokopasmowego = -125 dBm/Hz -35 dB = -160 dBm/Hz

Odbierana moc szumów szerokopasmowych w paśmie 500 Hz = -160 dBm/Hz + 27 dB = -133 dBm

Każdy z tych czynników szumowych spowoduje znaczne zakłócenia w radiu z poziomem szumu -135 dBm z wyjątkiem szerokopasmowego szumu transmitowanego -133 dBm.

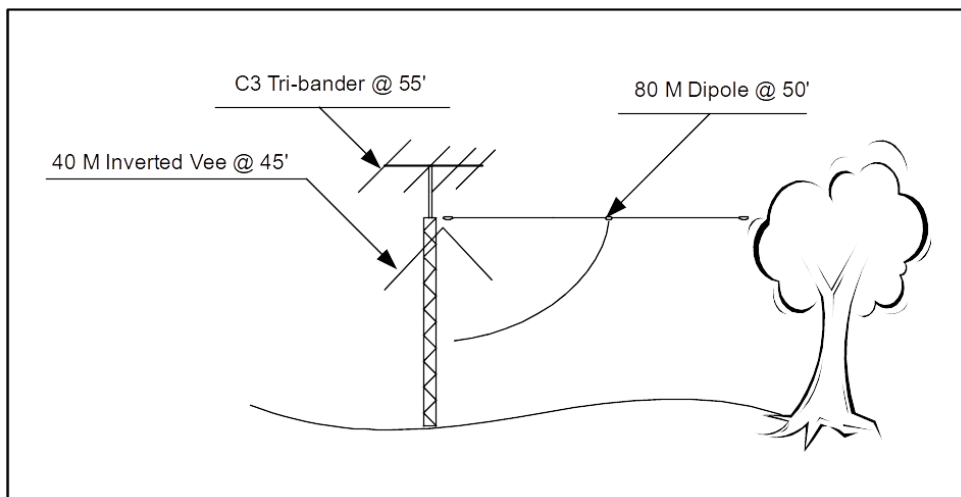
2.3 Pomiary izolacji anteny

Teraz, gdy ustaliliśmy niektóre parametry transmisji i niektóre wymagania odbiornika dla różnych poziomów działania, możemy spojrzeć na pomiary izolacji wykonanych w rzeczywistych warunkach stacyjnych. W W2VJN są dwie wieże z różnymi antenami na każdej. Wykonano pomiary izolacji laboratoryjnym woltomierzem RF. Nadajnik stacji był używany z watomierzem Bird jako źródło sygnału. Najpierw przyjrzymy się prostej instalacji.

2.3.1 Mała wieża z Tri-banderem i przewodami.

Spójrzmy na małą wieżę z tri-banderem i kilkoma antenami drutowymi.

Rysunek 3 pokazuje konfigurację anteny.



Rysunek 3. Mała wieża.

Wieża ma 50 stóp (15,24m) poniesienia. Na szczycie znajduje się tri-bander C3 na maszcie 5' (1,52m). Odwrócone-V 40m jest podparty poniżej szczytu wieży na 45' (13,7m). Dipol na 80m biegnie od szczytu wieży do drzewa. Tri-bander jest wyrównany z 40m odwróconym-V i jest pod kątem prostym do 80-metrowego dipola dla następujących pomiarów.

Tabela 1. Izolacja w dB między tri-banderem a antenami drutowymi

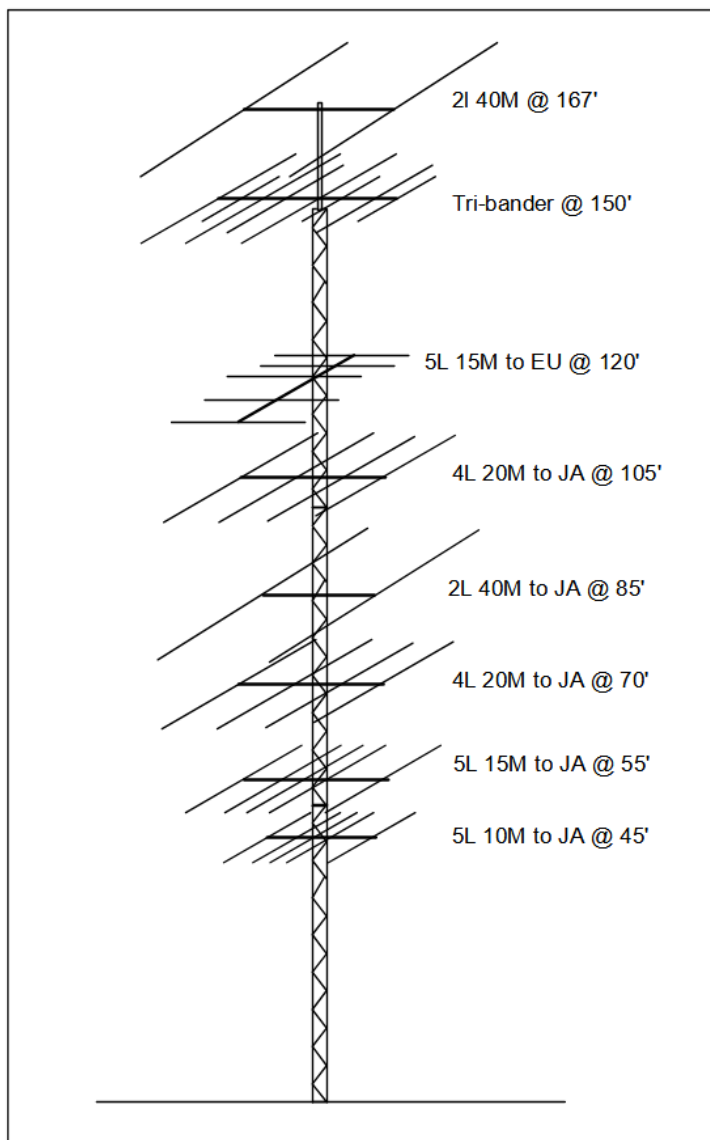
	TX Band				
	10	15	20	40	80
RX Band					
10	-	-	-	-35	-32
15	-	-	-	-35	-32
20	-	-	-	-35	-32
40	-36	-23	-30	-	-34
80	-36	-40	-38	-27	-

Tabela1 pokazuje możliwe kombinacje jednej anteny nadawczej i drugiej odbierającej. Górna linia to pasmo częstotliwości nadawania, a lewa boczna kolumna to częstotliwość odbioru. Liczby odnoszą się do izolacji lub tłumienia w dB od częstotliwości podstawowej nadajnika do wejścia odbiornika. Tri-bander jest używany na 20, 15 i 10 metrach, podczas, gdy na 40 i 80 metrach używane są dipole na odpowiednich pasmach. Patrząc na pierwszy wiersz danych, -35 i -32 poniżej 40 i 80 wskazuje izolację dB między 40 m i 80 dipolem a tri-banderem. Oznacza to, że podczas transmisji na 40 metrach z odwróconym V, tri-bander odbierze 40-metrową energię, czyli o 35 dB poniżej przesyłanej mocy. Patrząc na 40-metrowy rząd RX, widzimy, że nadawanie do tri-bandera spowoduje wprowadzenie 15-metrowego RF do 40-metrowej anteny, co jest o 23 dB niższe od mocy promieniowanej itp.

Wartość 23 dB w tym przykładzie jest najgorszym przypadkiem izolacji między dowolnymi kombinacjami anten, więc zobaczymy jaki poziom mocy dostanie się do odbiornika. Jeśli nadajnik emituje 1500 watów, izolacja 23 dB będzie wstrzykiwać 7,5 wata do drugiego odbiornika, jeśli nie zostaną podjęte żadne środki

ostrożności. To jest w stanie na pewno spowodować rozległe szkody. Przy użyciu dBm 1500 watów to około +62 dBm i odjęcie 23 dB daje +39 dBm. Z drabiny dBm na [rysunku 1](#) widzimy że potrzebujemy około 22 dB dodatkowej izolacji, aby zapobiec uszkodzeniu odbiornika. Również w przypadku nadajników o mocy 150 W będziemy potrzebować dodatkowej izolacji 12 dB, aby zapobiec uszkodzeniu odbiornika. Tak więc niska moc nie gwarantuje bezpieczeństwa. *Tylko poziomy QRP byłyby bezpieczne bez dodatkowych środków ostrożności.* Ponieważ liczby te są mierzone w określonych warunkach w jednym miejscu to należy dodać dodatkowy współczynnik bezpieczeństwa dla niewiadomych i zmian w antenie. Dziesięć dB nie byłoby zbyt przesadne (ekstrawaganckie).

2.3.2 Duża wieża z wieloma antenami



Rysunek 4 Duża wieża.

Rysunek 4 pokazuje przykład anteny Yagi na 45,72-metrowej wieży. Anteny obrotowe na górze to 2-elementowa 40-metrowa Yagi i duży tri-bander. Są one rozstawione w odstępach 17 stóp (5,2m). Pod szczytem wieży zamontowanych jest 6 bloków Yagi. Wszystkie z wyjątkiem górnej 5-elementowej beamem na 15 metrów jest zamocowana na JA. Górna piętnastka jest skierowana na Europę. Tabela 2 przedstawia pomiary izolacji wykonane między tri-banderem a innymi antenami. Tri-bander był anteną nadawczą i zmierzono moc sprzężoną z różnymi antenami. W każdym przypadku Tri-bander obracano aż do zauważenia maksymalnej mocy sprzężonej.

Tabela 2 Izolacja w dB z nadawaniem na tri-banderze.

Tx	20	15	10
Rx			
40R	-49	-35	-43
40JA	-68	-71	-67
20Stk	-62	-56	-64
15EU	-55	-47	-64
15JA	-59	-67	-70
10JA	-75	-72	-53

Minimalna izolacja występuje między transmisją na tri-banderze na 15 metrach a 40 metrowym beam-em bezpośrednio nad nim. Jak pokazuje tabela, izolacja jest po prostu 35 dB. Jeśli zostanie przyłożonych 1500 watów do tri-bandera na 21 MHz, to 40-metrowy beam wyśle 0,43 wata lub +27 dBm do drugiego odbiornika. To jest niedopuszczalnie wysokie i musi być zapewniona dodatkowa izolacja z filtrami i/lub linii transmisyjnych.

W tabeli jest kilka interesujących liczb. Na przykład, gdy tri-bander nadaje na 20m, Stack 4 na 4 zbiera 0 dBm lub tylko 1 miliwat. Oznacza to, że dwa radia mogą działać na 20 metrach w tym samym czasie i nawet żadne dodatkowe filtry ani odgałężenia nie byłyby potrzebne do ochrony nawet z pełną mocą dopuszczoną prawem. Oczywiście chcielibyśmy trochę dodatkowej izolacji, aby zapobiec przeciążeniu drugiego odbiornika.

Inne kombinacje, które będą bezpiecznie działać to:

1. Tri-bander nadający na 20 m i drugie radio używające na 10 m antenę JA
2. Tri-bander nadający na 15 m i drugie radio używające na 15 m antenę JA.
3. Tri-bander nadający na 10 m i drugie radio używające na 15 m antenę JA.

Na wieży znajduje się również 6 anten przewodowych, 2 odwrócone V na 80 metrów pod kątem prostym i cztery ½-falowe sloppery na 160 metrów. Izolację, gdy nadaje tri-bander przedstawiono w tabeli 3. W każdym przypadku tri-bander został obrócony do punktu minimalnej izolacji.

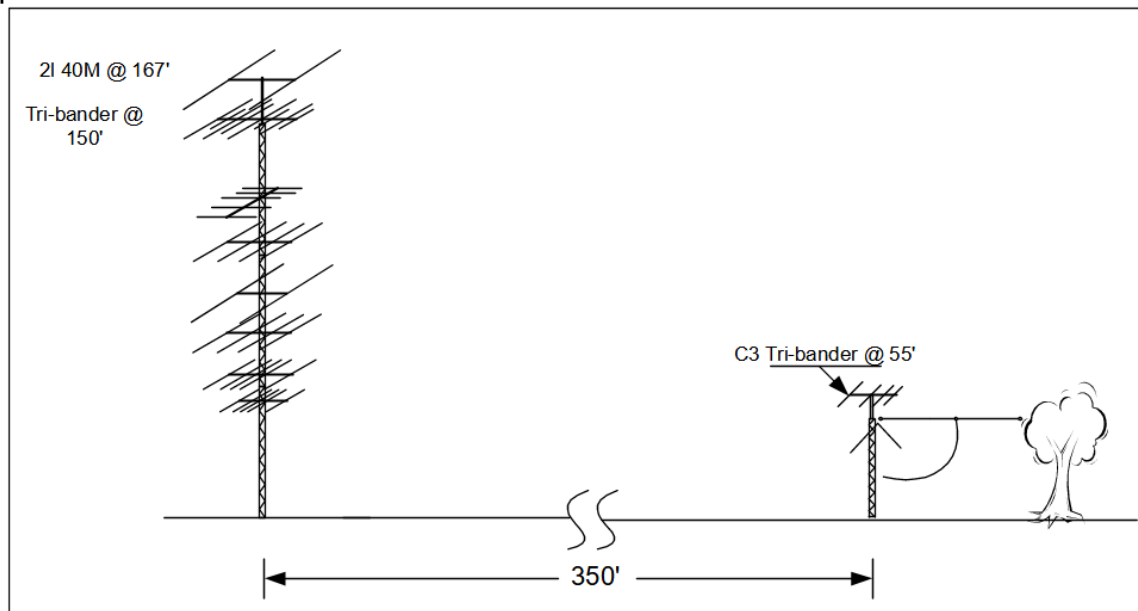
Tabela 3. Izolacja między anteną trójpasmową a antenami drutowymi.

Tx	20	15	10
Rx			
160	>-80	-73	>-80
80EU	-54	-45	-60
80JA	-50	-46	-57

Sprężenie do 160-metrowych slopperów jest minimalne. Jest to prawdopodobnie spowodowane tym, że środki antenowe są tak daleko od tri-bandera. Środki 80-metrowego odwróconego V są dość blisko tri-bandera. Sprężenie do 80-metrowego odwróconego V skutkuje otrzymanymi mocami w zakresie +16 lub +17 dBm.

2.3.3 Stacja z dwoma wieżami

Rysunek 5 pokazuje zestaw dwóch wież w W2VJN. Odstęp jest 350 stóp (107m) i mała wieża jest na północny-zachód od dużej wieży. W ten sposób wszystkie stałe anteny JA na dużej wieży wskazują prawie bezpośrednio na małą wieżę. Gdy dowolna antena obrotowa jest skierowana na Europę, kończy się na drugiej wieży. Zwróć uwagę, że anteny przewodowe na większej wieży nie są pokazane.



Rysunek 5 Zestaw dwóch wież.

Tabela 4 przedstawia izolację między wieżami. Kolumna po lewej zawiera listę anten dużej wieży, a w górnym wierszu znajdują się anteny małej wieży. Duża wieża jest nadawcza a mała odbiorcza. Anteny obrotowe są skierowane do siebie. Pamiętaj, że 45 dB to nasza minimalna dopuszczalna izolacja, widzimy kilka kombinacji, które są kłopotliwe. Istnieją pewne marginalne warunki, które są tak blisko 45 dB, że nie można ich zignorować. Najgorszy przypadek to stos 4 na 4, 20 m patrzące wprost na C3. Te wieże są oddalone od siebie o 350 stóp a jednak w tym przypadku izolacja wynosi tylko 25 dB. Wprowadzi to 5 watów do odbierającego radia i jest to zdecydowanie za dużo. Nawet X9 w znacznie wyższym punkcie będzie wprowadzał ponad 1,5 wata do odbierającego radia. Wymagana jest ostrożność, gdy anteny są twarzą do siebie, nawet jeśli są dość daleko oddalone od siebie.

Tabela 4. Izolacja pomiędzy wieżami.

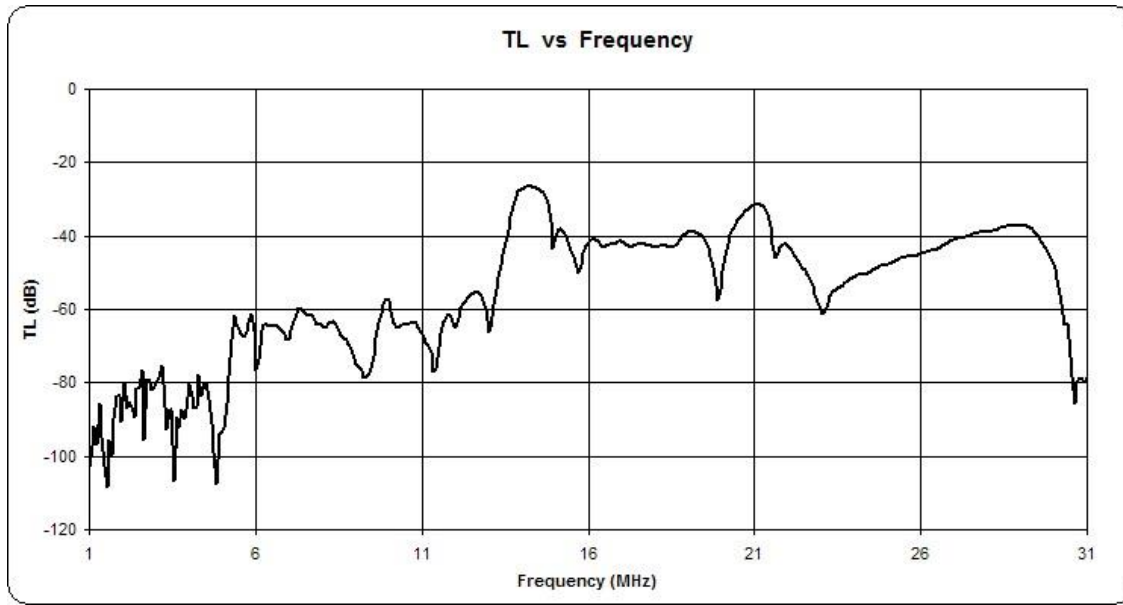
Antena Rx 80M Dipole 40M Inv V C3 Tri-bander				
Pasma Tx Antena Tx				
160	NW Sloper	-52	-44	-48
160	NE Sloper	-70	-63	-67
160	SE Sloper	-68	-61	-65
160	SW Sloper	-71	-51	-60
80	EU Inv V	-43	-66	-53
80	JA Inv V	-60	-58	-66
40	JA 2L	-59	-36	-53
40	Rotary 2L	-56	-36	-53
20	JA 4/4	57	-45	-25*
20	Rotary X9	-57	-50	-30
15	JA 5L	-59	-44	-31
15	EU 5L	-70	-69	-51
15	Rotary X9	-59	-49	-35
10	JA 5L	-70	-48	-35
10	Rotary X9	-67	-50	-45

* Najgorszy przypadek.

Rysunek 6 pokazuje odpowiedź częstotliwościową przemiatania wykonaną za pomocą anten trójpasmych wskazujących na siebie. Generator napędzał X9 a analizator widma monitorował C3. (Uwaga: istnieją pewne różnice w wartości między przemiataniem a tabelą 4 ze względu na metodę kalibracji.)

2.4 Warunki najgorszych przypadków

Przeglądając tabele izolacji dla podanych przykładów, widzimy, że minimalne liczby w najgorszym przypadku wynoszą od 23 do 27 dB. Wcześniej zauważyliśmy, że 45 dB to absolutna minimalna tolerowana izolacja, która zapobiega uszkodzeniu radia. Zauważyliśmy również, że aby zapewnić konfiguracji z dwoma radiami minimalne interferencje potrzebne jest 147 dB izolacji. Zatem dodatkowa izolacja waha się od minimum 22 dB do maksimum 124 dB. Powinno to obejmować zakres wymagań dla większości sytuacji. Następnie przyjrzymy się dostępnym opcjom poprawy.



Rysunek 6. Tri-bandery wskazujące na siebie. TL odnosi się do strat transmisji.

3.0 Odcinki kabla koncentrycznego (stubs)

3.1 Podstawy

Odcinek koncentryczny to fragment linii transmisyjnej, która jest zwarta lub otwarta na jednym końcu i podłączony do obwodu lub innej linii przesyłowej na drugim końcu.

Ogólnie rzecz biorąc, w zastosowaniach amatorskich odgałęzienie byłoby połączone z linią transmisyjną pomiędzy radiem a anteną. Odgałęzienia mogą działać jako cewki indukcyjne, kondensatory lub obwody rezonansowe w formie szeregowej lub równoległej, w zależności od długości fali i ich długości. Odgałęzienia mogą być używane do redukcji harmonicznym wyjściowych nadajnika. Odcinki mogą być również używane do redukcji sygnałów wejściowych odbiornika przy podharmonicznym lub harmonicznym żądanego sygnału. Odgałęzienia są zazwyczaj przycinane do $\frac{1}{4}$ lub $\frac{1}{2}$ długości fali.

Niektóre odcinki specjalnego przeznaczenia są przycinane do innych ułamków długości fali.

Pojedynczą długość fali można obliczyć za pomocą następujących wzorów:

Pojedyncza długość fali w stopach = V_p (983,6/częstotliwość w MHz)

Pojedyncza długość fali w metrach = V_p (299,8/częstotliwość w MHz)

Gdzie V_p = względna prędkość propagacji dla użytego kabla

V_p jest funkcją stałej dielektrycznej izolacji między wewnętrzną a zewnętrzną żyłą kabla koncentrycznego. V_p dla niektórych popularnych kabli znajduje się w Tabeli 5.

Tabela 5 Współczynniki prędkości kabli koncentrycznych

Cable	Vp
RG-58	0.665
RG-213	0.665
RG-8X	0.78
LMR-240	0.84
LMR-400	0.89
RG-142	0.695

Dla innych dielektryków Vp można policzyć ze wzoru:

$$Vp = 1/\epsilon$$

Gdzie ϵ = względna stała dielektryczna izolacji kabla

Zauważ, że mogą występować pewne różnice w Vp dla tego samego kabla, zależnie od różnej partii lub innego producenta. Dotyczy to szczególnie izolacji piankowych.

Vp może również zmieniać się wraz z częstotliwością. Jeśli wymagana jest wysoka precyzja, najlepiej zmierzyć Vp dla danego kabla.

Odgałężenia są zwykle połączone z linią przesyłową przenoszącą energię do i z anteny. W niektórych przypadkach służą do redukcji energii harmonicznej wychodzącej z nadajnika. W innych przypadkach służą do redukcji energii częstotliwości docierającej do odbiornika z innego źródła. Operacja opiera się na niektórych podstawowych właściwościach linii przesyłowych. Te zasady to:

1. Impedancja wejściowa linii $\frac{1}{2}$ długości fali jest taka sama na obu końcach. Tak więc, jeśli jest otwarty na drugim końcu, impedancja wejściowa jest bardzo wysoka. W przypadku zwarcia impedancja wejściowa jest bardzo niska.
2. Impedancja wejściowa linii $\frac{1}{4}$ długości fali jest przeciwna do impedancji na przeciwnym końcu. Jeśli jest otwarty na drugim końcu, impedancja wejściowa jest bardzo niska. W przypadku zwarcia impedancja wejściowa jest bardzo wysoka.

Cechy te możemy zaobserwować w Tabeli 6. Odcinki są cięte na 40 pasmo metrowe.

Tabela 6 Charakterystyki odcinków dla pasma 40 m

Pasma	$\frac{1}{4}$ Fali Zwarty	$\frac{1}{4}$ Fali Otwarty	$\frac{1}{2}$ Fali Zwarty	$\frac{1}{2}$ fali Otwarty
80	NIE UŻYTY	NIE UŻYTY	OTWARTY CKT	ZWARTY CKT
40	OTWARTY CKT *	ZWARTY CKT	ZWARTY CKT	OTWARTY CKT *
20	ZWARTY CKT	OTWARTY CKT	ZWARTY CKT	OTWARTY CKT
15	OTWARTY CKT	ZWARTY CKT	ZWARTY CKT	OTWARTY CKT
10	ZWARTY CKT	OTWARTY CKT	ZWARTY CKT	OTWARTY CKT

*(CKT – circuit – skrót oznaczający obwód. Tu obwód otwarty lub zwarty.)

Można dostrzec, że dwa rodzaje odgałęzień stanowią obwód otwarty dla 40-metrowej linii przesyłowej. Są oznaczone gwiazdką *. To są odgałęzienia $\frac{1}{4}$ fali zwarte i $\frac{1}{2}$ fali otwarte. Inne odcinki nie byłyby użyteczne dla 40 metrów, ponieważ zwartyby linię transmisyjną. Odgałęzienie zwarte $\frac{1}{4}$ fali prezentuje energię harmoniczną zwartą dla 20 metrów i 10 metrów i jest przydatny do zmniejszenia harmonicznych z nadajnika 40-metrowego na tych pasmach.

Otwarty odcinek $\frac{1}{2}$ fali stanowi również otwarty obwód dla 40 metrów linii przesyłowej. Jak pokazuje tabela, zmniejszy to każdą 80-metrową energię w linii. Jest to zwykle używane do ochrony 40-metrowego odbiornika przed 80 m nadajnikiem.

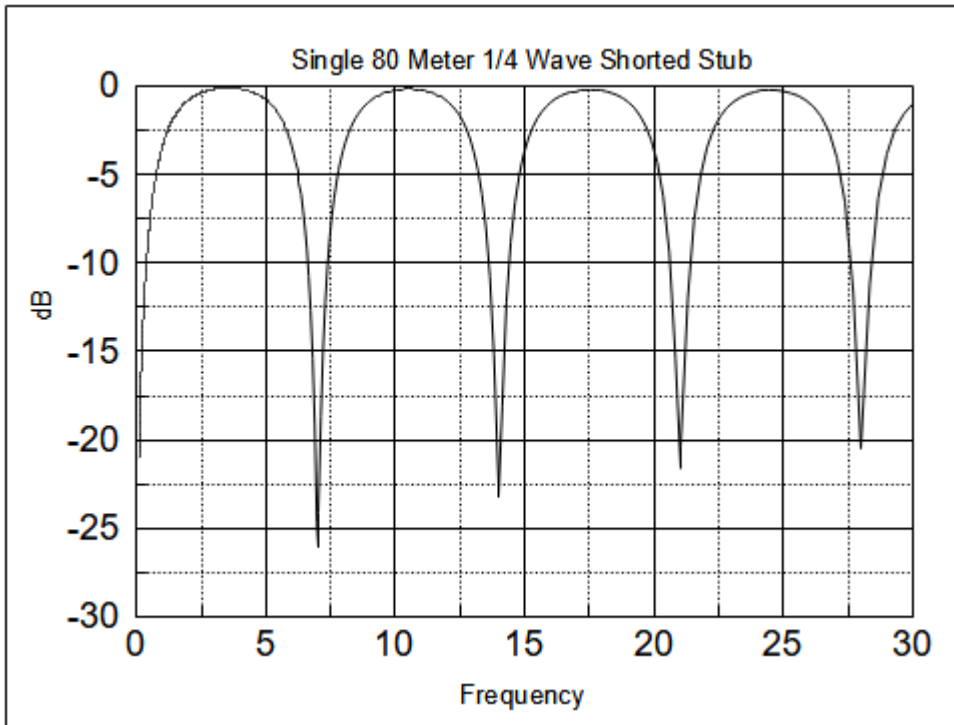
Harmoniczne nadajnika muszą być zredukowane w nadajniku. Nie mogą być odfiltrowane w odbiorniku. Sygnały spoza pasma mogą być filtrowane w odbiorniku, ale jeśli harmoniczne nadajnika wpadną na pasmo odsłuchowe, nic nie można zrobić w odbiorniku.

Normalnie odcinek zwarty $\frac{1}{4}$ fali byłaby podłączony do wyjścia wzmacniacza.

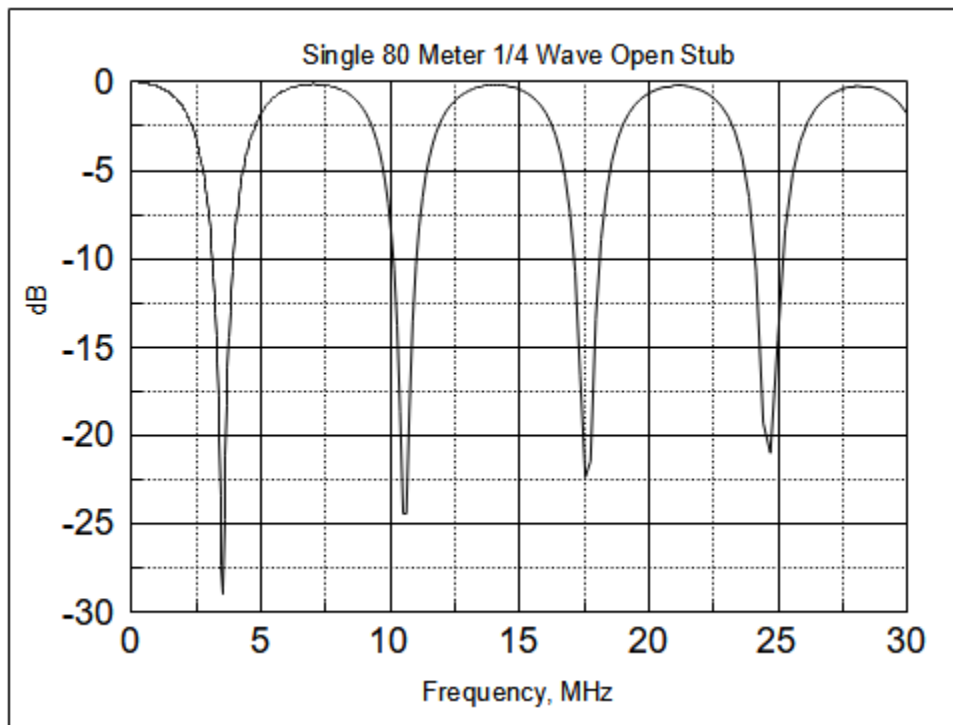
Odgałęzienie otwarte $\frac{1}{2}$ fali nie musi być podłączone do wyjścia wzmacniacza, ponieważ wpływa tylko na odbierane sygnały. Może być używane na wyjściu transceivera przed wzmacniaczem. Czasami może to być zaletą, ponieważ mniejsze odcinki mogą być wykonane z RG-8X lub RG-58, które mogą się nagrzewać w warunkach wyższej mocy. Otwarty odcinek $\frac{1}{2}$ fali zredukuje również przesyłane szerokie pasmo szumów na 80 metrach podczas transmisji na 40 m.

[Rysunek 8a](#) pokazuje odpowiedź częstotliwościową uzyskaną dla zwartego odcinka $\frac{1}{4}$ fali 40-metrowej. Zwróć uwagę na zerową wartość przy 14 MHz. Dodatkowe wartości zerowe występują na wszystkich parzystych harmonicznym 7 MHz. Zwróć uwagę na wartość zerową na 28 MHz.

[Rysunek 8b](#) przedstawia odpowiedź uzyskaną dla otwartego odgałęzienia $\frac{1}{2}$ fali dla 40 metrów. Zwróć uwagę na pierwszą wartość zerową przy 3,5 MHz i dodatkowe wartości zerowe przy wielokrotnościach 3x, 5x i 7x 3,5 MHz.



Rysunek 8a 7 MHz zwarty odcinek $\frac{1}{4}$ długości fali.



Rysunek 8b 7 MHz otwarty odcinek $\frac{1}{4}$ długości fali.

Reaktancja widziana na wejściu odgałęzienia zależy od jego długości i tego, czy jest zwarty lub otwarty. Odgałęzienie o długości mniejszej niż $\frac{1}{4}$ fali przedstawia reaktancję pojemnościową na jego wejściu, jeśli jest otwarte a indukcyjną, jeśli jest

zwarte. Jeżeli wykonano dłuższy odcinek, typ reaktancji odwraca się co $\frac{1}{4}$ fali. Tabela 7 przedstawia dane wejściowe reaktancji w zależności od długości dla odgałęzień od 0 do 1 długości fali.

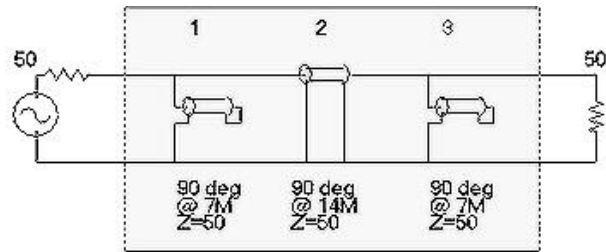
Długość		Typ reaktancji	
W długości fali	W stopniach	Otwarty koniec	Zwarty koniec
0 do 1/4	0 do 90	Pojemnościowy	Indukcyjny
1/4 do 1/2	90 do 180	Indukcyjny	Pojemnościowy
1/2 do 3/4	180 do 270	Pojemnościowy	Indukcyjny
3/4 do 1	270 do 360	Indukcyjny	Pojemnościowy

3.2 Użycie Elsie© do symulacji odcinków wykonywanych z bezstratnych kabli koncentrycznych.

Program Elsie dla filtrów napisany przez Jima Tonne'a, WB6BLD. (Zobacz [Źródła](#) na końcu książki, gdzie znajdują się odniesienia do tego i innych produktów). Jest bardzo dobrze przemyślany i sprawia, że projektowanie filtrów jest banalną sprawą nawet dla niedoświadczonych. Chociaż wykonuje złożone filtry indukcyjno-kondensatorowe, ma również bezstratne modele kabli koncentrycznych. Można je łączyć w różne formy, aby symulować kombinacje otwartych i zwartych odgałęzień. Tak więc fazę eksperymentowania projektu odcinka kabla można w większości zastąpić kilkoma iteracjami wykonanymi w Elsie na twoim komputerze. Otrzymane krzywe odpowiedzi nie wykażą strat przy częstotliwości przepustu oraz nadmiernego tłumienia przy częstotliwości zerowej, ponieważ modele są bezstratne.

Jego użyteczność polega na możliwości pokazania, gdzie te częstotliwości przechodzenia i zerowania wystąpią dla danego projektu obwodu. Zróbmy prostą symulację pary połączonych zwartych odcinków.

