

BIBLIOTEKA  
POLSKIEGO KRÓTKOFALOWCA

42

KRZYSZTOF DĄBROWSKI  
OE1KDA

MIERNICTWO  
TOM 1

WIEDEN 2019



© Krzysztof Dąbrowski OE1KDA  
Wiedeń 2019

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

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

# **Miernictwo**

## **Tom 1**

**Krzysztof Dąbrowski OE1KDA**

**Wydanie 1**  
**Wiedeń, kwiecień 2019**

## Spis treści

Wstęp	6
1. Podział przyrządów	9
1. Pomiary podstawowe	11
1.1. Pomiary napięcia, prądu, oporności	11
1.2. Pomiary mostkowe	13
1.3. Sondy w.cz.	15
1.4. Błędy pomiaru	16
2. Pomiary reflektometrem	18
2.1. Pomiary dopasowania	18
2.2. Reflektometry ze wskaźnikami na diodach świecących	30
2.3. Pomiary mocy	33
3. Rezonansomierze	39
3.1. Interesująca konstrukcja rezonansomierza z przemiataniem	46
4. Analizatory obwodów	54
4.1. Pomiar charakterystyk przenoszenia filtrów	65
4.2. Pomiary rezonatorów kwarcowych, ceramicznych i obwodów rezonansowych LC	67
4.3. Pomiary dopasowania	72
4.4. Pomiary długości kabli	75
4.5. Pomiary wielowrotników	76
4.6. Pomiar współczynnika $A_L$ rdzeni pierścieniowych	77
4.7. Pomiary dławików koncentrycznych	78
4.8. Analizator widma	79
4.9. Rozszerzenie zakresu pomiarowego	81
Literatura i adresy internetowe	83

## Sommaire

### Mesures pour radioamateurs

Préface	6
1. Classification des appareils de mesure	9
1. Mesures fondamentales	11
1.1. Mesures de tension, courant, résistance	11
1.2. Ponts de mesure	13
1.3. Têtes de mesure HF	15
1.4. Erreurs de mesure	16
2. Mesures réflectométriques	18
2.1. Mesures d'adaptation (ROS)	18
2.2. ROSmètres avec indication à DEL	30
2.3. Wattmètres HF	33
3. Dipmètres	39
3.1. Dipmètre avec balayage de fréquence	46
4. Analyseurs de réseau	54
4.1. Mesure de fonction de transfert de filtre	65
4.2. Mesures de résonateurs à quartz, résonateurs céramiques et circuits à résonance	67
4.3. Mesure d'adaptation (ROS)	72
4.4. Mesure de longueur de câble	75
4.5. Mesure de N-pôles	76
4.6. Mesure de coefficient $A_L$ de noyau toroidal	77
4.7. Mesure de self à ligne coaxiale	78
4.8. Analyseur de spectre	79
4.9. Extension de la plage de mesure	81
Bibliographie et les pages WEB	83

## Wstęp

Miernictwo elektryczne ma duże znaczenie w nauce i technice, a więc oczywiście również i w praktyce krótkofalarskiej. Bez wykonywania pomiarów niemożliwe jest uruchomienie urządzeń radiowych – ogólnie mówiąc elektronicznych, kontrola ich prawidłowej pracy, diagnoza i usuwanie usterek.

*Pomiar* danej wielkości polega na porównaniu z odpowiednią dokładnością mierzonej wartości z wartością przyjętą za jednostkę miary. Mierzenie polega więc na wyznaczeniu liczby określającej ile razy dana wielkość jest mniejsza lub większa od jednostki miary.

*Wielkością* z punktu widzenia metrologii nazywa się wszystko to, co daje się zmierzyć. Wielkościami są więc ładunek elektryczny, napięcie, prąd, moc, pojemność elektryczna, indukcyjność, częstotliwość itp., jak również stałe natury jak prędkość światła w próżni.

*Wartością* danej wielkości jest jej konkretny stan ilościowy.

Miarą nazywa się wartość wielkości stanowiąca wynik pomiaru, który jest równy iloczynowi jednostki miary i liczby oderwanej; np. 3,7 V oznacza wynik pomiaru napięcia, przy czym napięcie to jest 3,7 raza większe od napięcia 1 V, które jest jednostką miary.

*Jednostką miary* jest umownie przyjęta wartość danej wielkości, która służy do porównywania ze sobą innych wartości tej samej wielkości. Jednostkami miary są 1 volt, 1 amper, 1 Farad itp.

W wyniku pomiaru każdą wielkość można wyrazić przez podanie liczbowej wartości danej wielkości i jednostki miary w postaci iloczynowej, np.  $U = 7,4 \text{ V}$ , gdzie U jest symbolem wielkości (napięcia), 7,4 liczba jednostek lub liczbową wartością wielkości, a V – symbolem jednostki miary (volta).

Zgodnie z normą obowiązującą w Polsce między wielkością i jednostką występuje znak odstępu, w odróżnieniu od bezkrytycznie naśladowanej mody amerykańskiej.

Można uważać, że między liczbą jednostek, a symbolem jednostki miary jest znak mnożenia.

*Aparatura pomiarowa* stanowi zespół urządzeń umożliwiających wykonanie pomiaru. W skład aparatury wchodzi wzorce i przyrządy pomiarowe.

Wzorcem jest materialne odtworzenie jednostki miary, jej wielokrotnej lub podwielokrotnej.

Przyrząd pomiarowy jest urządzeniem, za pomocą którego porównuje się wielkość mierzoną z jej wartością przyjętą za jednostkę miary. Przyrządami pomiarowymi są wskaźniki istnienia, zanik lub stanu zjawiska elektrycznego, mierniki umożliwiające odczyt mierzonej wartości, na podziałce, liczniki umożliwiające odczyt mierzonej wartości na wskaźniku cyfrowym, urządzenia porównawcze służące do porównywania dwóch wzorców lub dwóch wartości (np. mostki).

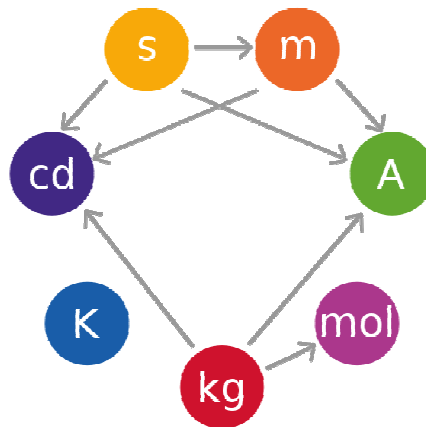
Pomocniczy sprzęt pomiarowy stanowią urządzenia dodatkowe, służące do rozszerzenia zakresu pomiarowego (jak boczniki amperomierzy, dodatkowe oporniki szeregowe albo dzielniki w woltomierzach, transformatory pomiarowe, konwertery częstotliwości) lub do ułatwienia wykonania pomiaru (zasilacze, oporniki, cewki, kondensatory, pętle sprzęgające, wyłączniki itp.).

Podane powyżej i w dalszym ciągu rozdziału definicje pochodzą z poz. [1].

Do pomiaru wielkości ciągłych konieczne jest przyjęcie wartości jednostek miar. Wiele z nich jest ze sobą powiązanych na tyle, że wystarczający jest pewien podstawowy wybór wielkości i jednostek dla wyrażenia wszystkich pozostałych. Zbiór ten nazywamy systemem miar. W Polsce i w większości krajów świata obowiązuje obecnie system metryczny i układ jednostek SI. Poprzednio używane były inne układy jak CGS, MKS, CGSE, CGSM, MKSA, których ślady można napotkać w dawniejszej literaturze technicznej i w podręcznikach.

Do jednostek podstawowych systemu SI należą metr (jednostka długości), kg masy, sekunda (jednostka czasu), amper (jednostka natężenia prądu elektrycznego, stopień Kelvina, zwany też Kelvinem (jednostka temperatury termodynamicznej), mol (jednostka ilości substancji i kandela (jednostka natężenia światła)). Tylko trzy z nich: kilogram masy, sekunda i stopień Kelvina są niezależne od pozostałych, definicje czterech pozostałych są zależne od innych: definicja metra od sekundy, mola od kilograma, a ampera i kandel od metra, kilograma i sekundy. Wszystkie pozostałe jednostki są pochodnymi wymienionych siedmiu. W szczególności do jednostek pochodnych należą Herz (jednostka częstotliwości), Wat (jednostka mocy), Coulomb (jednostka ładunku elektrycznego), Wolt (jednostka napięcia), Farad (jednostka pojemności elektrycznej), om (jednostka oporu elektrycznego), Tesla (jednostka natężenia strumienia magnetycznego), Henr (jednostka indukcyjności) i inne.

Nazwy i symbole jednostek oraz przedrostki dla wyrażenia wielokrotności i podwielokrotności są znormalizowane międzynarodowo w normach ISO80000 i IEC80000, ale podlegają specyficznym regułom językowym, w szczególności deklinacji przez przypadki.



Rys. W.1.1. Wzajemne zależności podstawowych jednostek systemu SI

Metody pomiarowe określają sposób otrzymywania wyniku pomiaru lub sposób przeprowadzania pomiaru. Ze względu na sposób otrzymywania wyniku pomiaru metody dzieli się na bezpośrednie i pośrednie.

*Metoda bezpośrednia* polega na porównaniu wielkości mierzonej z jej jednostką, np. pomiar długości za pomocą metra, oporności za pomocą porównania z jednostką oporności itp.

W *metodzie pośredniej* wartość wielkości oblicz się na podstawie wzoru określającego wielkość badaną jako funkcję innych wielkości, które są mierzone metodą bezpośrednią. Przykładem metody pośredniej może być wyznaczenie oporności  $R_x$  na podstawie prawa Ohma mierząc napięcie  $U$  i natężenie prądu  $I$   $R_x = U/I$ .

Według sposobu wykonywania pomiaru metody pomiarowe dzieli się na odchyłowe, zerowe, różnicowe i koincydencyjne.

W *metodzie odchyłowej* pomiar opiera się na odchyleniu wskazówki przyrządu pomiarowego. Jeżeli przyrząd pomiarowy jest wyskalowany w jednostkach wielkości mierzonej (amperomierz, woltomierz, watomierz), to pomiar za pomocą tego przyrządu jest *bezpośredni*. Jeżeli natomiast przyrząd ma podziałkę nie określoną w jednostkach wielkości mierzonej (galwanometr), to pomiar może być wykonany na podstawie uzyskania dwóch, najczęściej jednakowych odchyżeń wskazówki galwanometru kolejno włączanego w obwód mierzony i w obwód porównywany. Taka metoda jest *metodą odchyłową porównawczą*.

*Metoda zerowa* polega na porównaniu wartości wielkości mierzonej z wzorcem przy zastosowaniu układu, w którym pomiar opiera się na doprowadzeniu do zaniku w kontrolnej części tego układu. Może to być metoda *mostkowa* lub metoda *kompensacyjna*.

W *metodzie mostkowej* korzysta się z zestawu, w którym zasadniczymi elementami są wielkość mierzona i wielkość wzorcowa, jak oporność, pojemność, indukcyjność, połączone w specjalnym układzie (tzw. mostkowym). Najprostszym układem tego rodzaju jest mostek Wheatstone'a.

W *metodzie kompensacyjnej* doprowadza się do zaniku prądu w kontrolnej części układu przez wyrównanie potencjałów lub przeciwnie przepływających prądów. Na tej zasadzie są mierzone przede wszystkim siły elektromotoryczne, napięcia i prądy.

*Metoda różnicowa* polega na pomiarze różnicy między wartością wielkości mierzonej, a znaną wartością tej wielkości. Przykładem realizacji tej metody może być mostek Wheatstone'a ustawiony w stanie równowagi przy wartości znamionowej oporności  $R_x = R_N$ , w którym zmiany wartości mierzonej  $R_x$  odczytuje się na galwanometrze – wskaźniku równowagi. Metoda różnicowa jest, między innymi, metodą mostkową lub kompensacyjną o niezupełnym zrównoważeniu lub niezupełnej kompensacji. Metoda koincydencyjna – porównawcza w sensie czasu – polega na stwierdzeniu staniu jednoczesności występowania zjawisk powodowanych zmianą wielkości wzorcowej i mierzonej; stosowana jest głównie do pomiarów wielkości związanych z czasem (pomiarów stroboskopowe, impulsowe).

Największa dokładność pomiaru przeprowadzanego metodą odchyłową wynosi 0,05 – 0,1%, zerową 0,003 – 0,02%, różnicową 0,01 – 0,05%. Większą dokładność pomiaru przy użyciu metody zerowej

uzyskuje się z tego powodu, że nie występuje w niej niedokładność pomiaru związana ze skalowaniem miernika i jego działaniem.

Wybór metody pomiarowej jest uzależniony od rodzaju mierzonej wielkości, zakresu pomiaru, wymaganej dokładności pomiaru i warunków pomiaru (pomiar laboratoryjny, terenowy, sprawdzający itp). Należy mieć na uwadze to, że nie zawsze pomiar wykonywany przy zastosowaniu metody umożliwiającej dużą dokładność da dokładniejszy wynik pomiaru. Jeżeli na przykład w metodzie takiej zastosuje się mało dokładne przyrządy lub gdy warunki pomiaru zmieniają się szybko, to metoda ta nie da zadowalającego wyniku pomiaru, natomiast lepsze wyniki może dać prosta metoda, wymagająca mniej manipulacji, prowadząca do szybkiego odczytu. Dlatego metodę dokładną stosuje się w zasadzie do pomiarów w korzystnych warunkach pomiarowych.

W warunkach amatorskich istotną rolę grają koszty wyposażenia, i to one zmuszają często do pogodzenia się z mniej dokładnymi wynikami jeżeli różnica kosztów wyposażenia przeważa nad wzrostem niedokładności. W warunkach amatorskich niedokładności (uchyby) rzędu 10% są przeważnie do przyjęcia. Krótkofalowcy przeważnie nie mogą też pozwolić sobie na zakup zbyt wielu różnych przyrządów i dlatego ważną rolę grają też różnego rodzaju pomysły szczególnie pozwalające wykorzystać posiadane wyposażenie do wielu nieklasycznych zastosowań i nietypowych metod pomiaru. Niekoniecznie musi to oznaczać obniżoną dokładność pomiarów.

Mimo najstarszego pomiaru w najbardziej idealnych warunkach wartość zmierzona  $M$  różni się od wartości rzeczywistej  $R$ , która nigdy nie jest znana. Różnica między wartością zmierzoną  $M$ , a rzeczywistą wartością  $R$  jest bezwzględnym uchybem pomiaru  $\Delta b = M - R$ . Uchyb ten wyznacza się w jednostkach wielkości mierzonej; może być on dodatni, ujemny lub w szczególnym przypadku równy zeru. Jeżeli znak uchybu bezwzględnego nie jest znany należy przed jego wartością postawić znak  $\pm$ . Stosunek bezwzględnego uchybu pomiaru  $\Delta b$  do wartości rzeczywistej  $R$  jest względnym uchybem pomiaru  $\Delta w$ , który przeważnie jest określany w procentach  $\Delta w = \Delta b / R = (M - R) \times 100\% / R$ .

Ponieważ  $R$  jest w przybliżeniu równe  $M$ , a wartość rzeczywista  $R$  nie jest znana więc  $\Delta w$  jest w przybliżeniu równa  $(M - R) \times 100\% / M = \Delta b \times 100\% / M$ . Jest to tzw. względny uchyb pomiaru. Przy tym samym uchybie bezwzględnym uchyb względny zależy od wartości zmierzonej.

Oznaczona w procentach tolerancja wartości rzeczywistej  $t\%$  jest oznaczona, że wartość rzeczywista jest zawarta w przedziale  $M(1 - t\%)$  do  $M(1 + t\%)$ . Tolerancja ta nazywa się *dokładnością*. Jeżeli przykładowo dokładność wynosi 0,01 czyli 1% to wartość rzeczywista jest zawarta w przedziale od 0,99  $M$  do 1,01  $M$ .