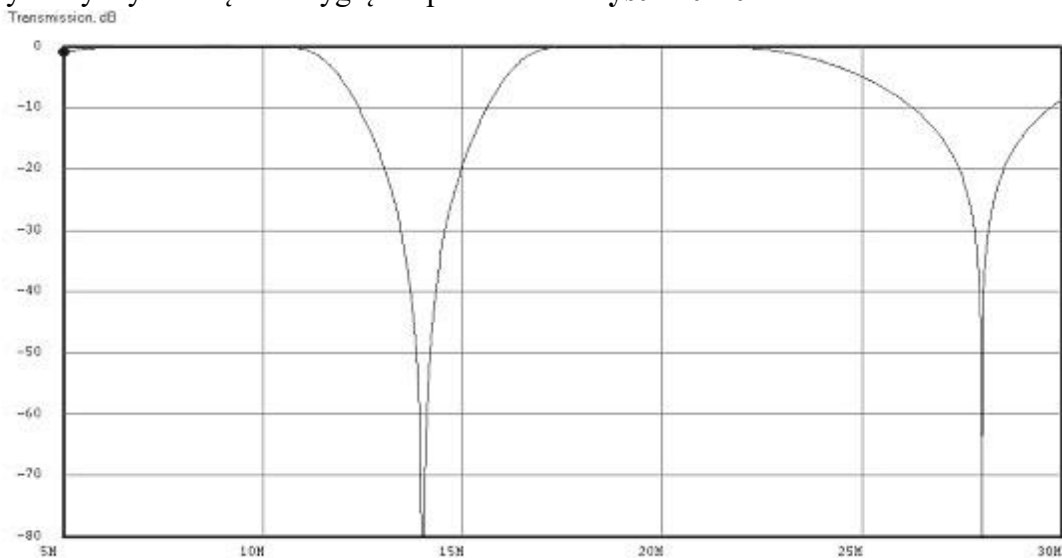
Otwórz program, wybierając **Manual parts entry (Ręczne wprowadzanie części)**. Wpisz 50 w polu **Input** okna zakończenia wejścia i **Output** zakończenia wyjścia. Kliknij model ze zwartym kablem koncentrycznym, jak pokazano poniżej jako numer elementu (1). Wpisz 90 (stopni) dla **Line length (długości linii)**, 7 (MHz) dla **częstotliwości** i 50 (omów) dla **Line impedance (impedancja linii)**, a następnie kliknij **Akceptuj**. Następnie dla (2) szeregowego wybierz model kabla koncentrycznego i wpisz 90 (stopni), 14 (MHz) i 50 (Ohm), a następnie zaakceptuj kliknij **Accept**. Na koniec wybierz drugi zwarty (3) model koncentryczny i powtórz 90 stopni, 7 MHz i 50 omów jako poprzednio. Kliknij zaakceptuj **Accept** i **Exit** wyjdź. Po wybraniu schematu **Schematic** powinieneś zobaczyć to, co pokazano na **rysunku 9**. Wybierz opcję **Analysis (Analiza)** i ustaw różne parametry dla żadanego typ wykresu.



Family: Manual entry

Rysunek 9. Schemat Elsie przykładowych odcinków kabli koncentrycznych.

Uzyskany wykres będzie wyglądać podobnie do rysunku 10.



Rysunek 10 Wykres Elsie podwójnych odcinków koncentryka.

Rzeczywiste podwójne odcinki kabli koncentrycznych 7 MHz miałyby kilka dziesiątych dB strat przy 7 MHz a wartość zerowa wynosiłaby około 70 dB przy 14 MHz.

3.3 Wykonywanie odcinków – zgrubne przycinanie

Długość kabla koncentrycznego można zmierzyć, rozciągając go na czystej podłodze obok miarki taśmowej. O ile oba nie będą rozciągnięte bardzo prosto, dokładność będzie słaba. Łatwo jest popełnić błąd jednej stopy lub więcej przy długości 46 stóp podczas próby cięcia 80 metrowego odcinka. Z tego powodu zgrubne cięcie powinno być przewymiarowane o 5% lub więcej. Mierniki do pomiaru kabli dostępne w firmie Hykon Mfg. Co. umożliwiają precyzyjny pomiar kabla współosiowego z dokładnością do ułamka cala przy dowolnej długości. Ta firma sprzedaje również różne urządzenia do nawijania kabli. **Rysunek 11**

przedstawia rolkę domowej roboty której używa autor. Mieści 500-stopową (152m) szpulę RG-213 lub 1000-stopową (305m) szpula RG-8X.



Rysunek 11 Miernik długości kabla firmy Hykon 1410 z zamontowaną 500 stopową (152m) szpulą kabla RG-213.

3.3.1 Jaki poziom dokładności jest wymagany dla końcowego przycięcia?

Pierwszorządne znaczenie ma częstotliwość zerowa na drugiej harmonicznej. Dokładność cięcia bezpośrednio określa częstotliwość zerową. Wymagana dokładność dla cięcia odgałęzienia z dokładnością do 3 dB od najlepszego zera jest pokazana w Tabeli 8.

Na przykład: jeśli przycinamy odcinek $\frac{1}{4}$ fali na 14 MHz do wartości zerowej przy 28 MHz, idealna długość to 11'8.16". Dałoby to zerową głębokość około -32 dB. Jeśli popełniliśmy błąd 0,66 cala (1,68 cm), wartość zerowa zmniejszyłaby się przy częstotliwości projektowej o 3 dB lub byłaby -29 dB. Częstotliwość zerowego minimum byłaby przesunięta o około 130 kHz lub 0,4%.

Tabela 8 Dokładność cięcia RG-213

Pasma	Odchyłka długości/3dB	Zero pasma	Błąd zerowej częstotliwości
1.8 MHz	1' 5" (43,18cm)	3.6 MHz	+/-50 kHz
3.5 MHz	4.4" (11,18cm)	7.0 MHz	+/-55 kHz
7.0 MHz	1.6" (4,06cm)	14 MHz	+/-80 kHz
14 MHz	0.66" (1,68cm)	28 MHz	+/-130 kHz

Kiedy kaskadowo połączonych jest wiele odcinków, maksymalne tłumienie zostanie uzyskane, jeśli każdy odcinek jest cięty ze wskazaną dokładnością lub

lepszą. Te liczby są typowe dla RG-213U i będą się nieco różnić dla kabla o innej prędkości propagacji.

Tabela 9 pokazuje obliczone długości dla $\frac{1}{4}$ fali kabla RG-213. Podana jest również aktualna długość użyta do cięcia wstępnego przez autora. Pomiary są wykonane za pomocą miernika kablowego Hykon i są dość dokładne. Zgrubne wartości cięcia reprezentują minimalną długość, dla zagwarantowania, tego by odcinek nie był zbyt krótki dla dołu pasma.

Tabela 9 Długości cięcia zgrubnego dla RG-213

Pasma	Obliczona	Długość cięcia
160	90' 10" (2768,8cm)	95' (2895,6cm)
80	46' 8" (1422,4cm)	47' 9" (1455,4cm)
40	23' 4" (711,2cm)	24' 6" (746,8cm)
20	11' 8" (355,6cm)	12' 6" (382cm)
15	7' 9" (236,2cm)	8' 6" (259,1cm)
10	5' 10" (177,8cm)	6' 6" (198,1cm)

3.3.2 Wskazówki instalacji złącz PL-259

Instalacja złącz PL-259 jest łatwa, jeśli użyje się odpowiednich narzędzi. Narzędzia są dostępne u różnych dostawców, które będą cięć zewnętrzną izolację, ekran i izolację żyły w jednej operacji. Najłatwiejsze do zainstalowania złącza to srebrzone produkowane w USA typu teflonowego z pozłacanym pinem środkowym.

Są dostępne z wielu źródeł przy minimalnych kosztach. Po przygotowaniu końcówki kabla niewielka ilość smaru nałożonego na koniec płaszczka pozwoli na łatwiejsze wkręcenie złącza na kabel. 100-watowa lutownica z kontrolowaną temperaturą i końcówką $\frac{1}{4}$ cala wykona niezłą robotę przy lutowaniu.

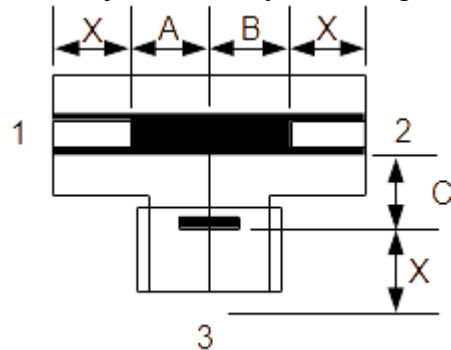
3.3.3 Pomiary końcowe

Istnieją dwie klasy przyrządów pomiarowych ogólnie używanych do pomiaru częstotliwości rezonansowej odgałęzienia. Te klasy to przyrządy typu transmisji i typu odbicia. Są one również określane jako przyrządy z dwoma lub jednym portem. W grupie transmisji mamy analizator widma z generatorem śledzącym (przemiatającym), analizator sieci i nadajnik z odbiorczym detektorem. W klasie pomiaru odbicia posiadamy przyrządy takie, jak AIM 4170, seria MFJ 259/269, Autek RF-1 i inne. Analizatory sieciowe zwykle mogą być ustawione do wykonywania obu typów pomiarów.

Kiedy odgałęzienie jest używane w dowolnym systemie, zwykle jest instalowane jako odczep równoległy na linii przesyłowej biegnącej od źródła do obciążenia. Dla przykładu aby zmniejszyć harmoniczne nadajnika połączony jest za pomocą

Tłumaczenie z języka angielskiego: Ryszard Gała, MScEE, SP9GR, Czerwiec 2021 (v0.2)

trójnika koncentrycznego, który jest wstawiony w linię antenową. Trójnik staje się częścią odcinka, ponieważ dodaje niewielką ilość długości.



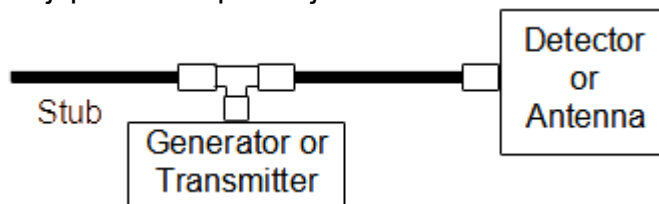
Rysunek 12. Wymiary trójnika UHF

Powyższy rysunek przedstawia przekrój trójnika FMF UHF. Zwykle odgałęzienie jest połączone do strony 1, antena do strony 2, a nadajnik do strony 3. Ścieżka od 2 do 3 jest częścią linii antenowej transmisji. Części trójnika oznaczone X są wchłaniane przez zamontowane w nich łączniki i nie dodają niczego do długości kabli koncentrycznych w tych złączach.

Części trójnika, które zwiększają długość podłączonych kabli to A, B i C. A jest szeregowo z odgałęzieniem, natomiast B i C szeregowo z linią transmisyjną. **Aby dokładnie przyciąć odcinek, trójnik musi być na swoim miejscu w instrumencie pomiarowym.**

Przyjrzyjmy się sposobom mierzenia odcinków za pomocą tych dwóch typów instrumentów.

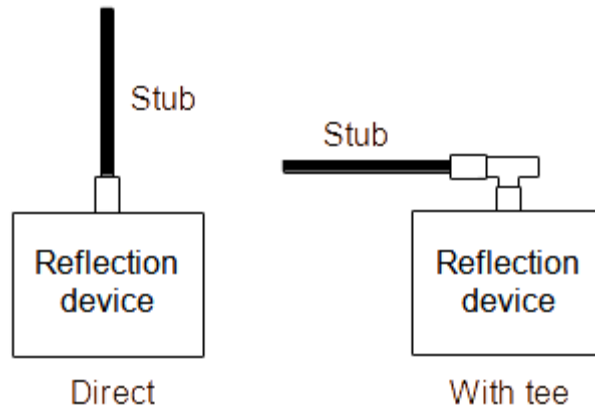
Metodę transmisji pokazano poniżej.



Rysunek 13. Metoda transmisji

Do podłączenia generatora służy trójnik koncentryczny. Jedna z żeńskich stron trójnika łączy się z mierzonym odcinkiem i druga żeńską stroną trójnika trafia do detektora. Męską część trójnika łączy się z generatorem.

Połączenie przez trójnik dodaje długość A do długości odcinka. Linia transmisji przechodzi z punktu 3 do 2 i dodaje B+C. Konfiguracja ta jest podobna do rzeczywistej wersji połączenia między nadajnikiem a anteną i daje dokładne wyniki. W praktyce generator jest dostrajany, aż na detektorze pojawi się wartość zerowania.



Rysunek 14. Metoda odbicia

Odnosząc się ponownie do [rysunku 12](#) odcinek plus A określi długość rezonansową podczas, gdy linia transmisyjna przechodzi przez C + B. Na **rysunku 14**, jeśli wybierzemy metodą bezpośredniego pomiaru i przycinania odcinka do rezonansu, jak określono, kiedy przerwa zmierza do zera, będzie za długi o B po połączeniu przez trójnik. Gdy decydujemy się mierzyć z założonym trójnikiem, odcinek będzie za krótki o C, gdy jest używany na linii transmisyjnej. Tak ,czy inaczej jest błąd, który próbujemy zmierzyć testerem odbicia.

Może się to wydawać nieistotnym wymiarem przy cięciu odcinka na 80 metrach, ale staje się bardzo ważne przy wyższych częstotliwościach. Oto kilka aktualnych pomiarów wykonanych na otwartym odcinku $\frac{1}{4}$ fali dla 28,5 MHz.

Zmierzona częstotliwość zerowa metodą transmisji = 28,725 MHz

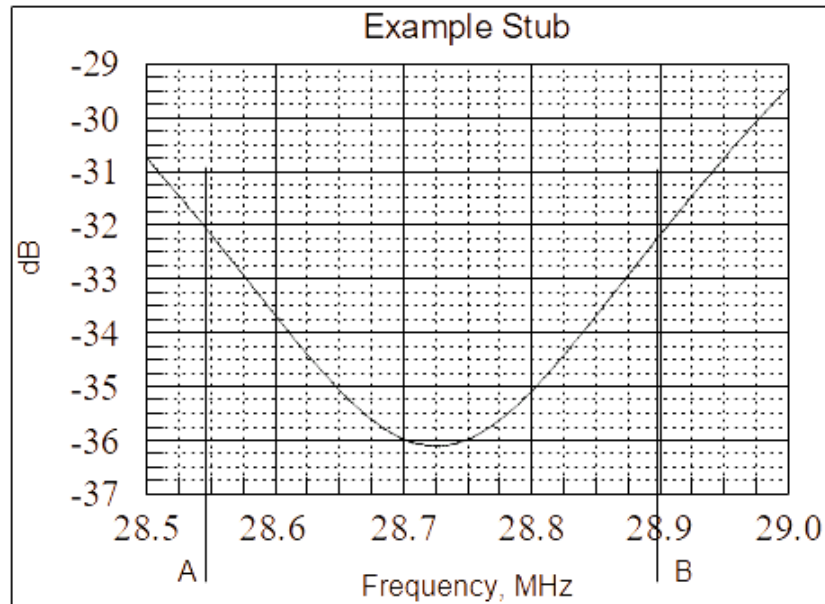
Zmierzony odczyt fazy zerowej bezpośrednio podłączony do instrumentu odbicia = 28,892 MHz.

Zmierzony odczyt fazy zerowej na instrumencie odbiciowym mierzony z trójnikiem na miejscu = 28,546 MHz.

Widzimy, że odcinek byłby zbyt długi, gdyby został umieszczony bezpośrednio w przyrządzie odbicia lub za krótki, jeśli trójnik jest włożony. **Wystąpił błąd z trójnikiem lub bez.**

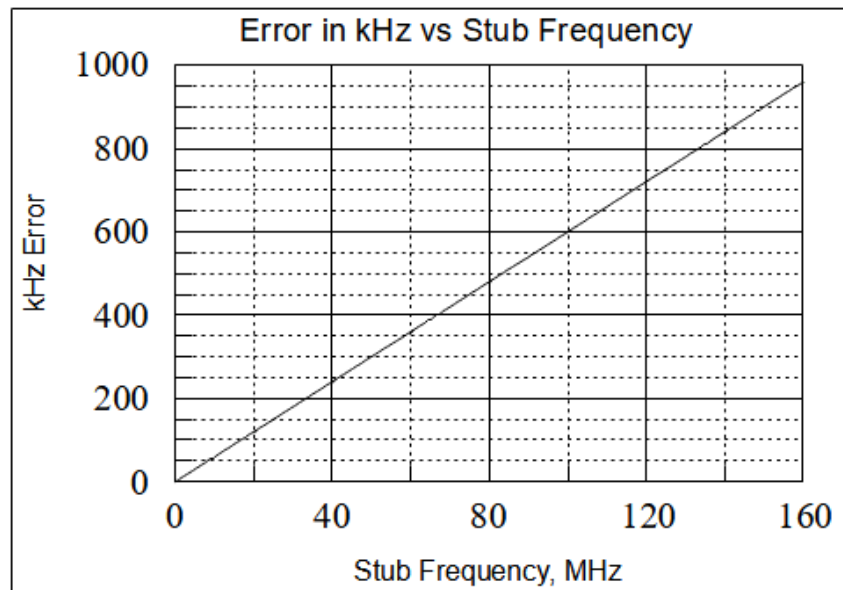
Błąd wynosi około 0,6% przy docelowej częstotliwości harmonicznej. Jeśli dwa odczyty są uśrednione to sieć jest 28,727 MHz lub błąd około 0,02%. To jest bardzo blisko, ale nie nadaje się do wygodnej metody przycinania odcinków.

Jak zły jest ten błąd? Spójrz na **rysunek 15**. Pokazuje on przykładowy przycięty odcinek dla 28,725 MHz. Linia A pokazuje, gdzie byłoby zero, gdyby odcinek został przycięty na przyrządzie odbiciowym (refleksyjnym) bez założonego trójnika. Linia B pokazuje, gdzie byłoby zero, gdyby odcinek został przecięty z trójnikiem na swoim miejscu. Błąd w zerowej głębokości to około 4 dB. To zbyt duży błąd do zaakceptowania.



Rysunek 15. Przykład błędu przycięcia.

Błąd pomiaru w funkcji częstotliwości pokazano na **rysunku 16**. Pogarsza się, gdy idziemy na wyższą częstotliwość i nie jest dopuszczalny powyżej 20 MHz lub wyżej.

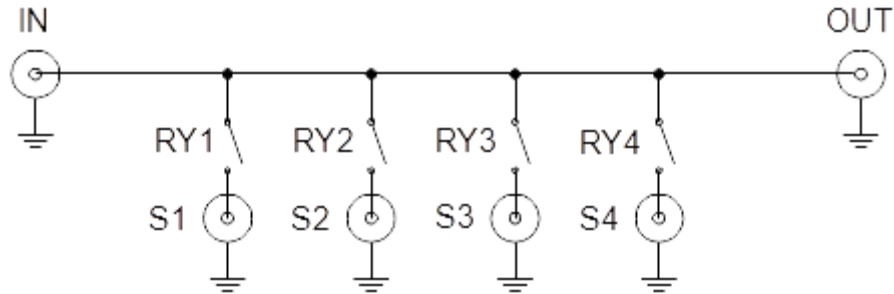


Rysunek 16. Błąd cięcia a częstotliwość.

Zwróć uwagę, że przyrządy typu odbiciowego są dobre dla bezpośredniego pomiaru anteny.

Ten rodzaj błędu popełniony za pomocą przyrządów typu odbiciowego powoduje znacznie większy błąd w niektórych innych sytuacjach. Rozważ układ przełączania odgałęzień wykonany przez NO9C pokazany schematycznie na **rysunku 17**.

Tłumaczenie z języka angielskiego: Ryszard Gała, MScEE, SP9GR, Czerwiec 2021 (v0.2)



Rysunek 17. Skrzynka przełączająca odcinki zbudowana przez N9OC.

Złącza IN i OUT są zmostkowane linią transmisyjną 50 omów. Cztery przełączniki RY1-4 podłączone są do linii transmisyjnej krótkimi przewodami. Cztery koncentryczne złącza są przełączane przełącznikami. Odgałęzienia są połączone do 4 koncentrycznych złącz.

Ten zespół jest przeznaczony do połączenia między nadajnikiem a anteną w stacji SO2R.

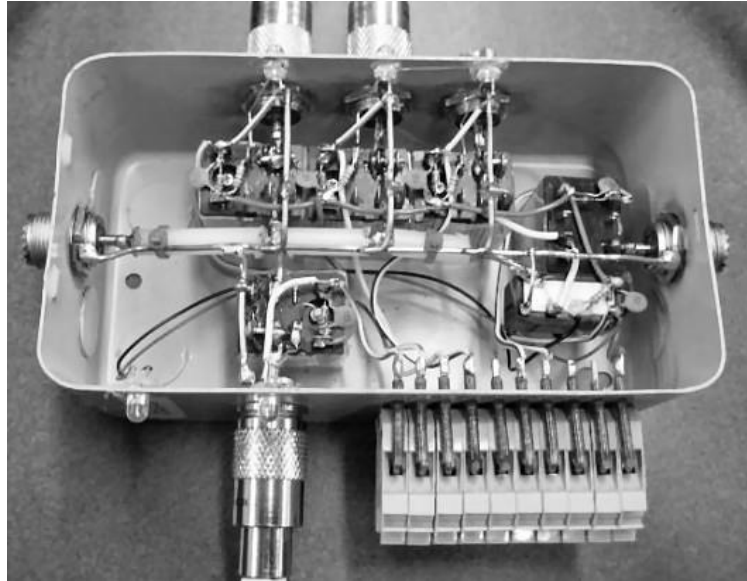
Aby przyciąć odgałęzienia, N9OC używał MFJ 259B (przyrząd odbicia) z każdym odgałęzieniem połączonym po kolei. Aby skompensować przełączniki, zmierzył długość ścieżki jako 1,5 cala. Zostało to odjęte od zmierzonej długości odgałęzienia.

To przybliżenie, ale bardzo rozsądne. Po zmontowaniu jednostki, zmierzył rezonanse odcinków od złącza wejściowego IN i wszystkie one były znacznie niżej niż powinny być.

W tym przypadku łatwo zauważyć, że przyrząd do pomiaru odbicia da złą odpowiedź, ponieważ doda część wspólnej linii transmisyjnej do punktu zerowej fazy odgałęzienia. Gdy ten zespół jest mierzony między IN i OUT przyrządem transmisyjnym, wartości zerowe wychodzą zgodnie z planem. Odcinki można przyciąć w miejscach, gdy są podłączone do skrzynki przełączeniowej.

Oczywiście, odgałęzienia muszą być mierzone na miejscu po podłączeniu do skrzynki przełączeniowej.

Rysunek 18 to zdjęcie skrzynki przełączeniowej N9OC. Zwróć uwagę, jak wejście łączy się z wyjściem w całej skrzynce.



Rysunek 18. Fotografia selektora odcinków wg. N90C.

3.3.4 Zakończenie kabla koncentrycznego.

Pierwszym krokiem do zastosowania zwarcia na końcu kabla koncentrycznego po ostatecznym cięciu jest rozebrać około 1/2 cala zewnętrznej otuliny izolacyjnej. Uważaj, aby nie przeciąć żadnego przewodu ekranu.

Rysunek 19. Zwarte i otwarte zakończenie



Ostrożnie rozłóż przewody ekranu, aby uzyskać dostęp do wewnętrznej izolacji. Przytnij izolację wokół przewodu środkowego około 1/4 cala od końca. Zdejmij ten kawałek izolacji. Zostaje odsłonięte 1/4 cala środkowego przewodnika. Umieść przewody ekranujące w ich pierwotnym miejscu i ściśnij ostatnią 1/4 cala do środka wokół przewodu środkowego. Przekręć koniec, aby docisnąć ekran wokół centralnego przewodu. Zastosuj dowolną ilość lutowni.

Rysunek 19 pokazuje skrócony koniec i otwarty koniec.

Powinny być wykończone przykryciem tulejką termokurczliwą lub przynajmniej taśmą elektroizolacyjną.

Rysunek 20. Po za foliowaniu taśmą termokurczliwą.



Zakończenie otwartego odcinka jest trochę łatwiejsze. Wytnij wokół zewnętrznej izolacji około ¼ cala od końca kabla koncentrycznego. Natnij wystarczająco głęboko, aby przejść przez przewody ekranujące. Usuń osłonę i przewody ekranu i przytnij wszelkie zbędne przewody ekranu.

To takie proste, do zrobienia dla każdego rodzaju zakończenia. Aby ukończyć pracę, zastosuj krótki kawałek rurki termokurczliwej lub plastikowej nasadki.

Operacje te w każdym przypadku skróciły odcinek o ¼ cala. Może być to skompensowane w procesie cięcia poprzez obliczenie, o ile zmniejszyć częstotliwość, aby dokonać ostatecznego cięcia przed zakończeniem. Na przykład: Z tabeli 8 możemy obliczyć błąd częstotliwości, który spowodowałby to na 14 MHz podczas cięcia odcinka 7 MHz. Błąd jest proporcjonalny, więc ¼ cala daje $0,25/1,6 \times 80$ kHz lub 12,5 kHz. Więc odetnij odgałęzienie 12,5 kHz poniżej pożądanej częstotliwości zerowej na 14 MHz.

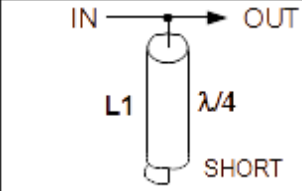
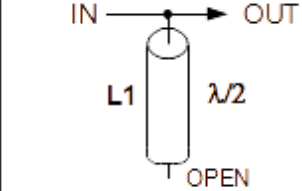
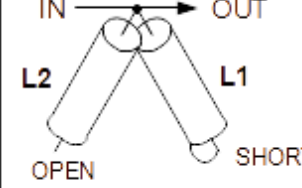
Otwarte zakończenie może działać, jak bardzo mała antena, jeśli zespół nie jest montowany wewnątrz ekranowanego pojemnika. Promieniowanie można zatrzymać za pomocą małego kawałka opłotu ekranu nad otwartym końcem. Koniec kabla koncentrycznego musi być zaizolowany folią termokurczliwą tuż nad wewnętrzną izolacją i rozciągającą się nieco dalej niż otwarty środkowy przewód. Kawałek ekranu ze skrawka kabla koncentrycznego może zakryć część nieekranowaną i można ją przylutować do ekranu odgałęzień. Całą warstwę można następnie podwójnie osłonić folią termokurczliwą. Można również użyć kawałka rurki miedzianej z założoną zaślepką. Jeśli zostanie nasunięty na kabel koncentryczny na kilka cali, to spełni dobre zadanie ekranujące.

3.4 Typy odgałęzień

Powszechnie używane są trzy konfiguracje odgałęzień. Tabela 10 pokazuje te typy.

Dla przedyskutowania przypisano dowolne numery typu. F to częstotliwość przejścia a F_n jest częstotliwością zerową. Równania można wykorzystać do obliczenia wymiarów w stopach.

Tabela 10 pokazuje trzy typy.

TABLE 10 TYPES OF STUBS, RG-213 CABLE				
TYPE	CONFIGURATION	NULL	DESIGN	F=Pass frequency, MHz Fn=NULL frequency, MHz
1	 <p>IN → OUT L1 λ/4 SHORT</p>	2F, 4F, 6F, ETC	L1 in feet = 163.52/F	
2	 <p>IN → OUT L1 λ/2 OPEN</p>	F/2, 3F/2, 5F/2, ETC	L1 in feet = 327.05/F	
3	 <p>IN → OUT L2 L1 OPEN SHORT</p>	Fn	L1+L2 in feet = 163.52/F L2 in feet = 163.52/Fn	

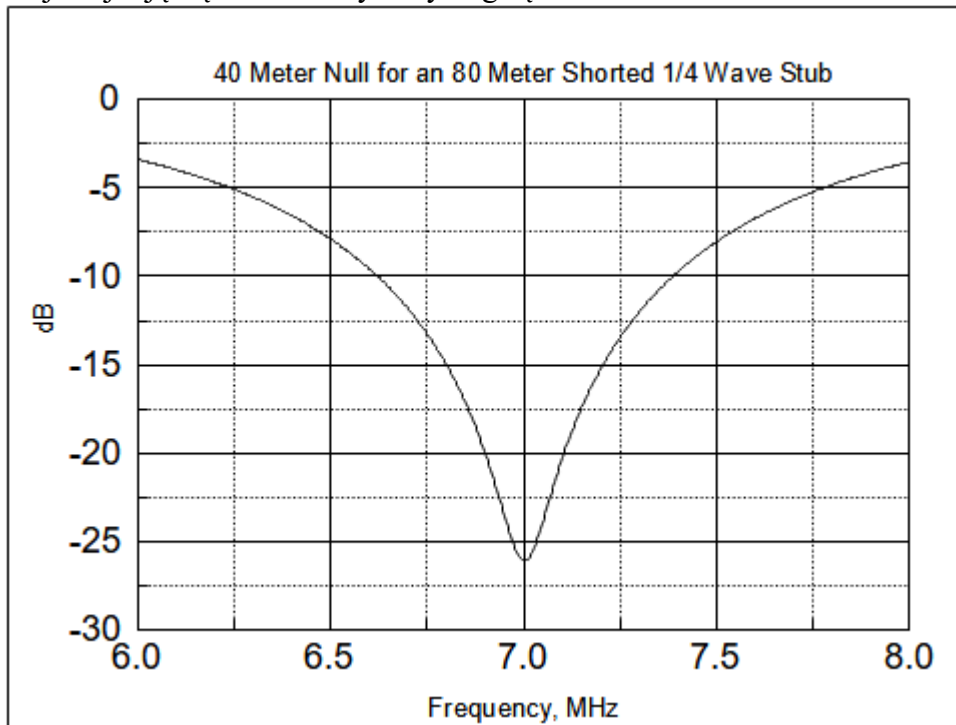
3.4.1 Odgałężenia typu 1.

Typ 1 to zwarty odcinek $\frac{1}{4}$ długości fali. Głównym zastosowaniem typu 1 jest redukcja harmonicznych nadajnika. Może zapewnić od 25 do 32 dB zerowania harmonicznej z bardzo małą ilością tłumienia na częstotliwości podstawowej. Kabel RG-213 jest bezpieczny w użyciu dla amatorskich poziomów mocy i wyższych jako odgałężenie typu 1. Przydają się na 160, 80, 40 i 20 metrów w stacji kontestowej, a także do zmniejszenia TVI z nadajnika na 10 metrach. Tabela 11 przedstawia charakterystykę i wymiary niektórych przydatnych odgałżeń typu 1.

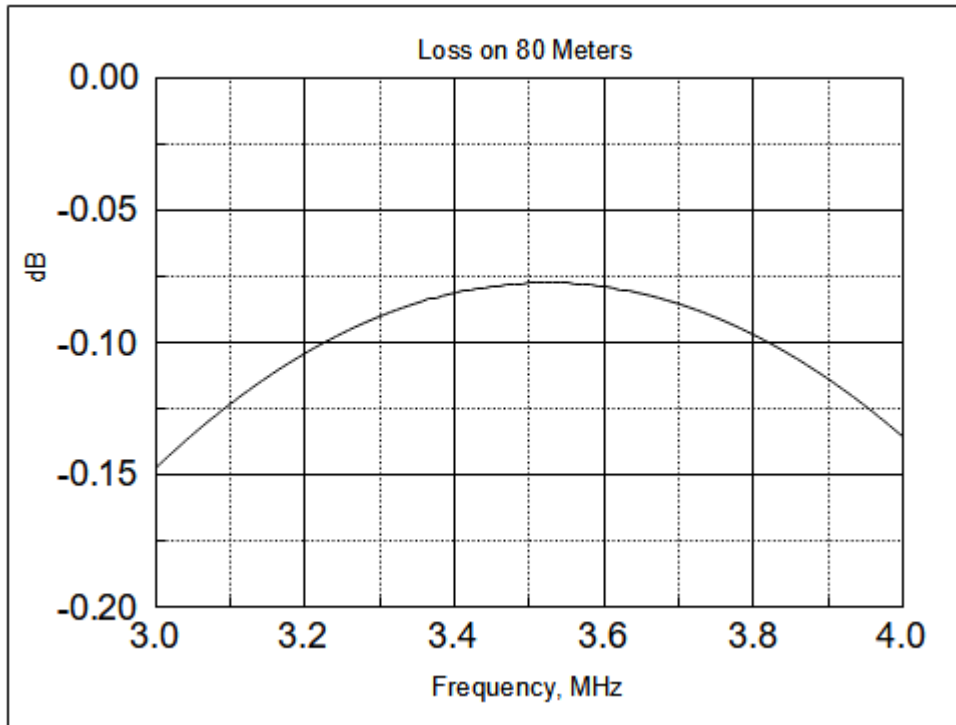
Wymienione są wersje od 160 do 20 metrów. Zwróć uwagę, że podane wymiary dotyczą dołu każdego pasma i muszą zostać zmodyfikowane, aby przesunąć się w górę do pożądanej częstotliwości roboczej. Podczas zgrubnego cięcia kabla uwzględnij trochę większą ilość dla normalnych zmian prędkości propagacji i błędów pomiaru. Liczby tłumienia i głębokości zera są typowe i zależą nieco od konkretnego wykonania lub użytego kabla.

TABLE 11					
APPLICATIONS OF THE TYPE 1 STUB					
REF #	PASS FREQUENCY	NULL FREQUENCY	LOSS	NULL	L1
1	1.800 MHz	3.600 MHz	0.3 dB	28 dB	90' 10"
2	3.500 MHz	7.000 MHz	0.2 dB	28 dB	46' 8.6"
3	7.000 MHz	14.000 MHz	0.2 dB	30 dB	23' 4.3"
4	14.000 MHz	28.000 MHz	0.2 dB	33 dB	11' 8"

Poniżej znajdują się niektóre wykresy odgańlenia Ref# 2 z Tabeli 11.



Rysunek 21. 40-metrowe zero dla 80-metrowego zwartego odcinka 1/4 fali



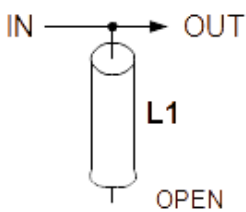
Rysunek 22. Tłumienie a częstotliwość dla 80 metrów ćwierćfalowego zwartego odcinka.

Inne odgałęzienia o podobnej konstrukcji będą wykazywać podobne cechy. Dla wyższych pasm częstotliwości, wartości zerowe będą nieco głębsze.