Dokładność miernika charakteryzuje uchyb zakresowy  $\Delta z$  (miernika)

$$\Delta z = \Delta b_{\text{maks}} / M_{\text{maks}} = \Delta b_{\text{maks}} \times 100\% / M_{\text{maks}}$$

Jest to stosunek największej wartości uchybu bezwzględnego  $\Delta b_{\text{maks}}$  w danym zakresie pomiaru do końcowej wartości  $M_{\text{maks}}$  zakresu pomiarowego. Uchyb zakresowy charakteryzuje w sposób jednoznaczny dokładność miernika i jest dla danego miernika wartością stałą. Ze względu na uchyb zakresowy mierniki są dzielone na szereg klas dokładności, podawanych w procentach. Miernik klasy 0,1 ma uchyb zakresowy nie przekraczający 0,1%. Dla miernika danej klasy względny uchyb pomiaru jest większy od uchybu zakresowego i dąży do niego dla wartości mierzonych w pobliżu górnego krańca skali. Oznacza to, że dla uzyskania większej dokładności należy wybierać zakresy tak, aby mierzony wynik znajdował się w górnej części zakresu (przynajmniej w górnej połowie zakresu).

Uchyby pomiarowe według źródeł ich powstawania dzielą się na uchyby metody pomiarowej, uchyby przyrządów, uchyby osobiste (związane z osobą wykonującą pomiary) oraz na uchyby związane ze zmianą warunków pomiaru. Natomiast według ich charakteru dzielą się na systematyczne, przypadkowe i grube.

Uchyby *metody pomiarowej* wynikają z założeń oraz przybliżeń przyjętych w danej metodzie.

*Uchyby przyrządowe* powstają w skutek niedokładności mierników i innych przyrządów pomiarowych. Są one tym mniejsze im dokładniejsze są przyrządy pomiarowe. Dokładne przyrządy są jednak dosyć kosztowne i wymagają starannej konserwacji i kalibracji.

*Uchyby subiektywne* powstają wskutek wad zmysłów obserwatora. Można je zmniejszyć po nabyciu wprawy przez eksperymentatora oraz dzięki krytycznej ocenie wyników.

*Uchyby spowodowane zmianą warunków pomiaru* wynikają wskutek zmian temperatury otoczenia, wilgotności, ciśnienia, pola elektromagnetycznego itp.

*Uchyby systematyczne* są stałe w czasie pomiaru lub zmieniają się według określonego prawa zależnego od źródła uchybów.



*Uchyby przypadkowe* (lub zwykłe) nie są powtarzalne, ich wpływu nie można przewidzieć, a wartości tych uchybów są względnie małe.

*Uchyby grube* (pomyłki) powstają wskutek nieuwagi eksperymentatora przy ustalaniu zakresu pomiarowego, wskutek odczytu na innej podziałce itp. Mają one znaczne wartości i mogą być łatwo dostrzeżone.

Na uchyby przyrządów cyfrowych wywierają wpływ (zależnie od rodzaju przyrządu i pomiaru) dokładność i stabilność napięć odniesienia, częstotliwości odniesienia, czasów bramkowania, podstawy czasu itp.

W przyrządach cyfrowych dodatkowo do wszystkich pozostałych rodzajów uchybów dochodzi jeszcze uchyb związany z kwantyzacją – niepewność ostatniej cyfry wskazań czyli tzw. uchyb  $\pm 1$ . Przy okazji warto zauważyć, że liczba wyświetlanych pozycji w wielu modelach tańszych mierników cyfrowych sugeruje dokładność większą aniżeli dokładność samego układu miernika. Oznacza to, że ostatnie pozycje mogą wskazywać wartości przypadkowe nie mające nic wspólnego z mierzoną wartością. Producenci przyrządów wyższych klas cenowych naogół traktują swoich klientów poważniej i nie sugerują nierzeczywistych parametrów.

## 1. Podział przyrządów

Elektryczne przyrządy pomiarowe dzieli się na

- 1) Wskaźniki określające istnienie lub zanik zjawiska elektrycznego. Przykładami mogą być galwanometr, czyli przyrząd nie wyskalowany w jednostkach wielkości mierzonej, słuchawka, ekran oscyloskopowy, żarówka wskaźnikowa lub dioda elektroluminescencyjna;
- 2) mierniki umożliwiające pomiar wartości mierzonej wielkości na podziałce. Są to przyrządy wyskalowane w jednostkach wielkości mierzonej i nazywane od nazw jednostek lub mierzonych wielkości: woltomierze, amperomierze itp.;
- 3) Mierniki cyfrowe, wyświetlające wynik na wskaźnikach cyfrowych lub ekranach, liczniki zliczające np. amperogodziny, pobór energii elektrycznej itp.;
- 4) Urządzenia porównawcze służące do porównania dwóch wzorców lub dwóch wartości.

Według zasady działania przyrządy dzieli się na prądowe i potencjałowe. *Przyrządy prądowe* działają wskutek przepływającego przez nie prądu. *Przyrządy potencjałowe* działają wskutek różnicy potencjałów istniejących na ich zaciskach, w zasadzie bez poboru prądu. Przyrządy prądowe można podzielić z kolei pod względem sposobu działania prądu na elektromechaniczne, elektrotermiczne (cieplorozszerzalnościowe lub bolometryczne) i elektrolityczne.

W celu scharakteryzowania mierników podaje się ich własności użytkowe. Ze względu na rodzaj mierzonej wartości podawane są nazwy takie jak woltomierz, amperomierz, omomierz, watomierz itp. Ze względu na rodzaj mierzonego prądu rozróżnia się mierniki prądu stałego, prądu zmiennego oraz stałego i zmiennego. Ze względu na klasę dokładności mierniki dzieli się na laboratoryjne, techniczne oraz tablicowe.

W obecnym skrypcie zasadniczy nacisk został położony na pomiary elektryczne wielkości istotnych dla zastosowań krótkofalarskich, takich jak napięcia i prądy stałe, małej i wielkiej częstotliwości, moce, impedancje i oporności elementów, częstotliwości, charakterystyki przenoszenia filtrów, zniekształcenia sygnałów, dopasowanie i współczynniki fali stojącej itp. Pomiarom wielkości nieelektrycznych i teledystrybucji jest poświęcony tom 33 serii.

Wyposażenie przeciętnego krótkofalowca nie obejmuje przeważnie całego opisanego dalej parku pomiarowego, a jedynie mniejszą lub większą część takich urządzeń. Przeważnie jednak wiele pomiarów można wykonywać na różne sposoby i przy użyciu różnego wyposażenia. Przykładami mogą być pomiary nieznanych indukcyjności i pojemności, pomiary rezonansu, dopasowania albo pomiary elektrycznych długości kabli. W wielu sytuacjach pomocne okazują się proste, ale pomysłowe układy pomocnicze i w ogóle pomysłowe rozwiązania. Być może czytelnicy znajdą sposoby dalszego udoskonalenia zaprezentowanych rozwiązań, zwłaszcza przez wykorzystanie idei wynikających z postępu technicznego i w oparciu o nowe podzespoły.

Po głębszym rozważeniu autor uznał za lepiej powiązany z praktyką podział tematu na rozdziały poświęcone poszczególnym rodzajom przyrządów pomiarowych i przedstawieniem dla każdej z nich dostępnych metod i możliwości, a nie podział związany z mierzonymi wielkościami. Przy przyjętej

zasadzie podziału czytelnicy łatwiej zorientują się w możliwościach dawanych przez posiadane lub poszukiwane wyposażenie. Wymienione w tekście urządzenia fabryczne są jedynie przykładami związanymi z tematami rozdziału i ilustrującymi stan techniki, a w żadnym wypadku nie mogą być traktowane jako kompletny przegląd oferty rynkowej. Przegląd taki zresztą szybko straciłby na aktualności.

Autor ma więc nadzieję, że każdy z czytelników znajdzie coś dla siebie z dobrą radą na co zwracać uwagę przy zakupie i konstrukcji wyposażenia włącznie.

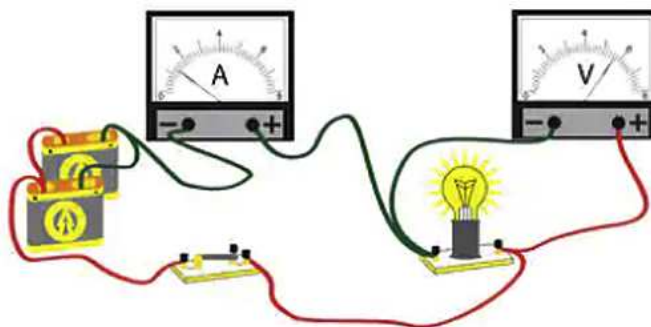
*Krzysztof Dąbrowski OE1KDA*  
*Wiedeń*  
*5 kwietnia 2019*

## 1. Pomiary podstawowe

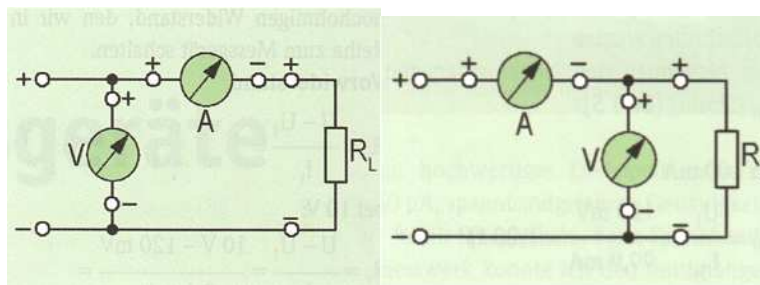
### 1.1. Pomiary napięcia, prądu, oporności

Pod pojęciem pomiarów podstawowych rozumiemy w tym skrypcie pomiary dokonywane najczęściej, takie bez których nie można się obyć. Należą do nich pomiary napięć (np. napięcie zasilania, napięć występujących w istotnych punktach badanego układu), pomiary prądów (np. prądów pobieranych przez badany układ, prądów pobieranych przez sterowane elementy takie jak silniki) czy pomiary oporności. Jednocześnie też pomiary te służą, w odpowiednich układach pomiarowych, do zmierzenia innych wielkości. Przykładowo pomiary amplitud (napięć szczytowych) fali padającej i odbitej stanowią podstawę do określenia współczynnika fali odbitej.

Mierniki stosowane do pomiaru napięcia noszą nazwę woltomierzy. Z samej zasady pracy ich oporność wejściowa jest duża i powinna być jak największa, aby nie obciążać badanego układu. Woltomierze są włączane równolegle do obwodu lub podzespołu, na którym mierzone jest napięcie. Ze względu na skończoną oporność wejściową podłączenie woltomierza powoduje zmianę rozptyłu prądów w badanym układzie odbijającą się w postaci zmiany mierzonego napięcia. Wielkość powodowanego w ten zniekształcenia warunków pracy zależy od stosunku oporności wejściowej miernika do oporności występujących w układzie. Współczesne mierniki elektroniczne mają oczywiście znacznie większą oporność wejściową aniżeli dawniejsze mierniki wychyłowe.



Rys. 1.1.1. Woltomierz i amperomierz w obwodzie pomiarowym. Amperomierz włączony jest w szereg z obciążeniem, a woltomierz równolegle do niego. Oba przyrządy wywierają wpływ na mierzone wartości



Rys.1.1.2. Sposób włączenia przyrządów wpływa na dokładność pomiaru. Po lewej stronie konfiguracja dla dokładniejszego pomiaru prądu płynącego przez obciążenie, po prawej – dla dokładniejszego pomiaru napięcia

Amperomierze są miernikami służącymi do pomiaru natężenia prądu i są włączane szeregowo do badanego układu. Przez amperomierz płynie więc całkowity prąd mierzony. W wyniku tego, że oporność amperomierza jest zawsze większa od zera powoduje on po włączeniu do obwodu wzrost oporności

gałęzi, do której został włączony, a jednocześnie powstaje na nim spadek napięcia zależny od jego oporności i wartości mierzonego prądu. Spadek ten powoduje zniekształcenie warunków pracy układu, a jego stopień zależy od stosunku spadku napięcia do napięć występujących w tym miejscu układu. W każdym razie zniekształceń warunków pracy pociągających za sobą zmiany mierzonej wielkości nigdy nie da się całkowicie uniknąć.

Omomierze składają się ze źródła napięcia powodującego przepływ prądu przez badany element i miliamperomierza mierzącego wartość tego prądu.

Oprócz pomiarów napięć stałych i zmiennych o niskiej częstotliwości (sieci itp.) istotne znaczenie dla krótkofalowców mają pomiary prądów i napięć wielkiej częstotliwości (w.cz.).

Najprostszym i najczęściej spotykanym przebiegiem zmiennym jest przebieg sinusoidalny. Zgodnie z prawem Fouriera przebiegi o innych kształtach (prostokątnym, trójkątnym, piłokształtnym) można rozłożyć na szereg przebiegów o częstotliwościach podstawowej i harmonicznych. Występująca w nich ewentualna składowa stała jest elementem szeregu o częstotliwości zerowej. Skład szeregu – występowanie w nim harmonicznych parzystych, nieparzystych lub obydwu i stosunki ich amplitud zależą od kształtu rozkładanego przebiegu.

W przebiegu sinusoidalnym istotne są dwie zasadnicze wartości. Jedną z nich jest wartość szczytowa czyli amplituda sinusoidy – najwyższa wartość jaką może osiągnąć dany przebieg. Z amplitudą bezpośrednio wiąże się wartość międzyszczytowa będąca różnicą wartości dodatniego i ujemnego szczytu sinusoidy. Jest ona po prostu dwa razy większa od amplitudy. Drugą z nich jest wartość skuteczna.

Wartość skuteczna przebiegu jest zastępczą wartością przebiegu stałego, przy którym wydzielana moc jest identyczna jak dla przebiegu zmiennego. Zależność wartości skutecznej od szczytowej dla sinusoidy jest prosta: wartość skuteczna równa się wartości szczytowej podzielonej przez pierwiastek kwadratowy z dwóch czyli wynosi w przybliżeniu 0,707 wartości szczytowej. Dla przebiegów sinusoidalnych wystarczy więc pomiar jednej z tych dwóch wartości i odpowiednie wyskalowanie miernika. Dla przebiegów o innych kształtach zależności są różne, zależne od kształtu przebiegu. Część mierników dostępnych obecnie na rynku pozwala na pomiar wartości skutecznych niezależnie od kształtu przebiegu (ang. *True RMS*). Do pomiarów przebiegów sinusoidalnych, w tym przebiegów w.cz., wystarczy więc zwykły prostownik szczytowy, tzn. prostownik obciążony kondensatorem.

W przyrządach prostownikowych dochodzą dodatkowe przyczyny uchybów pomiarowych takie jak pojemność wewnętrzna prostownika powodująca zależność wskazań od częstotliwości, wpływ kształtu przebiegu, wpływ temperatury na elementy układu prostowniczego, wpływ starzenia się elementów itp. Mierniki termoelektryczne są zbudowane z przetwornika termoelektrycznego i miliwoltomierza wyskalowanego w jednostkach wielkości badanej, np. mocy. Przetwornik termoelektryczny składa się z grzejnika, przez który przepływa mierzony prąd oraz ogniwa termoelektrycznego złożonego z przewodników wykonanych z dwóch różnych metali, złączonych w jednym końcu. Złącze to jest podgrzewane mierzonym prądem za pośrednictwem grzejnika. Przyrządy pracujące na tej zasadzie są używane do pomiarów napięć, prądów i mocy wielkiej i bardzo wielkiej częstotliwości (w.cz. i b.w.cz.). W okresie międzywojennym nosiły one piękną nazwę przyrządów *cieplikowych*.

Ogniwa termoelektryczne są źródłem siły elektromotorycznej prądu stałego, tzw. siły termoelektrycznej. Powstaje ona na granicy złączenia dwóch różnych metali. Ogniwa termoelektryczne mogą służyć także do pomiaru temperatury.

W codziennej praktyce nie tylko krótkofalarskiej jednym z najczęściej spotykanych przyrządów pomiarowych jest miernik uniwersalny. Pozwala on na pomiary napięć i prądów stałych i zmiennych w zakresie akustycznym, pomiary oporności, a część modeli także na pomiary pojemności a także współczynnika wzmocnienia  $\beta$  tranzystorów pnp i npn. Tylko nieliczne z nich są wyposażone w możliwość pomiaru indukcyjności, ale przeważnie zakres pomiarowy nie obejmuje małych indukcyjności używanych w zakresach fal krótkich. Przed zakupem przyrządu warto dokładniej przyjrzeć się zakresom pomiaru pojemności i indukcyjności, aby nie robić sobie ewentualnych nieuzasadnionych nadziei. Na szczęście istnieje dosyć innych nieskomplikowanych możliwości pomiaru elementów LC.

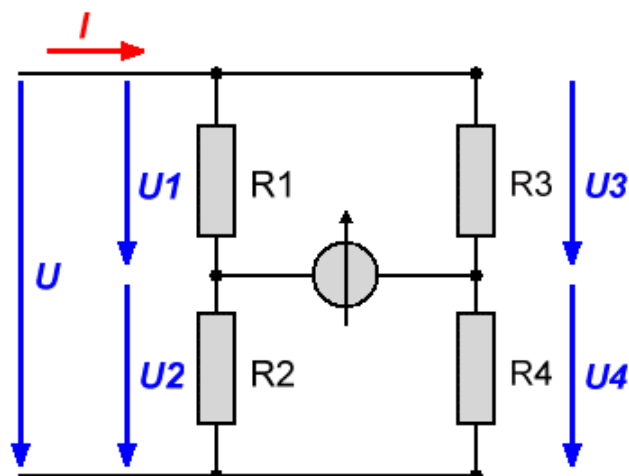


Fot. 1.1.3. Miernik uniwersalny pozwalający nie tylko na pomiary napięć i prądów stałych i zmiennych w zakresie do 600 V i 10 A, ale także oporności w zakresie 20 MΩ, pojemności do 200 μF z dokładnością do 2% i częstotliwości do 200 kHz. Jest on zasilany z dwóch baterii 1,5 V typu AAA. Wiele typów pozwala także na pomiary współczynnika wzmocnienia tranzystorów dla prądu stałego

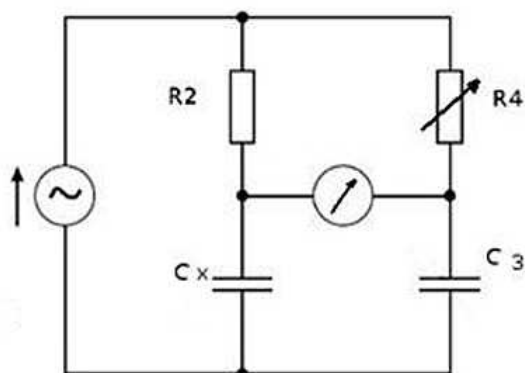
## 1.2. Pomiary mostkowe

Mostkami pomiarowymi są w najogólniejszym ujęciu układy czwórnikowe złożone z elementów biernych. Służą one do pomiarów wielkości elektrycznych lub innych z nimi związanych. W praktyce za mostek uważa się układ czterogałęźny, którego gałęzie stanowią w przypadku ogólnym impedancje  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$  i  $Z_4$ . Na jednej z przekątnych włączony jest wskaźnik równowagi np. galwanometr albo słuchawka. Na drugiej z przekątnych mostek jest zasilany ze źródła napięcia  $U_1$ . Istnieją wprawdzie mostki zawierające większą liczbę gałęzi, ale dają się one uprościć w drodze transfiguracji do układów czterogałęźnych. W zależności od sposobu zasilania mostki dzieli się na stałoprądowe (zasilane ze źródła prądu stałego), mostki impulsowe (zasilane impulsami prądu) i zmiennoprądowe (zasilane ze źródła prądu zmiennego). W technice wielkiej częstotliwości spotyka się także mostki zasilane sygnałem szumowym. Mostek stałoprądowy w układzie czterogałęźnym nazywa się mostkiem Wheatstone'a. W praktyce jest on najczęściej stosowany do pomiarów oporności. Mostek zawiera w gałęziach cztery elementy  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  i  $R_4$ , a do obliczenia nieznannej oporności  $R_x$ , założmy, że znajduje się w gałęzi pierwszej obowiązuje wzór  $R_x = R_1 = (R_2 \times R_3) / R_4$ . Dla uzyskania równowagi mostka reguluje się opornik  $R_2$  przy zachowaniu stałego stosunku  $R_3/R_4$  lub regulować stosunek oporności  $R_3/R_4$  przy zachowaniu stałej wartości oporności  $R_2$ . Największą dokładność pomiaru uzyskuje się gdy stosunek  $R_3/R_4$  jest zbliżony do jedności. Mostek Wheatstone'a można zasiląć również ze źródła prądu zmiennego. Zależnie od warunków pomiaru i użytych elementów uzyskuje się dokładności pomiaru od 0,001 do około 2%.

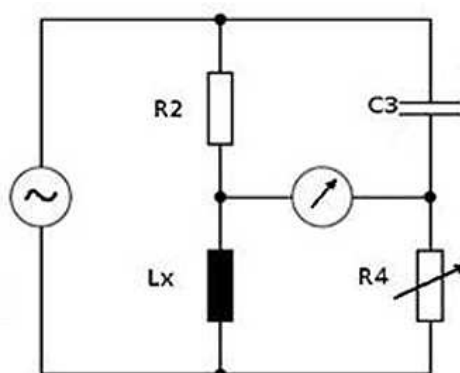
Mostki impulsowe są stosowane prawie wyłącznie do pomiarów specjalnych, np. magnetycznych. Mostki zmiennoprądowe zawierają w gałęziach oporności, pojemności lub indukcyjności, przy czym spotykane są odmiany mostków zawierających tylko oporności i pojemności, tylko oporności i indukcyjności (własne lub też i wzajemne) oraz mostki zawierające wszystkie elementy. Mostki zawierające kombinacje innych elementów też często noszą nazwy pochodzące od nazwisk ich konstruktorów.



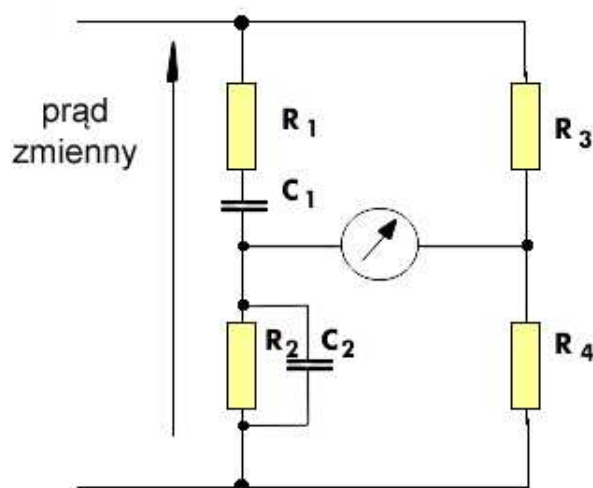
Rys. 1.2.1. Mostek Wheatstone'a



Rys. 1.2.2. Mostkowy pomiar pojemności (możliwa jest też zmiana C3 zamiast R4)



Rys. 1.2.3. Pomiar indukcyjności



Rys. 1.2.4. Mostek Wiena

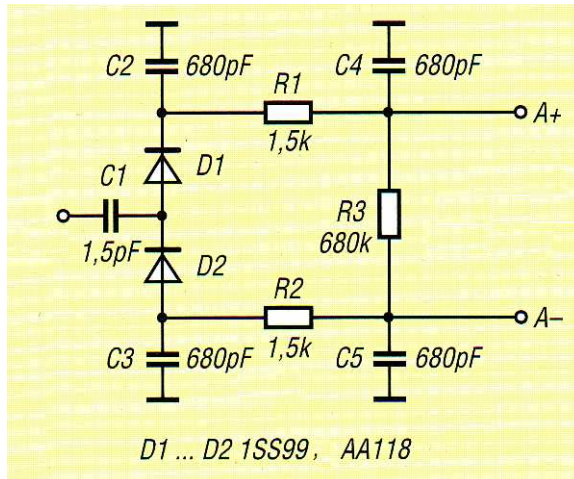
Mostek Wiena zawiera w gałęzi 1 szeregowo połączone oporność  $R_1$  i pojemność  $C_1$ , natomiast w gałęzi 2 oporność  $R_2$  i pojemność  $C_2$  są połączone równolegle. Mostek był początkowo przewidziany do pomiarów pojemności, przy czym pojemnością mierzoną jest kondensator  $C_2$  zbcznikowany opornikiem  $R_2$ . W gałęzi 1 znajduje się kondensator wzorcowy połączony w szereg z opornikiem. Regulację stanu równowagi przeprowadza się za pomocą oporników  $R_1$  i  $R_3$ . Mostek można również zrównowa-

żyć przez zmianę częstotliwości prądu zasilającego, a więc może on służyć również do pomiaru częstotliwości według wzoru  $\omega^2 = 1 / (R1 \times R2 \times C1 \times C2)$ . Zmodyfikowana wersja mostka Wiena przystosowana do pomiarów częstotliwości nosi nazwę mostka Robinsona.

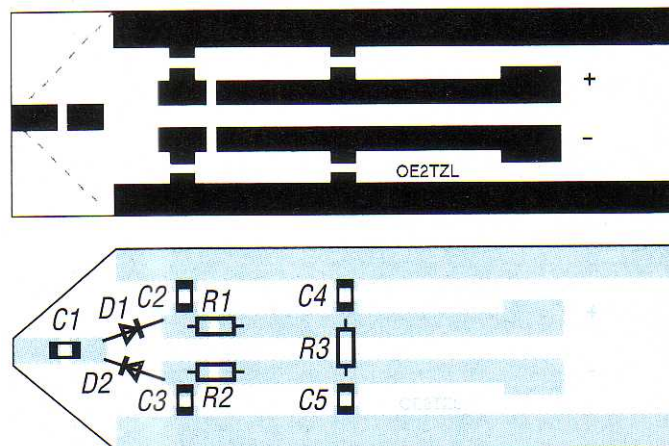
### 1.3. Sondy w.cz.

Sonda w.cz. będąca właściwie detektorem w.cz. jest jednym z podstawowych dodatków pomiarowych w pracowni krótkofalowca. W przedstawionym poniżej rozwiązaniu dzięki częściowemu wykorzystaniu elementów powierzchniowych SMD i konstrukcji płytki drukowanej uzyskano pojemność wejściową sondy wynoszącą 1 pF. Zastosowanie diod Schottkiego typu 1SS99 (Toshiba) lub odpowiedników pozwala na uzyskanie zakresu pracy 2,5 GHz. Dla zakresu 500 MHz wystarczy użycie zwykłych germanowych diod detekcyjnych j.np. AA118 lub podobnych. Detektor sondy pracuje w układzie podwójca napięcia. Jako wskaźnika można użyć przyrządu wychyłowego o zakresie pomiaru 25  $\mu$ A, ale praktyczniej jest korzystać z miernika uniwersalnego lub dowolnego woltomierza, zwłaszcza elektronicznego. Proste przykładowe rozwiązanie woltomierza przedstawiono poniżej.

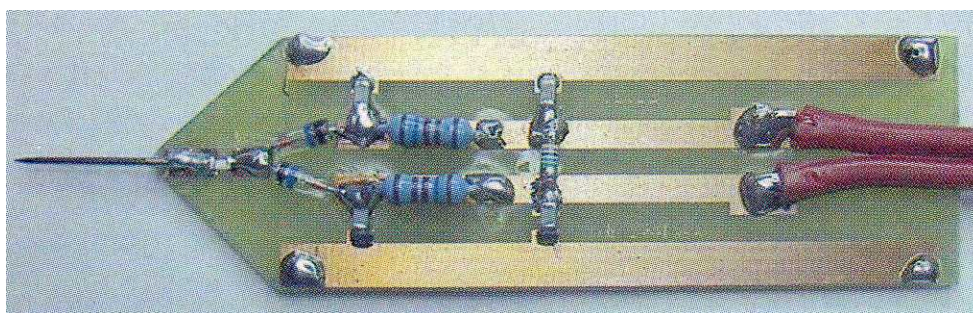
W wykonaniu opublikowanym w nr. 11/2003 miesięcznika "Funkamateur" autor OE2TZL umieścił wszystkie elementy na powierzchni płytki drukowanej z materiału FR4 o wymiarach 59 x 18 mm – zarówno kondensatory SMD jak i pozostałe podzespoły w wykonaniu klasycznym. Zamiast klasycznych oporników można także zastosować elementy SMD o obciążalności 0,125 lub 0,25 W natomiast korzystniejsze jest użycie diod w wydaniu klasycznym ze względu na większe napięcia przebicia. Dla zakresu 2,5 GHz długości wyprowadzeń diod powinny wynosić 1 mm, natomiast dla zakresu 500 MHz dopuszczalne są długości 3-4 mm. Znajdujące się na skraju płytki ścieżki masy muszą być połączone z metalową obudową sondy np. za pomocą kontaktów sprężynujących wykonanych z fosforobrazu, mosiądzu lub blachy pobielennej. Obudowa sondy może być wykonana z rurki metalowej o średnicy wewnętrznej 20 mm i długości 70 mm. Starannie wykonana sonda pracuje w zakresie 1 MHz – 2,5 GHz.



Rys. 1.3.1. Schemat ideowy



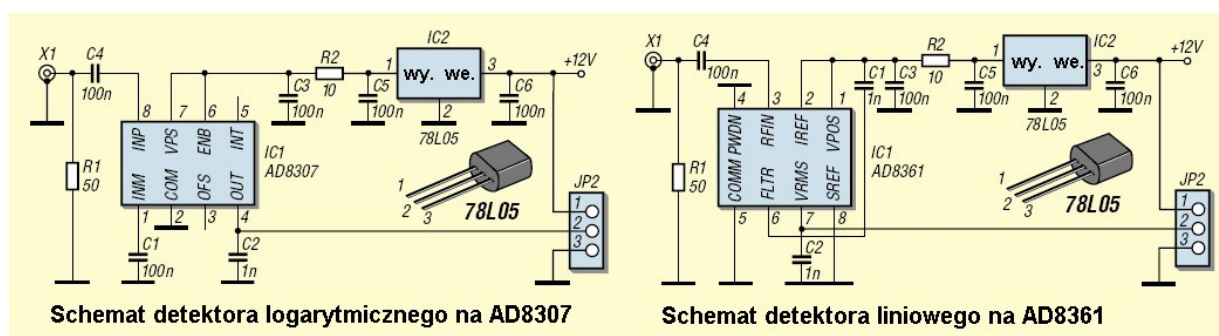
Rys. 1.3.2. Obwód drukowany i schemat montażowy



Fot. 1.3.3. Wygląd konstrukcji

Sondy ze schematów 1.3.4 i 1.3.5 najlepiej zamknąć w metalowych obudowach ekranujących wyposażonych w gniazdko BNC dla sygnału pomiarowego oraz dowolne gniazdko dla doprowadzenia zasilania i pobierania napięcia stałego odpowiadającego zmierzonej mocy. Może to być przykładowo gniazdko diodowe.

Oporność R1 na wejściu składa się z dwóch połączonych równolegle oporników 100  $\Omega$ . Pobór prądu zasilania wynosi ok. 20 mA.