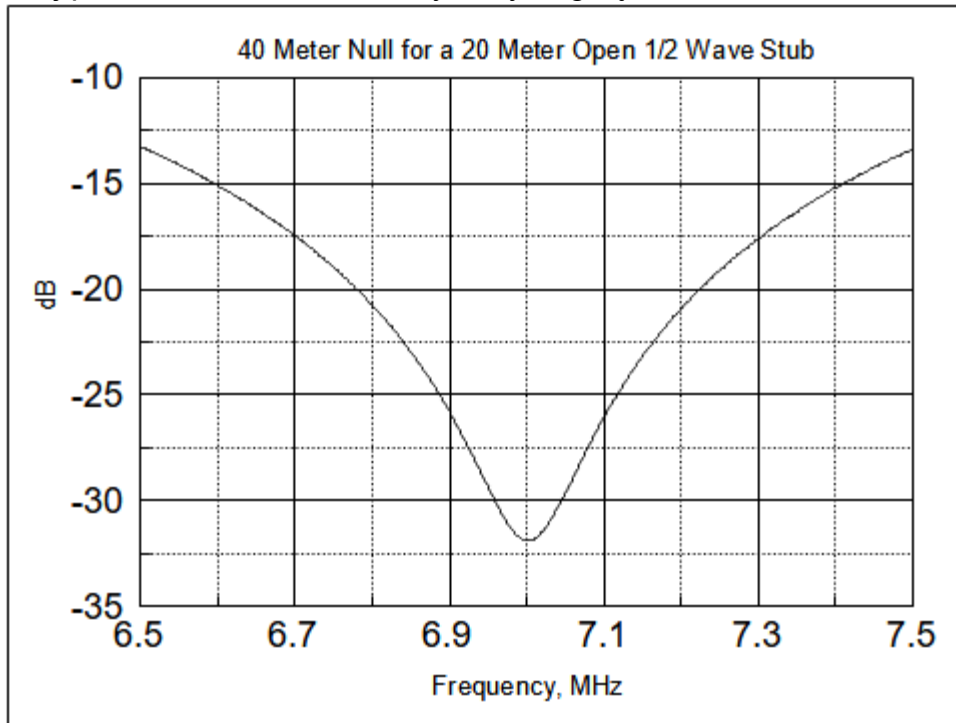
3.4.2 Odgałęzienia typu 2.

Typ 2 to otwarty odcinek $\frac{1}{2}$ długości fali. Może zerować otrzymaną energię z nadajnika pracującego na $\frac{1}{2}$ częstotliwości nasłuchu. Przydaje się na 80, 40, podharmoniczne 20 i 10 metrów. Może również zerować 15 metrów podczas słuchania na 20 lub 10 metrach. Należy pamiętać, że jest on używany tylko w celu ochrony odbiornika przed nadmiernymi sygnałami podstawowymi nadajnika, więc może być używany tylko na wejściu odbiornika.

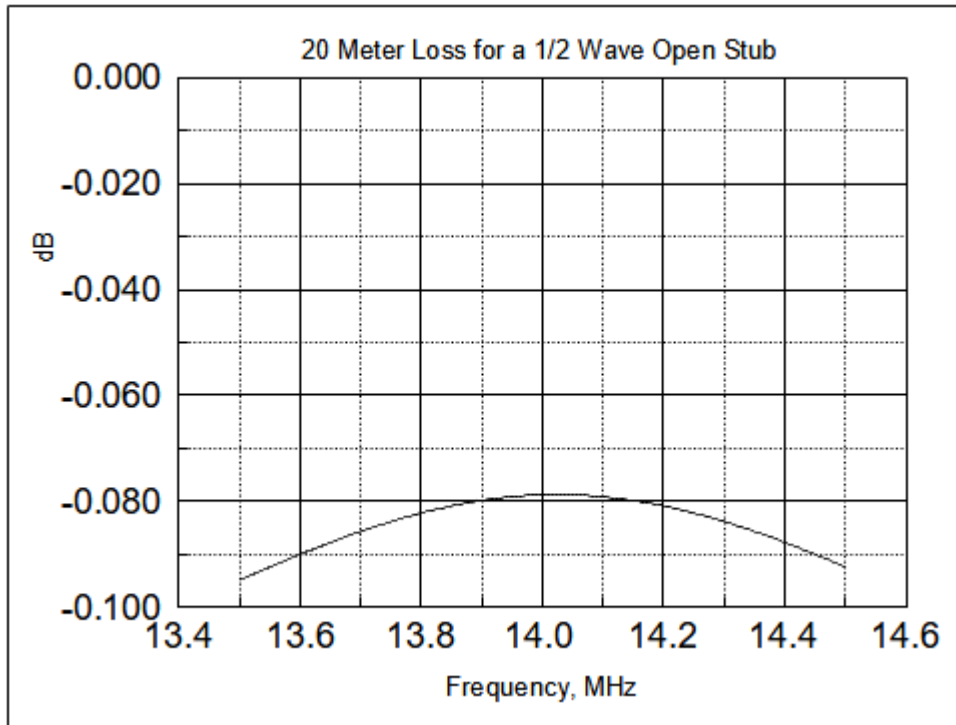
Gdy sygnał z nadajnika jest wystarczający, by był odczuwalny przez odbiornik lub powoduje efekty intermodulacji, odcinek typu 2 byłby bardzo przydatny. Wywołuje to pytanie, czy mniejszy kabel byłby w porządku? I będzie, z wyjątkiem zmniejszenie głębokości zerowej, jaką będzie zapewniał.

TABLE 12					
APPLICATIONS OF THE TYPE 2 STUB					
					
REF #	PASS FREQUENCY	NULL FREQUENCY	LOSS	NULL	L1
1	3.500 MHz	1.750 MHz	0.2 dB	29 dB	93' 5"
2	7.000 MHz	3.500 MHz	0.2 dB	30 dB	46' 8.6"
3	14.000 MHz	7.000 MHz	0.2 dB	32 dB	23' 4.3"
4	28.000 MHz	14.000 MHz	0.2 dB	33 dB	11' 8"

Poniżej przedstawiono niektóre wykresy odgałżenia Ref# 3 z Tabeli 12.



Rysunek 23. 40 metrowe zero dla 20-metrowego otwartego odgałżenia fali ½.



Rysunek 24. 20 metrowe tłumienie dla otwartego 20-metrowego półfalowego odgałężenia.

3.4.3 Odgałężenia typu 3

Odcinki typu 3 były stosowane od wielu lat w stacji amatorskich do zerowania 3-ej harmonicznej nadajnika 7 MHz. Zapewniają w ramach tej funkcji tłumienie ponad 35 dB. Mniej znany jest fakt, że mogą one zerować każdą częstotliwość, która jest powyżej podstawowej częstotliwości przepuszczanej. Innym sposobem opisanego typu 3 jest odczepowy rezonator koncentryczny. Całkowita długość $L1 + L2$ wynosi $\frac{1}{4}$ fali rezonansowej na częstotliwość przenoszenia a część otwarta, $L2$, zeruje się przy tej częstotliwości, w której wynosi $\frac{1}{4}$ długości fali. Istnieje wiele zastosowań tej cechy a niektóre z nich zbadamy szczegółowo.

Wartość tłumienia i głębokości zerowe dotyczą RG 213. Jeśli zastosujemy mniejszy kabel lub kabel o większym tłumieniu przy częstotliwości roboczej tłumienie będzie większe a zero nie będzie tak głębokie. Odwrotna sytuacja dotyczy większego kabla lub kabla o mniejszym tłumieniu. Im większa wartość $L1$ wyrażona jako procent całkowitej długości, tym mniejsze będzie wprowadzane tłumienie. W miarę, jak $L1$ staje się coraz mniejsze, tłumienie rośnie aż do momentu, gdzie projekt przydaje się tylko do odbioru.

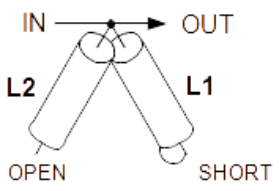
Nie ma niebezpieczeństwa przegrzania zwartego odcinka o $\frac{1}{4}$ długości fali od nadmiernego tłumienia lub przeskoku spowodowanego nadmiernym napięciem podczas korzystania z RG 213. Dotyczy to poziomów mocy kilkakrotnie przekraczających poziom dopuszczalny prawem. Nieco większa ostrożność jest wymagana, gdy stosowane są rezonatory $\frac{1}{4}$ fali z odczepem typu 3, ponieważ związany jest z nimi wzrost napięcia. Wzór na napięcie na rezonatorze z odczepem $\frac{1}{4}$ fali rezonator podąża za $\frac{1}{4}$ fali sinusoidalnej. Na zwartym końcu

będzie zero i 100% na otwartym końcu. Zwarty koniec to 0 stopni, a otwarty koniec to 90 stopni. Jeśli mamy sytuację, w której rezonator jest podłączony w środku, napięcie w tym momencie będzie równe sinusowi 45 stopni razy 100 lub 70,7%. Załóżmy, że przesyłamy 1,5 kW, a napięcie w miejscu podłączenia wynosi 274 woltów.

Wtedy napięcie na otwartym końcu wyniesie $274 \times (100/70,7) = 387$ woltów. To jest prawda dla kabla bezstratnego. W praktyce napięcie będzie nieco mniejsze i jest funkcją tłumienia kabla. Ponieważ skracamy L1 i wydłużamy L2, napięcie szybciej wzrasta. Weźmy przypadek podłączenia w punkcie 10% lub w 9 stopniach.

Na otwartym końcu bezstratnego kabla byłoby to $274 \times (100/15,6) = 1752$ V. Te poziomy napięcia wymagają, aby zespoły kabli znajdowały się wewnątrz obudowy ze względów bezpieczeństwa.

Dodatkowo, jeśli koniec kabla nie jest ekranowany, będzie promieniował i prawdopodobnie powodował zakłócenia w stacji.

<div style="display: flex; justify-content: space-between; align-items: center;"> <div style="text-align: center;">  </div> <div style="text-align: center;"> <p>TABLE 13</p> <p>APPLICATIONS OF THE TYPE 3 STUB</p> </div> </div>						
REF #	PASS FREQUENCY	NULL FREQUENCY	LOSS	NULL	L1	L2
1	1.830 MHz	3.525 MHz	0.30 dB	28 dB	42.967'	46.390'
2	3.525 MHz	3.800 MHz	5.0 dB	28 dB	3.357'	43.033'
3	7.025 MHz	7.200 MHz	14.5 dB	32 dB	0.565'	22.712'
4	7.0 MHz	14 MHz	0.13 dB	33 dB	11.680'	11.680'
4a	21 MHz	28 MHz	0.23 dB	30 dB	11.680'	11.680'
5	7 MHz	21 MHz	0.09 dB	37 dB	15.573'	7.787'
6	14 MHz	21 MHz	0.19 dB	35 dB	3.894'	7.787'
7	21 MHz	28 MHz	0.26 dB	35 dB	1.945'	5.840'
8	50 MHz	144 MHz	0.035 dB	42 dB	1.135'	2.135'
9	144 MHz	50 MHz	1.5 dB	38 dB	0.135'	3.270'

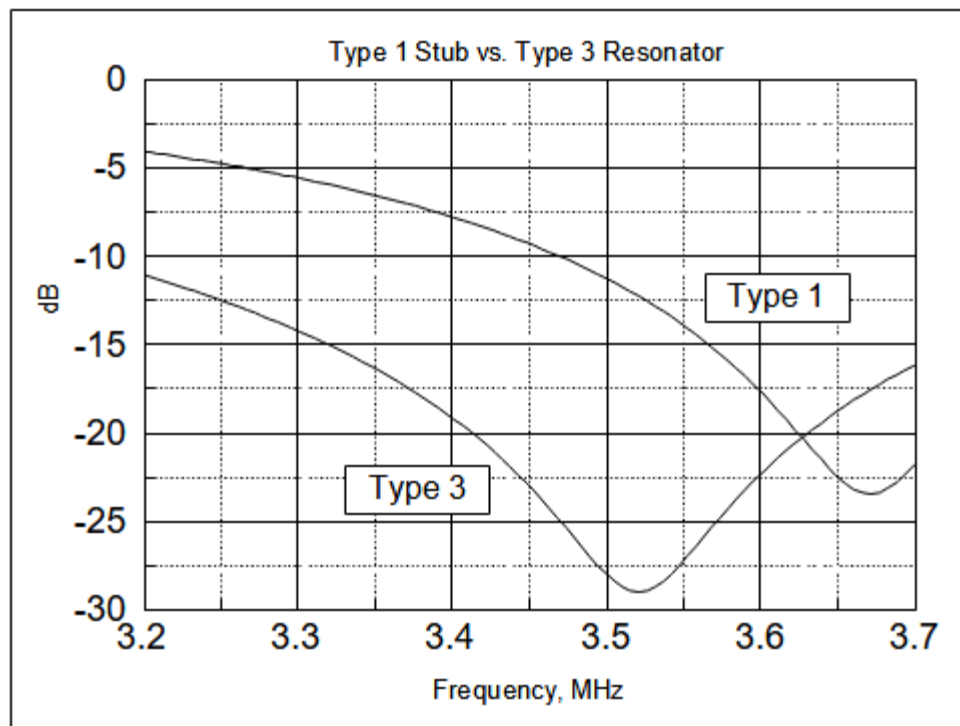
3.4.3.1 Omówienie każdego projektu Typu 3 z Tabeli 13.

Nr ref. 1. Podczas projektowania odcinka należy wziąć pod uwagę dwa czynniki. Jeden to efekt na nadawanym sygnale, a drugi to wpływ na odbierany sygnał.

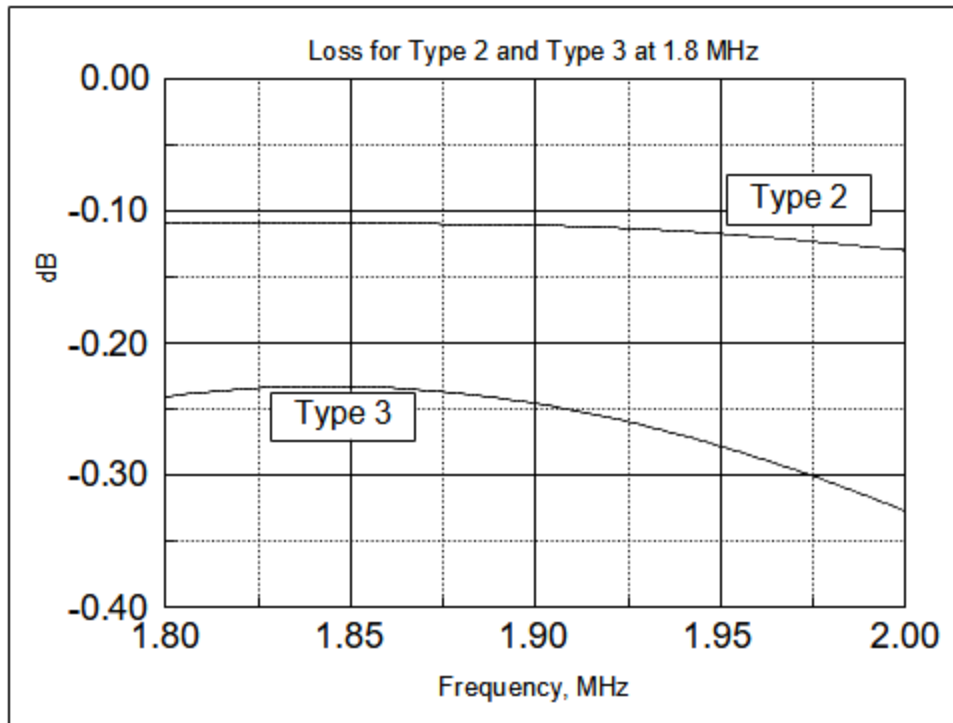
Patrząc na liczby dla tego projektu, widzimy niewielkie tłumienie na częstotliwości przepuszczania (1,830 MHz) i 24 dB zero przy 3525 kHz. Standardowo zwarty odcinek $\frac{1}{4}$ fali typu 1 przedstawiałby niewielkie tłumienie częstotliwości i wartość zerową 24 dB przy 3660. **Rysunek 25** porównuje dwa typy odcinków. Rezonator połączony z tabeli 13 ma głębokość zerową 18 dB przy 3660 kHz.

Jeśli naszym głównym celem jest wpływ na drugą harmoniczną naszego nadajnika, możemy wybrać automatycznie odgałęzienie zwarte $\frac{1}{4}$ fali typu 1. Poprawa w redukcji harmonicznym przy 3660 kHz wynosi około 6 dB. Jednak, gdy weźmiemy pod uwagę redukcję odbieranego sygnału przy 1830 kHz z nadajnika na 3525 kHz to zobaczysz redukcję o 16 dB. Więc podczas, gdy tracimy niewielką ilość redukcji harmonicznym nadajnika uzyskujemy dużą ochronę odbiornika przy 1830 kHz od nadajnikiem na 3525 kHz.

Montaż rezonatora połączonego wymaga nieco więcej pracy, ale daje znaczną poprawę wydajności. Potrzebna ilość kabla koncentrycznego jest taka sama w obu przypadkach.



Rysunek 25. Porównanie rezonatora typu 3 z rezonatorem typu 1, zwartym $\frac{1}{4}$ fali

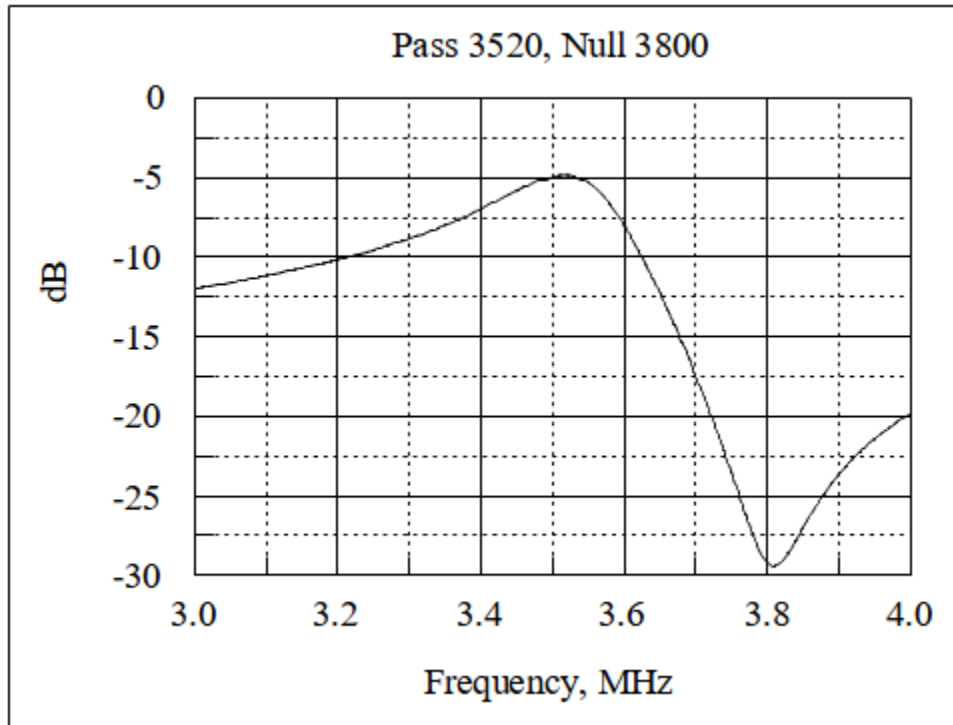


Rysunek 26. Tłumienie dla odgałęzień 160 Metrowych Typu 2 i 3

Rysunek 26 porównuje straty dla dwóch typów odgałęzień. Podczas, gdy Typ 3 ma ponad dwukrotną stratę to dla Typu 2, nadal jest ona bardzo niska. Oczywiście strata w typie 3 zależy od położenia podpięcia. Gdy to podpięcie przesuwa się w kierunku strony niższej, strata wzrasta.

Nr ref. 2. Dobierając L2, aby doprowadzić do rezonansu przy 3800, a następnie dodając odpowiednią długość do L1 aby rezonans był przy 3525, możemy uzyskać układ, który może umożliwić radiostacji CW odrzucić sygnał radia SSB. W ten sposób możemy obsługiwać dwa radia w bliskiej odległości, jedno włączone na CW i inne na SSB. W przypadku kabla koncentrycznego RG-213 strata przy 3525 będzie około 5 dB a odrzucenie przy 3800 wyniesie około 29 dB. Są to pomierzone liczby, które można uzyskać za pomocą rzeczywistego kabla koncentrycznego.

Rysunek 27 przedstawia zmierzony wykres dla tego projektu.



Rysunek 27. Odcinek typu 3 przypuszczający 80m CW i zerujący 75m SSB.

Nr ref. 3. Jeśli ta sama metoda jest zastosowana na 40 metrach, strata na częstotliwości CW będzie nadmierna. Różnica procentowa na obu częstotliwościach jest znacznie mniejsza na 40 i innych pasmach KF.

Nr ref. 4. Jeśli podpinamy rezonator $\frac{1}{4}$ fali w centrum, odkrywamy, że druga i czwarta harmoniczne są zerowane. Jeśli zostanie przycięty na 7 MHz, przejdzie również na 21 MHz. Głębokości zera są, jak to pokazano w ref. #4 i 4a.

Nr ref. 5. Jeśli L1 składa się z $\frac{2}{3}$ długości, a L2 stanowi pozostałą $\frac{1}{3}$, odcinek będzie zerował trzecią harmoniczną. Strata jest bardzo niska, a zero dość głębokie. Pokazano projekt 7 MHz.

Nr ref. 6. Z L1 przyciętym do $\frac{1}{3}$ i L2 do $\frac{2}{3}$, mamy projekt dobry dla przejścia na 14 podczas umieszczania zera na 21MHz. Jest to skuteczny filtr odbiorczy w lokalizacjach z wieloma nadajnikami.

Nr ref. 7. Z L1 obciętym do $\frac{1}{4}$ i L2 do $\frac{3}{4}$, ten projekt przechodzi na 21 i zeruje 28 MHz. Jest to również skuteczne w lokalizacjach z wieloma nadajnikami.

Nr ref. 8 i 9. Są one przydatne dla pasm VHF. Strata dla #9 jest zbyt wysoka dla nadawania, jak L1 jest tak małą częścią całkowitej długości.

3.4.3.2 Budowanie i testowanie odcinka ref. nr 7

Na początek należy zgrubnie przyciąć dwa kawałki kabła koncentrycznego. L1 zmniejszy się do około 2 stóp (60,9cm), więc zacznij od 2' 6" (76,2cm). L2 obniży się do nieco mniej niż 6 stóp (182,88cm), więc zacznij od 6' 6" (187,96cm). Zainstaluj wtyczkę UHF (PL-259) na jednym końcu każdego elementu.

Najlepsze wyniki daje zestaw testowy typu transmisji. Trójnik UHF FMF będzie używany do wykonywania pomiarów i łączenia dwóch części razem po przycięciu. L2 należy podłączyć do jednej z żeńskich końcówek trójnika.

Męski koniec zostanie połączony z jednym z żeńskich końców drugiego trójnika. Dwie wolne części drugiego trójnika zostaną umieszczone w linii pomiędzy generatorem a detektorem zestawu testowego transmisji. Ustaw zestaw testowy na częstotliwość żadanego zera na 10-ciu metrach. W tym przypadku jest to 28,1 MHz. Przytnij koniec L2 aż do wartości zera dokładnie przy 28,1 MHz. Rozpocznie się znacznie niżej. Zachowaj ostrożność i zbliżaj się do najlepszego zera małymi krokami, aby nie przestrzelić.

Następnie przycinamy L1. Są na to dwa sposoby.

Pierwszy wykorzystując mostek VSWR. Dołącz L1 do trójnika za pomocą L2. Połącz męskie zakończenie z tego trójnika do drugiego trójnika, jak poprzednio. Podłącz męski koniec drugiego trójnika do mostka VSWR i podłącz dobre obciążenie 50 omów na innym żeńskim porcie drugiego trójnika. Ustaw generator na częstotliwość w pasmie 15 metrów, która będzie wymaganą częstotliwością roboczą. Za pomocą narzędzia do cięcia kabli przytnij część drogi przez otwarty koniec L1 aż do zwarcia przewodu środkowego z ekranem przez ostrze narzędzia. Obserwuj VSWR. Przesuwaj obcinak do kabli stopniowo, aby skracać L1 i obserwuj odczyt VSWR. Powinien spadać z każdym cięciem. Gdy zbliżasz się do 1,0 VSWR, rób mniejsze przyrosty, aby zbliżyć się do idealnego dopasowania. Przestrzaj generator tam i z powrotem, aby określić częstotliwość najniższego VSWR. Po osiągnięciu idealnej długości zewrzyj wolny koniec L1.

Jeśli masz dobry zestaw do testowania transmisji VHF, możesz użyć drugiej metody.

Połącz L1 z dwoma trójnikami, tak jak wcześniej podłączyliśmy L2. Ustaw generator na 2-iej harmonicznej częstotliwości $\frac{1}{4}$ fali L1. W tym przypadku byłoby to:

$$F = 2 \times (163,524/1,945) = 168,1 \text{ MHz.}$$

Gdzie: 163.524/L1 (stóp) jest częstotliwością $\frac{1}{4}$ fali dla zwartego odcinka kabla RG 213.

Częstotliwość dla minimalnej zmierzonej wartości VSWR wynosiła 21.05MHz. Zmierzone w testowym zestawie transmisji zero L1 było na 164,1 MHz. W tym przypadku taki błąd jest dopuszczalny. Szerokość pasma $\frac{1}{2}$ dB jak mierzono w zestawie testowym transmisji wynosił +/- 1 MHz lub 20 do 22 MHz. Cięcie L1 nie zmienia zera 28.1 MHz, więc mały błąd w L1 nie jest tak ważny.

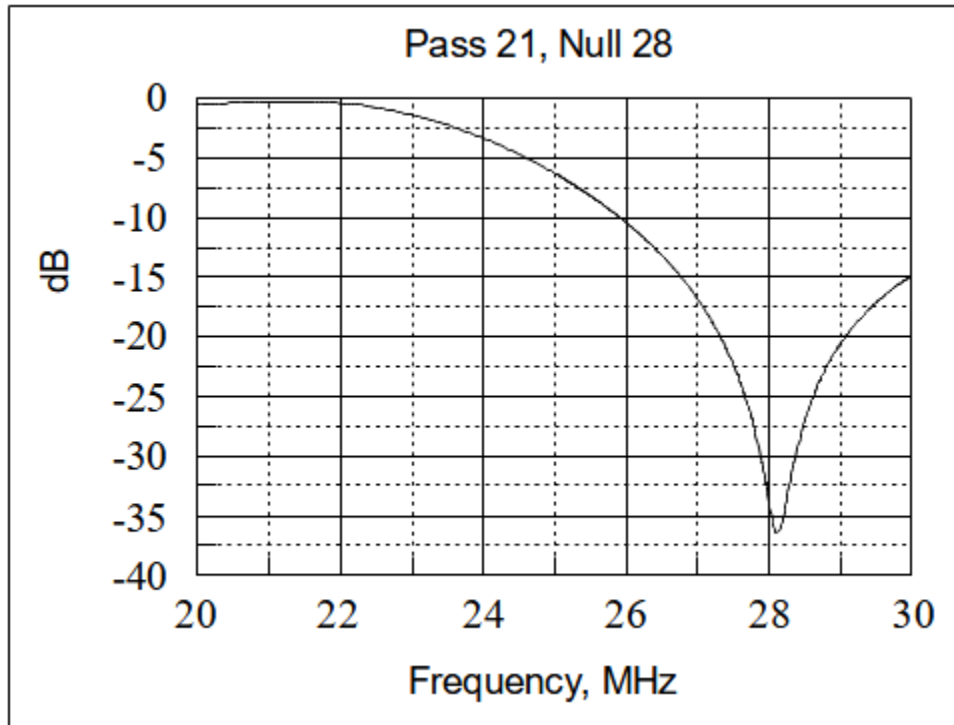
Wynikowy zespół zeruje się do -36 dB przy 28,1 MHz i ma tłumienie wtrącone 0,25 dB przy 21 MHz.

Rzeczywista zmierzona długość L1 była 1,979 stóp (60,32cm) lub 1,7% dłuższa niż obliczono.

Rzeczywista zmierzona długość L2 była 5,792 stopy lub o 0,8 krótsza niż obliczono.

Całkowita długość wynosiła 7,771 stopy, czyli 0,2% krótsza niż obliczono.

Patrz **Rysunek 28** dla zmierzonego przemiatania częstotliwości.

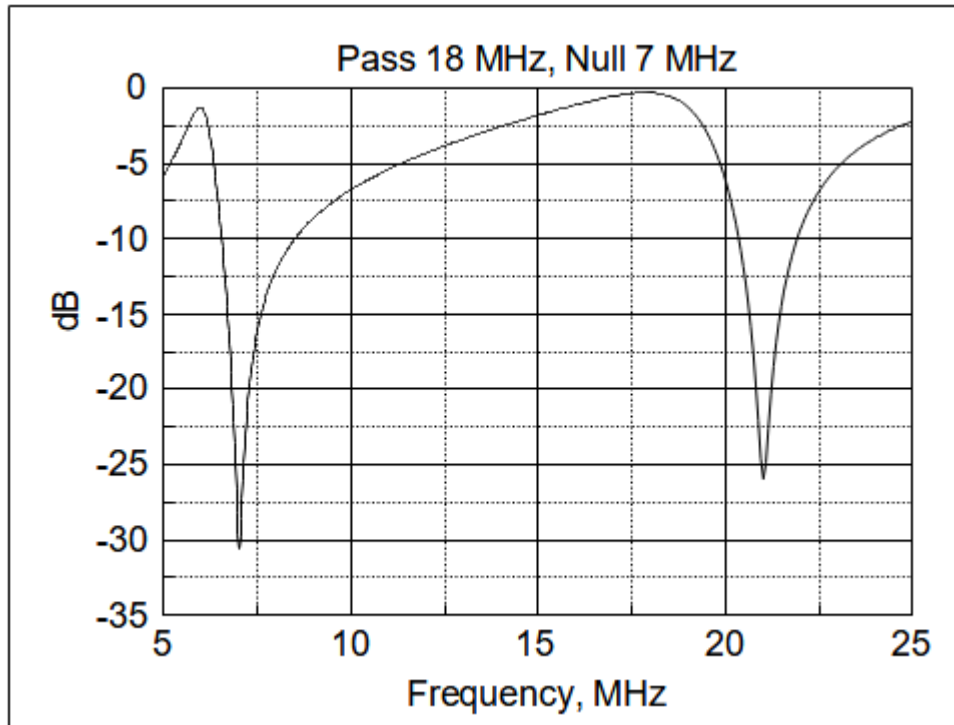


Rysunek 28. Zmierzona odpowiedź rezonatora Ref. 7.

3.4.3.3 Umieszczanie wartości zerowej poniżej częstotliwości przepuszczania

Założmy, że chcemy zerować 7 MHz i przepuszczać 18 MHz. Najpierw musimy podzielić przepuszczaną częstotliwość przez wymaganą częstotliwość zerową. W tym przypadku wynik to 2,57. Dla każdej liczby całkowitej powyżej 1 otrzymanej w dzieleniu musimy dodać pół fali na wyższej częstotliwości. W takim przypadku potrzebna jest jedna dodatkowa połowa długości fali. Całkowita długość $L1 + L2$ musi być nieparzystą liczbą ćwiartek fal. Więc potrzebujemy użyć $\frac{1}{4} + \frac{1}{2} = \frac{3}{4}$ fali. $L1 + L2 = 3(163.52/18) = 27.254'$ (830,7cm)

Teraz $L2$ musi wynosić $\frac{1}{4}$ długości fali przy 7 MHz, więc $L2 = 163,245/7 = 23,361'$ (712,04cm) a zatem wynikowa charakterystyka $L1 = 3,893$ jest pokazana na rysunku 29.



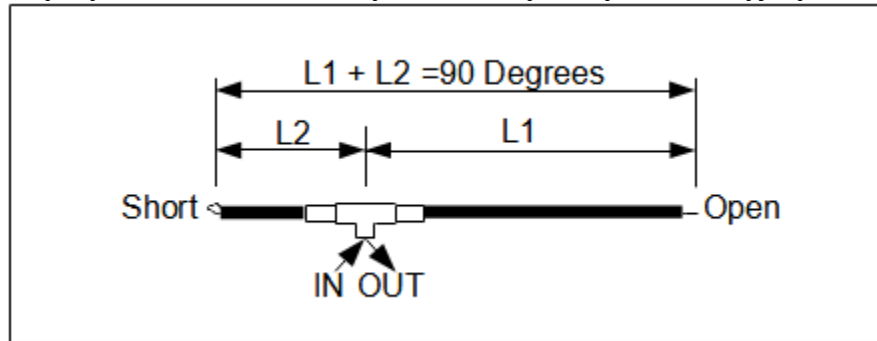
Rysunek 29. Przepuszczanie 18 MHz i umieszczanie zera poniżej na 7 MHz. Widzimy, że 6 MHz to także częstotliwość przepustowa na 1/3 z 18 i kolejne zero istniejące przy 21 MHz, a także wszystkie nieparzyste harmoniczne 7 MHz. Tłumienie wtrąceniowe przy pożądanej częstotliwości przepustowej będzie nieco niższe niż przy 6 MHz i jest dość małe.