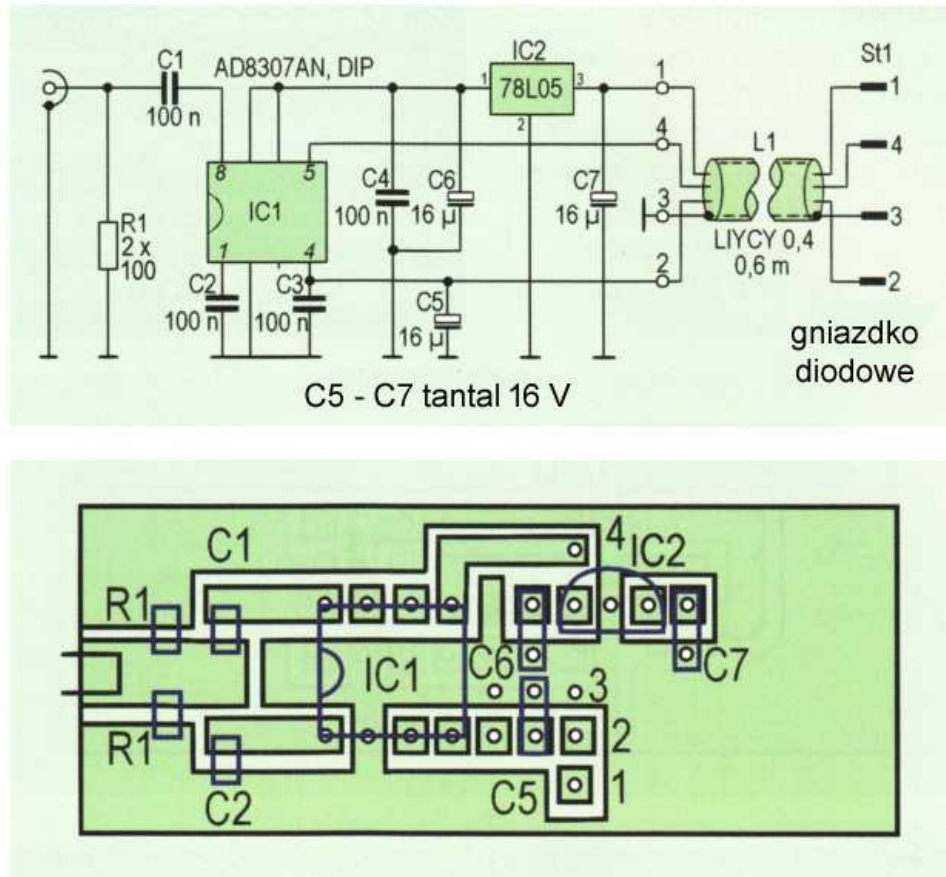


Rys. 1.3.4. Detektory logarytmiczny i liniowy na obwodach AD8307 i AD8361 mogą być użyte w charakterze sondy w.cz. do miernika uniwersalnego (woltomierza prądu stałego) w zakresie do 500 MHz

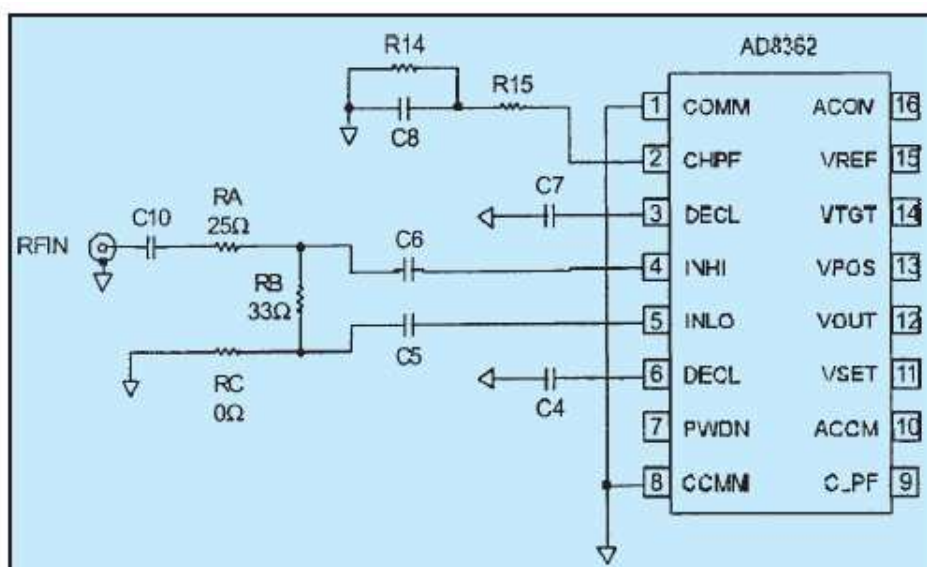
Zakres dynamiki AD8307 rozciąga się od -70 dBm do +10 dBm. Przy obciążeniu wyjścia opornością 8,3 k $\Omega$  (1,5 k $\Omega$  w szereg z 6,8 k $\Omega$ ) uzyskuje się nachylenie charakterystyki 10 mV/dB, co przy zakresie pomiaru napięć 2000 mV pozwala na bezpośredni odczyt mocy w dBm. Bez tego obciążenia nachylenie charakterystyki detektora wynosi 25 mV/dB. W układzie z dodatkowym obciążeniem uchyb pomiaru wzrasta jednak znacznie dla częstotliwości powyżej 100 MHz i dla 500 MHz może dojść nawet do 8 dB.



Do pomiaru rzeczywistych wartości skutecznych (ang. *True RMS*) przeznaczony jest scalony detektor AD8362. Pracuje on w zakresie częstotliwości do 2,7 GHz (w rzeczywistości nawet do 3 GHz) i mocy -45 – +15 dBm (na 50 Ω). Logarytmiczna charakterystyka detektora ma nachylenie 50 mV/dB. Impedancja wejściowa AD8362 wynosi 100 Ω.



Rys. 1.3.5. Sposób wykonania sondy z częściowym użyciem elementów powierzchniowych



Rys. 1.3.6. Obwód wejściowy detektora AD8362

## 2. Pomiary reflektometrem

### 2.1. Pomiary dopasowania

Sprawność transmisji energii ze źródła do obciążenia jest zależna od stosunku ich impedancji, czyli od stopnia dopasowania obciążenia do źródła. Stwierdzenie to dotyczy zarówno obwodów prądu stałego jak i zmiennego, jednak w opracowaniu przeznaczonym dla krótkofalowców tematem najbardziej interesującym jest transmisja energii wielkiej częstotliwości. W przypadku gdy energia ze źródła do obciążenia jest przekazywana za pomocą linii zasilającej sprawą istotną jest dopasowanie obciążenia do impedancji (oporności) falowej linii. Niezgodność tych obu impedancji powoduje odbicie części energii od obciążenia i jej powrót do źródła. W zależności od stopnia niedopasowania źródła do linii mniejsza lub większa część energii wraca z powrotem do źródła i jest tam tracona w postaci ciepła, a pozostała część wraca znowu do linii, dociera ponownie do obciążenia, tam jeszcze raz zostanie częściowo odbita itd. Każda z rzeczywistych linii zasilających powoduje straty energii (rozpraszanie jej na ciepło na oporności rzeczywistej przewodów, rozgrzewanie dielektryka w wyniku prądów przesunięcia), tak że za każdym razem do celu dociera coraz mniejsza część energii. Niedopasowanie obciążenia powoduje więc niepożądane straty energii, w której wytworzenie zostało włożonych tyle kosztów i wysiłku. Oczywiście w warunkach rzeczywistych, a nie teoretycznych, dopasowanie rzadko jest idealne, ale powinno być dostatecznie dobre. Ogólnie rzecz biorąc problemy dopasowania lub jego niedoskonałości dotyczą każdego rodzaju elementów obciążających (odbierających energię), ale problematyka ta jest wśród krótkofalowców najczęściej kojarzona z antenami i ich zasilaniem.

Antena znajduje się w rezonansie tylko wówczas, kiedy jej długość odpowiada w przybliżeniu połowie długości promieniowanej fali, a więc teoretycznie tylko dla jednej częstotliwości pracy, a w praktyce dla bardzo wąskiego zakresu częstotliwości. Poza rezonansem długość fali jest albo większa od pasującej do wymiarów promiennika (jest on za krótki), albo też mniejsza (jest za długi). W przypadku anteny zbyt krótkiej (częstotliwości niższej od rezonansowej) impedancja wejściowa odpowiada szeregowemu połączeniu opornika i kondensatora – ma więc ona charakter pojemnościowy. Natomiast w przypadku anteny zbyt długiej (częstotliwości wyższej od rezonansowej) impedancja ma charakter indukcyjny i odpowiada szeregowemu połączeniu oporności wejściowej i indukcyjności. W pewnym zakresie wokół częstotliwości rezonansowej oporność pozorna (reaktancja  $X$ ) symbolizowana przez te elementy zastępcze przyjmuje niewielkie wartości i w małym stopniu przeszkadza w dopływie energii do anteny czyli mówiąc fachowo jeszcze nieznacznie psuje dopasowanie anteny. Zauważmy, że z połączenia oporności rzeczywistej i pozornej otrzymujemy wielkość zwaną impedancją i oznaczaną zwykle symbolem  $Z$ . Samą oporność rzeczywistą można, jak powyżej nazywać w skrócie opornością, ale w technice antenowej można też traktować ją jak przypadek szczególny impedancji dla  $X = 0$  i posługiwać się także i tą nazwą.

Przypadkiem idealnym i jak najbardziej pożądanym jest osiągnięcie pełnego dopasowania anteny do linii zasilającej, przy którym cała dopływająca do anteny energia jest przez nią odbierana i wypromieniowywana w eter (oczywiście z uwzględnieniem sprawności anteny). Przypadek ten występuje wówczas gdy impedancja wejściowa anteny  $Z_a$  jest równa impedancji linii zasilającej  $Z_0$ . W każdym innym (znacznie częściej występującym w rzeczywistości) przypadku mniejsza lub większa część energii ulega odbiciu i wraca (z dodatkowymi stratami) linią zasilającą do nadajnika. Napięcia fali odbitej sumują się z uwzględnieniem faz z napięciami fali padającej powodując powstanie w pewnych miejscach linii wypadkowej fali o większej amplitudzie, a w innych – o mniejszej (rys. 2.0.2). Stosunek amplitudy maksymalnej do minimalnej  $U_{\max}/U_{\min}$  nazywany jest współczynnikiem fali stojącej – WFS (w literaturze anglojęzycznej oznaczany skrótem SWR, a w niemieckojęzycznej SWV). Współczynnik ten najłatwiej obliczyć z następujących wzorów:

Dla  $Z_a > Z_0$

$$WFS = Z_a / Z_0,$$

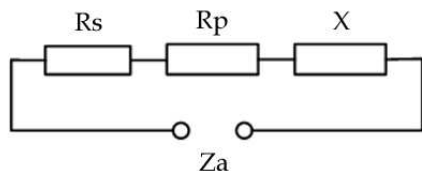
a dla  $Z_a < Z_0$

$$WFS = Z_0 / Z_a.$$

W stanie dopasowania  $Z_a = Z_0$  jego wartość wynosi 1, a we wszystkich pozostałych sytuacjach przyjmuje on wartości od jedności do nieskończoności. Dla uproszczenia pomijamy tutaj wszystkie inne wzory i ich wprowadzenia.

Nie warto jednak nadmiernie przeceniać znaczenia WFS ponieważ dla  $WFS = 1,6$  odbiciu ulega ok. 5% energii, dla 2 – około 11% energii, a dla 3 – około 25% (odpowiada to ok 1,25 dB czyli poniżej 1/4 stopnia S). Jak z tego wynika warunki niedopasowania dające WFS poniżej dwóch należy uznać zasadniczo za wystarczająco dobre (patrz tab. 3.0.1).

Przykładowo korzystając z podanego powyżej wzoru dla impedancji wejściowej dipola półfalowego równej ok.  $73 \Omega$  i dla koncentrycznej linii zasilającej o impedancji (oporności) falowej  $50 \Omega$  otrzymujemy WFS równy w zaokrągleniu 1,5.



Rs: oporność strat

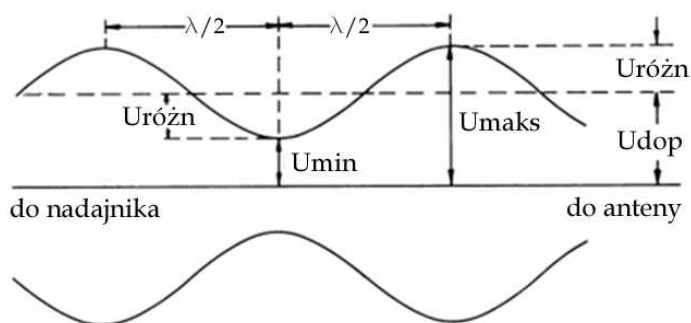
Rp: oporność promieniowania

X : reaktancja

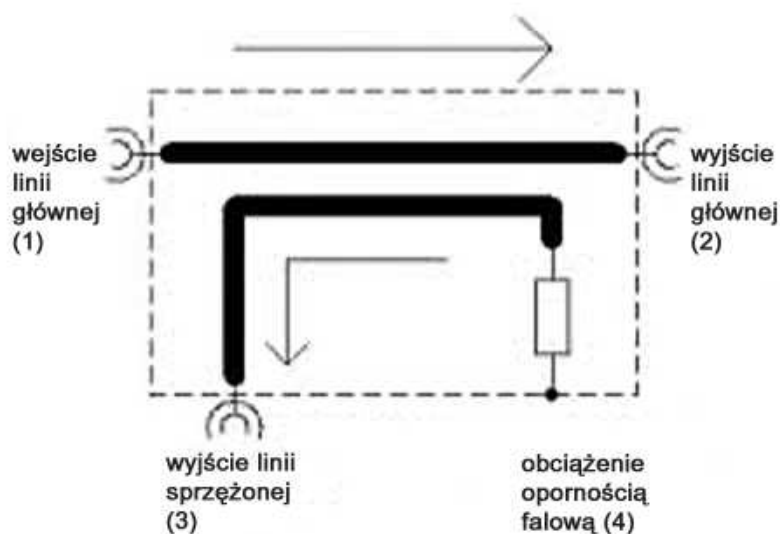
Za: impedancja wejściowa anteny

Schemat zastępczy anteny

Rys. 2.1.1. Zastępczy schemat anteny



Rys. 2.1.2. Fala stojąca w linii zasilającej

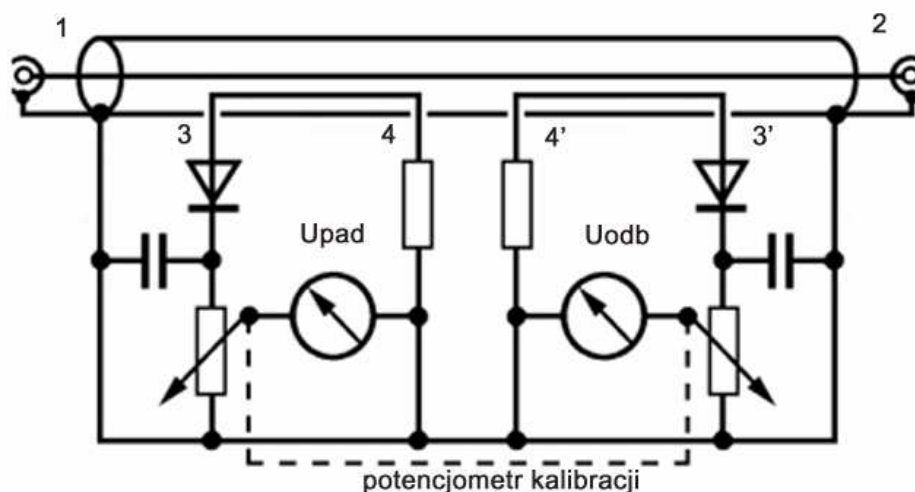


Rys. 2.1.3. Sprzączka kierunkowa. W nawiasach podano standardową numerację wrót tego czterowrotnika