3.4.3.4 Kolejna cecha odgałęzień typu 3

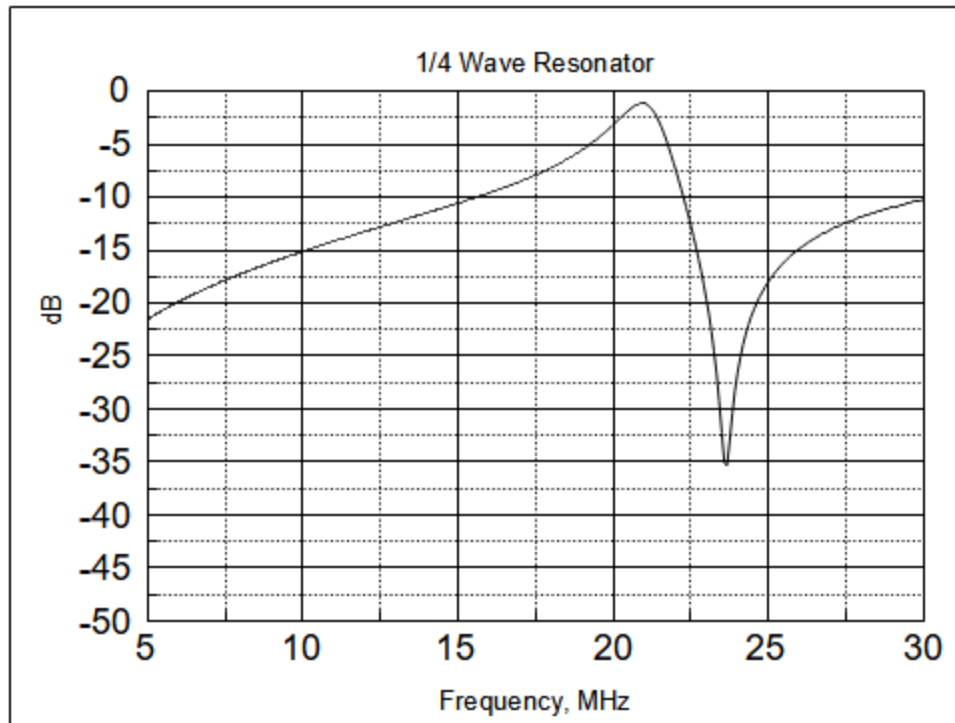
Odgałęzienia typu 3 można opisać jako rezonatory współosiowe. Rezonatory koncentryczne są stosowane na częstotliwościach UHF i mikrofalowych do budowy filtrów i duplekserów. Dostrajane obwody z kondensatorami i cewkami indukcyjnymi nie są praktyczne przy tych częstotliwościach ponieważ związane z tym wartości byłyby zbyt małe, aby je zrealizować. I odwrotnie, techniki budowania rezonatorów na UHF nie są praktyczne na HF ze względu na wymagany rozmiar fizyczny. Rezonatory wykonane za pomocą RG-213 mają zastosowania wykraczające poza to, co zostało już opisane. Efekty rezonansowe mogą służyć jako typ filtra pasmowego.

Rozważmy ćwierćfalową linię transmisyjną, zwartą na jednym końcu, otwartą na drugim z podłączeniem, które służy zarówno jako wejście, jak i wyjście. (Patrz **Rysunek 30.**) Jest to filtr z wejściem i obciążeniem 50 omów w tym samym punkcie i jesteśmy zainteresowany jego odpowiedzią częstotliwościową. **Rysunek 31** przedstawia odpowiedź na przemiatanie takiego rezonatora na jego częstotliwości podstawowej z odczepem wejścia/wyjścia bardzo blisko zwartego końca. Ponieważ całkowita długość to ¼ fali lub 90 stopni, możemy powiedzieć, że podłączenie jest przy kącie 10 stopni. Zauważ, że pasmo przenoszenia w projekcie ma szczyt częstotliwości 21 MHz i zero nieco wyżej. Strata przy rezonansie zależy od jakości kabla koncentrycznego i wynosi prawie zero do kilku dB dla RG 213, w zależności od położenia punktu podłączenia. Zauważ, że odrzuca około 14 dB przy 14 MHz i około 17 dB przy 7 MHz. Występuje również

strata około 15 dB przy 28 MHz. Takie filtry z rezonatorem odczepowym zostały zbudowane w latach 80-tych przez Rona Crouse w Dunestar dla kilku stacji multi-multi-operatorowych. Niskie straty osiągnięto dzięki wykonaniu rezonatora z mosiężnego pręta wewnątrz dużego blaszanego pudełka. Pręt był zygzakowaty w pudełku między ściankami działowymi, tworząc linię transmisyjną.



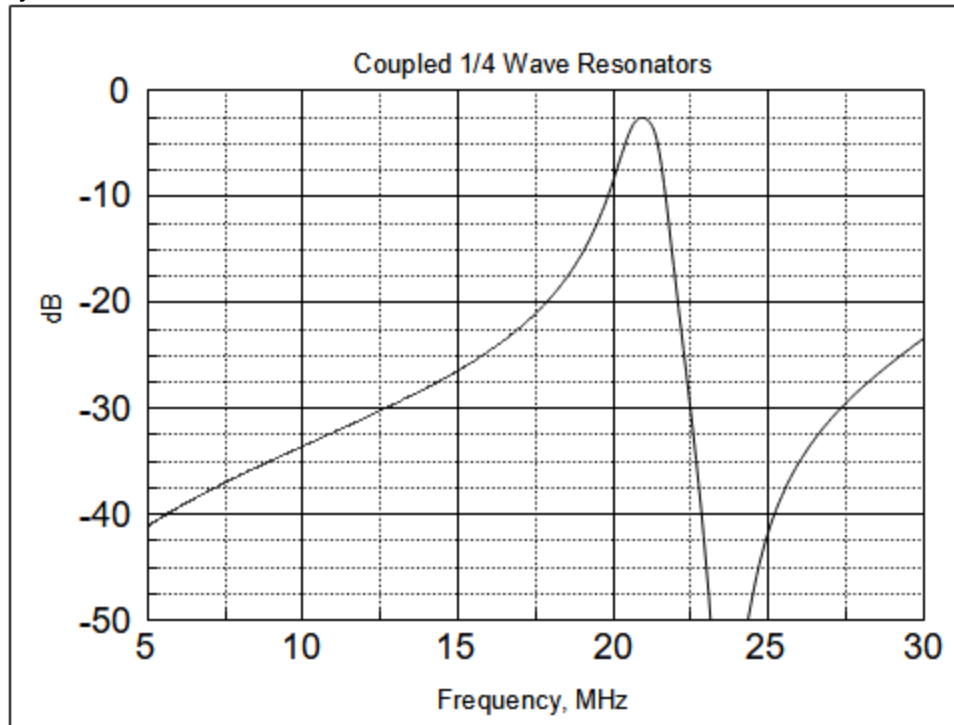
Rysunek 30. 90 stopniowy rezonator



Rysunek 31. Charakterystyka częstotliwościowa rezonatora ćwierćfalowego przy $L_2=10$ stopni.

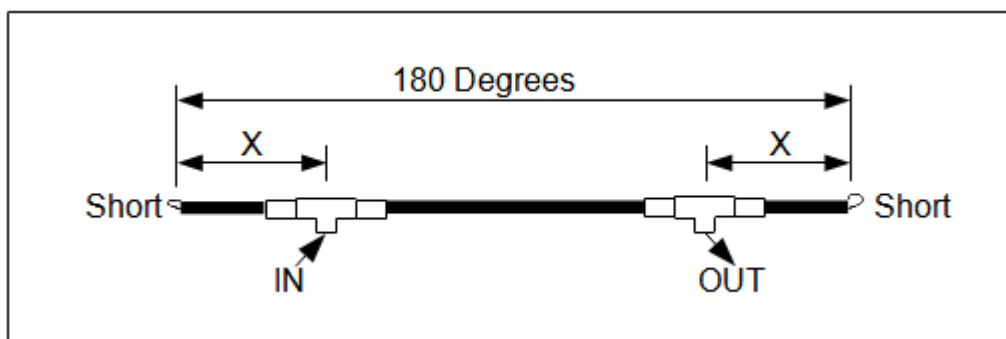
Wycięcie tuż powyżej częstotliwości rezonansowej jest spowodowane częścią linii powyżej punktu zasilania działającej jako obwód otwarty linii $\frac{1}{4}$ fali. Zapewnia to zwarcie w punkcie zasilania. Na **rysunku 31** występuje to przy częstotliwości równej $90/80 \times 21$ MHz, czyli około 23,6 MHz. Długość górnej części to $8/9$ ćwiartki fali na 21 MHz. Przesuwanie podłączenia przesuwaa częstotliwość zerową, a także zmienia szerokość pasma filtru. Im niżej ustawiamy podłączenie (tj. bliżej zwartego odcinka), tym będzie ostrzejsza reakcja, tym większa będzie strata w rezonansie. Można połączyć ze sobą dwa z 90 stopniowe takie rezonatory, aby uzyskać

ostrzejszy rezonans z większym wycinaniem poniżej rezonansu. Optymalna długość kabla sprzęgającego wynosi 90 stopni lub $\frac{1}{4}$ długości fali. Jeśli sprzęgacz jest większy lub mniejszy niż 90 stopni spowoduje odpowiedź z podwójną wartością szczytową. **Rysunek 32** pokazuje odpowiedź dla sprzężonej pary. Zauważ, że tłumienie wynosi teraz 27 dB przy 14 MHz i 37 dB przy 7 MHz. Jeśli para tych rezonatorów jest sprzężona z linią $\frac{1}{4}$ fali dla częstotliwości zerowej, tłumienie zostanie podwojone plus dodatkowe 6 dB. Jeśli używane są inne długości w przypadku kabla sprzęgającego pasmo przepustowe nieco się poszerzy.



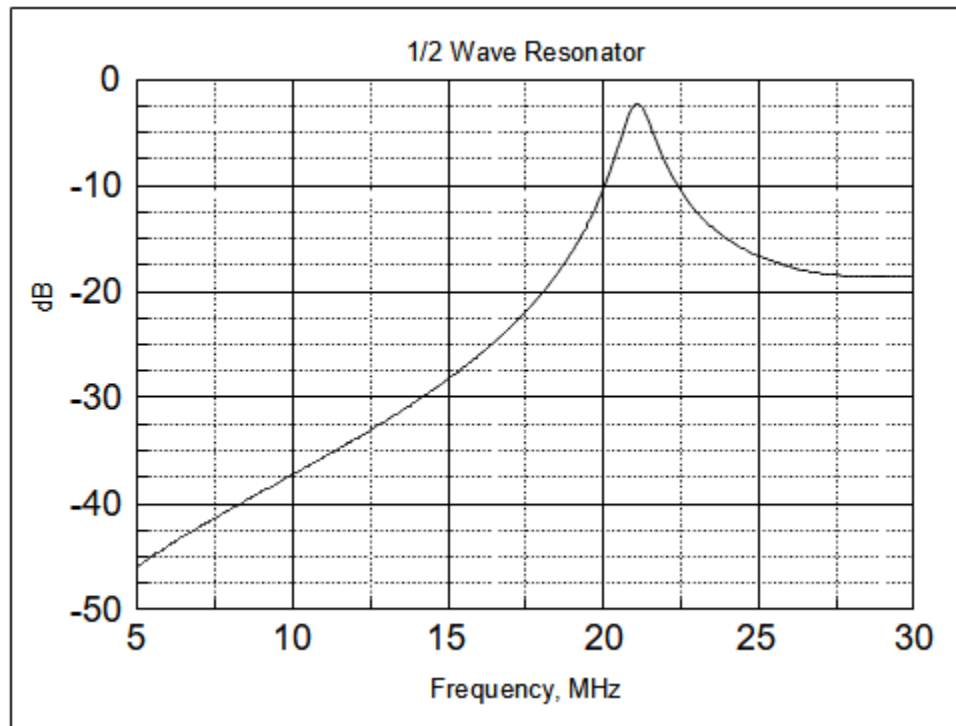
Rysunek 32. Sprzężona para ćwierćfalowych rezonatorów.

Istnieje prostszy sposób na połączenie dwóch rezonatorów, co zwiększy selektywność dla danego ustawienia podłączenia. Oba rezonatory 90 stopniowe mogą być połączone razem u góry lub na otwartym końcu. Tym sposobem całkowita długość linii to 180 stopni lub $\frac{1}{2}$ długości fali, a następnie możemy umieścić wejście po jednej stronie w centrum a wyjście po drugiej. Patrz **rysunek 33**.



Rysunek 33. Półfalowy rezonator

Oba punkty podłączenia muszą być ustawione symetrycznie, aby zminimalizować VSWR. Daje to selektywność dwóch sprzężonych ze sobą rezonatorów. Zobacz Wersję 21 MHz na rys. 34. Zwróć uwagę na znacznie zwiększoną selektywność. Tłumienie przy 14 MHz wynosi teraz około 30 dB i około 40 dB przy 7 MHz. Przy 28 MHz strata ma nieznaczny wzrost do około 18 dB. Zniknęło głębokie zero.



Rysunek 34. Odpowiedź częstotliwościowa półfalowego rezonatora.

Wygląda to teraz korzystniej. Istotne znaczenie ma odrzucenie niższych częstotliwości. Na 14 MHz to mniej więcej tyle, co pojedynczy otwarty odcinek o długości $\frac{1}{2}$ fali. Jest jednak lepszy dla odrzucania niższych częstotliwości. Zauważ, że będzie wysoka wartość odrzuceń w szerokim paśmie transmisji AM. Jeden z tych rezonatorów został zbudowany z kabla RG-213. Długości były: L2=10" (25,4cm) i 2-gi L1=13'9" (419,1cm). Całkowita długość wynosiła 15'5" (469,9cm). Częstotliwość środkowa była 21,1 MHz, a strata 2,17 dB. Szerokość pasma 2 dB wynosiła od 21,0 do 21,2 MHz.

Odrzucenie na innych pasmach krótkofalowych mieściło się w granicach 1 dB krzywej symulacji wartości na **rysunku 34**. Ten typ rezonatora zapewnia dobre odrzucenie dolnych częstotliwości, ale ma zbyt duże straty, aby można je było wykorzystać w linii nadawczej. Może być to użyte w linii odbiorczej, aby pomóc przy problemach z przeciążeniem niskimi częstotliwościami w środowisku wielu nadajników.

3.4.4 Skrócony opis odcinków

Opracowaliśmy system skróconych opisów odcinków w Top Ten Devices. Podczas pobierania danych używamy tych oznaczeń na wykresach wykonanych dla klienta kabli. Poniższe części tej książki wykorzystują niektóre z tych danych, aby zilustrować tekst. Skrócony opis jest również używany w niektórych tabelach i schematy, które występują poniżej.

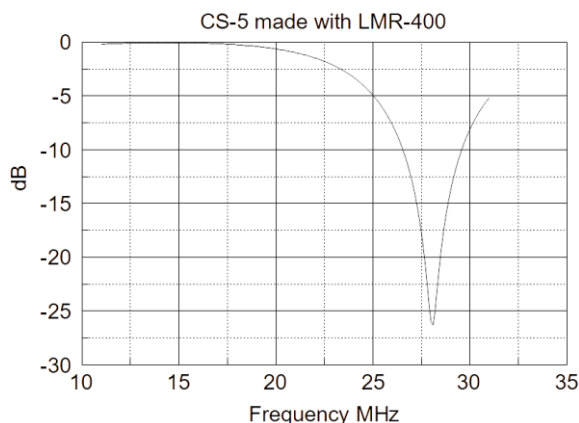
Oznaczenie	Pasma Przepuszczane	Pasma Zerowane	Typ	Pasma Wycinane
CS-1	80	40,20,15,10	1	¼ WL-S 80
CS-2	40	80	2	½ WL-O 40
CS-3	40/15	20,10	1	¼ WL-S 40
CS-4	20/10	40,15	2	½ WL-O 20
CS-5	20	10	1	¼ WL-S 20
CS-6	10	20	2	½ WL-O 10
CS-7	40	15	3*	½ WL-S 15
CS-8	40	15	3*	¼ WL-O 15
CS-9	160	80,40,20,15,10	1	¼ WL-S 160
CS-10	80	160 2		½ WL-O 80

* CS-7 i CS-8 Połączone równolegle tworzą typ 3.

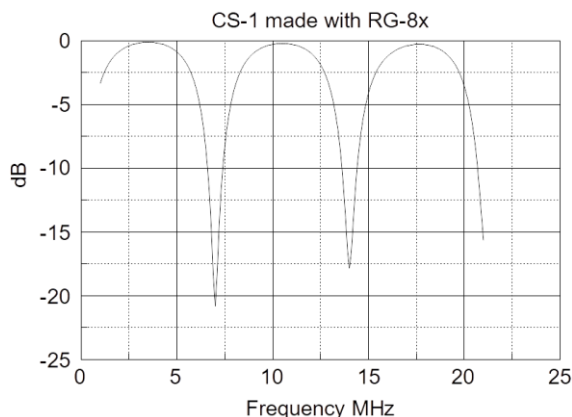
Kolumna z prawej strony opisuje konstrukcję odcinków, jak np.: ¼ WL-S 80 ćwierćfalowy – zwarty na 80 metrów.

3.5 Efekty różnych kabli

LMR-400 wydawałby się lepszym wyborem niż RG-213, ale tak nie jest. W 2003 roku, kiedy zrobiłem wstępny pomiar na ćwierćfalowym zwartym 20-metrowym odgałęzieniu wykonanym z nowego LMR400, miał zerową głębokość 32 dB. To było o 2 dB mniej niż odcinek RG-213. Wskrzesiłem ten odcinek LMR z garażu, gdzie był przechowywany przez ponad 5 lat i ponownie go zmierzyłem. O dziwo, pomiar wykazał tym razem tylko 26 dB w zerze. Odgiąłem kabel na całej jego długości i zero się poruszyło nieco i ustabilizowało się na poziomie -28 dB lub 4 dB gorzej niż w RG-213. Prawdopodobnie oba oddzielne ekrany wewnątrz kabla przesuwają się przy zginaniu i to wydaje się zmienić tłumienie. Sugeruję, aby LMR400 nie był używany do odcinków.

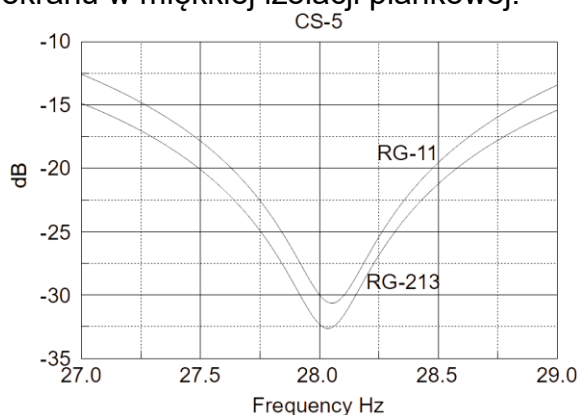


Rysunek 35. Sprawność LMR-400.



Rysunek 36. Sprawność RG-8X.

Porównanie sprawności na 7MHz odgałęzienia RG-8X pokazanej na **rysunku 36** ze sprawnością RG-213 pokazanej [na rysunku 21](#). Tłumienie jest o 4 do 6 dB mniejsze, gdy odgałęzienia są wykonane z RG-8X w porównaniu do RG-213. Gdy przestrzeń lub waga są głównym czynnikiem, RG8x wykonuje przyzwoitą pracę tłumienia harmonicznych. Na dolnym końcu pasm HF RG-8X wytrzyma pełną moc zgodna z prawem. Rozgrzeje się, gdy będzie używany na wyższych pasmach. Aby zapobiec przegrzaniu, odgałęzienia nie powinny być zwinięte zbyt ciasno lub upchnięte na małej przestrzeni. Zestaw podwójnych odgałęzień był przygotowany do użytku na HC8N z RG-8X. kiedy przewoziłem je na Wyspy Galapagos były zapakowane w kilku małych aluminiowych obudowach ze złączami koncentrycznymi. Każde pasmo miało dedykowany zespół połączeń. Pracowały one dobrze przez kilka pierwszych zawodów, ale po roku lub więcej użytkowania powstały jakieś zwarcia w koncentryku. Trochę się rozgrzewały, nawet przy poziomie mocy 1000 do 1200 watów używanej na stacji, a środkowy przewód przesunął się do ekranu w miękkiej izolacji piankowej.



Rysunek 37. Porównanie RG-11 z RG-213.

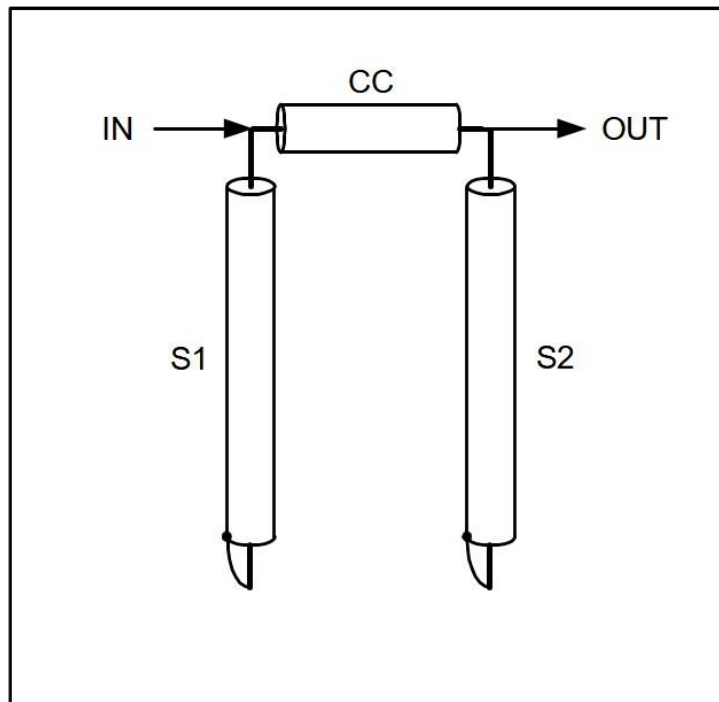
Zwróć uwagę na nieco zmniejszone tłumienie wprowadzane przez RG-11 w porównaniu do RG-213 pokazanym na **rysunku 37**. Może to być spowodowane cieńszym środkowym przewodem w RG-11. Użycie kabla 75 omów do odgałęzień nie powoduje niezgodności.

3.6 Używanie wielu odcinków

Istnieje wiele różnych sposobów na zwiększenie tłumienia zapewnianego przez odcinki. Najprostszym sposobem jest umieszczenie dwóch odgałęzień równolegle na trójniku, ale nie jest to zbyt skuteczne, ponieważ po prostu dodaje 6 dB do wartości zerowej, zmniejszając o połowę efektywną rezystancję bocznikującą. Istnieje kilka innych sposobów na użycie dwóch odgałęzień, które podwoją tłumienie jednego odcinka w dB i także dodają kolejne 6 dB. Tak więc, jeśli odcinek ma 27 dB tłumienia można uzyskać 60 dB stosując dwa z nich w połączeniu z linią lub elementem skupionym.

3.6.1 Odgałęzienia typu 1 połączone z linią koncentryczną

Rysunek 38 pokazuje ogólną metodę sprzężenia dwóch ćwierćfalowych zwartych odcinków Typu 1. Ponieważ kabel sprzęgający CC, ma zwiększoną długość od zera, wzrasta gwałtownie dodatkowe tłumienie od 6 dB w górę. Ciekawe rzeczy dzieją się z głębokością zera przy różnych harmonicznych, gdy zmienia się CC.



Rysunek 38 Układ podwójnych odcinków.

Tabela 14 poniżej pokazuje, co się dzieje. CC jest mierzone w długościach fali na częstotliwości podstawowej. Wartości w tabeli uzyskano symulując parę 80-metrowych, zwartych odcinków $\frac{1}{4}$ fali wykonanych z RG-213U. Więc 2F to 7MHz, 4F=14MHz, 6F=21MHz i 8F=28MHz.

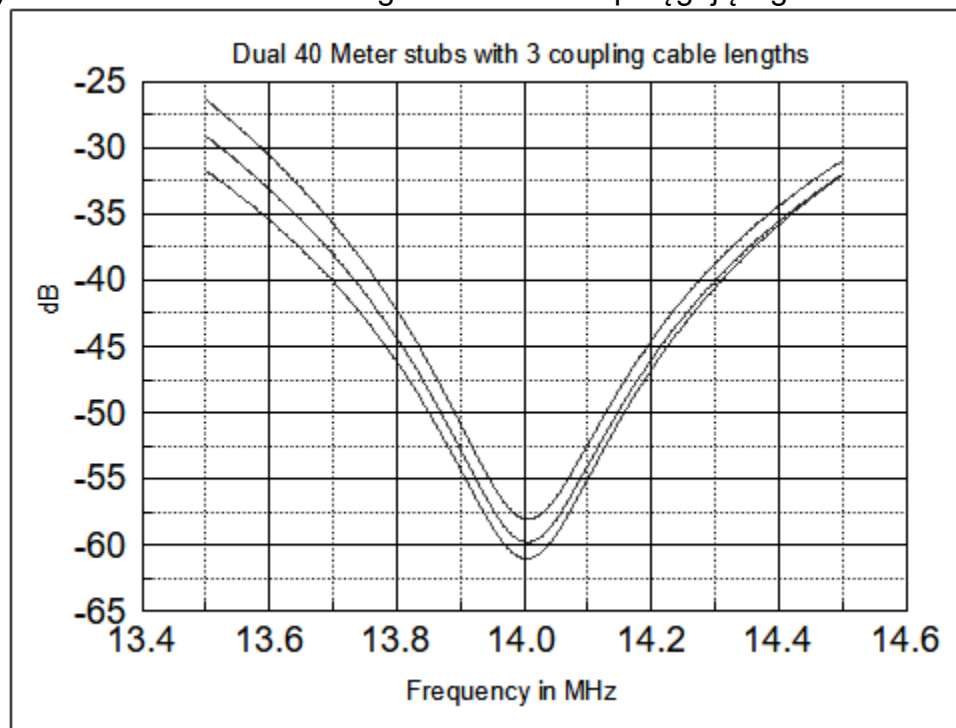
Tabela 14 Wpływ zmiany długości kabla sprzęgającego.

Długość CC	2F	4F	6F	8F
1/24wł	-70dB	-74	-80	-74
1/16	-73	-76	-80	-42
1/6	-74	-75	-78	-75
1/8	-75	-43	-80	-43

Tradycyjna wiedza zawsze mówiła, że kabel sprzęgający (CC) powinien mieć $\frac{1}{4}$ długość fali na drugiej harmonicznej, aby zminimalizować ten składnik. To byłoby oczywiście $\frac{1}{8}$ długości fali na poziomie podstawowym. Widzimy, że druga harmoniczna jest minimalizowana przy tej długości, ale spójrzmy na inne zerowe głębokości.

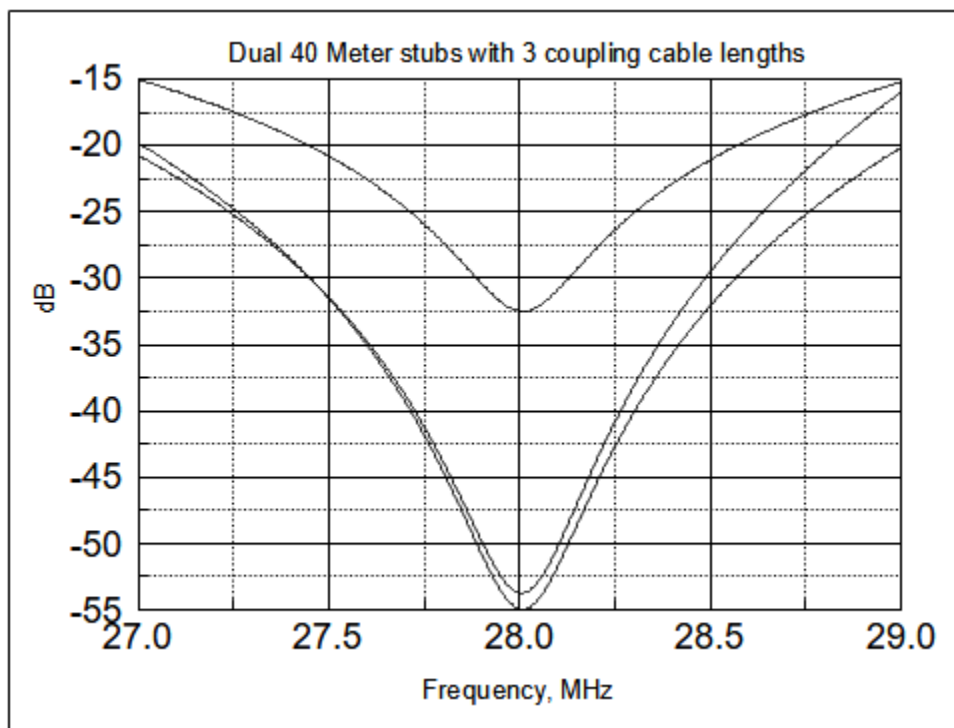
Dla 4F i 8F zero wynosi tylko -43dB, podczas, gdy ze sprzęgaczem $\frac{1}{24}$ długości fali lub $\frac{1}{6}$ spadają o 74 lub 75 dB. W związku z tym możemy zaoszczędzić trochę koncentryka i poprawić wydajność sprzężonych odgałęzień z dużym marginesem, jeśli używamy odcinki sprzęgające o długości $\frac{1}{24}$ lub $\frac{1}{6}$ fali. Rzeczywiste głębokości zerowe uzyskane w praktyce mogą być nieco mniejsze niż te pokazane w tabeli, ale względne głębokości będą podobne.

Rysunki 39 i 40 pokazują rzeczywiste pomiary pary ćwierćfalowych odcinków zwartych dla 40m z kilkoma długościami kabla sprzęgającego.



Rysunek 39. Trzy długości kabla sprzęgającego i wpływ na 2-iej harmonicznej.

Długości w długościach fal przy 7 MHz użytych dla trzech krzywych są następujące: góra= $\frac{1}{16}$, środek= $\frac{1}{12}$, dół= $\frac{1}{8}$.



Rysunek 40. Trzy długości kabla sprzęgającego i wpływ na 4-ej harmonicznej.

Długości w długościach fali (wl) przy 7 MHz użyte dla trzech krzywych są następujące: góra=1/8, środek=1/16, dół=1/12.

Tabela 15 Skutki zmiany długości kabla sprzęgającego.

Długość CC	14 MHz	28 MHz
1/8 wl na 7MHz	-62	-32.5dB
1/12 wl	-60	-55
1/16 wl	-56	-54

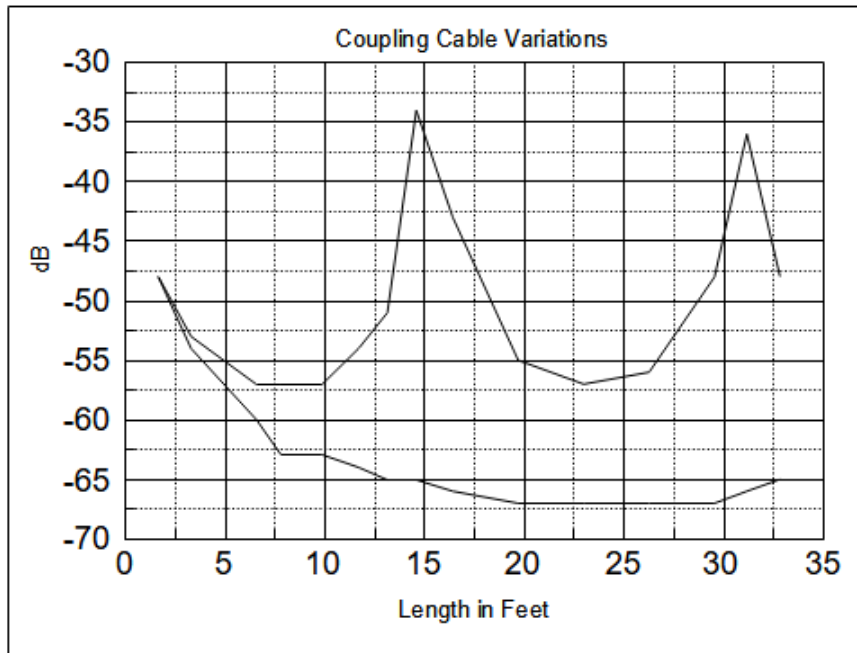
Pokazuje to wyraźnie, że chcemy użyć sprzęgaczy 1/12 fali, aby zminimalizować sumę promieniowania harmonicznych dla 2F i 4F. Harmoniczne powyżej 4F w tym przypadku nie są ważne.

Dla zestawów na 80-m możemy użyć długości 1/32 fali, aby zminimalizować 2F do całkowita energii 8F harmonicznej.

3.6.2 Odgałęzienia typu 2 połączone z linią koncentryczną

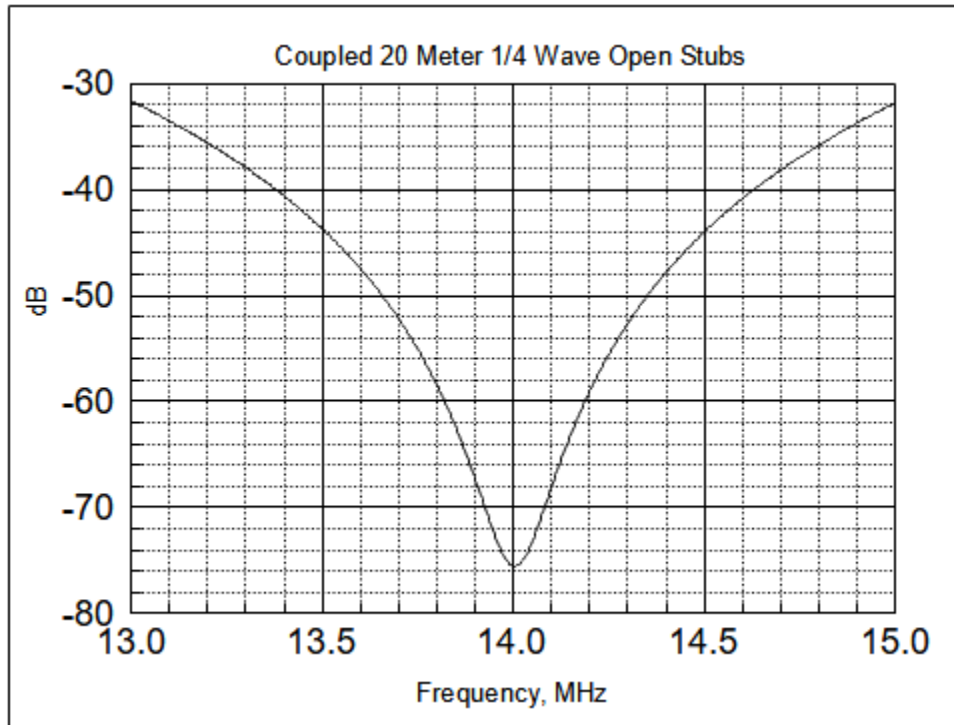
W celu uzyskania większej wartości tłumienia dla zerowania podharmonicznych mogą być również łączone półfalowe otwarte odgałęzienia. W takim przypadku tradycyjna wiedza mówi, że sprzęgacz powinien być 1/4 fali na podharmonicznej. Dla pary 20-metrowych półfalowych odgałęzień otwartych (typ 2), kabel sprzęgający powinien być taki sam, jak długość odgałęzienia, 23,4 stopy (713,23cm) lub 1/4 fali przy 40 metrach. Podczas, gdy zapewni to najlepszą wydajność zarówno na 40, jak i 15 metrach wartości zerowych (patrz **Rysunek 41**) to krótsza długość 7,5 stopy (228,6cm) również działa dobrze, rezygnując tylko 4

dB wartości zerowej na 40m. Głębokość zerowa na 15m jest bardziej krytyczna dla długości łącznika i daje bardzo słabą wydajność, gdy jest równa połowie fali lub pełnej fali na 15m.



Rysunek 41. Tłumienie a długość kabla sprzęgającego dla otwartej pary ćwierćfalowych odcinków dla 20 metrów. Dolna krzywa dla 40 metrów, a górna 15 metrów.

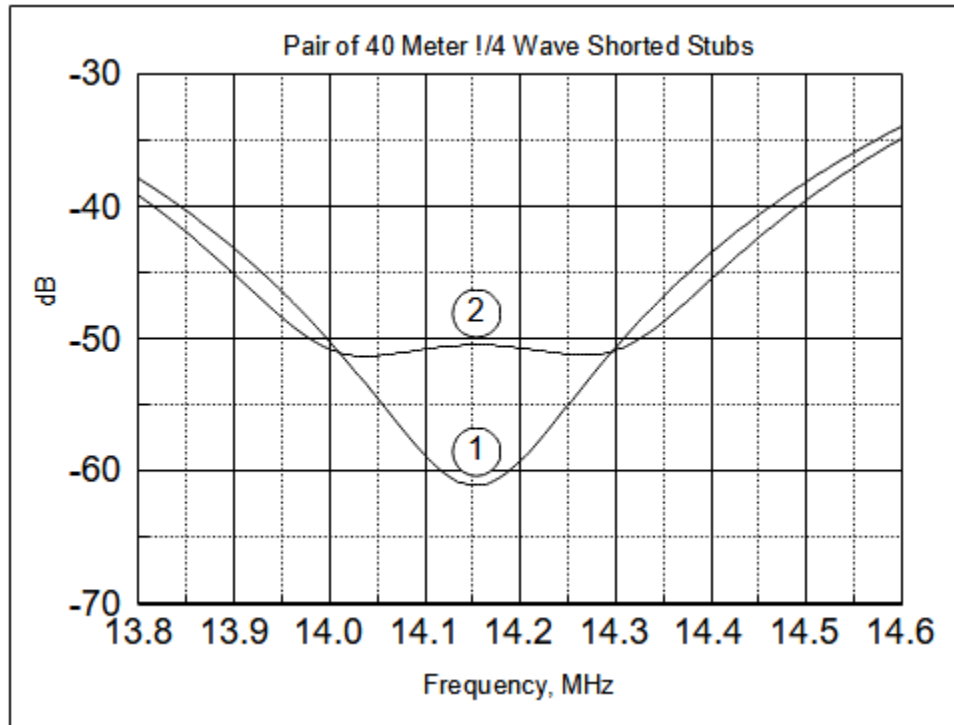
Rysunek 42 przedstawia parę 20-metrowych półfalowych otwartych odgałęzień RG 213 połączonych z linią o długości $\frac{1}{4}$ fali 20 metrowej do użycia na 10 metrach. Ta linia łącząca może być krótsza z niewielką utratą głębokości zerowej.



Rysunek 42. Para 20-metrowych otwartych ćwierćfalowych odgałęzień w połączeniu z ćwierćfalową linią.

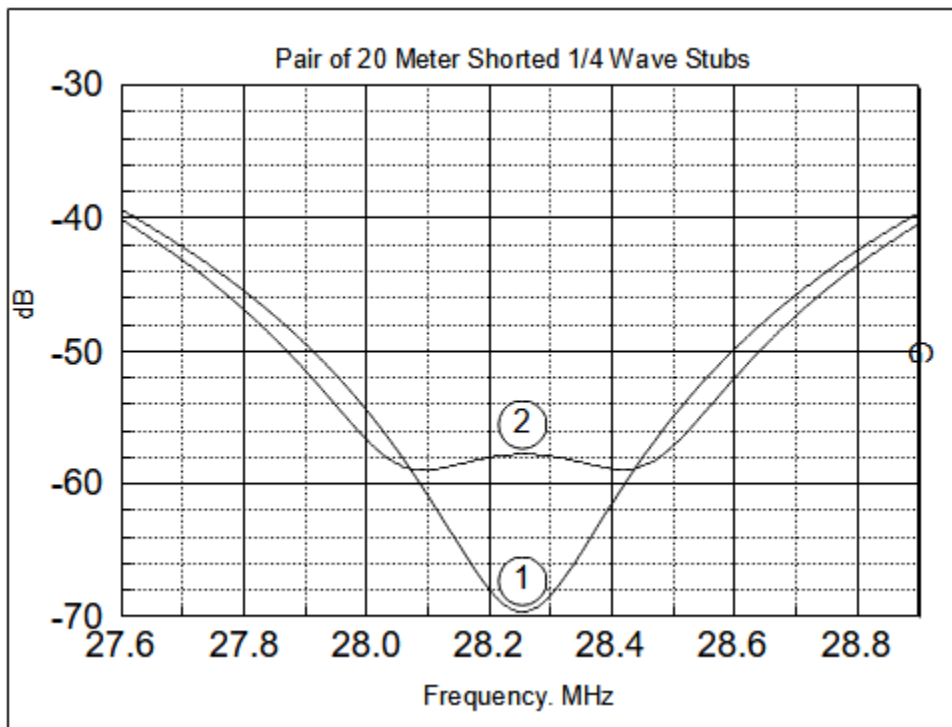
3.6.3 Kombinacje dla SSB i CW

Połączone odgałęzienia można przycinać na różne częstotliwości, aby poszerzyć wartość zerową. Oczywistym zastosowaniem jest pokrycie obu pasm SSB i CW. Dotyczy to w szczególności 40, 20 i 15 metrów, gdzie podpasma nie są tak daleko od siebie. Na 80 i 10 metrach wynik będzie podwójnym zerem z pewnym zmniejszonym tłumieniem pomiędzy nimi. Kiedy przycinamy te odcinki, najlepiej najpierw przeciąć jeden, a następnie zmontować złączkę i drugi odcinek do przycinania. Oznacza to, że nie przycinamy odcinków pojedynczo, a potem je montujemy, ponieważ istnieje pewna interakcja, gdy są one połączone. **Rysunek 43** pokazuje komplet odcinków RG-213 uciętych na 40 metrów. Krzywa 1 pokazuje parę odcinków przyciętych do tej samej długości dla 7,075MHz by zerować przy 14,150MHz. Krzywa 2 pokazuje jeden odcinek przycięty do wartości zerowej na 14.000 i drugie cięcie dla zera przy 14.300. Podczas, gdy odpowiedź powyżej 14.000 do 14.300 jest prawie płaska dla krzywej 2, nie ma korzyści lepszego tłumienia. W rzeczywistości, dla 20-metrowego tłumienia zarówno CW, jak i SSB, najlepszą metodą jest przyciąć oba na środek pasma.



Rysunek 43 Podwójne zwarte ćwierćfalowe odgałęzienia 7 MHz. Zobacz tekst.

Na **rysunku 44** widzimy 2-ie podobne krzywe, ale wykonane z 20-metrowym ćwierćfalowym zwartym odgałęzieniem do zerowania na 10 metrach. Krzywa 1 ma dwa odgałęzienia przycięte na 28,25 MHz. Krzywa 2 ma jedno cięcie na 28,05, a drugie na 28,45 MHz. W tym przykładzie rozłożone nastrojenia końcówek w rzeczywistości mają nieco większe tłumienie na interesujących nas krawędziach pasma. Jeśli ktoś jest zainteresowany CW lub SSB, najlepiej ustawić oba dostrojenia do tej samej częstotliwości środkowej. Kable sprzęgające o długości od 5 do 6,5 stopy (152,4-198,12cm) dadzą wyniki, jak pokazano.



Rysunek 44 Para ćwierćfalowych odgałęzień 14 MHz. (1) Oba cięcia na 28,250. (2) Jedno cięcie na 28,025, a drugie na 28,450.

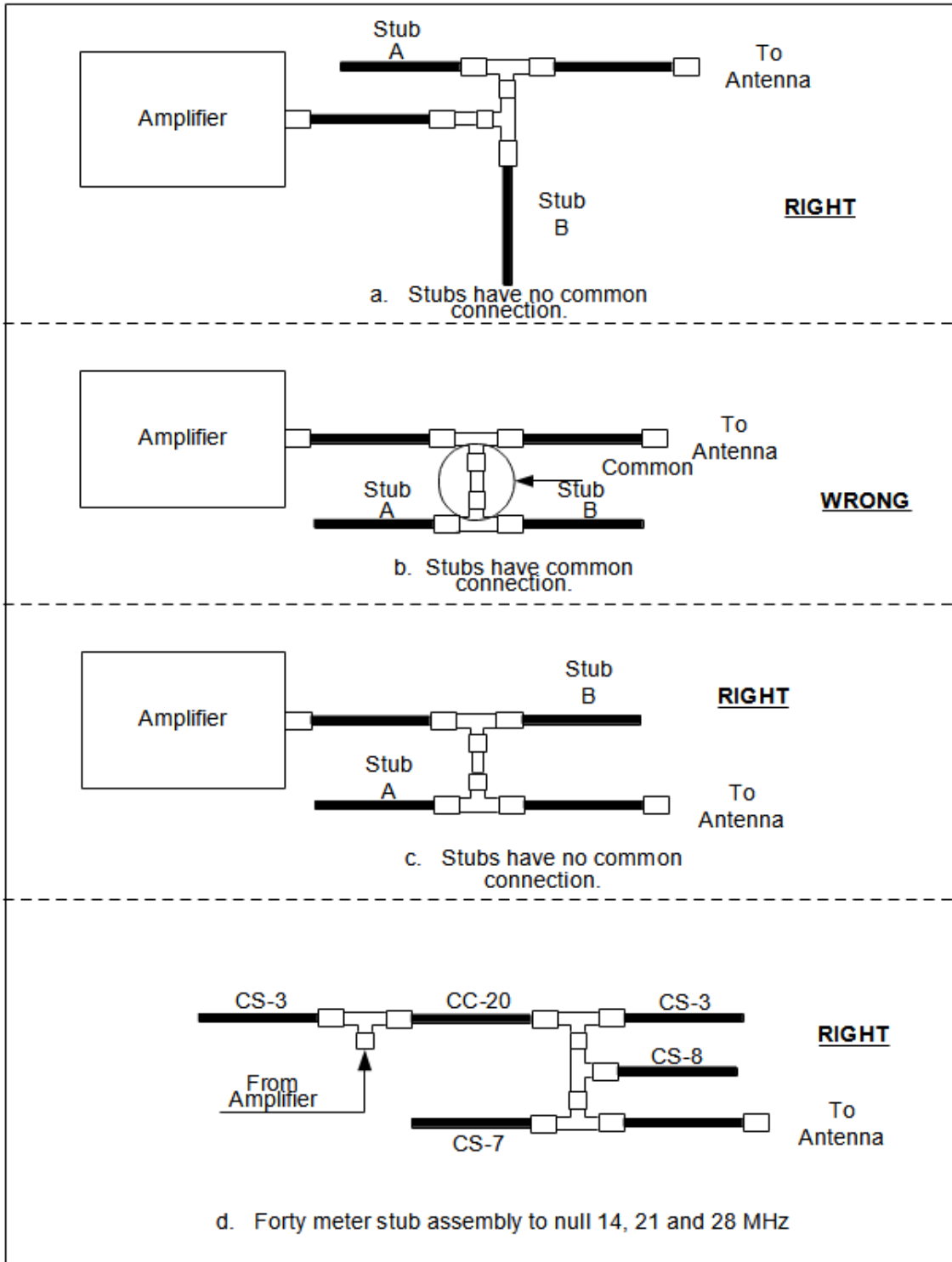
3.6.4 Łączenie wielu odcinków

Odcinki dla różnych harmonicznych i podharmonicznych mogą być połączone razem łącznikami trójkowymi. Sposób, w jaki są połączone, może mieć pewien wpływ na to, w jaki sposób się sprawują. Najlepsza metoda łączenia to taka, która nie ma wspólnej części linii transmisyjnej współdzielonej między odgałęzieniami. Innymi słowy, odcinki powinny być podłączone bezpośrednio do linii przesyłowej między linią a obciążeniem, a nie do kolejnego odcinka. Najlepiej to ilustruje **Rysunek 45**.

Rysunek 45a pokazuje dwa odgałęzienia podłączone do linii transmisyjnej biegnącej od wzmacniacza do anteny. Każde odgałęzienie łączy się bezpośrednio z ścieżką transmisyjną.

Na **rysunku 45b** używana jest ta sama liczba adapterów, ale istnieje wspólna ścieżka między odgałęzieniami do ścieżki transmisji. Ta wspólna ścieżka może powodować interakcję pomiędzy odcinkami.

Na przykład: odgałęzienie A jest przycięte dla zera na 28,025 kHz, a odgałęzienie B jest przycięte dla zera 28,550 kHz. Gdy oba są połączone, jak na **rysunku 45a**, działają zgodnie z przeznaczeniem. Po połączeniu, jak na **rysunku 45b**, wartości zerowe są przesunięte.



Rysunek 45 Różne sposoby łączenia pary odgałęzień.

Rysunek 46 przedstawia przemiatanie analizatora widma dwóch odgałęzień CS-5 przyciętych zgodnie z opisem powyżej. Rzeczywiste częstotliwości zbliżyły się do 28 000 i 28 450 kHz. Po połączeniu, jak pokazano na **rysunku 45a**, występuje pewna interakcja, ale wartości zerowe pozostały na częstotliwościach, dla których tłumaczenie z języka angielskiego: Ryszard Gała, MScEE, SP9GR, Czerwiec 2021 (v0.2)

zostały przycięte. Niższe zero jest zmniejszone o kilka dB a górne zero jest zwiększane o podobną wartość. Zobacz krzywą b na **rysunku 46**.

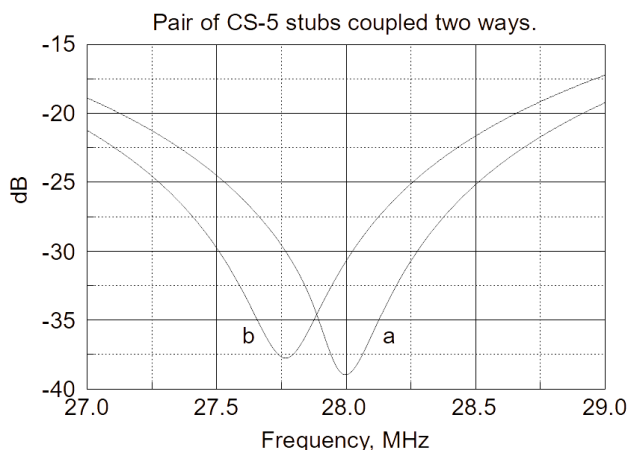
Jeśli długość linii łączącej te dwa elementy zostanie zwiększona o cal lub dwa do kilku stóp, wartości zerowe połączą się i osiągną głębokość około 50 dB, pozostając na oryginalnej częstotliwości, jak pokazano w części dotyczącej kombinacji SSB i CW.

Połączenie pokazane na **rysunku 45b** powoduje przesunięcie obu wartości zerowych w kierunku mniejszych częstotliwości.

Każdy wzrost długości wspólnego sprzężenia między odcinkami obniża obie częstotliwości zerowe. Patrz **rysunek 46** krzywa b. Zauważ, że wartości zerowe są przesuwane o prawie 250 kHz. Prosta zamiana pozycje linii antenowej z jednym z odgałęzień usunie wspólne połączenie, jak pokazano na **rysunkach 45a i c**. To połączenie ma taką samą charakterystykę częstotliwościową, jak na **rysunku 46** krzywa a.

Ten podstawowy układ dwóch odgałęzień służy jako ilustracja interakcji między odgałęzieniami. Wybrano do tego przykład dwu odgałęzień z zerami bardzo blisko siebie. Staje się to bardziej krytyczne przy podłączaniu wielu odgałęzień. In więcej trójników i beczek wymaganych do połączeń, tym bardziej staje się to skomplikowane dla uniknięcia wspólnego połączenia między odgałęzieniami. **Rysunek 45d** przedstawia 40 metrową konfiguracja pojedynczego pasma, która może być użyta dla stacji kontestowej z wieloma nadajnikami.

Para CS-3 wytwarza zera przy 14 i 28 MHz dla 2 i 4 harmonicznej, podczas gdy CS7/8 zeruje trzecią harmoniczną przy 21 MHz. Zwróć uwagę na metody połączeń w celu wyeliminowania wspólnych sekcji pomiędzy odgałęzieniami.



Rysunek 46 Dwa odcinki połączone jak na rysunku 45a i b.

Każde połączenie musi być przycięte indywidualnie z trójnikiem w linii.

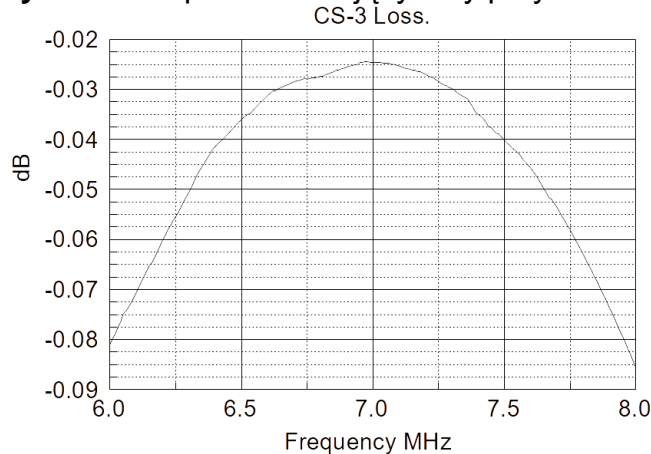
3.7 Straty i VSWR

Jeśli odgałęzienia zostaną przycięte dokładnie dla zakresu częstotliwości roboczej, straty będą bardzo niskie. Para CS-5 przyciętych do 20-metrowej obsługi

SSB i CW wykazuje stratę 0,08 dB w paśmie 14 do 14,35 MHz. Zakres strat poniżej ½ dB rozciąga się od 11 do 15 MHz.

VSWR przy częstotliwości roboczej wynosi 1,00. Zakres częstotliwości dla VSWR poniżej 1,10 to 13,1 do 14,9 MHz.

Prawidłowo przycięte odcinki mają zasadniczo zerowy wpływ na częstotliwość roboczą. Zobacz **Rysunek 47** przedstawiający inny przykład.

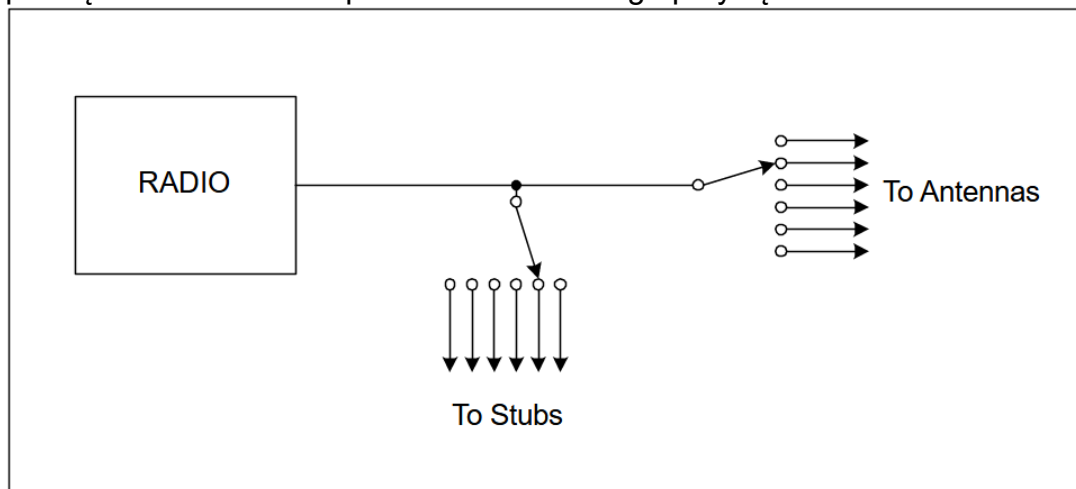


Rysunek 47. Strata na 40 m dla pojedynczego CS-3.

3.8 Przełączanie odgałęzień dla pasm

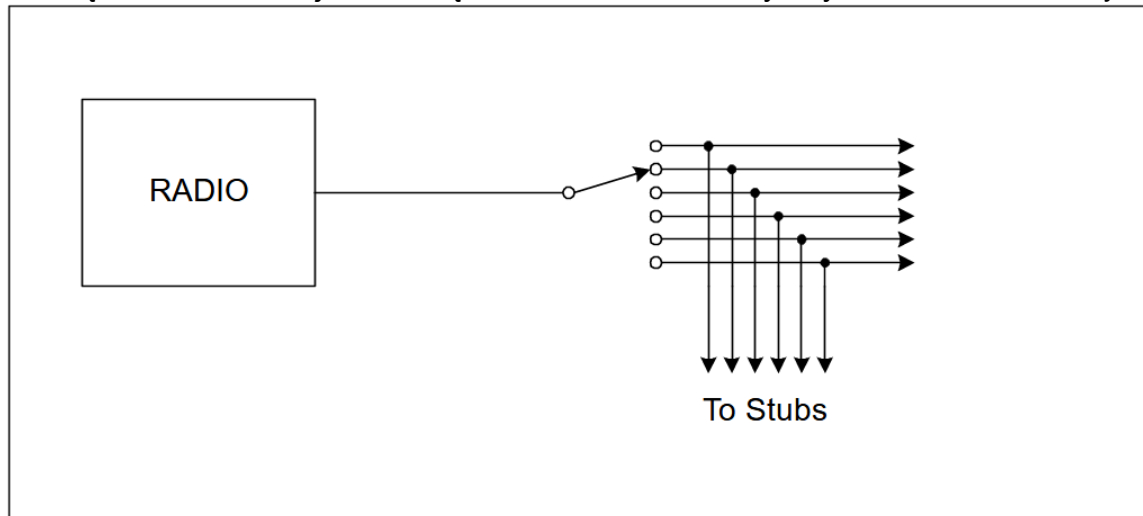
Gdy jeden nadajnik ma być używany na więcej niż jednym paśmie koniecznym staje się przełączanie odgałęzień. Istnieje wiele sposobów, aby to zrobić. Na **Rysunku 48** odgałęzienia są dobierane oddzielnie do anten. Jedną z zalet jest to, że anteny wielopasmowe są łatwe do zainstalowania. Zespół przełączania odcinków dla pasm może znajdować się w pomieszczeniu radiowym, podczas gdy przełącznik antenowy znajduje się na wieży.

W przypadku użycia przekaźnika lub przełącznika ręcznego do wyboru odgałęzień, jak pokazano, długość odgałęzienia należy dostosować do równoważnej długości w przełączniku. Najlepiej zrobić to z podłączonym do przełącznika odcinkiem podczas ostatecznego przycięcia kabla.



Rysunek 48 Oddzielne przełączniki dla odgałęzień i anten.

Na **Rysunku 49** odgałężenia są umieszczone na liniach koncentrycznych wychodzących na anteny monoband za przełącznikiem wyboru anteny. Przełącznik może znajdować się w budce lub na wieży i być zdalnie sterowany.



Rysunek 49. Wspólne przełączanie odgałżeń i anten.

Zespoły odgałżeń przełączania pasma mogą składać się z kilku różnych kombinacji. Do rzeczywistego przełączania można wykorzystać **rysunek 48** lub **49**. Jeden z możliwych sposobów montażu przedstawiono w tabeli 16. Może być wykonany z 6-drogowym przełącznikiem wprowadzającym pewne tłumienie dla wszystkich sześciu pasm biorących udział w zawodach, pokazano w Tabeli 17.

Tabela 16 Metoda 1 przełączania pasm

Przełącznik	160	80	40	20	15	10
1	CS1	CS1				
2	CS2		CS2	CS2		
3			CS5	CS5	CS5	
4			CS6		CS6	CS6
5				CS4		CS4
6			CS7/8			

Tabela 17 Zerowane pasma metodą 1

Pasmo Przepuszczane	Pasmo Zerowane
160	80
80	40,20,15,10
40	80,20,15,10
20	80,40,15,10
15	20,10
10	40,20,15

Metoda 2, Tabela 18, zamienia odrzucenia harmoniczných na 15 metrach w celu lepszego odrzucenia na 160. W zależności od potrzeb mogą być ustawione inne kombinacje. Jeśli przełącznik ma więcej niż sześć pozycji, można umieścić dodatkowe odgałęzienia.

Tabela 18 Metoda 2.

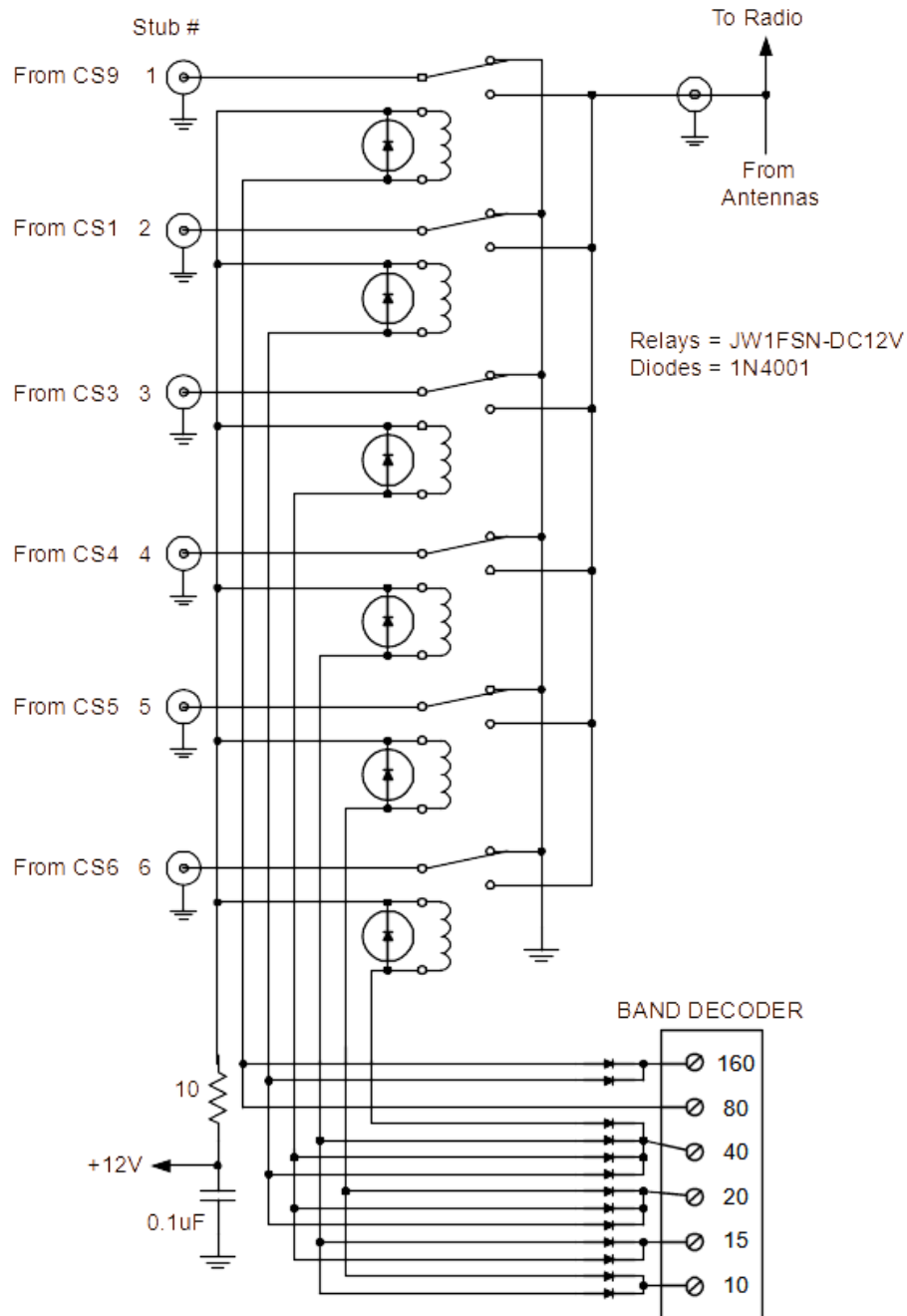
Przełącznik	160	80	40	20	15	10
1			CS9			
2			CS1			
3			CS3		CS3	
4				CS4		
5				CS5		CS5
6						CS6

Logika diodowa wymagana do przełączenia dla tych metod może być określana bezpośrednio z tabel. Weźmy pod uwagę to, że dekodery pasma sterują skrzynką przełącznikową i używamy 1-szej metody przełączania pasm. Diody byłyby połączone z wyjść pasmowych do przełączników w następujący sposób:

- 160 do 1 i 2
- 80 do 1
- 40 do 2,3,4 i 6
- 20 do 2,3 i 5
- 15 do 3 i 4
- 10 do 4 i 5

Pokazano to schematycznie na **rysunku 50**. Przełączniki uziemiają wszystkie nieużywane odcinki. Na każdym przełączniku jest potrzebne zabezpieczenie diodowe, aby zapobiec przepięciom wstecznym przed uszkodzeniem tranzystorów dekodera pasma. Rezystor 10 omów w linii zasilającej chroni ścieżkę komputera przed zwarciami na magistrali zasilającej. Kondensator obejściowy zatrzymuje błędzące w.cz. przed powrotem na wejście zasilania. Ten schemat jest dla urządzeń Top 10 z sześcioprozorną skrzynką przełącznikową, ale może być łatwo zbudowany w domu. Przełączniki mają styki 10 A i są bardzo niezawodne. Są ich tysiące używanych na całym świecie. Dekoder pasma wymaga „uziemianego” wyjścia dla tego schematu. Oznacza to, że musi dostarczyć masę, aby aktywować żądany przełącznik. Aby dopasować dekodery do wyjść „źródłowych”, wszystkie diody muszą być odwrócone a wejście +12V powinno być uziemione.

Zawsze dobrze jest bocznikować diody kondensatorem 0,01 uF, aby uniknąć działania jako mikser lub generator harmoniczných od silnych sygnałów obecnych w systemach linii nadawczych.



Rysunek 50. Przełączanie pasm odcinków metodą 2

Inna metoda wykorzystująca przełączany odcinek otwarty jest pokazana w Tabeli 19. Wszystkie normalnie zwarte styki przekaźnika są uziemione, z wyjątkiem przekaźnika 2, który ma obwód otwarty.

Tabela 19 Metoda 3

Przek.	160	80	40	20	15	10
1	CS2S		CS2S	CS2S		CS2S
2		CS2F		CS2F		CS2F
3			CS3	CS3	CS3	
4			CS4			CS4
5						
6	CS2	CS2				

Uwaga. CS2S i CS2F odnosi się do dwu zakończonych CS2 na początku i końcu.

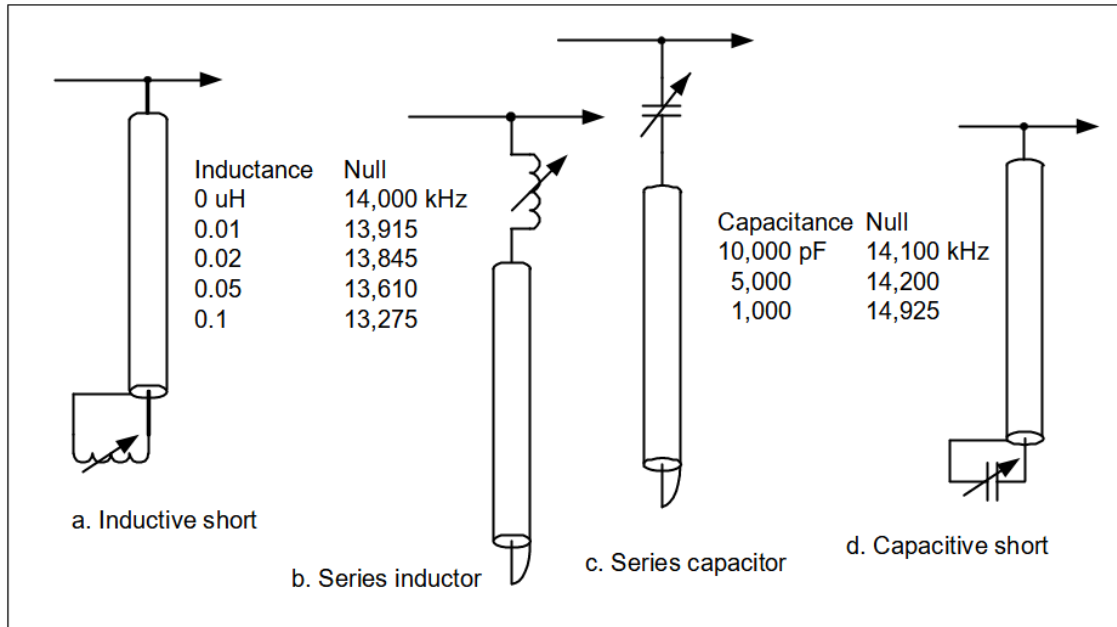
3.9 Strojone odgałęzień z dyskretnymi elementami filtrów

Dodanie kondensatora lub cewki indukcyjnej do odgałęzienia spowoduje na różne sposoby przesunięcie częstotliwości zera odgałęzienia. Powody dokonania tego są następujące:

1. Można wykonać bardzo małe przyrosty częstotliwości, co może być trudne do przycięcia.
2. Jeśli odgałęzienie zostanie nieumyślnie skrócone, można go obniżyć do pożądanej wartości częstotliwość stałą cewką indukcyjną lub kondensatorem.
3. Można wprowadzać duże zmiany częstotliwości bez zmiany długości odgałęzienia.
4. Jeden odcinek może być używany na dwóch częstotliwościach przez sterowanie przekaźnikiem: np. SSB i CW.