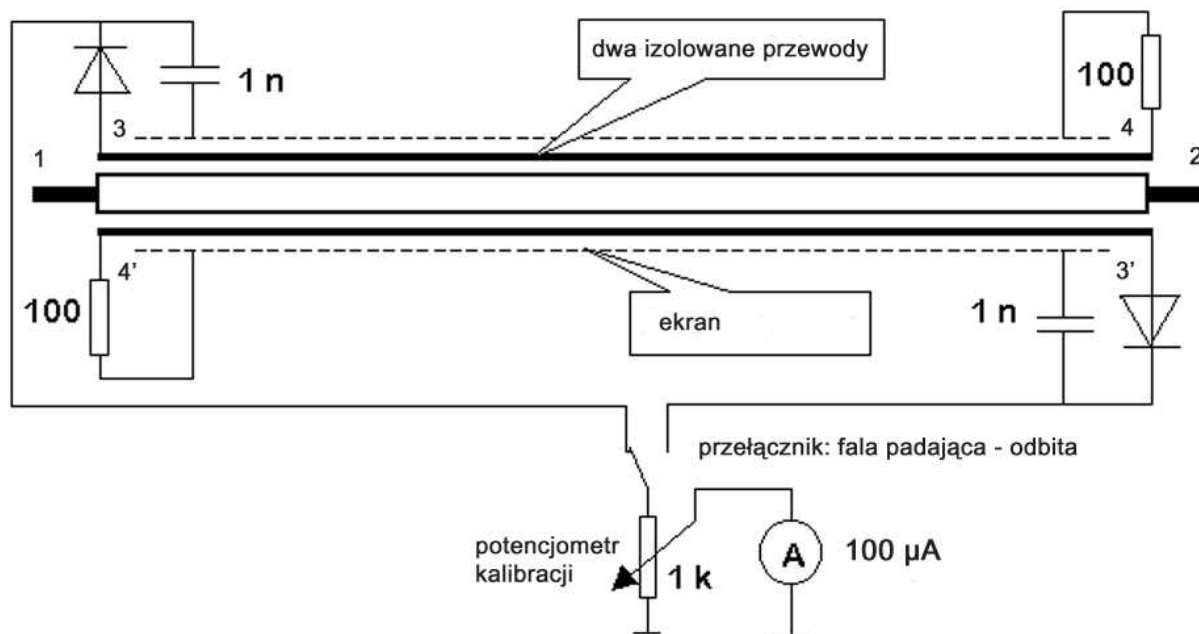
Tabela 2.1.1

Straty mocy w wyniku odbicia w zależności od współczynnika fali stojącej

WFS	Impedancja obciążenia (dla linii 50 $\Omega$ )		Moc odbita [%]
	wyższa [ $\Omega$ ]	niższa [ $\Omega$ ]	
1,0	50	50	0
1,1	55	45,5	0,23
1,2	60	41,7	0,83
1,3	65	38,5	2
1,4	70	35,7	3
1,5	75	33,3	4
1,6	80	32,3	5
1,7	85	29,4	7
1,8	90	27,8	8
1,9	95	26,3	10
2,0	100	25,0	11
2,2	110	22,7	14
2,4	120	20,8	17
2,6	130	19,2	20
2,8	140	17,9	22
3,0	150	16,7	25
3,5	175	14,3	31
4,0	200	12,5	36
4,5	225	11,1	40
5,0	250	10,0	44
6,0	300	8,3	51
7,0	350	7,1	56
8,0	400	6,3	61
9,0	450	5,6	64
10,0	500	5,0	67



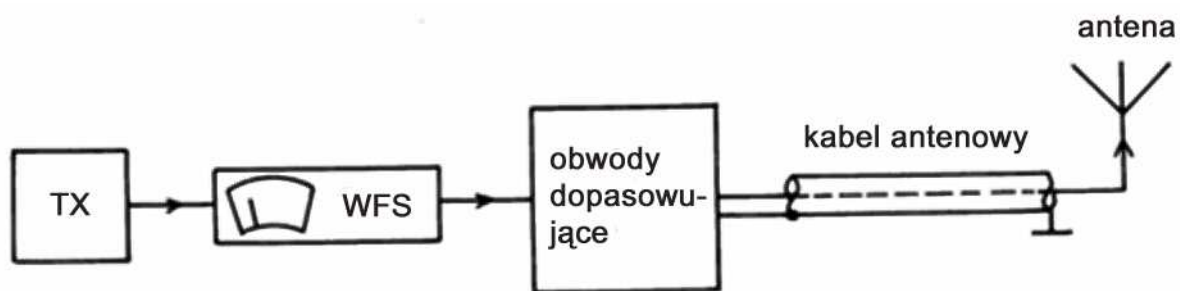
Rys. 2.1.4. Schemat reflektometru z dwoma miernikami wychyłowymi



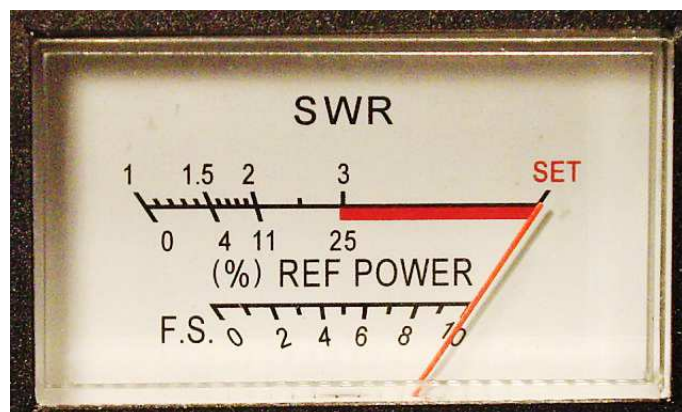
Rys. 2.1.5a. Schemat reflektometru z przełączanym miernikiem



Fot. 2.1.5b. Przykład wykonania sprzęgacza kierunkowego



Rys. 2.1.6. Sposób włączenia reflektometru do instalacji antenowej

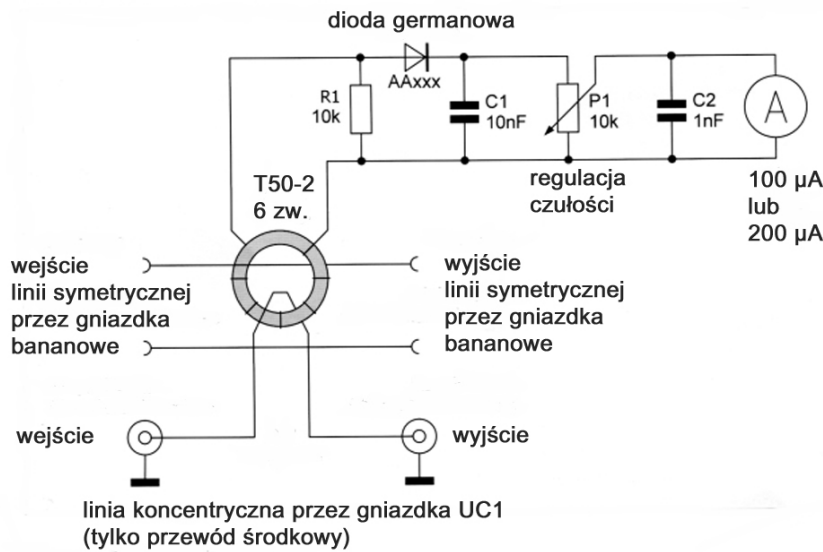


Rys. 2.1.7. Skala WFS reflektometru. Pod kreską górnej skali odczytuje się procentowe straty mocy w wyniku niedopasowania. Jak z niej wynika dla WFS równego 2 lub poniżej straty mocy są stosunkowo nieduże

Przed zmierzeniem wartości współczynnika fali stojącej konieczne jest przeprowadzenie kalibracji. W tym celu należy przełącznik na płycie czołowej przełączyć w pozycję kalibracji (oznaczona przez „CAL” lub podobnie) i za pomocą gałki potencjometru ustawić wychylenie wskazówki na pełną skalę (do podpisu SET). Następnie można przełączyć przełącznik na pomiar (podpis. „SWR” lub podobnie) i odczytać wartość współczynnika. W wielu modelach możliwy jest także pomiar mocy padającej i odbitej. Należy w tym celu przestawić przełącznik odpowiednio w pozycję „FWD” lub „REF” i odczytać moc ze skali. W zależności od spodziewanej wartości mocy należy wybrać zakres drugim przełącznikiem.



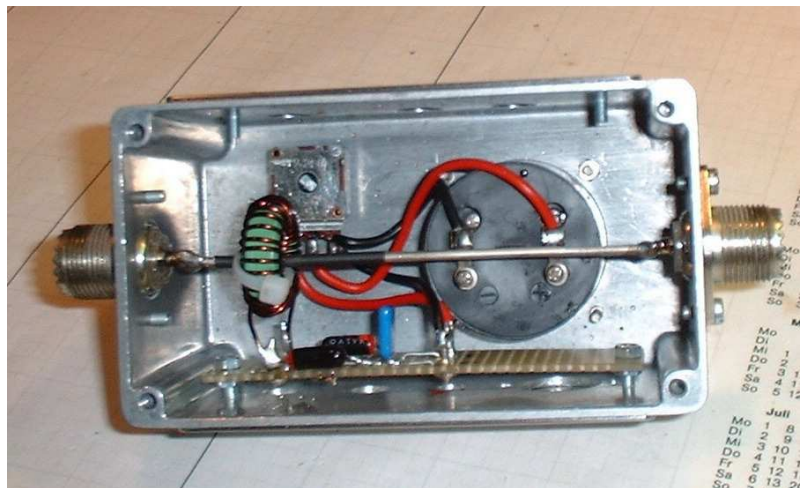
Rys. 2.1.8. Reflektometr ze skrzyżowanymi wskazówkami. Wartość WFS jest odczytywana na czerwonych rozchodzących się gwiazdźście liniach, bez konieczności kalibracji w miejscu skrzyżowania wskazówek. Równolegle na skalach odczytywane są moce fali padającej (podpis: *FORWARD*) i odbitej (podpis: *REFLECTED*). W pozycji przełącznika AVG mierzona jest średnia moc nadawanego sygnału, a w pozycji PEP – moc szczytowa. Reflektometry tego typu nie wymagają opisanej powyżej kalibracji



Rys. 2.1.9. Schemat amatorskiego amperomierza w.cz. (źródło: QRP Report 3/2013). Na wyjściu detektora można dodać filtr złożony z dławika 1 mH i kondensatora 10 nF



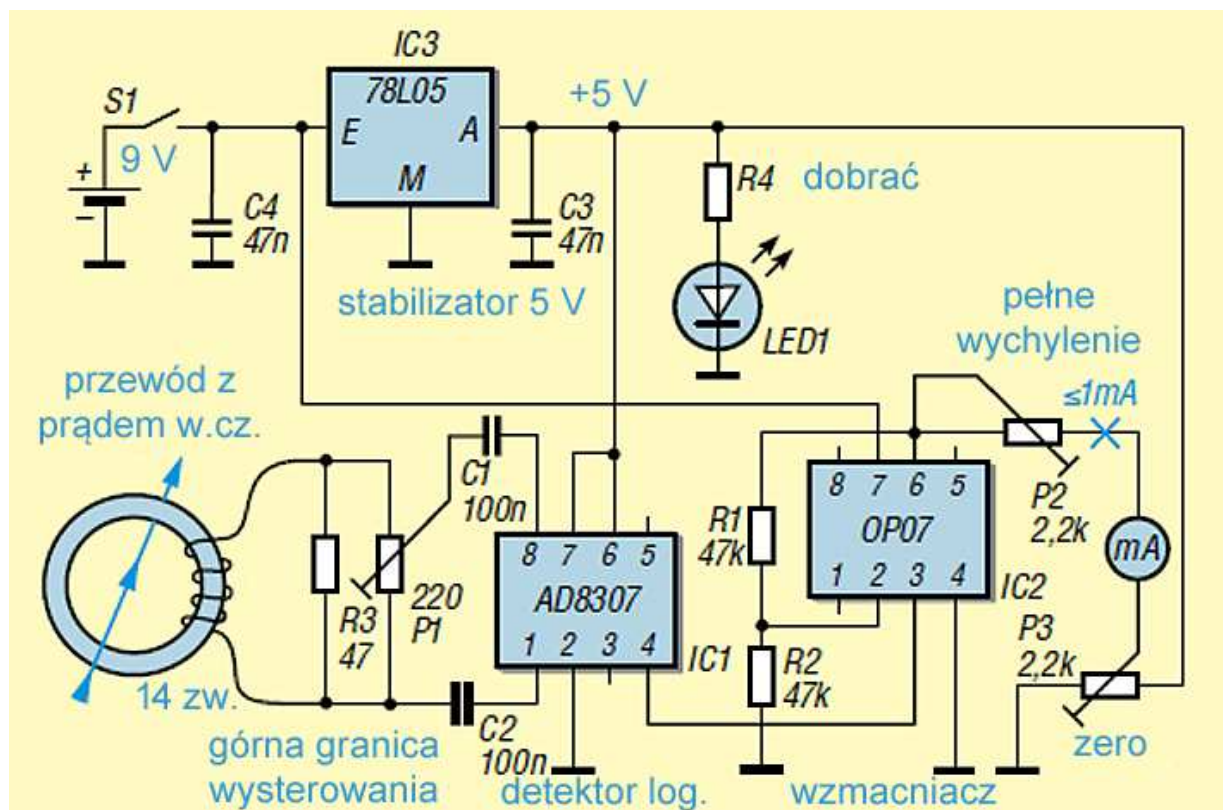
Rys. 2.1.10. Amperomierz w.cz. w wykonaniu OE1KDA



Rys. 2.1.11. Przykład mechanicznej konstrukcji amperomierza dla linii koncentrycznych z transformatorem na rdzeniu pierścieniowym



Rys. 2.1.12. Skala amperomierza do pomiaru symetrii linii. Wychylenie wskazówki poza czerwone pole wskazuje na wystąpienie nadmiernej różnicy prądów płynących w obu przewodach linii czyli wystąpienie niesymetrii



Rys. 2.1.13. Amperomierz w.cz. z detektorem logarytmicznym AD8307  
(źródło „Funkamateurl” 6/2018)



Fot. 2.1.14. Ściana przednia amperomierza





Fot. 2.1.15. Konstrukcja szczęk

W szczękowym amperomierzu w.cz. konstrukcji DJ4GC („Funkamateur” 6/2018) zastosowano detektor logarytmiczny AD8307 o dynamice 70 dB (a więc znacznie przekraczającej zakres dynamiki detektorów diodowych). Pozwala on na pomiary prądów płynących po zewnętrznej stronie ekranu kabli współosiowych, stopnia niesymetrii symetrycznych linii zasilających, prądów i mocy zasilających anteny w szerokim zakresie wartości bez konieczności przerywania obwodu. Detektor pracuje w zakresie do 500 MHz dzięki czemu możliwe są pomiary także powyżej 30 MHz. Wzmacniacz operacyjny OP07 chroni wyjście detektora przed nadmiernym obciążeniem. Maksymalna moc doprowadzona do wejścia detektora wynosi 16 dBm (40 mW na 50  $\Omega$ ) i dostarcza on wówczas napięcia 2,5 V na wyjściu. Przy minimalnej mocy mierzonej napięcie to jest równe 0,8 V. Nachylenie charakterystyki detektora AD8307 wynosi 25 mV/dB.