5. Jeden odcinek może działać jako zwarty Typ 1 lub otwarty Typ 2 i może być dostrajany do dowolnej częstotliwości pomiędzy dwoma wartościami zerowymi. Przeprowadzono kilka symulacji, aby przetestować wielkość możliwej do uzyskania zmienności. We wszystkich przykładach użyto odgałęzienia 23' 4" (711,2cm). Kiedy jest zwarty, ma wartości zera przy 14 000 i 28 000 kHz. Po otwarciu ma wartości zerowe przy 7000 i 21 000 kHz. W każdym przypadku badamy podstawowe lub najniższe zero. **Rysunki** 51a i 51b pokazują dwa sposoby dla indukcyjnego obciążenia odgałęzienia typu 1. W obu przypadkach częstotliwość jest przesunięta w dół. Wynikowa zmiana częstotliwości jest identyczna dla dwóch pokazanych obwodów. Użyte cewki indukcyjne są bardzo małe. Tak mała cewka indukcyjna, jak 0,02 uH przesunie wartość zerową w tym przykładzie o 155 kHz przy 14 MHz. Indukcyjność o takiej wartości można utworzyć z drutu o długości 1-go cala (25,4mm).

Rysunek 51c pokazuje kondensator szeregowy używany do zwiększenia częstotliwości odcinka typu 1. Potrzebne są duże wartości pojemności, aby przesunąć częstotliwość o małe wartości. Kondensator może być umieszczony szeregowo na wejściu odgałęzienia lub może zastąpić zwarcie na jego drugim końcu, jak pokazano na 51d. W obu przypadkach występuje takie samo przesunięcie, gdy pojemność jest zmieniana.



Rysunek 51 Strojenie zwartych odgałęzień.

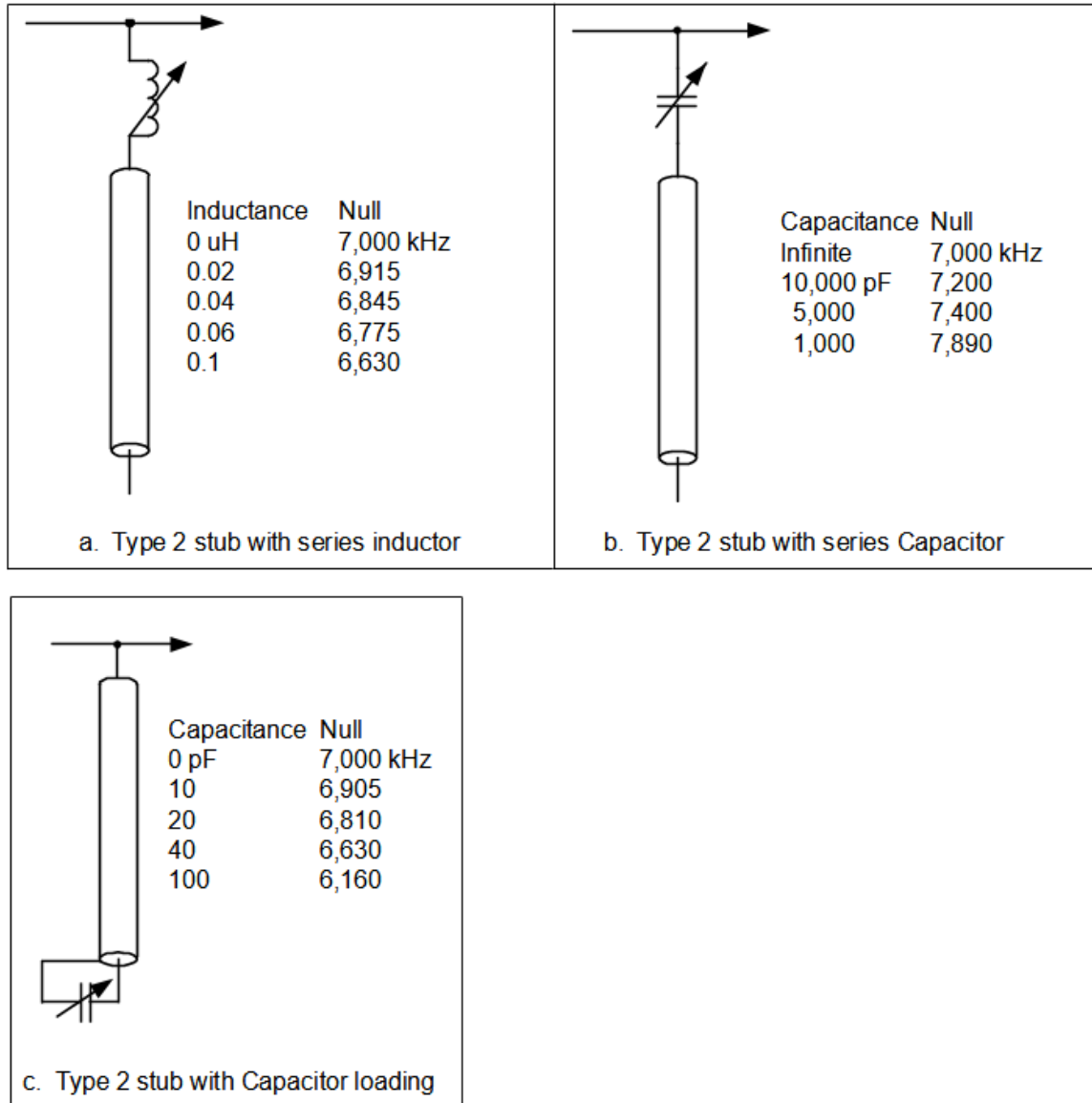
Rysunek 52 przedstawia metody strojenia zastosowane do odgałęzienia typu 2. We wszystkich przykładach użyto odgałęzienia 23' 4" (711,2cm). Znowu, kiedy umieścimy szeregowo z wejściem odgałęzienia cewkę indukcyjną posłuży ona do obniżania częstotliwości, a kondensator posłuży do podniesienia jej. Wyniki przedstawiono na rys. 52 a i b.

Na rys.52c pokazano kondensator na drugim końcu odgałęzienia. W tym przypadku częstotliwość jest przesunięta w dół przy bardzo małej wartości pojemności. Zauważ, że to się pojawia przy tym samym schemacie, jak na **rysunku 51d**, ale ponieważ kondensator znajduje się w punkcie o wysokiej impedancji, efekt kondensatora jest inny. Jeśli zaczniemy od zwartego lub odgałęzienia typu 1 i zastąpimy zwarcie bardzo dużym kondensatorem, zero przy 14 MHz porusza się bardzo nieznacznie w górę. Jednak przy zwarciu jest też zero na częstotliwości 0 MHz (prąd stały). Zastąpienie zwarcia kondensatorem przesuwa to zero w górę częstotliwości do pewnej niskiej wartości.

W miarę zmniejszania się pojemności zera przesuują się w górę częstotliwości. Gdy pojemność jest zmniejszona do niskiego zakresu pF, wartości zerowe są takie, jak widać na **rysunku 51c**.

Gdy pojemność spadnie do zera, odcinek jest typu 2.

Jeśli do strojenia odgałęzień zostaną użyte wysokiej jakości komponenty, będzie niewielkie lub wcale zmniejszenie głębokości zera uzyskanej bez elementów dyskretnych. Napięcie znamionowe kondensatora powinno być co najmniej dwukrotnością oczekiwanego napięcia na linii transmisyjnej.

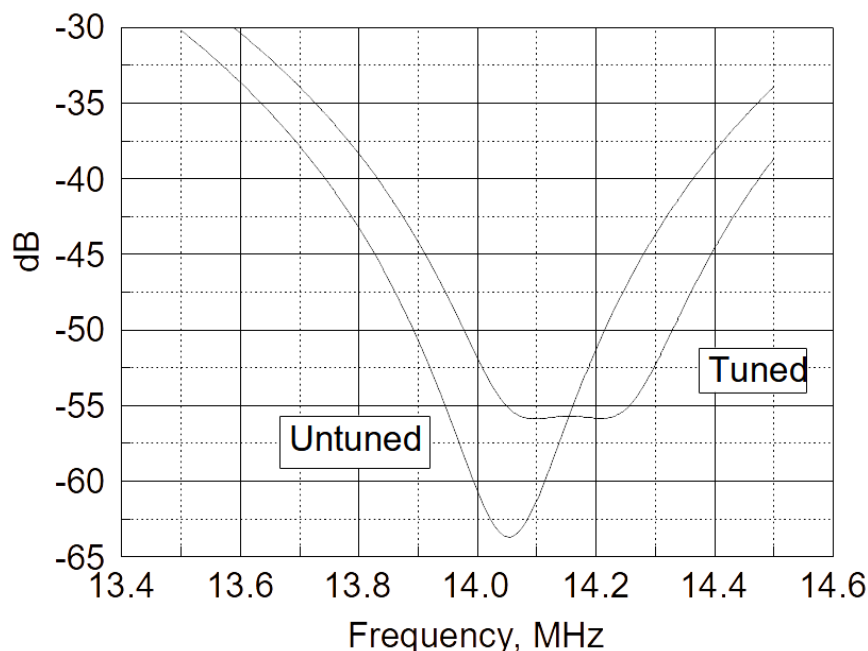


Rysunek 52. Strojenie otwartego odcinka.

Rysunek 53 pokazuje odpowiedź pary odgałęzień Typu 1, CS-3 w połączeniu z linią 1/8 fali. Jeśli oba odgałęzienia zostaną przycięte na wartość zerową przy 14 050 kHz, pojawi się wartość zerowa –63 dB.

Gdy oba są przycinane na wartości zerowe przy 14250 kHz, ta sama głębokość zerowa występuje na paśmie SSB. Jeśli jeden z odcinków zostanie przycięty na 14 050, a drugi na 14 250, 250 szeroka głębokość zera wyniesie około –56 dB. Z obydwooma odgałęzieniami przyciętymi dla zera przy 14 050 kHz i jeden z nich ma dołączony kondensator 5000 pF, jak pokazano na **rysunku 52c**, wytworzone podwójne zera są prawie identyczne, jak przy użyciu dwóch różnych cięć. Kiedy oba odcinki są przycięte na 14 050 i zmodyfikowane kondensatorami 5000 pF, utworzone zero SSB jest podobne do cięcia ich na SSB. Wybierając przełącznikiem zwarcie lub kondensator 5000 pF na każdym końcu, można zdalnie uzyskać dowolną z trzech charakterystyk.

Tłumaczenie z języka angielskiego: Ryszard Gała, MScEE, SP9GR, Czerwiec 2021 (v0.2)



Rysunek 53. Strojenie pary odcinków.

4.0 FILTRY

4.1 Filtry pasmowo-przepustowe

Filtry pasmowe wydają się być idealnym sposobem na poprawę izolacji w środowisku wielu nadajników. Radio 1 nadaje w paśmie 40m, a radio 2 jest odbiornikiem na 20m. Sygnał z 40 metrów należy zredukować na wejściu radia 2. Filtr pasmowy w radiu 2, który przepuszcza 20m i usuwa 40m, powinien wykonać zadanie.

Radio 1 wysyła również pewną energię harmoniczną na 20m, która będzie zakłócać radio 2, nawet przy założonym filtrze pasmowym. Tak więc potrzebny jest filtr w radiu 1 drugiego pasma, który przepuszcza 40m i usuwa energię 20-metrową, zanim zostanie wysłana. Są więc dwa zastosowania filtrów pasmowych: redukcja harmonicznym nadajnika i redukcja energii poza pasmem dla odbiorników. Ochrona odbiornika przed energią poza pasmem nie jest trudnym zadaniem. Wymagane poziomy energii są zwykle poniżej 10 watów. Filtry można zaprojektować za pomocą małych, niedrogich komponentów, które dobrze sprawdzą się po umieszczeniu w wejściu odbiornika.

Redukcja harmonicznym nadajnika stanowi trudniejsze wymaganie dla potrzebnych komponentów. Większość komercyjnych filtrów dostępnych w amatorskich sklepach jest zaprojektowanych na maksymalnie 100 lub 200 watów. Chociaż jest możliwe zaprojektowanie filtra pasmowego, który przeniesie 1500 watów, wymagane do tego projektu komponenty są dość drogie.

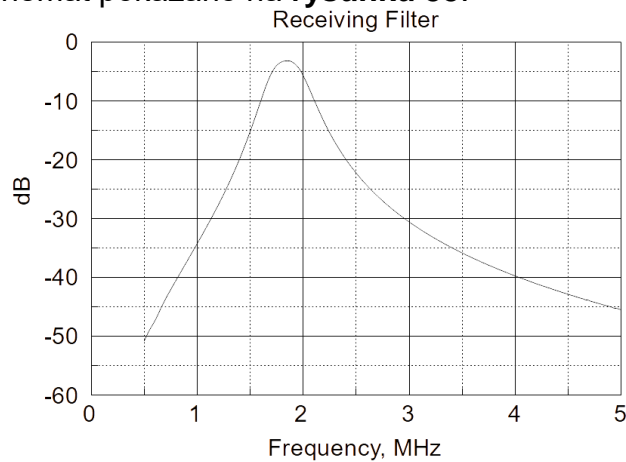
Najprostszym filtrem pasmowo-przepustowym, który ma jakiegokolwiek zastosowanie, jest filtr dwupolowy (dwubiegunowy). Kilka z dostępnych na rynku

Tłumaczenie z języka angielskiego: Ryszard Gała, MScEE, SP9GR, Czerwiec 2021 (v0.2)

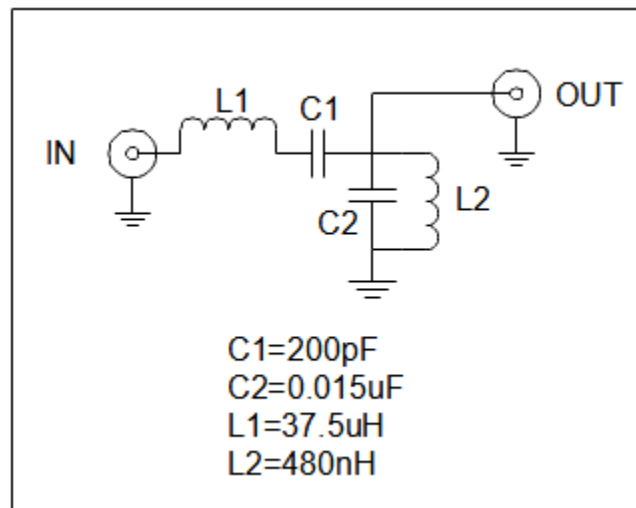
jednostek do użytku amatorskiego to konstrukcje dwupolowe. Filtry trójpolowe zapewniają nieco większe tłumienie i nie są dużo trudniejsze do wykonania projektu i budowy. Chociaż istnieje kilka konfiguracji obwodów, których można użyć, układ z dwoma rezonatorami górnego sprzężenia jest prawdopodobnie najczęstszym projektem. Wykorzystuje minimalną ilość części, a rozrzut wartości komponentów nie jest zbyt duży.

Rysunek 54 przedstawia odpowiedź zaprojektowanego w domu 160-metrowego filtra pasmowego.

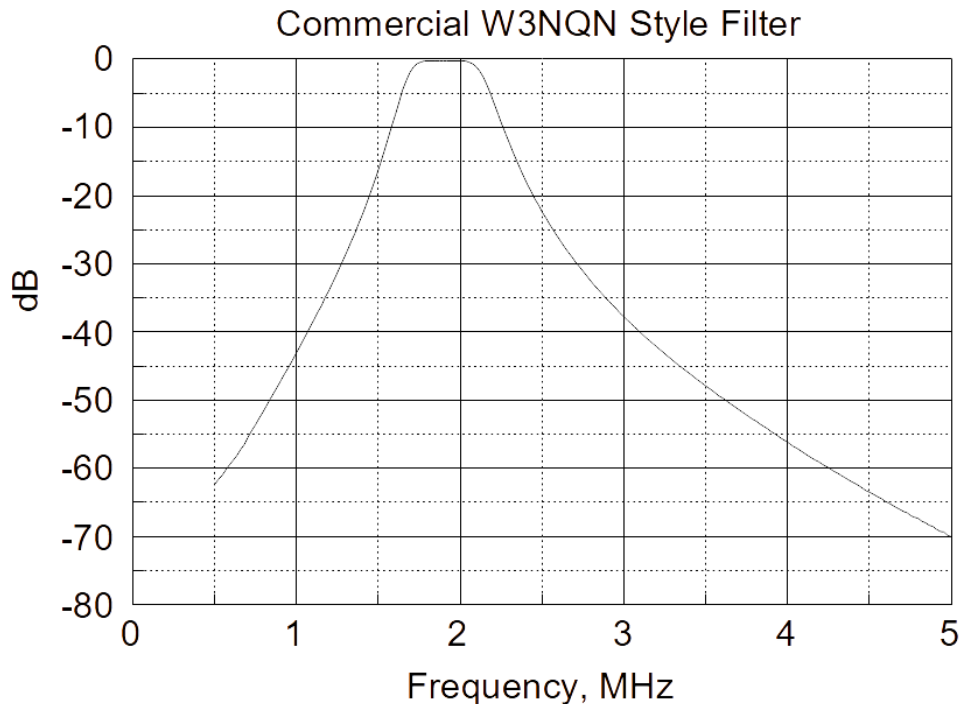
Ten filtr jest 2-elementowym typem Butterwortha, z szeregowym obwodem wejściowym. Pokazuje to, jak proste są filtry odbiorcze. Projekt można wykonać w Elsie w kilka minut. Strata pasma przepustowego nie stanowi problemu w przypadku odbioru 160 metrów. Konstrukcja jest prosta, a części kosztują tylko kilka złotych. Schemat pokazano na **rysunku 55**.



Rysunek 54. Filtr odbiorczy na 160 metrów.



Rysunek 55. Schemat filtru odbiorczego.

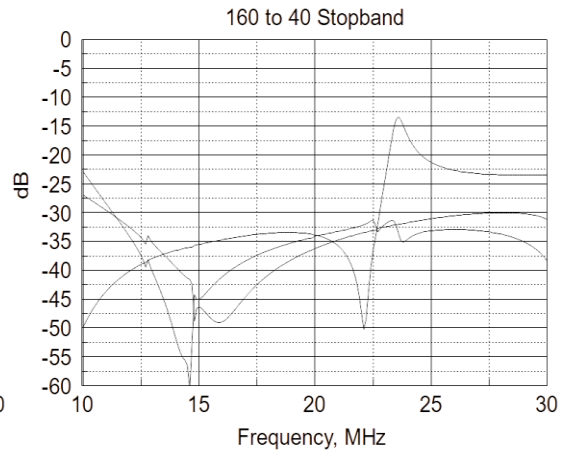
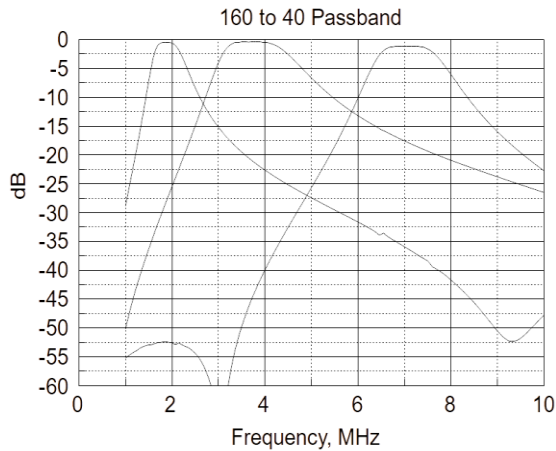


Rysunek 56. Trójpolowy filtr typu NQN.

Rysunek 56 przedstawia odpowiedź komercyjnego jednopasmowego filtra pasmowo-przepustowego na 160 metrów. Ten projekt pojawił się w QST w maju 1998 r. W celu zapewnienia dobrego Q i niskiej utraty pasma przepustowego używane są toroidy ze sproszkowanego żelaza.

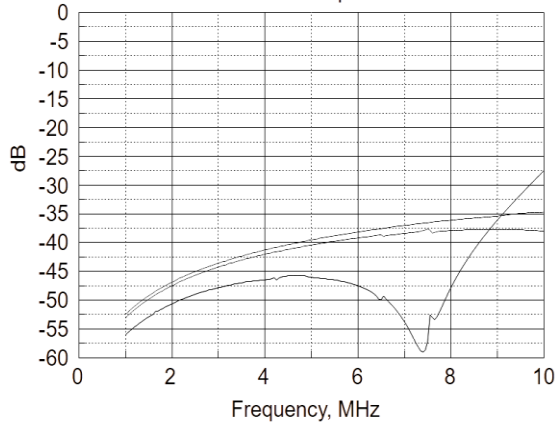
Rysunki od 57a do 57d przedstawiają odpowiedź typu „I” produkowanego komercyjnie filtra z przełączanymi pasmami. **Rysunek 57a** przedstawia odpowiedzi dla 160, 80 i 40 metrów z zachodzącymi na siebie wykresami. Odpowiedzi tych trzech filtrów są kontynuowane na **Rysunku 57b**, który pokazuje zakres od 10 do 30 MHz. **Rysunek 57d** pokazuje odpowiedzi na 20, 15 i 10 metrów. Odpowiedź tych trzech filtrów dla 0 do 10 MHz pokazano na **rysunku 57c**. Skutki dodatkowego okablowania i przekaźników przy wyłączonym tłumieniu częstotliwości w paśmie zaporowym są oczywiste. Ostateczne odrzucenie na tym filtrze jest znacznie gorsze od jednostek jednopasmowych.

Tabela 20 przedstawia tłumienie pomiędzy pasmami. Górna linia to pasmo nadawcze, a lewa kolumna to pasmo odbiorcze. Na przykład: pasmo nadawcze wynosi 40 metrów, więc filtr w użyciu ma 40m. Przy odbiorze przez 40m filtr, 80-metrowa energia jest tłumiona o 18 dB itd. Aby spełnić nasze warunki „nie uszkodzenia” na poziomie -45 dB, wymagane jest dodatkowe 27 dB izolacji. Przy odrobinie szczęścia, izolacja anteny do anteny nie przekroczy tej wartości.



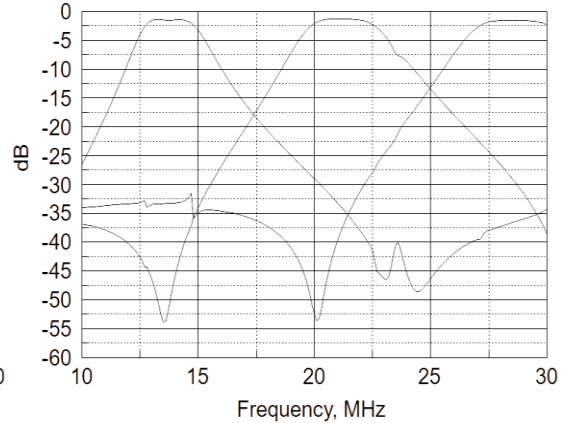
Rysunek 57a.

20 to 10 Stopband



Rysunek 57b

20 to 10 Passband



Rysunek 57c

Rysunek 57d

Poniższe tabele podsumowują izolację dla każdego pasma. Górna linia to pasmo nadawcze. Pasma Rx jest pokazane w lewej kolumnie. Na przykład: w tabeli 20m odbiornik na 80 metrach miałby izolację 18 dB od energii odebranej w antenie z 40-metrowego nadajnika. Filtry te są projektami dwuelementowymi i jako takie w wielu przypadkach nie mają zbyt dużego odrzucania przyległych pasm. Występuje również znaczne oddziaływanie wsteczne „fly back”, czyli zmniejszona izolacja ze względu na efekty pasożytnicze, takie, jak błędząca indukcyjność, pojemność i sprzężenie pomiędzy cewkami.

Tabela 20 Odpowiedź komercyjnego filtra Typu „I” z przełączanymi pasmami

Tx	160	80	40	20	15	10
Rx						
160	_	-20	-38	-36	-35	-23
80	-27	_	-18	-42	-36	-35 40
	-50	-50	_	-50	-36	-
35						
20	-48	-44	-52	_	-34	-41
15	-47	-41	-37	-43	_	-29
10	-46	-40	-37	-36	-36	_

Przetestowano również komercyjny filtr przełączający pasmo typu „D”, a wynik jest pokazany w Tabeli 21. Należy zauważyć, że tylko jedna próbka każdego filtra była przetestowana. Ponieważ są ręcznie okablowane, będą pewne różnice pomiędzy jednostkami. Filtr ten wykorzystuje nawijane cewki powietrzne.

Tabela 21 Odpowiedź komercyjnego filtra Typ „D” z przełączaniem pasm

Tx	160	80	40	20	15	10
Rx						
160	_	-34	-46	-30	-22	-18
80	-55	_	-34	-42	-29	-22
40	-50	-52	_	-43	-46	-
43	20		-50	-45	-42	_ -
57	-50					
15	-57	-50	-56	-59	_ -38	10 -53 -
51	-43	-50	-33	_		

4.2 Hybrydowe filtry dolnoprzepustowe

Filtry dolnoprzepustowe wykorzystujące standardowe cewki indukcyjne i kondensatory zazwyczaj mają raczej powolny spadek powyżej częstotliwości odcięcia, chyba że są one skonstruowane z dużą ilością elementów. Ponieważ interesuje nas redukcja harmonicznymi z naszych nadajników i nie dotyczy częstotliwości pomiędzy harmonicznymi, odgałęzienia zwykle dają lepszą wydajność. Istnieje możliwość połączenia standardowego dolnoprzepustowego filtra używającego dyskretnych elementów z odgałęzieniami, aby poprawić wydajność przy harmonicznymi. Filtry dolnoprzepustowe składają się z cewek szeregowych i bocznikujących kondensatorów. Linie przesyłowe z obwodami otwartymi o równoważnej pojemności mogą zastąpić kondensatory.

Do filtra 3-elementowego wymagane są dwa odgałęzienia i cewka indukcyjna.

Techniką projektowania jest mierzenie lub obliczenie pojemności odgałęzień, a następnie znalezienie projektu filtra, który wykorzystuje tę pojemność.

Skorzystanie z oprogramowania Elsie jest najlepszym sposobem aby to zrobić.

Zacznijmy od przykładu. Mamy dwa otwarte odgałęzienia przycięte na 28,8 MHz i chcemy utworzyć z nich filtr, który przepuszcza 14MHz i zeruje 28MHz.

Aby obliczyć pojemność najpierw określmy, jak długie muszą być odcinki.

Długość = $163,525 / 28,8 = 5,678$ stóp (173,07cm).

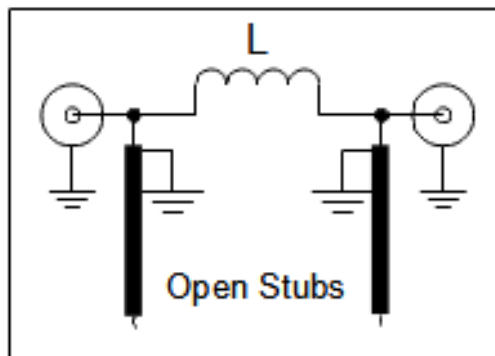
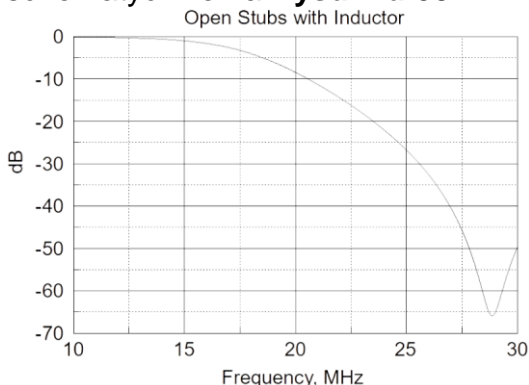
Używamy RG-213, który ma pojemność 29pF/ft (~95,15pF/m).

Pojemność odcinka = $5,678 \times 29 = 164,7$ pF.

Ale będziemy łączyć odgałęzienia za pomocą trójnika UHF, który ma zmierzoną własną pojemność 9,3 pF. Więc całkowita pojemność wyniesie 174pF.

Następnie przechodzimy do Elsie i projektujemy 3-elementowy filtr dolnoprzepustowy z kondensatorami bocznikującymi wejście i wyjście. Filtr Butterwortha będzie miał zbyt duże straty przy 14 MHz, więc my zaczniemy od projektu Tchebycheva 0,1 dB. Dopasowujemy częstotliwość odcięcia do wymaganego C tj. 174pF. Przy odcięciu 18,8 MHz wymagane C to 174 pF.

Schemat mówi nam, że potrzebujemy cewki indukcyjnej 0,486 uH. Łatwo ją zrobić za pomocą kilku zwojów drutu #14 i będzie samopodtrzymująca się. Płytką prototypowa tego filtra została skonstruowana i przetestowana z analizatorem sieciowym N2PK. Przemiatanie pokazano na **Rysunku 58A** i schematycznie na **Rysunku 58B**.



Rysunek 58A. Odpowiedź.

58B Schemat.

Głębokość zerowa wynosi 66 dB, czyli tyle samo, ile uzyskalibyśmy przez sprzężenie dwóch odgałęzień z linią koncentryczną na 28MHz. Zmierzona strata przy 14 MHz wynosiła 0,11 dB. VSWR jest bardzo bliski 1,0.

Tabela 22 pokazuje częstotliwości odcięcia, indukcyjność i długości kabla koncentrycznego RG-213 wymagane dla każdego amatorskiego pasma do powielenia tego rodzaju wydajności.

Liczby dotyczą dolnego końca każdego pasma i mogą być skalowane dla wyższych częstotliwości w górę.

Pasma przenoszenia w MHz

Częstotliwość zerowania w MHz

Długość kabla koncentrycznego L (uH)

Częstotliwość odcięcia w MHz

Tabela 22. 3 Parametry projektowe filtra 3-biegunowego.

Pasma przenoszenia	Częstotliwość zerowania	Długość kabla koncentrycznego	L (uH)	Częstotliwość odcięcia
Aż do 3.5 MHz	7 MHz	24.3' (740,66cm)	1.99	4.59 MHz
Aż do 7.0 MHz	14 MHz	12' (365,76cm)	0.996	9.17 MHz
Aż do 14.0 MHz	28 MHz	5.83' (177,7cm)	0.498	18.35 MHz

Zwróć uwagę, że otwarte odgałęzienia również zerują się przy ich trzeciej harmonicznej, więc filtr 3,5 MHz zeruje zarówno 7, jak i 21 MHz.

W tym projekcie możliwe jest również zerowanie więcej niż jednej częstotliwości. Na przykład: jedno z odgałęzień w projekcie 14 MHz można podzielić na dwa. Jedno cięcie dla 21 MHz a drugie na około 42 MHz, aby zrekompensować różnicę w potrzebnej pojemności dla niskiego VSWR. Należy pamiętać, że do każdego

odgałężenia w projekcie należy dodać 10 pF wymagane przez trójniki połączeniowe. Zera nie będą tak głębokie, jak w przypadku dwóch odcinków używanych na te same częstotliwości.

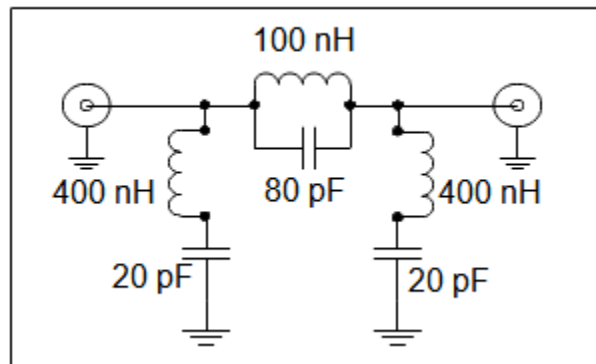
Ta metoda łączenia końcówek ma jedną wadę, ponieważ cewka musi być montowana w ekranowanej puszcze. Cewka nie tylko będzie promieniować, ale będzie na niej niebezpieczne napięcia, gdy używana jest duża moc.

4.3 Filtry pasmowo-zaporowe

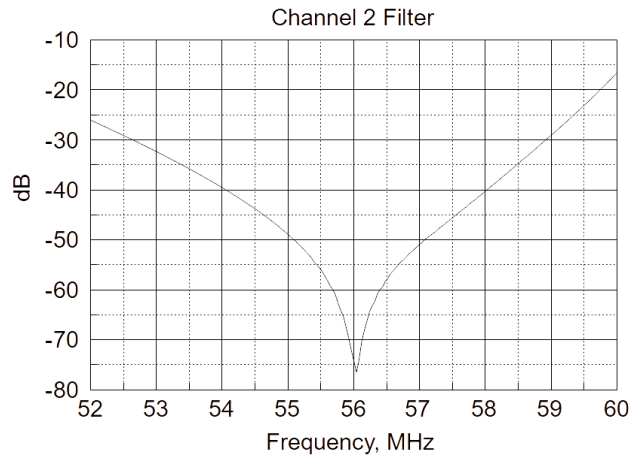
Co to jest filtr pasmowo-zaporowy? Działa w odwrotny sposób niż filtr przepuszczający pasmo. Zaprojektowany dla określonej częstotliwości środkowej tłumia pasmo częstotliwości wokół centrum projektowego. Funkcja jest podobna do odgałżeń koncentrycznych, ale parametry szerokości pasma i częstotliwości są łatwo zmieniane przez proces projektowania. Filtry wycinające zostały użyte do redukcji harmonicznych nadajnika w amatorskiej literaturze wcześniej. Filtry wycinające zazwyczaj wykorzystują jednobiegunowe filtry LC lub ich kombinacje dla różnych pasm. Zazwyczaj mają ostre zera na projektowanej częstotliwości. Najczęściej nie ma próby dopasowania impedancji linii w prostych projektach. Filtry dopasowane do 50 lub 75 omów są łatwe do zaprojektowania i przyniosą oczekiwane rezultaty.

4.3.1 10-metrowy filtr drugiej harmonicznej

Rysunek 59 przedstawia filtr pasmowy zaprojektowany w celu zmniejszenia TVI z drugiej harmonicznej nadajnika 10 metrów. Składa się z trzech strojonych obwodów, jak pokazano na schemacie. Pasma przenoszenia pokazano na **rysunku 60**. Konstrukcja została opracowana na Elsie i zaczęło się od filtra Butterwortha posiadającego środek częstotliwość 57 MHz i pasmo przepustowe 20 MHz. Wartości projektowe były zaokrąglone do liczb parzystych. To urządzenie zostało zmontowane z części pod ręką bez próby optymalizacji według projektu. Zastosowano małe kondensatory zmienne wraz z małą liczbą zwojów drutów #16. Strata przy 28 MHz wynosi 0,01 dB i jest nieco mniejsza przy niższych częstotliwościach, dzięki czemu można go wstawić w linię transmitującą do przesyłania pełnej mocy amatorskiej na wszystkich 9-ciu pasmach KF. VSWR przy 28 MHz wynosi 1,03



Rysunek 59. Filtr zaporowy na kanał dwa.