Transformator prądowy składa się z przeciętego na dwie połowy rdzenia pierścieniowego z materiału 43 (Amidon) z uzwojeniem 14 zwojów. Stosunkowo niska przenikalność magnetyczna rdzeni proszkowych z materiałów 3 lub 6 powodowałaby znaczne ograniczenie od dołu zakresu częstotliwościowego amperomierza.

Po otwarciu szczęk do środka rdzenia wprowadzony jest przewód badanej instalacji. Rozwiązanie to znane jest również pod nazwą cewki Rogowskiego i jest stosowane także do pomiaru prądów i mocy w sieciach energetycznych 50 Hz, w tym także w sieciach wysokiego napięcia. W zależności od zakresu częstotliwości stosowane są cewki nawinięte na korpusach niemagnetycznych, na pierścieniowych rdzeniach proszkowych, albo ferrytowych. Dla pomiarów w zakresie fal krótkich uzwojenie wtórne składa się z trzech do 30 zwojów. Uzwojenie pierwotne stanowi przewód badanej instalacji.

Przekładnia oporowa transformatora jest równa  $N^2$ , gdzie N jest liczbą zwojów. Dla 14 zwojów i obciążeniu uzwojenia wtórnego opornością 47  $\Omega$  równoległe z potencjometrem 220  $\Omega$  oporność wnoszona do obwodu mierzonego leży znacznie poniżej 1  $\Omega$ . Zmierzone przez konstruktora tłumienie między obwodem pierwotnym a wtórnym wynosiło 23 dB i jego charakterystyka nie wykazywała zafalowań w zakresie 50 kHz – 40 MHz.

Dolna granica pomiaru prądu dla przedstawionej konstrukcji wynosi 316  $\mu$ A (moc -23 dBm, 5  $\mu$ W na 50  $\Omega$ ), a górna 1 A (50 W).

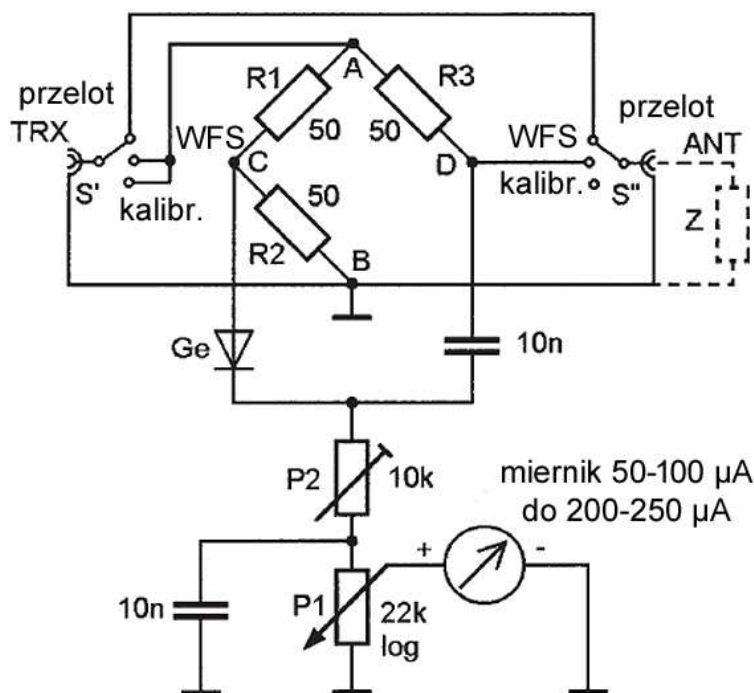
Do kalibracji górnej granicy zakresu należy doprowadzić do układu 50 W (1 A w.cz.) mocy z nadajnika i 10-obrotowym potencjometrem P1 ustawić górną granicę pomiaru. Napięcie wyjściowe na nóżce 4 AD8307 powinno wynosić w przybliżeniu 2,4 V. Następnie potencjometrem P2 należy ustawić pełne wychylenie miernika. Dolną granicę skali ustawia się potencjometrem P3. Konstruktor przyjął wartość 0,316 mA.

Dla wykorzystania pełnej 90 dB dynamiki detektora logarytmicznego można zastosować wzmacniacz operacyjny LM3900, ale jest to konieczne tylko nielicznych specjalnych przypadkach. W większości praktycznych zastosowań istotne są nawet nie dokładne wartości prądów, a kontrola symetrii albo sprawdzenie jej poprawy w wyniku ulepszeń konstrukcji itp.

Tabela 2.1.2

Mierzone prądy i moce w zakresie dynamiki 70 dB dla systemów 50 Ω

Moc [dBm]	Moc [W]	Prąd skuteczny [mA]
47	50	1000
37	5	316,0
27	0,5	100,0
17	50 mW	31,60
7	5 mW	10,00
-3	0,5 mW	3,160
-13	50 μW	1,000
-23	5 μW	0,316



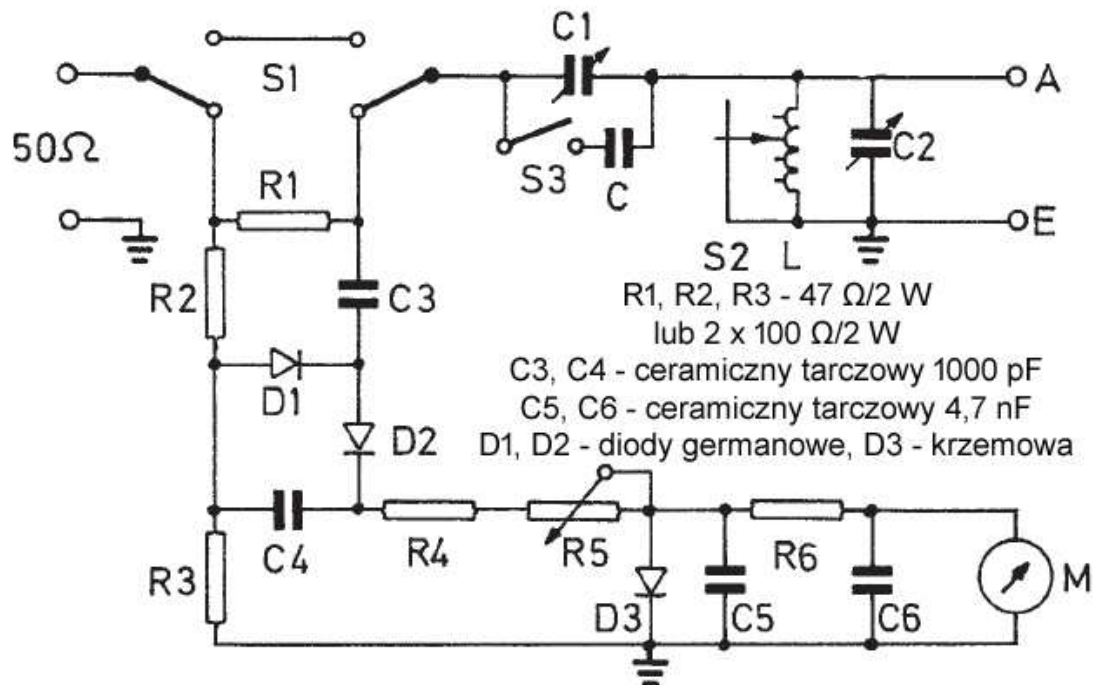
Rys. 2.1.16. Mostkowy reflektometr QRP (źródło "Funk" 8/2002)

W odróżnieniu od przedstawionych poprzednio reflektometry zawierających sprzęgacz kierunkowy miernik z rys. 2.1.16 jest układem mostkowym. Dzięki temu można wykorzystywać go także w zakresach niższych częstotliwości gdzie typowe sprzęgacze kierunkowe już zawodzą. Do uzyskania wyników wystarczą również znacznie niższe moce nadajników – nawet tylko 20 mW przy zastosowaniu miernika 100 μA i diody germanowej. Oporności mostka pomiarowego powinny być jak najbardziej zbliżone do 50 Ω, można więc zastosować albo oporniki 49,9 Ω z serii E96 albo równoległe połączenia dwóch oporników 100 Ω (1%), albo też trzech oporników 150 Ω (1%). Nawet przy użyciu niskoindukcyjnych oporników metalizowanych górna granica zakresu częstotliwości wynosi około 30 MHz. Przy użyciu po dwóch oporników 1 W w każdej z gałęzi maksymalna doprowadzona moc wynosi 8 W, dla trzech oporników 0,5 W – 6 W. W celu skalibrowania miernika należy do wejścia podłączać oporniki dające wartości WFS 1,5, 2, 3, 4, 5, 10 itd. lub potencjometr ustawiany za każdym razem na

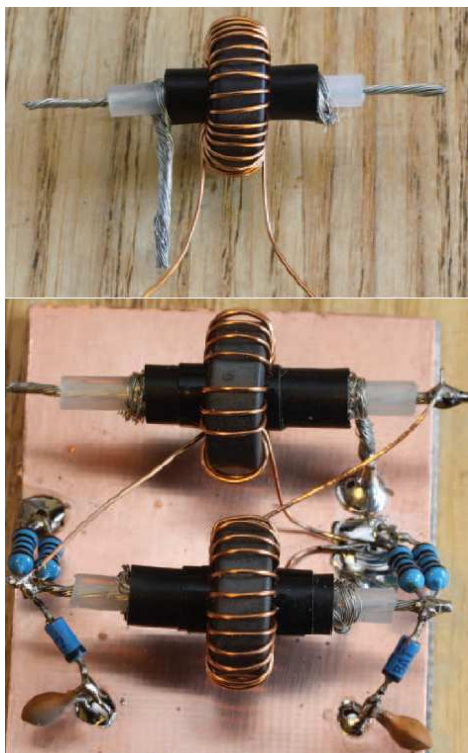
potrzebną oporność. Dla ochrony mikroamperomierza przed przeciążeniem można równolegle do niego włączyć diodę krzemową albo lepiej diodę Schottkiego.

Pomiar wymaga po włączeniu nadajnika ustawienia za pomocą potencjometru P1 pełnego wychylenia wskazówki (w pozycji kalibracja), a następnie przełączenia na pomiar WFS.

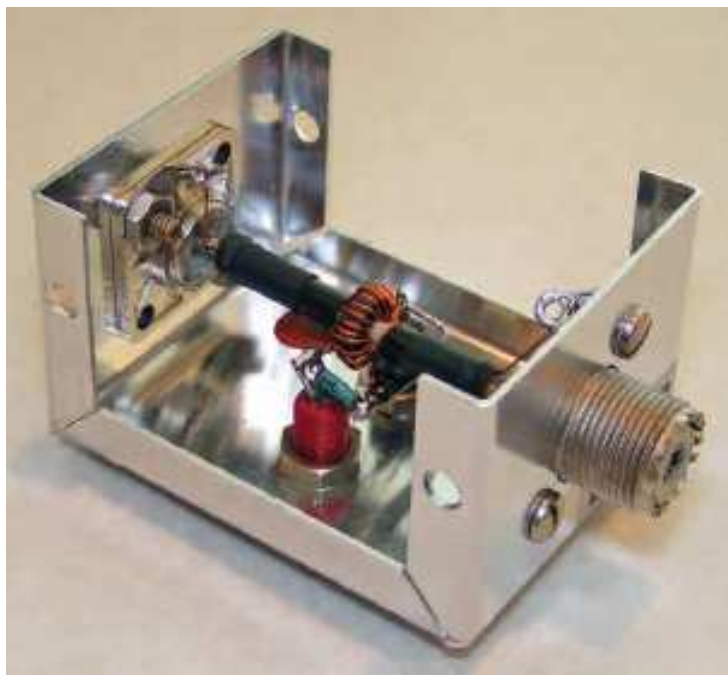
Zbliżony układ mostka pochodzący z nr 9/2001 miesięcznika „Funk” przedstawia schemat 2.1.17.



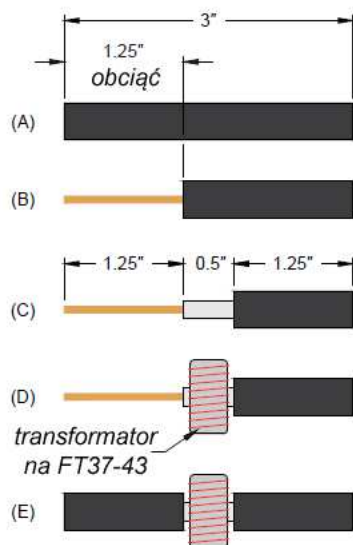
Rys. 2.1.17. Mostek do pomiaru dopasowania anten. U góry po prawej stronie symbolicznie zaznaczony układ dopasowujący (źródło „Funk” 9/2001)



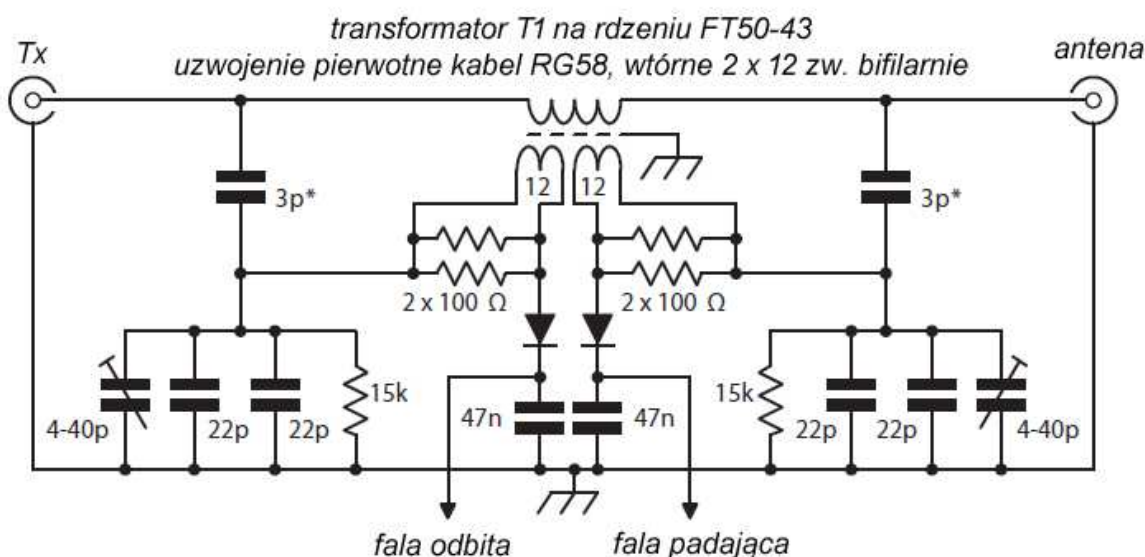
Fot. 2.1.18a. Przykłady wykonania sprzęgaczy (źródło „RadCom” 3/2017)



Fot. 2.1.18b. Sposób wykonania amperomierza w.cz. z transformatorem prądowym na rdzeniu pierścieniowym FT37-43 (źródło „QST” 4/2017)



Rys. 2.1.18c. Sposób nawleczenia rdzenia na kabel koncentryczny RG-58 (źródło „QST” 4/2017)



Rys. 2.1.19. Reflektometr mostkowy z transformatorem na rdzeniu pierścieniowym (źródło „RadCom” 3/2017)

W układzie reflektometru Bruena stosowany jest transformator wykonany na rdzeniu pierścieniowym. Uzwojenie pierwotne stanowi odcinek kabla koncentrycznego, a wtórne jest nawinięte bifilarnie przewodem DNE. Uzwojenia wtórne są obciążone opornością  $50\ \Omega$  otrzymaną w wyniku równoległego połączenia metalizowanych oporników  $100\ \Omega$ . Dolny człon dzielnika stanowi pojemność  $69\ \text{pF}$  otrzymana w wyniku równoległego połączenia po dwóch kondensatorów  $22\ \text{pF}$  i trymera  $40\ \text{pF}$ . Napięcie pracy kondensatorów  $3\ \text{pF}$  stanowiących górne człony dzielnika musi wynosić kilkaset woltów. Można je wykonać z krótkich odcinków kabli koncentrycznych (przykładowo dla RG213 i RG58 pojemność własna wynosi ok.  $1\ \text{pF/cm}$ ). Ekran kabla musi być na końcach oddalony od krańców izolacji i końcówek przewodu środkowego o kilka milimetrów dla zapewnienia wystarczającej wytrzymałości napięciowej. Diody D1 i D2 są diodami Schottkiego typu 1N5711 lub ich odpowiednikami. Do odczytu można użyć dwóch mikroamperomierzy (połączonych w szereg z potencjometrem montażowym dla kalibracji zakresów) albo pojedynczego przełączanego. Reflektometr był używany do pomiarów przy mocach  $100 - 250\ \text{W}$  w zakresie  $160 - 10\ \text{m}$ .

Tabela 2.1.3  
Związek WFS z tłumieniem fali odbitej

Tłumienie fali odbitej [dB]	WFS	Tłumienie fali odbitej [dB]	WFS
1	17,3910	24	1,1347
2	8,7242	25	1,1192
3	5,8480	26	1,1055
4	4,4194	27	1,0935
5	3,5698	28	1,0829
6	3,0095	29	1,0736
7	2,6146	30	1,0653
8	2,3229	31	1,0580
9	2,0999	32	1,0515
10	1,9250	33	1,0458
11	1,7849	34	1,0407
12	1,6709	35	1,0362
13	1,5769	36	1,0322
14	1,4985	37	1,0287
15	1,4326	38	1,0255
16	1,3767	39	1,0227
17	1,3290	40	1,0202
18	1,2880	40,9	1,018
19	1,2528	41,9	1,016
20	1,2222	43,1	1,014
21	1,1957	44,4	1,012
22	1,1726	46	1,010
23	1,1524		

Zależność tłumienia fali odbitej  $a$  w dB od współczynnika fali stojącej (WFS) wyraża wzór:

$$a = 20 \log_{10} \left( \frac{WFS+1}{WFS-1} \right) \text{ [dB]}$$

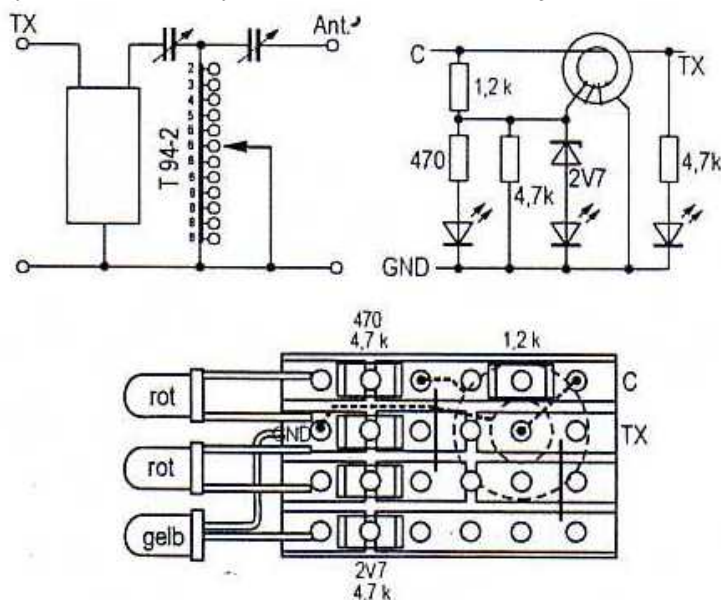
Natomiast zależność WFS od tłumienia fali odbitej  $a$  w dB wyraża się wzorem:

$$WFS = \frac{10^{\frac{a}{20}} + 1}{10^{\frac{a}{20}} - 1}$$

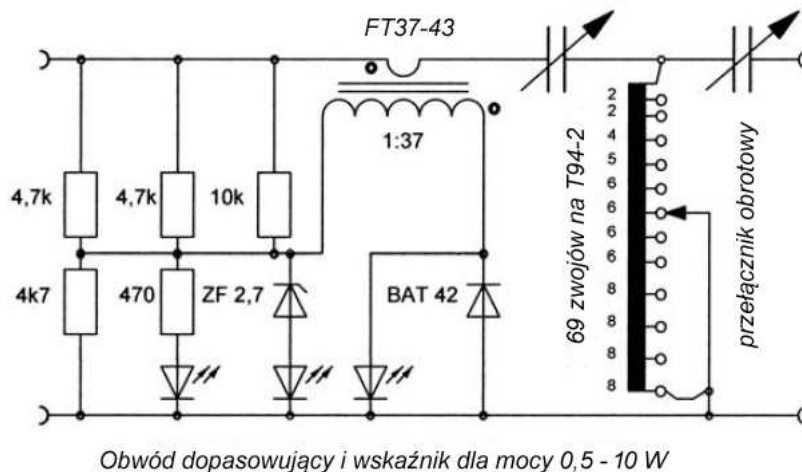
## 2.2. Reflektometry ze wskaźnikami na diodach świecących

W nr 05/2004 CQ/DL i 3/2009 „QRP Report” DF3OS przedstawił proste rozwiązanie skrzynki antenowej typu T dla radiostacji QRP (1 – 10 W) wyposażonej w układ miernika fali stojącej ze wskaźnikiem na diodach świecących zamiast przyrządu wychyłowego. Skrzynka zawiera dwa kondensatory obrotowe o pojemności 350 pF (lub 280 pF) i cewkę o indukcyjności 40  $\mu$ H. Cewka jest nawinięta przewodem DNE 0,5 mm na rdzeniu pierścieniowym T94-2 i zawiera 60 zwojów z 11 odczepami przylutowanymi do przełącznika obrotowego.

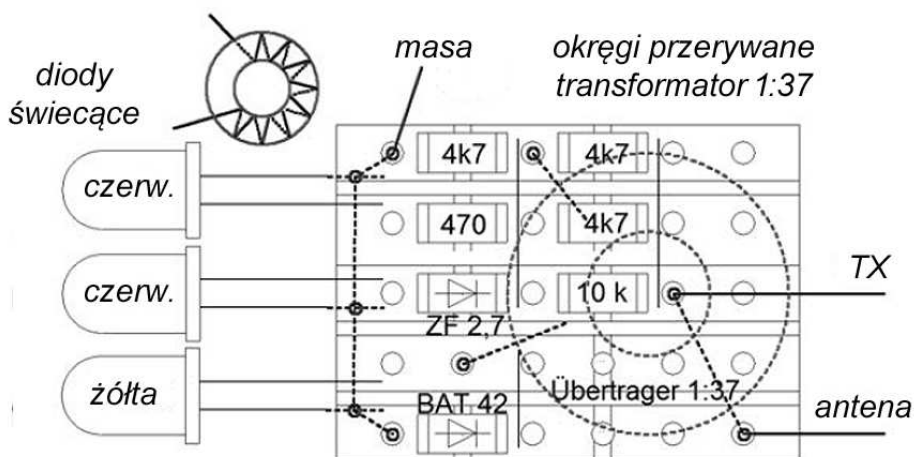
Uzwojenie pomiarowe reflektometru jest nawinięte na rdzeniu pierścieniowym FT23-43 przewodem DNE o średnicy 0,2 mm i długości 0,25 m. Układ zawiera trzy diody świecące. Dioda żółta znajdująca się na wyjściu sygnalizuje nadawanie. Dioda środkowa – czerwona – jest zasilana napięciem pomiarowym przez diodę Zenera 2,7 V i jej jasność świecenia zmienia się silniej w zależności od napięcia aniżeli jasność świecenia pierwszej diody (również czerwonej, znajdującej się po lewej stronie na schemacie). Dla wartości WFS 3:1 i większych dioda środkowa świeci silniej od lewej, a dla niższych słabiej aż do zgaśnięcia. Jasność świecenia lewej diody zmienia się wolniej co pozwala na zaobserwowanie minimum lub zakresu niskich WFS, przy których i ona gaśnie. Układ reflektometru można zmontować na kawałku płytki paskowej przy użyciu elementów powierzchniowych SMD (jak to przedstawiono na rysunku) lub klasycznych. Całość należy zamontować w metalowej obudowie ekranującej.



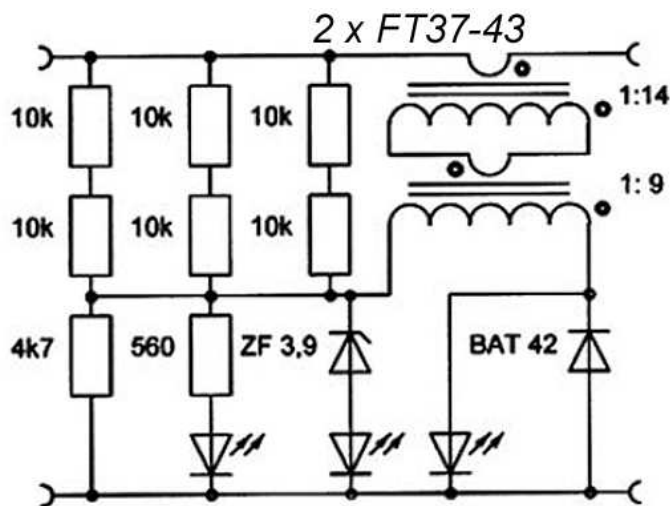
Rys. 2.2.1a. Schemat ideowy i konstrukcja wariantu 1 QRP. Kolory diod od góry 2 x czerwona, żółta, oporniki powierzchniowe w obudowach 1206



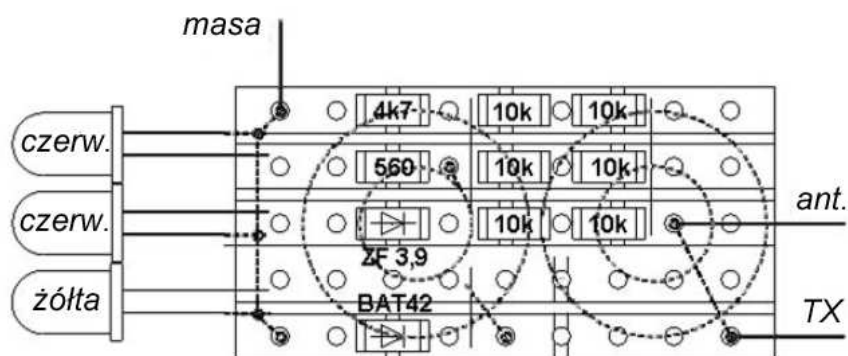
Rys. 2.1.1b. Schemat ideowy wariantu 2 (źródło „QRP Report” 3/2009)



Rys. 2.1.1c. Schemat montażowy wariantu 2, oporniki powierzchniowe w obudowach 1206 (źródło „QRP Report” 3/2009)



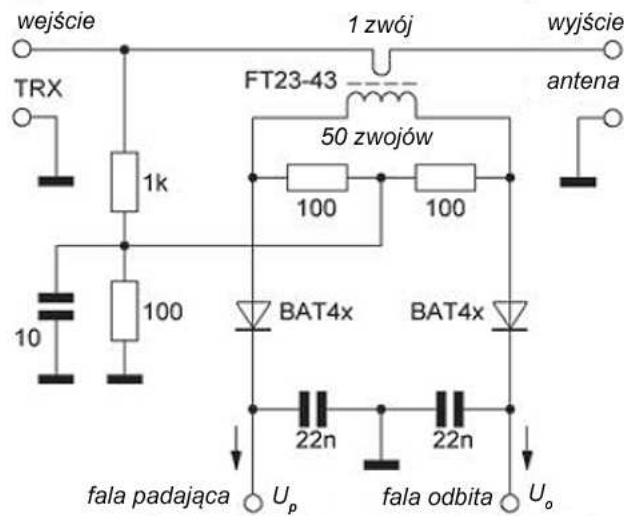
Rys. 2.1.1d. Wariant 3 dla mocy do 100 W (źródło „QRP Report” 3/2009)



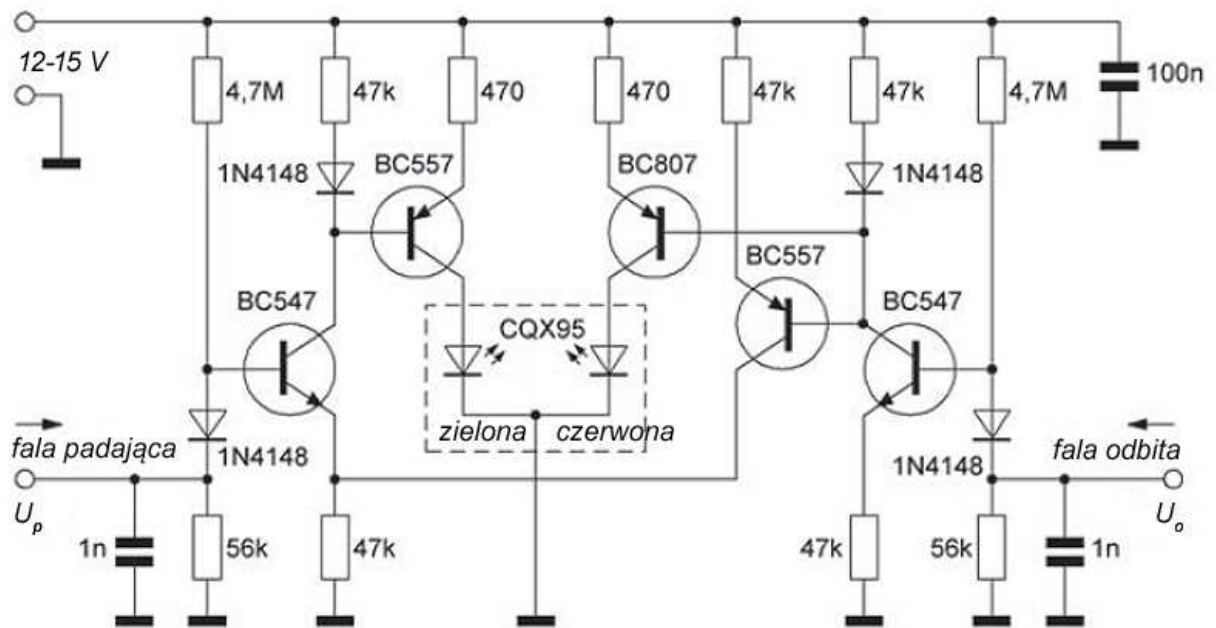
Rys. 2.1.1e. Schemat montażowy wariantu dla dużych mocy (źródło „QRP Report” 3/2009)

W konstrukcji DL7BL („QRP Report 4/2011”) występują dwa tory wskaźnikowe sterujące diodami elektroluminescencyjnymi czerwoną i zieloną. Intensywność świecenia zależy od zmierzonego napięcia fali padającej i odbitej. W układzie zastosowano klasyczne podzespoły przewlekane, ale w prosty sposób można zmontować go metodą wysepkową albo na uniwersalnej płytce dziurkowanej. Tranzystory w obu torach zostały dobrane pod względem wzmocnienia. Można je zastąpić przez

podobne typy, a zamiast diody podwójnej można zastosować dwie pojedyncze o prądzie 20 mA. Diody zaczynają świecić przy mocach rzędu 0,7 W, a przy mocach powyżej 2 W ich jasność już nie ulega zmianom.