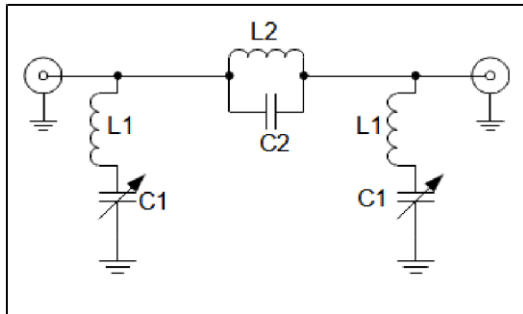


Rysunek 60. Zmierzona odpowiedź częstotliwościowa filtru na drugim kanale TV.

4.3.2 Filtry do jednoczesnej pracy na 80 i 75 m.

Poproszono mnie o zbudowanie kilku filtrów lub odgałęzień, aby umożliwić pracę na 80 i 75 przez oddzielne stacje na wyprawie Ducie Island 2007. Na początku grudnia 2007 r. operatorzy obawiali się, że bliskość anteny Beverage od anten nadawczych powodowałyby problemy z odbiorem. Jak widzieliśmy wcześniej, chociaż pewną separację można uzyskać za pomocą odcinków, jest ona minimalna i straty są wysokie. Szybki wstępny projekt prostego filtra pasmowego z programu Elsie pokazał możliwe rozwiązanie. Trzejelementowa konstrukcja Butterworth może zapewnić tłumienie 40 dB przy zerowej częstotliwości i nie tłumiąc pożądanej częstotliwości słuchania o więcej niż dB lub więcej. Wymagania cewki indukcyjnej były skromne, ponieważ $Q=75$ lub więcej przy częstotliwości roboczej byłoby odpowiednie. Dwie wymagane cewki indukcyjne znajdowały się w zakresie od 50 do 60 uH, podczas gdy jedna była w zakresie poniżej 500 nH. Uzyskano kilka komercyjnie dostępnych cewek indukcyjnych o wartościach w pożądanym zakresie uH a doboru dokonano na podstawie pomiarów Q. Projekt został następnie ulepszony używając wybranych cewek indukcyjnych. Testowane dławiki nH miały żałośnie niski poziom Qs i zostały uznane za nieodpowiednie. Kilka zwojów wokół rdzenia toroidalnego ze sproszkowanego żelaza typu 2 okazał się bardziej obiecujący i został wykorzystany w ostatecznym projekcie.

Aby zoptymalizować głębokość zerową, każdy element (obwód strojony) musi być regulowany. Elementy bocznikowe L1 i C1 wymagają tylko niewielkiej zmiany pojemności dla dostrojenia, a kondensatory trymera mogą wykonać to zadanie. Trymery zostały połączone z kondensatorem szeregowym i kondensatorem bocznikowy w celu zmniejszenia czułości strojenia jako, że zero jest bardzo ostre.



Rysunek 61. Schemat filtru.

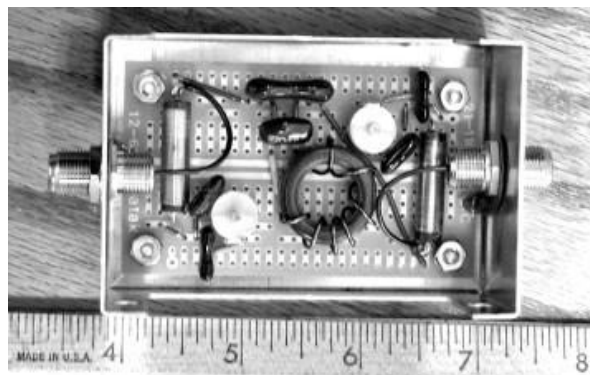
Component	3501	3784
	Null	Null
L1	55uH	55uH
L2	0.39uH	0.33uH
C1	36.7pF	31.6pF
C2	5280pF	5360pF

Note 1: C1 and C2 are made of several capacitors in series parallel.

Rysunek 62. Wartości komponentów.

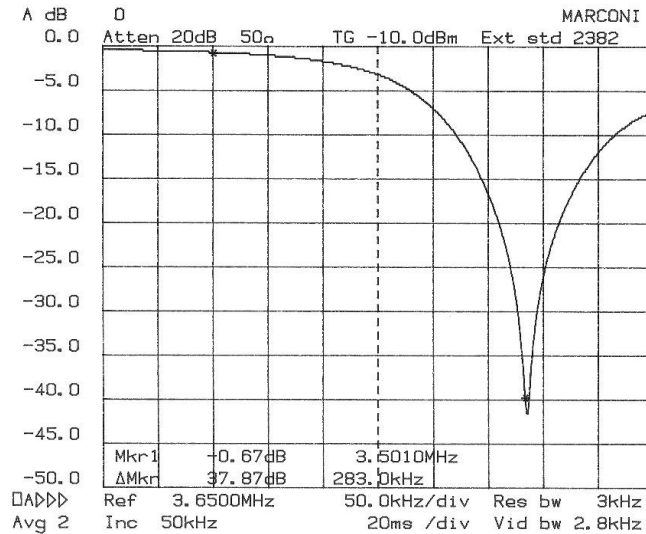
Konstrukcja została wykonana na łatwo dostępnych prototypowych płytach PCB, jako, że było za mało czasu na wykonanie niestandardowej pracy. Wystarczyło proste okablowanie punkt-punkt. Aby sprostać wymaganiom, zbudowano cztery jednostki, dwie na 80 i dwie na 75 metrów. Konstrukcję przedstawia **Rysunek 63**. Musiały być wystarczająco odporne na wstrząsy, aby wytrzymały długą podróż drogą powietrzną, morską i naziemną do pozycji operacyjnych na Wyspę Ducie. Użyto małych pudełek aluminiowych. Płytki zostały zamontowane na czterech gwintowanych słupkach. Zastosowano złącza typu F w układzie 75 omów stosownie do wymagań.

Filtr trzelementowy jest na tyle prosty, że nie są wymagane formalne metody, a wyrównanie można wykonać, naprzemiennie regulując każdy strojony obwód. Oglądając stratę na pożądanym częstotliwości przepuszczania i głębokości zerowej w analizatorze sieciowym podczas, gdy regulacja pozwala na znalezienie dobrego kompromisu. **Rysunek 64** przedstawia przemiatania odpowiedzi jednej z jednostek.



Rysunek 63 Budowa.

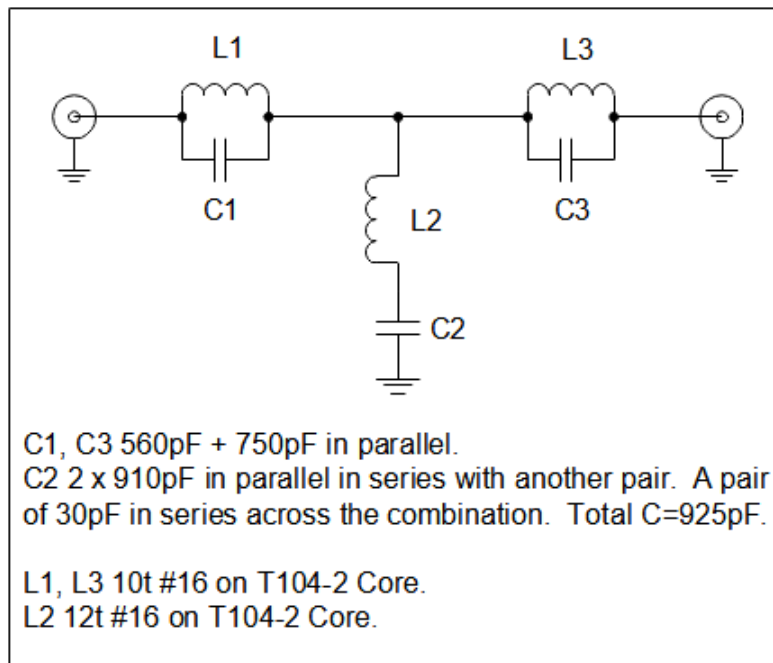
Tłumaczenie z języka angielskiego: Ryszard Gała, MScEE, SP9GR, Czerwiec 2021 (v0.2)



Rysunek 64. Typowa odpowiedź przemiatania

4.3.3 80-metrowy filtr zatrzymujący pasmo

Filtry pasmowo-zaporowe mogą być zaprojektowane do wykonywania tego samego rodzaju zadań, które zwykle są zarezerwowane dla kabla koncentrycznego. Schemat 80-metrowego filtra pasmowo-zaporowego pokazano na **rysunku 65**.



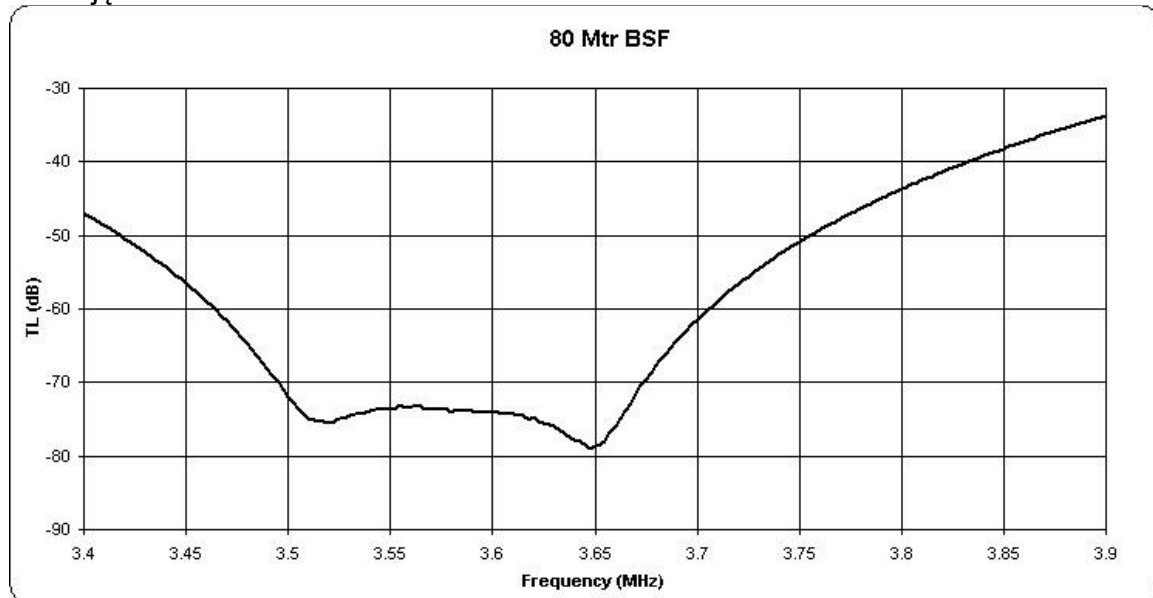
Rysunek 65. Filtr zatrzymujący pasmo 80 metrów zaprojektowany dla końca CW.

Duże toroidy mają wysokie Q, a przy przewodzie #16 straty są bardzo niskie. Przy 1,8 MHz strata wynosi 0,07 dB, a przy 7 MHz jest to 0,1 dB. Przy tak niskich

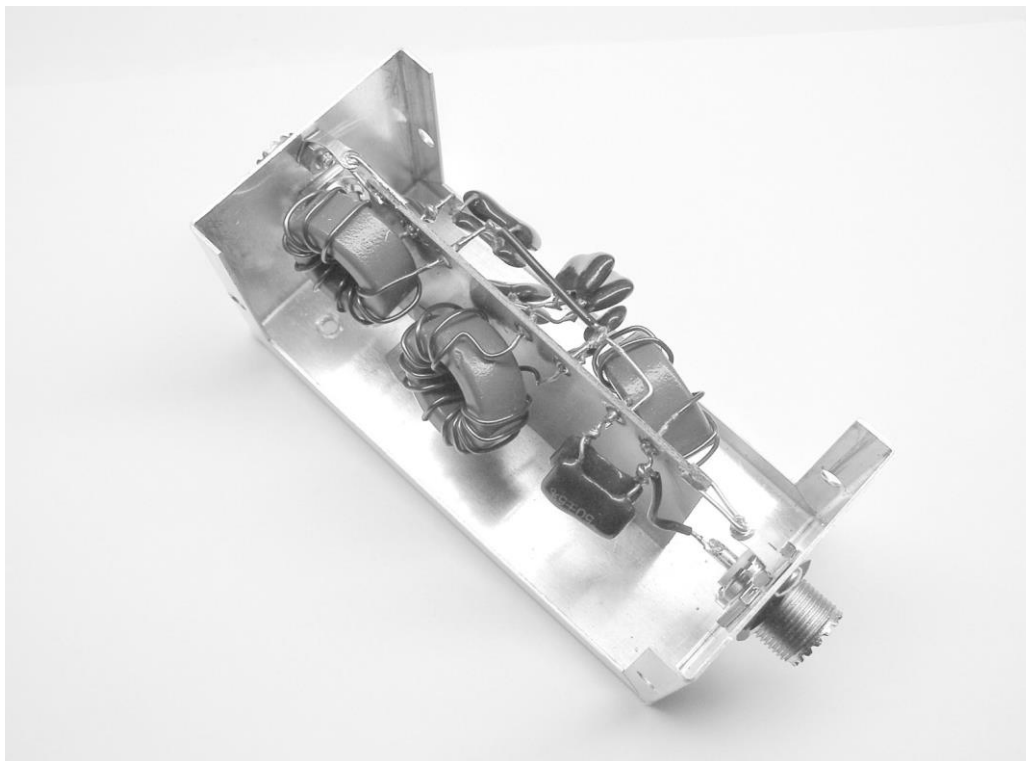
stratach może przejść znaczna moc. Kondensatory są połączone szeregowo i równolegle, aby przyjąć więcej prądu i napięcia. C2 otrzymuje najwyższe napięcie przy danej mocy. Ten projekt może przyjąć 400 watów w stanie ustalonym przy niskim VSWR i wyższą moc na emisji CW lub SSB. Moc tracona w filtrze podczas pracy 400 watów na 160 metrach będzie tylko nieco ponad 6 watów i 9 watów na 40 metrach.

Pasma przenoszenia pokazano na **rysunku 66**. Tłumienie wynosi ponad 70 dB od krawędzi pasma do około 3670 kHz. Jest to lepsze niż para połączonych odgałęzień i jest znacznie mniejsze.

Konstrukcję pokazano na **Rysunku 67**. Drut #16 jest wystarczająco sztywny, aby utrzymać toroidy. Kawałek płytki PCB wsparty na wspornikach L jest zamontowany pośrodku mini-pudełka BUD o wymiarach 2,25 x 2,25 x 5 cali. Użyto przecinaka do padów, aby przewody mogły przejść przez płytkę PCB bez zwarcia do warstwy uziemienia. Dodatkowe połączenia uziemiające na dolnym końcu płytki poprawiają izolację na wskroś filtru.



Rysunek 66. Odpowiedź częstotliwościowa 80-metrowego filtru zaporowego.

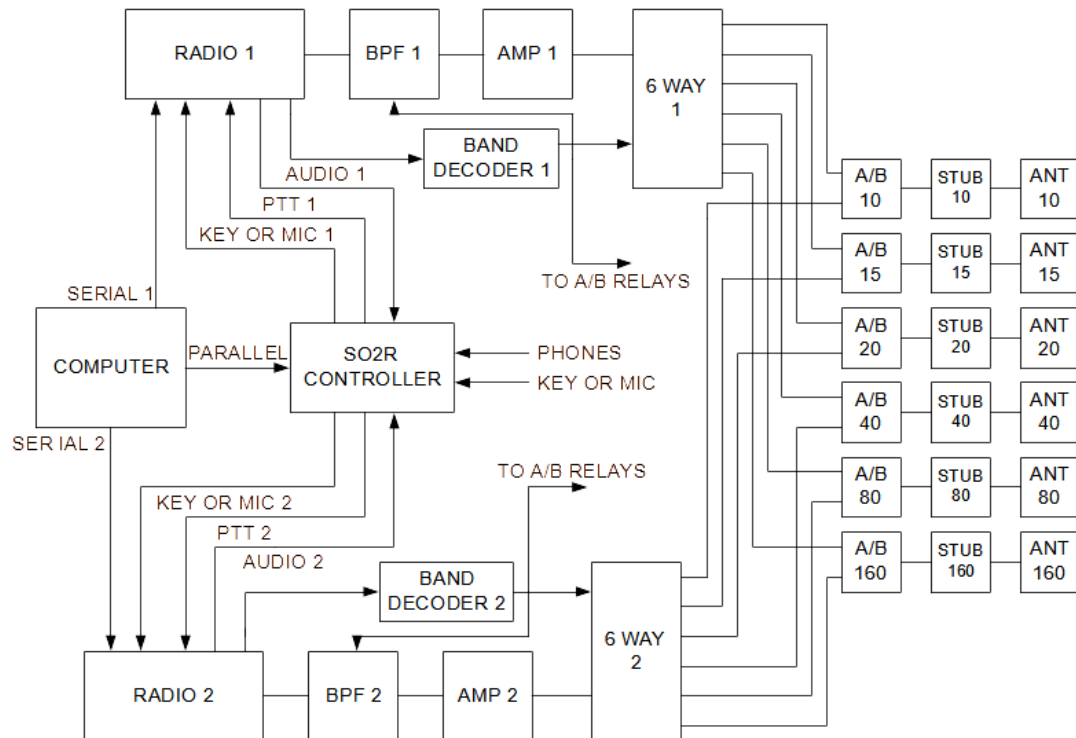


Rysunek 67. Szczegóły konstrukcyjne 80-metrowego filtra zaporowego.

5.0 Dwa radia, stacja na wszystkie pasma

Wielu operatorów decyduje się na korzystanie z dwóch radiów podczas obsługi zawodów wielopasmowych, a jedynym ograniczeniem jest to, że tylko jedno radio może nadawać w tym samym czasie. Zwykle jedno radio służy do uruchamiania stacji w trybie Run na CQ, podczas gdy drugie służy do poszukiwania mnożników lub innych stacji które nie były wcześniej obsługiwane. **Rysunek 68** przedstawia typowy schemat blokowy dla takiej stacji.

Każdy łańcuch składa się z radia, filtra pasmowego, wzmacniacza i 6-drożnego przełącznika wyboru anteny. Wyjścia każdego przełącznika 6-pozycyjnego są połączone w zestaw sześciu przełączników A/B lub przełączniki dwukierunkowe. Po każdym A/B znajduje się zestaw odcinków dla konkretnego zaangażowanego pasma. Antena dla każdego pasma jest następnie podłączona przez linię transmisyjną do zestawu odgałęźnego. Do wyboru pasm używanych przez BPF i przełączniki zazwyczaj używane są automatyczne dekodery pasma.



Rysunek 68 Zestaw wyposażenia SO2R.

Charakterystyka radia, BPF, odgałęzień i wzmacniacza została omówiona w poprzedniej sekcji. Przełączniki 6-drożne i przełączniki A/B użyte w tym przykładzie to: wyprodukowane przez Top Ten Devices, Inc. Typowa izolacja między portami 6-drożnych przełączników wynosi 40 dB. Izolacja przełączników A/B wynosi 85 dB na 10 metrach, 95 dB na 20 metrach, a na dolnych pasmach jeszcze większa.

Zauważ, że istnieją dwie drogi, które może obrać energia, aby dostać się z jednego radia do innego. Oczwista droga prowadzi przez 6-drogowe przełączniki, przez A/B, przez zestaw odgałęzień, wyjście anteny, a następnie z powrotem do drugiej anteny itd.

Z **rysunku 1**, drabina dBm, dowiedzieliśmy się, że potrzebujemy około 147 dB lub więcej izolacji, aby uruchomić drugie radio z niewielkimi zakłóceniami. Zobaczmy, jak wyglądałaby typowa konfiguracja naszej stacji SO2R.

Założmy, że Radio 2 nadaje na 20 metrach, a Radio 1 odbiera na 10m. W tabeli 23 zestawiono tłumienia dla transmitowanej częstotliwości podstawowej i komponentów harmoniczných.

20-metrowe radio 2 ma niższą energię o 140 dB, podobnie, jak druga harmoniczna 10 metr w odbiorniku radia 1.

TABELA 23 Izolacja radia 1 od radia 2 poprzez sprzęg antenowy

	20 m podstawowa	10 m 2-ga harmoniczna
Wyjściowa moc odniesienia	0 dB	-40 dB
Izolacja Anten	-35 dB	-35 dB
BPF	-40 dB	0 dB
Pojedynczy odcinek	-30 dB	-30 dB
Podwójny odcinek	-65 dB	-65 dB
Izolacja (1 odcinek)	-105 dB	-105 dB
Izolacja (2 odcinki)	-140 dB	-140 dB

Nie tak całkiem oczywista ścieżka pochodzi z portu 6-drogowego przełącznika, który nadaje do portu, który jest używany przez przełącznik A/B drugiego radia, a następnie przez izolację przełącznika A/B. Na przykład: Radio 2 nadaje na 20 metrach, a Radio 1 odbiera na 10m. Część energii podstawowej i drugiej harmonicznej przechodzi z 6-drogowy przełącznik 20-metrowego portu do jego 10-metrowego portu. Stamtąd idzie do 10 metrowego A/B i przechodzi do 10-metrowego odbiornika Radia 1. Tabela 24 zawiera wykaz tłumienia uzyskanego przez ścieżki wycieku przełącznika.

Tabela 24 Izolacja radia 1 od radia 2 przez wyciek przełącznika..

	20 m podstawowa	10 m 2-ga harmoniczna
Wyjściowa moc odniesienia	0 dB	-40 dB
Izolacja 6 drogowa	-45 dB	-40 dB
Izolacja A/B	-95 dB	-85 dB
BPF	-40 dB	0 dB
Izolacja	-180 dB	-165 dB

Ponieważ ścieżka od anteny do anteny ma mniejszą izolację, będzie to rozstrzygający czynnik (ilość). Jeśli jednak używane są inne typy przełączników, które mają mniejszą izolację może to nie być prawdą. Jeśli przełączniki mają mniejszą izolację, niektóre z zalet zestawu odcinków zostaną zniweczone. Zauważ, że łączna izolacja 6-cio drożnego przełącznika A/B wynosi minimum 125 dB na 10 metrach, co znacznie przekracza wszelkie inne przełączniki przydatne dla SO2R, które są dostępne do użytku amatorskiego.

Aby cieszyć się izolacją, która jest możliwa dzięki tym przełącznikom, należy zachować szczególną dbałość o uziemienie i okablowanie stacji. Łatwy test wydajności polega na użyciu ekranowanych obciążeń zastępczych zamiast anten i pomiarze wielkości izolacji przez słuchanie na nie nadającym radiu. Poziom zakłóceń powinien być niższy niż wtedy, gdy anteny są na swoim miejscu. Najlepiej zrobić to tylko z dwoma pasmami na raz, aby wyeliminować przekradanie się zakłóceń ścieżkami nieużywanych anten.

5.1 Projekt stacji konkurencji WRTC z 2006 r.

Stacja została zaprojektowana dla pary radiotelefonów FT 1000MP. Stacja po lewej stronie składa się z radia A, a prawa strona to radio B. Każda strona ma dekoder pasma do automatycznego wyboru anteny i filtra pasmowego. Każda strona ma filtr pasmowy Dunestar. Strona A to stacja nadawcza i posiada wzmacniacz.

Każda strona ma komputer z oprogramowaniem do rejestrowania zawodów odpowiedni dla pracy 2-ch stacji. Każdy komputer ma interfejs klucza W1WEF podłączony do portu równoległego. Każdy interfejs ma podłączony manipulator klucza (paddle). Radio B ma przełącznik nożny do zainicjowania kontroli.

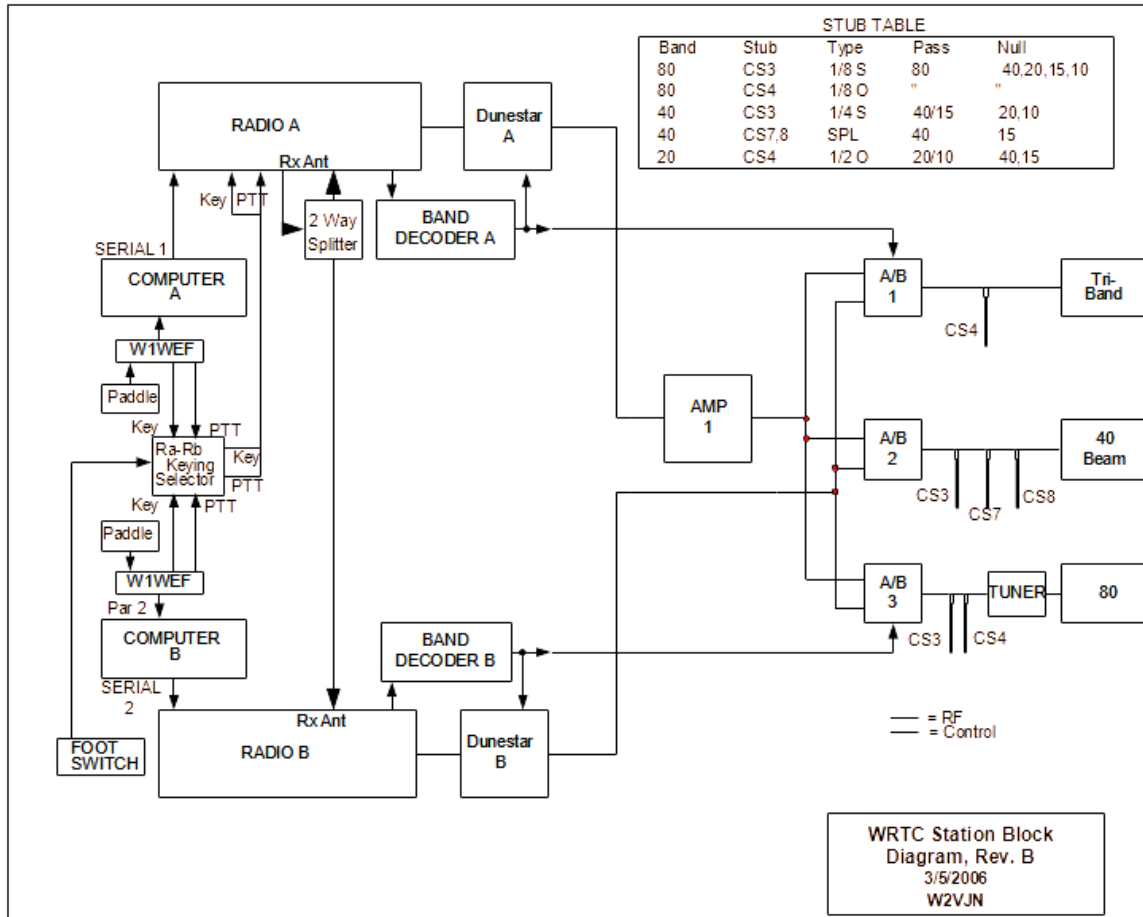
Po lewej stronie każdego radia znajduje się specjalnie zaprojektowana skrzynka kontrolna. Te pudełka kontrolują kluczowaniem i odbieranym audio. Każdy komputer może kluczować radio A, ale komputer A ma pierwszeństwo. Czerwony wskaźnik na każdym pudełku jest włączony, gdy radio A jest na nadawaniu. Zielony wskaźnik świeci, gdy jest pod kontrolą komputera B. Jeśli radio A zacznie nadawać, przejmie kontrolę. Każdy operator może słuchać audio w następujący sposób:

A w obu uszach, B w obu uszach, A w jednym i B w drugim, a A plus B mieszane lub odwrotnie.

Może być użyty rozgałęźnik dwukierunkowy podłączony do radia A, jeśli oba radia wybierają tryb Rx. Jeśli radio A działa w pile-up, radio B może również słuchać pasma przez antenę radia A. W ten sposób obaj operatorzy mogą działać na tym samym pile-up lub radio B może polować na mnożniki na paśmie, w którym nadaje radio A.

Kiedy tryb Rx jest wyłączony, radio B może słuchać na jednej z dwóch nieużywanych anten przez radio A.

Trzy przełączniki A/B są sterowane przez dekodery pasma w celu wybrania właściwej anteny. Linie wyjściowe do anten mają kilka odgałęzień dla zminimalizowania zakłóceń harmoniczných w radiu B, gdy A nadaje. Tuner antenowy w 80 metrowej linii umożliwia pracę na obu końcach pasma. Może być również używany dla dostrojenia 80 metrowego dipola na inne pasmo do odbioru za pomocą radia B.



Rysunek 69 Projekt stacji konkurencyjnej WRTC

Każdy operator miał manipulator klucza (paddle). Paddle A kluczowało radio A, ale paddle B mógłby przejąć radio A, gdyby operator B nacisnął przełącznik nożny. We wszystkich przypadkach Radio A miało pierwszeństwo. Kiedy A nadawał, B był zablokowany. Kiedy B nadawał, A zastępował B, jeśli A nacisnął swój klucz. Cała transmisja SSB była robiona przez Radio A.



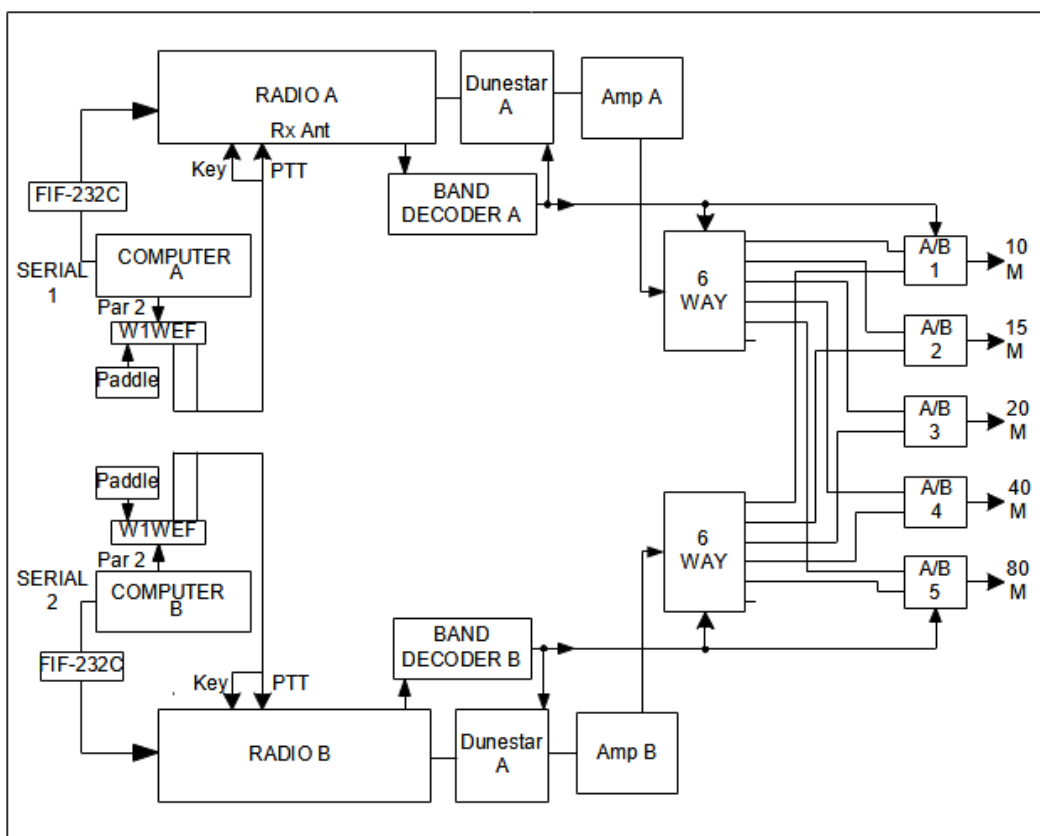
Rysunek 70 Konfiguracja testu stacji WRTC.

Dwa FT 1000MP i dwie skrzynki kontrolne zostały ustawione w USA na test funkcjonalny przed dostawą. **Rysunek 70** przedstawia skrzynki kontrolne na górze MP. W rzeczywistości każda z nich była umieszczona po lewej stronie radia. Wszystkie połączenia dla niezawodności zostały wykonane za pomocą kabli audio z wtykiem RCA audio.

5.2 Projekt wielu pojedynczych stacji dla WRTC 2006

Operatorzy wielonarodowej, wielu pojedynczych stacji obejmowały W6NV, CT3IA, PY3DX, PP5AMP i W2VJN. Praca odbyła się na stacji należącej do PP5JR. Znajdowała się w głębi łądu około 30 mil od Floianopolos na szczycie wysokiego płaskowyżu w bardzo odosobnionym miejscu. Niektóre bardzo duże anteny i wzmacniacze pełne KW stworzono dla dobrej zabawy.

Rysunek 71 przedstawia schemat blokowy stacji. Rysunek 72 pokazuje stację podczas pracy. Użyty znak wywoławczy, ZX5J, to znak kontestowy stacji PP5JR.



Rysunek 71 Projekt wielu pojedynczych stacji WRTC.



Rysunek 72 W6NV (na pierwszym planie) i PY3DX pracujący jako ZX5J w WRTC 2006.

5.3 Używanie radia stacji do pomiaru izolacji

Nie trzeba mieć dużo drogiego sprzętu do testów laboratoryjnych, aby wykonać niektóre z tych pomiarów izolacji. W stacji wielu-nadajnikowej wymagany sprzęt już tam jest. Przed testowaniem z antenami dobrze jest: wykonać test ze sztucznymi obciążeniami, aby sprawdzić, czy większość przesyłanej energii jest w kablach koncentrycznych i przebywa w szafkach radiowych. Podłącz do wejścia antenowego w radiu 1 sztuczne obciążenie 100 W i ono będzie działać jako nadajnik. Drugie sztuczne obciążenie idzie do radia 2 i może to być jednostka małej mocy. Radio 2 będzie odbiornikiem. Jeśli w linii są filtry, odgałężenia lub przełączniki, powinny być włączone do testu. Jeśli którykolwiek kabel koncentryczny nie jest prawidłowo podłączony lub jest słabo ekranowany na jakimś kawałku sprzętu, pojawi się w tym teście.

Zanim będziemy mogli pracować nad problemem izolacji z podłączonymi rzeczywistymi anten, musimy zredukować sprzężenie bez anten. Najlepiej przetestować wszystkie kombinacje pasm i utworzyć tabelę taką, jak Tabela 25.

Tabela 25 Izolacja pomiędzy stacjami.

	Rx	160	80	40	20	15	10
Tx							
160		Nic	Nic	Nic	Nic	Nic	Nic
80		-	Nic	Nic	Nic	Ślad	Nic
40		-	-	Ślad	Nic	S1	Ślad
20		-	-	-	Słaby	-	Ślad
15		-	-	-	-	S2	-
10		-	-	-	-	-	S1

Pasma nadajnika znajduje się w kolumnie 1, a częstotliwość odbiornika jest wymieniona w poprzek w górnym rzędzie. Ten test obejmował parę FT-1000MP z kablami koncentrycznymi o długości 3 stóp (91,44cm) do sztucznego obciążenia. Radio nadawcze zostało ustawione na 100 watów. Ta tabela będzie punktem odniesienia, gdy do stacji dodane zostaną inne komponenty i anteny.

Za pomocą samego nadajnika można wykonać dwa rodzaje ważnych pomiarów odbiornika. Powiedzmy, że dla SO2R interesuje nas izolacja między antenami stacji 14 MHz i 28 MHz:

Skonfiguruj 20-metrowe radio jako stację nadawczą, a 10-metrowe radio jako odbiornik. Podłącz odpowiednie anteny do tych radiów.

Zmniejsz moc stacji 20-metrowej do 1 wata. Aby uzyskać najdokładniejsze wyniki powinno to być mierzone na watomierzu. Ustaw radiostację 10-metrową na drugą harmoniczną radia 20-metrowego. Naciśnij klucz w 20-metrowym radiu i obserwuj miernik S na 10m odbiorniku. Obróć obie anteny tak, aby były skierowane do siebie a miernik S odczytuje wartość szczytową. To jest najgorszy kierunek. Gdy miernik S odczytuje więcej niż S9, dodaj trochę tłumienia, aby zmniejszyć odczyt do S9 lub nieco powyżej.

Teraz założymy, że miernik S odczytuje S9, gdy poziom sygnału wynosi około 50 μ V, czyli -73 dBm. Możemy obliczyć izolację między stacją 20 m i jej drugą harmoniczną na 10 metrach.

$$\text{Izolacja Harmoniczna} = P_{tx} - \text{attn} - (-73 \text{ dBm}) - \text{db powyżej S9}$$

Gdzie: P_{tx} = moc nadajnika w dBm. (1 Wat = +30dBm)

Attn = ustawienie tłumika w dB

Tak więc przy 1 Wacie P_{tx} wynosi +30 dBm. Dokonałem tego pomiaru z parą FT-1000MP. Miernik S odczytał S9 z tłumieniem 18 dB w linii. Używając powyższe równanie:

$$\text{Izolacja} = +30 - 18 + 73 - 0 = 85 \text{ dB}$$

Przy tak dużej izolacji można bezpiecznie zwiększyć moc nadajnika i powtórzyć pomiary. Harmoniczne nadajnika będą wzrastać wraz ze wzrostem mocy, więc pomiar przy bardzo niskiej mocy zapewnia zbyt bezpieczną izolację. Chodzi o to, aby dowiedzieć się, czy harmoniczna będzie miała znacząco szkodliwy wpływ.

Możliwe jest również określenie, czy moc podstawowa, która ma być otrzymana na częstotliwości nadawania spowoduje uszkodzenie. Aby to zrobić, konfiguracja jest taka sama jednak radio 2 jest ustawione na częstotliwość nadajnika, pozostawiając oryginalną antenę włączoną. Ponownie ustaw moc radia 1 na 1 wat. Dostrój to na radiu 2 i dodawaj tłumienie, aż S-meter nie będzie na pełnej skali. Jako przykład, pomiar wykonany tutaj to S9 + 55 dB z tłumieniem 18 dB w linii.

Stosując powyższe równanie, izolacja staje się:

$$\text{Izolacja} = +30 - 18 + 73 - 55 = 30 \text{ dB}$$

To mówi nam, że stacja na 10 m będzie otrzymywać energię o długości 20 m, która jest tylko 30 dB w dół. Jeśli stacja 20-metrowa ma moc 1500 watów, odbiornik stacji 10-metrowej pochłonie +62 - 30 = 32 dBm lub 1,58 wata. Oczywiście, to by przepaliło niektóre elementy wejściowe odbiornika. Dwie anteny używane w tym teście są tri-banderami, oddalonymi na 350 stóp (107m). Najgorszy przypadek

stanowią tri-bandery. Gdyby w użyciu były monobandery, 10-metrowa antena w radiu 2 nie odbierała tak dużo energii przy ustawieniu na 20 metrów.

W ten sposób wykonano kilka pomiarów. Niektóre pomiary zostały powtórzone przy użyciu sprzętu laboratoryjnego, aby sprawdzić, czy istnieje korelacja, a wyniki przedstawiono w tabeli 26.

Tabela 26 Testowanie izolacji z dwoma radiami

<u>Pasmo Tx</u>	<u>Pasmo Rx</u>	<u>Rx Ant</u>	<u>S Mtr</u>	<u>Tłumik</u>	<u>Izolacja</u>	<u>Pomierzone</u>
80, 1W	80	80	S9+25	18	60dB	
80, 100W	40	40	S9	0	123dB	
40, 1W	40	Tri-bander	S9+10	18	75dB	
40, 100W	15	Tri-bander	S9	6	117dB	
20, 1W	20	Tri-bander	S9+55	18	30dB	25 dB
20, 1W	20	40	S9+40	18	45dB	46dB
20, 1W	10	Tri-bander	S9	18	85dB	
15, 1W	15	Tri-bander	S9+50	18	35dB	29dB
15, 1W	15	40	S9+35	18	50dB	44dB
10, 1W	10	Tri-bander	S9+60	18	25dB	30dB

Niektóre z przedstawionych kombinacji na pewno będą bezpieczne bez dodatkowych izolacji poza separacją antenową. Osiemdziesiąt i czterdzieści metrów mogą nadawać pełną mocą, podczas gdy druga stacja korzysta z tri-bandera. Kiedy transmisja stacji jest na 20m, a stacja odbiorcza na 10m, izolacja dla drugiej harmonicznej będzie 85 dB, ale tylko 25 dB dla podstawowej. To nie byłoby bezpieczne. Aby zapobiec uszkodzeniu odbiornika wymagany jest filtr pasmowo-przepustowy lub odgałęzienie, które dodaje coś ponad 25 dB odrzucenia z 20 metrów.

Pomiary sprzętem laboratoryjnym wskazują, że występuje błąd od +6 do -5dB w odczytach uzyskanych z radia. Dowiedzieliśmy się wcześniej, że potrzebna jest izolacja 47 dB , aby zapobiec uszkodzeniu odbiornika, gdy używane jest 1500 watów. Dla tego jest to wartością krytyczną, będziemy chcieli ją zwiększyć do około 57 dB podczas pomiaru z radia (a nie sprzętu laboratoryjnego). Tak więc tabela mówi nam, że niektóre z pokazanych kombinacji mogą powodować uszkodzenia.

6.0 Charakterystyki rzeczywistych radiów

6.1 Poziom szumów odbiornika

Typowe wartości dla obecnego sprzętu wahają się od -130 dBm do -145 dBm w pasmie 500 Hz. Przy ocenie odbiorników najczęściej używane jest pasmo 500 Hz. Liczby te możemy również wyrazić w postaci współczynnika szumu.

Chociaż jest to częściej stosowane w urządzeniach VHF, jest to również przydatny wskaźnik. W paśmie 500 Hz idealny, bezszumowy odbiornik miałby poziom szumu -147 dBm i współczynnik szumów 0 dB.

Na VHF, zwykle pożądanym jest, aby współczynnik szumów odbiornika był jak najniższy.

Odbiorniki lub konwertery dobrej jakości mają wartości poniżej 1 dB. Dla częstotliwości VHF poziomy zewnętrznych szumów są bardzo niskie, a więc zwykle ograniczeniem dla detekcji sygnału jest wewnętrzny szum odbiornika. Równoważny poziom szumu wynosi -146 dBm lub lepiej.

Jak niski musi być poziom szumów odbiornika dla pasm kontestowych HF? Obecnie powszechnie przyjmuje się, że szum zewnętrzny jest czynnikiem ograniczającym detekcję sygnału poniżej 30 MHz. Zanim pojawiły się jakieś akademickie studia nt. źródła szumu, które ograniczają poziom odbieranego sygnału, radia były wykonane na jak największą możliwą czułość. Czułość była jedną z najważniejszych cech dobrego odbiornika. Radia miały co najmniej jeden stopień RF o niskim poziomie szumów, a poziomy szumów były zazwyczaj w średnim zakresie -140 dBm. Z konstrukcjami lampowymi nie było trudno uzyskać współczynnik szumów 3 lub 4 dB w radiu HF. Nie było tak dużo troski o zakres dynamiki, jak jest dzisiaj. Jeśli mocne sygnały ograniczały odbiór sygnału z powodu intermodulacji, stosowano tłumienie na wejściu.

Było to bardzo skuteczne przy DX-ingu i zawodach na 80 i 40 metrach. Na wyższych częstotliwościach poziomy sygnały były zwykle niższe, więc dobra czułość była bardzo skuteczna na 10 metrach. Kiedy pojawiły się odbiorniki półprzewodnikowe, projektanci zaczęli zwracać uwagę na badania szumu wykonane przez [ITU*](#) wskazujące, że poziom szumu wynoszący 10 lub 15 dB zapewni odpowiednią czułość przy 30 MHz. Jeden z pierwszych radioodbiorników półprzewodnikowych, które zostały zaakceptowane przez zawodników był Drake TR-7. Miał szum około 18 dB. Aby zapewnić mu dobry zakres dynamiki, zwykle stopień RF był wyłączany. Nie trzeba było długo czekać na porównania między TR-7 a radiami poprzedniej generacji. Na stacji W2VJN linia Collins S była obok siebie z nowym TR-7. Odbiornik 75S-3 miał współczynnik szumów 4 dB, co daje 14 dB przewagi czułości. Wiele testów A/B wykazało sygnały z 10 metrów, które były w 100% czytelne na 75S-3 nie były nawet słyszalne na TR-7.

Ostatnio podobne testy przeprowadzono z popularnym radiem o poziomie szumu -137 dBm i innym o poziomie szumu -144 dBm. Uzyskano podobne wyniki.

Chociaż sygnały były słyszalne w obu radiach, niektóre były czytelne na radiu -144 dBm a nie były na radiu -137 dBm. To było w dole cyklu plam słonecznych, gdy poziom szumu na 10 metrach był bardzo niski, a sygnały dość słabe. Projektanci odbiorników muszą nadal używać danych, które nie odnoszą się do użytku amatorskiego. Większość dostępnych informacji została uzyskana za pomocą dookólnej anteny. Anteny o dobrej kierunkowości mogą zredukować odbierany szum o 12 do 15 dB.** Konkurencyjna stacja z dobrymi antenami i spokojną lokalizacją powinna posiadać poziom szumów odbiornika, który w pełni wykorzystuje jego możliwości. Oznacza to poziom szumu w okolicach -145 dBm w paśmie 500 Hz na 10 metrach. Jeśli wybrane radio ma nieodpowiedni poziom szumów, można dodać zewnętrzny przedwzmacniacz.

* Międzynarodowy Związek Telekomunikacyjny ITU

** [DX-owanie w niskich pasmach](#), 6.8

6.2 Intermodulacyjny zakres dynamiki (IMDDR) i filtry dachowe

„Roofing filter” to obecnie modne hasło w radioodbiornikach z najwyższej półki. Tylko co to znaczy? Zasadniczo filtr dachowy to po prostu pierwszy filtr IF w radiu. Aby był skuteczny zazwyczaj jest umieszczony, jak najbliżej pierwszego mieszacza. Termin „zadaszenie” oznacza, że chroni on resztę radia przed sygnałami spoza pasma.

Nowoczesne radia mają dwie podstawowe konstrukcje: radia, które odbierają tylko pasma krótkofalowe, które użyją pierwszej pośrednią częstotliwość IF w zakresie HF, zwykle między 4 a 10 MHz i radia, które mają swoją pierwszą IF w zakresie VHF, znacznie powyżej 30 MHz. Te ostatnie są zwykle zwane radiotelefonami z konwersją w górę. Przyjrzyjmy się niektórym zaletom każdego z nich. Orion, K2, K3 i Omni to pierwszy typ. Yaesu, Kenwood i Icom są to te drugiego typu. Radiotelefony tylko z pasmami amatorskimi mogą faktycznie pokryć większość zakresu HF z wyjątkiem używanej częstotliwości IF. Radia z konwersją w górę mogą obejmować całe spektrum HF w dół aż do częstotliwości prawie zerowej.

Filtry dachowe do radioodbiorników tylko dla pasm amatorskich są łatwe do wykonania i są dostępne od wiele lat. W radiotelefonach z konwersją w górę pierwsza IF jest na VHF, gdzieś w zakresie 40 do 75 MHz. Wszystkie są filtrami kwarcowymi, dyskretnymi lub typu monolitycznego. Filtry VHF o wąskim paśmie nie były dostępne do niedawna, więc radiotelefony z częstotliwościami IF VHF zbudowanymi przed około 2005 r. zwykle używają filtrów o szerokości 10 do 20 kHz.

Zdolność radia do ignorowania silnych sygnałów w pobliżu dostrojonej częstotliwości jest znacznie wzmocniona przez wąski filtr dachowy. Idealnie, ostateczna pożądana selektywność powinna być w pierwszym IF, aby chronić kolejne stopnie o wysokim wzmocnieniu przed silnymi sygnałami spoza pożądanego zakresu częstotliwości. Na niższych IF jest możliwe używanie filtrów tak wąskich, jak 200 Hz. Na VHF nie jest jeszcze możliwe zrobienie praktycznie tak wąskich filtrów. Wąskie na około trzy lub cztery kHz to filtry jakie można uzyskać w zakresie VHF. Za podłączeniem anteny większość radiotelefonów ma filtr pasmowo-przepustowy LC. Ten filtr jest zwykle tak szeroki, jak pasmo amatorskie lub nawet szerszy. Tak więc pierwszy mikser może mieć na wejściu dziesiątki lub setki sygnałów, gdy próbujesz wydzielić jeden sygnał do odebrania. Zdolność pierwszego miksera do obsługi tych sygnałów bez nadmiernej intermodulacji jest funkcją konstrukcji obwodu. Posiada on ograniczenie, powyżej którego występuje intermodulacja, która staje się silniejsza niż poziom szumów radia. Poziom sygnał, który wytwarza intermodulację na poziomie szumów określa zakres dynamiczny radia. Ta cecha jest ogólnie mierzona właśnie dwoma sygnałami o tej samej sile i pewnymi określonymi odstępami częstotliwości. Gdy odstęp między sygnałami jest znacznie większy niż przepustowość filtra dachowego, zakres dynamiczny radia jest określany przez pierwszy mikser i wszelkie inne wcześniejsze stopnie. Zakres dynamiczny mierzony jest w kilku szerokościach pasma tak, że sygnały wchodziły w filtr dachowy, oraz poza jego obwiednię.

Większość dzisiejszych radiotelefonów wysokiej klasy ma zakres dynamiki w przedziale od 95 do 105 dB dla odstępu pomiędzy sygnałami 20 kHz lub więcej.

Tłumaczenie z języka angielskiego: Ryszard Gała, MScEE, SP9GR, Czerwiec 2021 (v0.2)

W miarę zmniejszania się odległości między sygnałami, w niektórych przypadkach wpadają w pasmo przepustowe filtra dachowego. Następnie uderzają w drugi mikser i stopnie IF, które tworzą intermodulację na niższych poziomach. Tak więc w przypadku sygnałów znajdujących się blisko siebie zakres dynamiki odbiornika spada dramatycznie. Szerokość przejścia od pierwszego ograniczenia zakresu dynamiki miksera do drugiego ograniczenia mieszacza jest określana przez szerokość pasma filtra dachowego.

Zróbmy tutaj kilka przypuszczeń co do poziomów sygnałów. Załóżmy, że mamy radio o zakresie dynamiki 100 dB i poziomie szumów -135 dBm dla sygnałów rozmieszczonych o 20 kHz. Oznacza to, że są dwa sygnały – jeden oddalony od odbieranej częstotliwości o 20 kHz, a drugi o 40 kHz i tworzą fałszywą odpowiedź na częstotliwości odbiorczej, gdy ich poziom wynosi -35 dBm lub 100 dB powyżej poziomu szumu. Jak jest to silne? Dobrze, S9 w typowym radiu to -73 dBm, więc sygnały te są 38 dB powyżej S9. Wszelkie sygnały słabsze, nie spowodują problemu dla tych lub szerszych odstępów pomiędzy sygnałami.

Założmy teraz, że zakres dynamiczny w paśmie filtra dachowego wynosi tylko 70 dB a filtr ma szerokość 12 kHz (jak w FT-1000MP). Dwa sygnały rozmieszczone co 3 kHz lub mniej będą mieścić się w tym filtrze, a jeśli wynoszą 70 - 135 = -65 dBm lub silniejsze, spowodują sygnały intermodulacyjne w paśmie przepustowym. To tylko S9 +8 dB na sygnał. W zawodach radiowych możliwe jest występowanie kilku sygnałów w pasmie +/- 6 kHz wokół dostrojonej częstotliwości, które są silniejsze niż S9 +8 dB, to dlatego w takich warunkach słyszymy fałszywe sygnały. Zawężenie filtra dachowego nie ma wpływu na szeroko rozstawione sygnały, ponieważ intermodulacja ma miejsce wcześniej w torze sygnałowym odbiornika. Jednakże to może poprawić wydajność odbiornika dla sygnałów bliskich. W poprzednim przykładzie, jeśli zmniejszymy szerokość pasma filtra dachowego do 4 kHz, tak, jak robi filtr Inrad Roofing Mod , najszerza separacja, która powoduje problem, wynosi 1 kHz zamiast 3kHz. Może to znacznie zmniejszyć zakłócenia w warunkach zatłoczonego pasma. Widać więc, że sygnały rozmieszczone w szerokości pasma filtra dachowego podzielone przez 4 to minimalny odstęp, przy którym zakres dynamiczny radia jest polepszony.

Czy pójdziemy tak wąsko, jak to możliwe? Załóżmy, że używamy filtra dachowego 200 Hz. Poprawiono odstępy sygnału do 50 Hz. Czy to nie wydaje się być trochę za blisko działać obok sąsiada w zawodach? Myślę, że stacja DX-owa miałaby pewne trudności w próbie odbioru jednego z was, a nie drugiego.

Co jest rozsądne? Może coś, co zaczyna tłumić przy odstępach sygnału 100 Hz, brzmi sensownie. To filtr dachowy o paśmie 400 Hz. Inną zaletą uczynienie filtra nieco szerszym oznacza, że straty wtrąceniowe nie są tak duże. Strata wtrąceniowa może zmniejszyć czułość radia.

Czy potrzebny jest filtr 8-biegunowy? Jak wypada porównanie filtra 4-biegunowego? Jedną z różnic między dwoma filtrami jest tłumienie wtrąceniowe. Przy filtrze 500 Hz może to być różnica około 5 dB dla filtra 9 MHz. Całkowite wzmocnienie odbiornika powinno być utrzymywane na stałym poziomie, gdy zmienia się szerokość pasma filtrów, aby zachować charakterystykę AGC i utrzymywanie stałego odczytu miernika S. Również poziom szumu odbiornika może ucierpieć, jeśli redukcja wzmocnienia jest blisko wejścia. Musimy wstawić przedwzmacniacz lub w inny sposób zmienić wzmocnienie, aby zrekompensować

dotychczasowe straty filtra, gdy jest wybrany wąski 8-biegunowy filtr. Może to zmniejszyć zakres dynamiki radia.

Filtry 4-biegunowe mają więc przewagę, szczególnie w przypadku wąskich pasm, choć nawet selektywność nie jest tak dobra dla sygnałów na obwiedniach. Mniejsza jest korzyść z przejścia na szerszy filtr, taki, jak pasmo 2400 Hz. Dla przykładu, 10-biegunowy filtr Inrad, 2400 Hz, ma tłumienność wtrąceniową około 2,2 dB, podczas gdy 4-biegunowy filtr o tej samej szerokości pasma ma stratę 1 dB. Różnica 1,2 dB jest na tyle mała, że można ją zignorować, a 10-biegunowy filtr zapewniają lepsze odrzucanie poza kanałem. Tak więc dla przepustowości SSB dobry 8 lub 10 filtr biegunowy przewyższa filtr 4-biegunowy, ale dla wąskich pasm prostszy filtr jest najlepszy.

Oto niektóre z wyników uzyskane za pomocą wielu radiotelefonów, dla których posiadam zaprojektowane modyfikacje filtrów dachowych. Wszystkie zostały zmierzone w moim laboratorium za każdym razem przy pomocy tego samego typu konfiguracji.

TS-850S

ODSTĘP TONÓW	IMDDR	IMDDR
	OEM	MODYFIKOWANE
3 kHz	74 dB	84 dB
5 kHz	75 dB	87 dB
10 kHz	83 dB	97 dB
15 kHz	92 dB	101 dB
20 kHz	95 dB	102 dB

TS 930S

ODSTĘP TONÓW	IMDDR	IMDDR
	OEM	MODYFIKOWANE
5 kHz	80 dB	90 dB
10 kHz	85 dB	93 dB
15 kHz	---	97 dB
20 kHz	90 dB	96 dB

TS 950SDX

ODSTĘP TONÓW	IMDDR	IMDDR
	OEM	MODYFIKOWANE
3 kHz	77 dB	87 dB
5 kHz	77 dB	93 dB
10 kHz	92 dB	99 dB
15 kHz	98 dB	100 dB
20 kHz	98 dB	100 dB

IC 756 PRO

ODSTĘP TONÓW	IMDDR	IMDDR
	OEM	MODYFIKOWANE
1 kHz	69 dB	69 dB
2 kHz	69 dB	82 dB
3 kHz	71 dB	83 dB
5 kHz	79 dB	93 dB
10 kHz	87 dB	96 dB
15 kHz	88 dB	96 dB

IC 756 II

ODSTĘP TONÓW	IMDDR	IMDDR
	OEM	MODYFIKOWANE
2 kHz	78 dB	83 dB
3 kHz	78 dB	86 dB
5 kHz	81 dB	92 dB
10 kHz	85 dB	100 dB
15 kHz	91 dB	102 dB
20 kHz	94 dB	103 dB

IC 756 PRO III

ODSTĘP TONÓW	IMDDR	IMDDR
	OEM	MODYFIKOWANE
2 kHz	79 dB	83 dB
3 kHz	79 dB	88 dB
5 kHz	80 dB	99 dB
10 kHz	91 dB	103 dB
15 kHz	103 dB	105 dB

IC 765

ODSTĘP TONÓW	IMDDR	IMDDR
	OEM	MODYFIKOWANE
5 kHz	78 dB	90 dB
10 kHz	88 dB	93 dB
20 kHz	87 dB	98 dB

IC-781

ODSTĘP TONÓW	IMDDR	IMDDR

	OEM	MODYFIKOWANE
2 kHz	75 dB	79 dB
3 kHz	75 dB	90 dB
5 kHz	76 dB	92 dB
10 kHz	84 dB	94 dB
15 kHz	89 dB	95 dB
20 kHz	93 dB	96 dB

FT-920

ODSTĘP TONÓW	IMDDR	IMDDR
	OEM	MODYFIKOWANE
2 kHz	75 dB	82 dB
5 kHz	76 dB	97 dB
10 kHz	86 dB	102 dB
20 kHz	101 dB	103 dB

FT 1000 MP Field

ODSTĘP TONÓW	IMDDR	IMDDR
	OEM	MODYFIKOWANE
2 kHz	69 dB	84 dB
5 kHz	76 dB	91 dB
10 kHz	-----	99 dB
20 kHz	94 dB	104 dB

OMNI VI+

ODSTĘP TONÓW	IMDDR	IMDDR
	OEM	MODYFIKOWANE
2 kHz	79 dB	94 dB
5 kHz	82 dB	97 dB
10 kHz	86 dB	98 dB
20 kHz	95 dB	98 dB

Chociaż wyniki dla większości radiotelefonów są całkiem dobre, poprawa w Omni VI+ jest dość spektakularna. Porównaj zmodyfikowane Omni VI+ z wymienionymi Orionami poniżej. Dzieje się tak dlatego, że Omni VI+ to radio tylko z pasmami krótkofalowymi i używa pierwszego IF 9MHz. Filtr dachowy zastosowany w modyfikacji to Inrad 500 Hz jednostka czteropolowa. Wszystkie inne radia wymienione powyżej to radia z konwersją w paśmie VHF i filtrem w zestawie modyfikacji. Filtry te mają typowe szerokości pasma od 4 do 5 kHz. Ta modyfikacja okazała się znaczącym ulepszeniem w redukcji fałszywych sygnały w warunkach zatłoczonego pasma, np. podczas zawodów.

Te zestawy do modyfikacji można uzyskać w International Radio w Aptos, CA. Porównaj te wyniki z niektórymi nowszymi radiami, które mają wąskie filtry dachowe dołączone przez producenta. Dane zostały pobrane z pomiarów laboratoryjnych ARRL.

ORION

TONE SPACING	IMDDR
2 kHz	88 dB
5 kHz	93 dB
20 kHz	95 dB

ORION II

TONE SPACING	IMDDR
2 kHz	95 dB
5 kHz	96 dB
20 kHz	92 dB

IC 7800

TONE SPACING	IMDDR
2 kHz	80 dB
5 kHz	89 dB
20 kHz	104 dB

FT 2000

TONE SPACING	IMDDR
2 kHz	63 dB
5 kHz	84 dB
20 kHz	95 dB

FT 9000

TONE SPACING	IMDDR
2 kHz	87 dB
5 kHz	96 dB
20 kHz	98 dB

K3

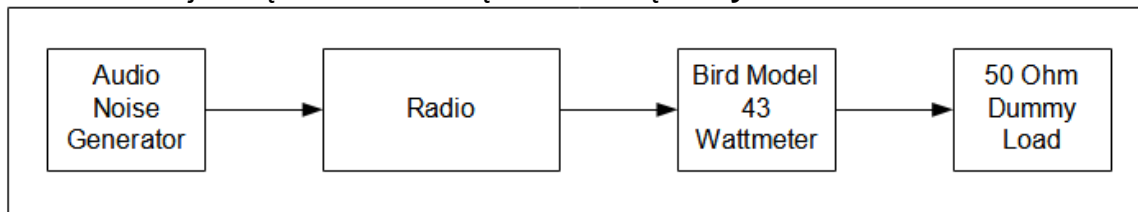
TONE SPACING	IMDDR
2 kHz	102 dB
5 kHz	102 dB
20 kHz	103 dB

Elecraft K3 to jedyne radio z zakresem dynamiki ponad 100 dB tak blisko 2 kHz.

6.3 Wydajność procesora mowy nadajnika

Większość radiotelefonów jest wyposażona w procesor mowy. Jego celem jest zwiększenie średniej moc podczas nadawania SSB. Jest dość prosta metoda, aby

ocenić uzyskaną poprawę. Od kilku lat przeprowadzam ten test na różnych radiach. Oto jak się to robi. Proszę odnieść się do **rysunku 73**.



Rysunek 73 Konfiguracja testu procesora mowy

Jako źródło sygnału jest używany generator szumu audio z płaskim, białym szumem od 10 Hz do 20 kHz. Można argumentować, że biały szum jest odpowiednim substytutem mowy i jest bardzo łatwy do zmierzenia i odtworzenia. Jest wiele takich generatorów, które pojawiają się na serwisie eBay po bardzo niskich cenach. Szum jest podawany do gniazda mikrofonowego testowanego radia. Moc wyjściowa radia monitorowana jest na odczycie watomierza średniej mocy. Dobrze sztuczne obciążenie 50 omów służy do pochłaniania mocy testowej. Aby znormalizować pomiary moc wyjściowa radia jest ustawiona na 100 watów w szczycie. Najpierw sterowanie dźwiękiem mikrofonu służy do ustawienia poziomu ALC radia do poziomu sugerowanego w instrukcji obsługi. Odbywa się to bez procesora mowy. Przepustowość transmisji audio powinna być domyślna lub 2400 Hz. Jeśli są jakieś korekty dostosowywania lub kształtowania dźwięku, należy je ustawić dla płaskiej odpowiedzi. Następnie rejestrowany jest odczyt mocy wyjściowej.

Następnie procesor mowy zostaje włączony, a odpowiednie kontrolki ustawione na sugerowane poziomy wg. instrukcji. Jeśli nie ma sugerowanego poziomu wydajności użyłem 10 dB obcinania. Wyniki przedstawiono w tabeli 27.

Tabela 27. Wydajność procesora mowy.

Radio	Pwr Ave	Pwr Procesor	Średni dB Przyrost
K3 v1.88	15W	50W	5.2dB
TS-930S	16W	47W	4.7dB
TS-850	25W	65W	4.2dB
TS-940S	16W	35W	3.4dB
IC-781	15W	33W	3.4dB
FT 1000 MP	24W	49W	3.1dB
IC-751A	19W	38W	3.0dB
IC-756 PROII	17W	34W	3.0dB
FT-1000	20W	38W	2.8dB
IC-756 PRO	13W	22W	2.3dB

IC-761	20W	31W	1.9dB
JST-135	35W	50W	1.6dB
Omni VI+	13.5W	19W	1.5dB
IC-756	17W	23W	1.3dB
IC-756 PROIII	17W	23W	1.3 dB
FT-2000	16.5W	23W	1.0dB
IC-7800	15W	18W	0.8dB
FT-920	30W	36W	0.8dB

Zauważ, że średnia moc dla szczytowej mocy 100 watów jest wszechobecna. Oznacza to, że radia o mocy powyżej 15 +/- watów mają już trochę przetwarzania mowy przed włączeniem rzeczywistego procesora. Jest to prawdopodobnie spowodowane różnicą w stałych czasowych narastania i opadania ALC. Te różnice w mocy nie są istotne, ponieważ operator używający wzmacniacza będzie musiał ustawić moc na właściwe wysterowanie. Jednak przyrost dB jest bardzo ważny. Używając K3 jako przykładowy przyrost o 5,2 dB reprezentuje wypromieniowaną średnią moc 3,33-krotną. Taki wzrost średniej mocy jest trudny i kosztowny do uzyskania z ulepszeniami anteny lub zwiększoną mocą wyjściową wzmacniacza. Więc mówienie o poprawie dB procesora jest dość ważne. To nie jest coś, co zostało mierzone lub oceniane w jakiegokolwiek publikacji wcześniej. Jeśli jesteś zawodnikiem lub poważnym DX-menem, to należy wziąć to pod uwagę przy zakupie radia.

6.0 BIBLIOGRAFIA

1. *Multi-Transmitter Filters*, Fred Lass, K2TR
NCJ, May-June 1984 Vol. 12, Number 3.
2. *Radio Proximity Effects*, W2VJN NCJ,
Nov.-Dec. 1996 Volume 24, Number 5.
3. *High Power Harmonic Filters*, W2VJN
NCJ, Nov.-Dec. 1998 Volume 26, Number
6.
4. *Band Switching Stubs for the Single Op Two
Radio Station*, W2VJN NCJ, Sept.-Oct.
1996 Volume 24, Number 5.
5. *Using Double 1/8 Wave Stubs*, W2VJN
NCJ, Jan.-Feb. 1998
Volume 26, Number 1.
6. Stub article by JH4NMT (In Japanese)
Japanese CQ, Sept. 1998.

7. *Stub Filters Revisited*, G4SWX Radio Communication, Nov 1994 Volume 70, No. 11.
8. *Low Band Dxing, Third Ed.*
Devoldere , John, ON4UN
ARRL, 1999
ISBN 0-87259-704-0
Section 6.3.2.2 Using Coaxial Cable Stubs.
9. *Electronic Filter Design Handbook. Third Ed.*
Williams, Arthur B. and Fred J. Taylor
McGraw-Hill, Inc. 1995. ISBN 0-07-070441(hc)
10. *Managing Interstation Interference, First Ed.*
Cutsogeorge, George, W2VJN
Self published
Available from International Radio
11. *Elsie (Filter Design Software.)* Tonne,
Jim WB6BLD www.tonnesoftware.com
12. *TLW (Transmission Line Software.)*
Straw, Dean, N6BV
Supplied with the ARRL Antenna Handbook

7.0 ŹRÓDŁA

1. Kable koncentryczne i złącza:
 - 1.1 Cable X-perts, Inc. www.cablexperts.com
 - 1.2 The RF Connection. www.therfc.com
 - 1.3 Lands Precision, Inc. (Connectors) www.landsprecision.com
2. Obcinaczki do kabli koncentrycznych:
 - 2.1 Techni-Tool. www.techni-tool.com
3. Noże (obieraczki) do kabli koncentrycznych:

- 3.1 Cable X-perts, Inc. www.cablexperts.com
- 3.2 National Communications, Inc. www.trynci.com
4. Mierniki długości kabli:
 - 4.1 Hykon Mfg Co. www.hykon.com
5. Instrumenty:
 - 5.1 DDS Sweeper kit. www.netspace.net.au/~tbece
 - 5.2 Reflection test instrument, AIM4170. www.w5big.com
 - 5.3 N2PK Network analyzer www.N2PK.com
6. Obkurczarki i inne części:
 - 6.1 Mouser Electronics. www.mouser.com
 - 6.2 Digi-Key. www.digikey.com
 - 6.3 Magnet wire, toroids, etc. www.kitsandparts.com
 - 6.4 Magnet wire. www.bulkwire.com
 - 6.5 Amidon, ferrite and powdered iron cores. www.amidon.com
7. Dodatkowe informacje na Internecie:
 - 7.1 Informacje o odcinkach VHF.
www.ifwtech.co.uk/g3sek/swxfiltr/swxfiltr.htm
 - 7.2 Teoria odcinków.
www.k1ttt.net/technote/stubpair.html
 - 7.3 Dostępne komercyjne odcinki.
www.qth.com/topten/stubs.htm