Rys. 2.2.2. Sprzęgacz pomiarowy

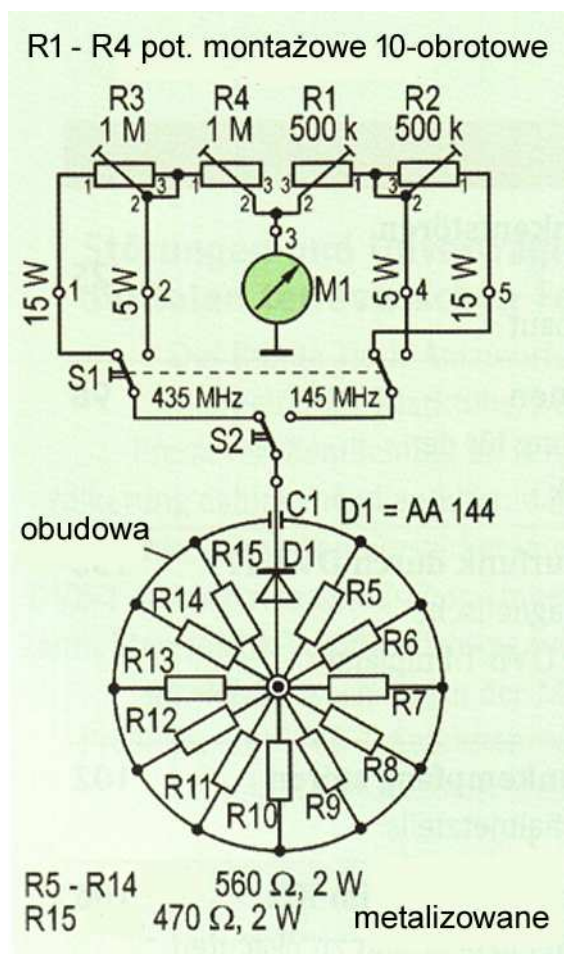


Rys. 2.2.3. Wskaźnik DL7BL z dwoma osobnymi torami



### 2.3. Pomiary mocy

Najbardziej rozpowszechnione obecnie reflektometry pozwalają także na pomiary mocy wyjściowej nadajników w zakresie częstotliwości pracy reflektometru czyli przeważnie na falach krótkich, w paśmie 2 m i 70 cm, a w niektórych droższych modelach także w paśmie 23 cm. Po obciążeniu nadajnika sztucznym obciążeniem lub dobrze dopasowaną anteną wystarczy odczytać moc padającą z odpowiedniej skali przyrządu. Po przełączeniu na pomiar mocy odbitej w identyczny sposób odczytuje się moc odbitą w przypadku występowania niedopasowania. W przyrządach ze skrzyżowanymi wskazówkami istnieją dwie skale – odpowiednio dla mocy padającej i odbitej i niepotrzebne jest przełączanie przyrządu. Czułość takich mierników jest przeważnie na tyle niska, że minimalne mierzone z dostateczną dokładnością moce wynoszą od 100 do kilkuset mW. W zależności od modelu reflektometru maksymalne moce wynoszą najczęściej 100 – 200 W. Zarówno więc dla wyraźnie mniejszych mocy – poniżej 100 mW, z pojedynczymi mW i ułamkami mW włącznie jak i dla zakresów mikrofalowych albo dla fal długich konieczne jest zastosowanie specjalnie w tym celu skonstruowanych watomierzy (mili-, mikro-, nanowatomierzy). Praca watomierzy może być oparta na kilku zasadach fizycznych. Pierwszą z nich jest pomiar napięcia w.c.z. na znanej oporności: ten sposób pomiaru może być stosowany na falach długich, średnich, krótkich i dolnych pasmach UKF. Do pomiaru napięcia służy albo woltomierz napięcia stałego z sondą w.c.z. albo oscyloskop. Drugą z zasad jest pomiar termiczny – energia wielkiej częstotliwości powoduje rozgrzewanie się opornika obciążenia, a traconą w nim moc odczytuje się pośrednio przez pomiar temperatury. W watomierzach świetlnych energia w.c.z. powoduje świecenie elementu połączonego równoległe z opornikiem obciążenia lub zamiast niego. Dla odczytu mocy należy drugi znajdujący się w pobliżu element świecący doprowadzić do tej samej jasności świecenia. Ponieważ element prównawczy jest zasilany prądem stałym pomiar doprowadzonej do niego mocy nie przedstawia większej trudności. Czasami taka metoda prównawcza bywa stosowana także w przyrządach termicznych.



Rys. 2.3.1. Miernik mocy na pasma 2 m i 70 cm  
 Fot. 2.3.2. Wygląd zewnętrzny

Do pomiarów mocy w pasmach 144 i 430 MHz przewidziany jest watomierz konstrukcji DK1PE („CQDL Spezial. Messen und Entstören”). Oporniki obciążenia i dioda prostownicza są umieszczone w oddzielnej puszcze metalowej. Na środku jej denka znajduje się gniazdko BNC, a oporniki rozmieszczone są gwiaździcie i przylutowane drugimi końcówkami do ścianek puszek. Układ pomiarowy jest zmontowany na uniwersalnej płytce dziurkowanej. Kondensator C1 jest kondensatorem przepustowym 1 nF. M1 jest miernikiem wychyłowym 50  $\mu$ A.

Zakres pomiarowy napięcia zależy maksymalnego dopuszczalnego napięcia wstecznego diody prostowniczej. Przy założeniu, że według danych katalogowych wynosi ono dla diody AA144 90 V otrzymujemy maksymalne doprowadzone napięcie skuteczne w.cz. równe:

$$U_{sk} = \frac{90V}{2 \times \sqrt{2}} = 32V$$

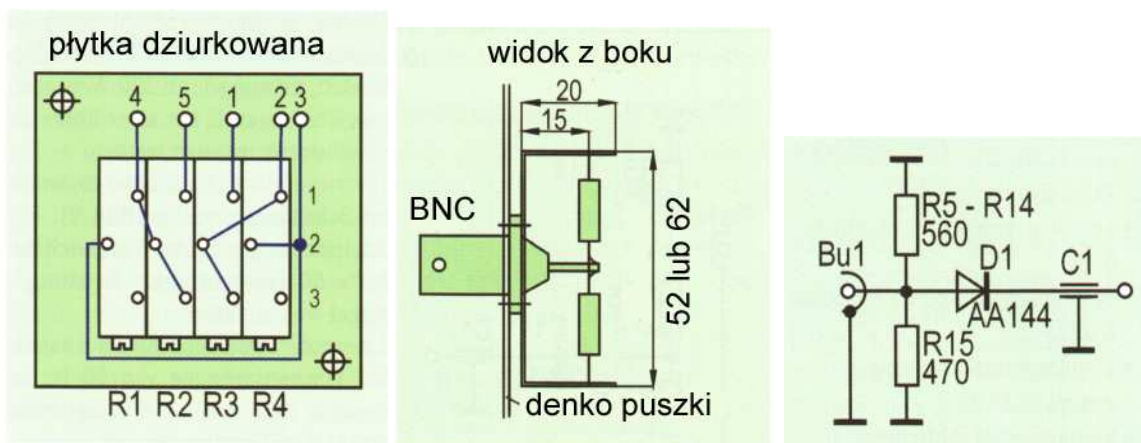
Miernik wychyłowy powinien mieć możliwie dużą skalę – najlepiej aby był na niej zakres 0 – 100.

Do kalibracji miernika można użyć ręcznej radiostacji nastawianej na różne stopnie mocy i zasilanej napięciami od minimalnego podanego w danych fabrycznych do maksymalnego. Dane zmierzone za pomocą przyrządu odniesienia należy zapisać w tabeli i następnie wykorzystać do kalibracji skonstruowanego watomierza.

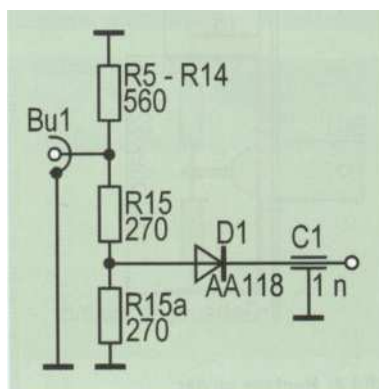
Tabela 2.3.1

Międzyszczytowe wartości napięcia do kalibracji miernika

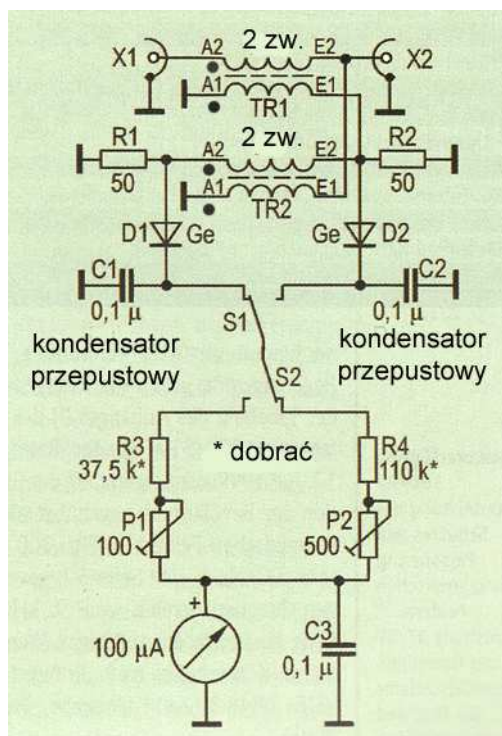
Moc [W]	1	5	10	20	25	50	100	500
$U_{pp}$	20	44,7	63,3	89,5	100	142	200	447



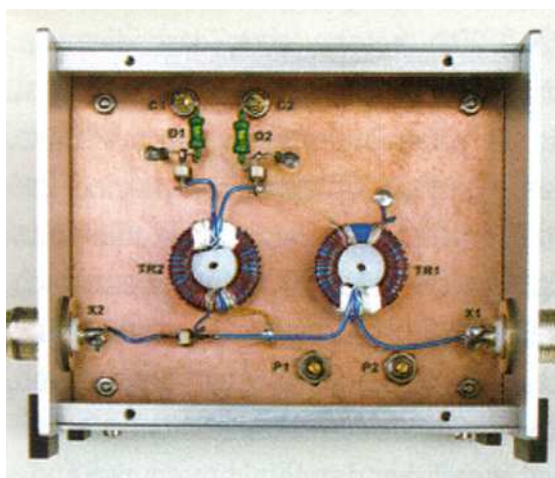
Rys. 2.3.3a – c. Szczegóły konstrukcyjne i schemat detektora miernika



Rys. 2.3.3d. Alternatywny układ detektora szerokopasmowego



Rys. 2.3.4. Schemat ideowy watomierza na fale długie



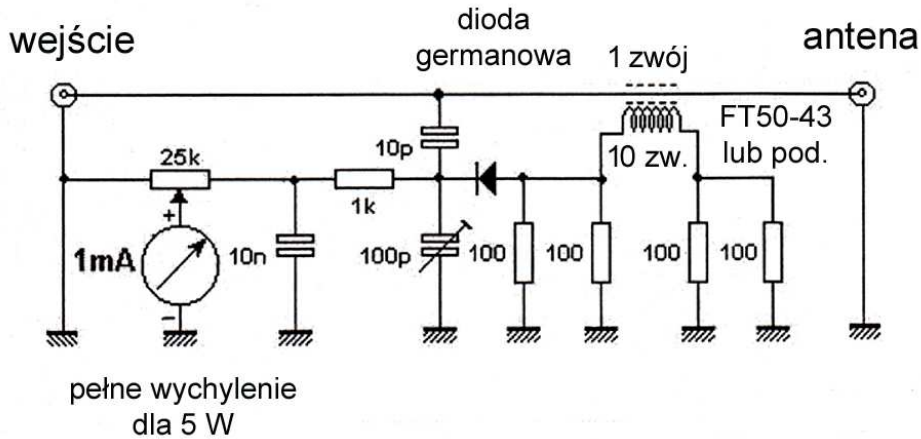
Fot. 2.3.5. Konstrukcja wewnętrzna

Watomierz na fale długie konstrukcji DJ2EY („CQDL Spezial. Messen und Entstören II”) pracuje w zakresie częstotliwości 100 kHz – 2 MHz i posiada zakresy pomiarowe 100 W i 500 W. W sprzęgaczu kierunkowym użyto dwóch identycznych transformatorów TR1 i TR2 nawiniętych na rdzeniach pierścieniowych typu R25/10- z materiału N30 o współczynniku  $A_L = 4600 \text{ nH/zw.}^2$  (Siemens). Rdzenie mają wymiary ,  $d = 13,5 \text{ mm}$  i  $h = 11 \text{ mm}$ . Uzwojenia wtórne A1-E1 składają się z 60 zwojów przewodu DNE 0,3 mm nawiniętego na 320 stopniach obwodu rdzenia, a uzwojenia pierwotne A2-E2 z dwóch zwojów grubego przewodu miedzianego w izolacji nawiniętych na uzwojeniach wtórnych. Wymiary obudowy zostały dostosowane do rozmiarów miernika wychyłowego. Na płycie czołowej znajdują się oprócz miernika dwa przełączniki wychyłowe S1 i S2, przy czym przełącznik S1 służy do zmiany kierunku mierzonej fali – padającej lub odbitej, a S2 do zmiany zakresu. Całość została zmontowana na płycie z dwustronnego laminatu.

W celu skalibrowania przyrządu należy obciążyć wyjście opornikiem  $50 \Omega$  i dokonywać oscyloskopem pomiaru napięcia na obciążeniu.

Dla zakresu fal krótkich uzwojenia pierwotne składają się z dwóch zwojów kabla RG-178, a wtórne z 20 zwojów DNE 0,2 mm i są nawinięte na rdzeniu FT50-43. W prostownikach w.cz. można zastosować diody germanowe np. typu AA143 lub zbliżone.

prosty miernik mocy QRP

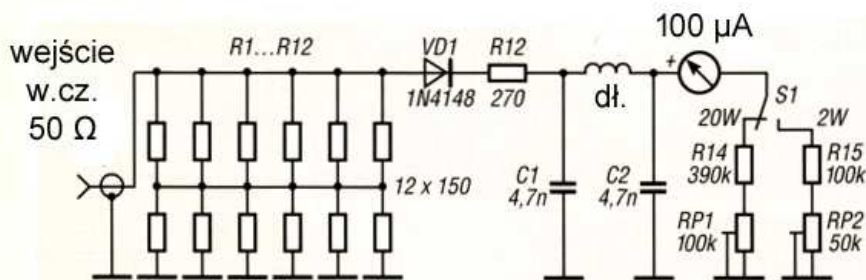


Rys. 2.3.6. Schemat ideowy miernika mocy QRP SP5DDJ (źródło „MK QTC” 1/2003)

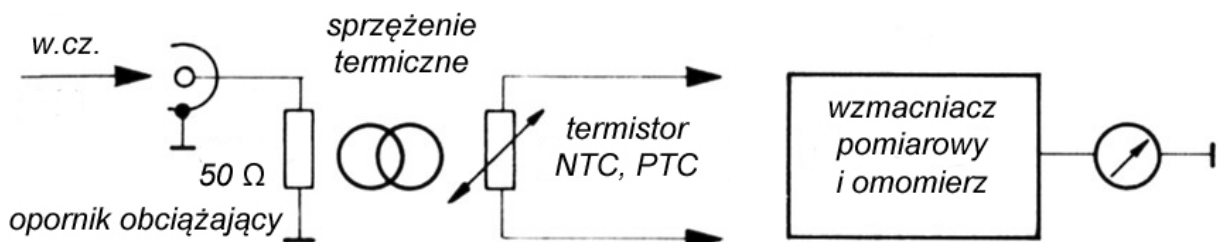
Watomierz krótkofalowy o zakresach 2 i 20 W zawiera obciążenie sztuczne złożone z 12 oporników 150 Ω/ 2 W. Oporniki obciążenia można umieścić na wspólnej płytce drukowanej z resztą układu. Dopuszczalna moc doprowadzona do obciążenia wynosi 24 W.

Ceramiczne kondensatory C1 i C2 mają maksymalne napięcie pracy 100 V. Potencjometry RP1 i RP2 są potencjometrami montażowymi 10-obrotowymi.

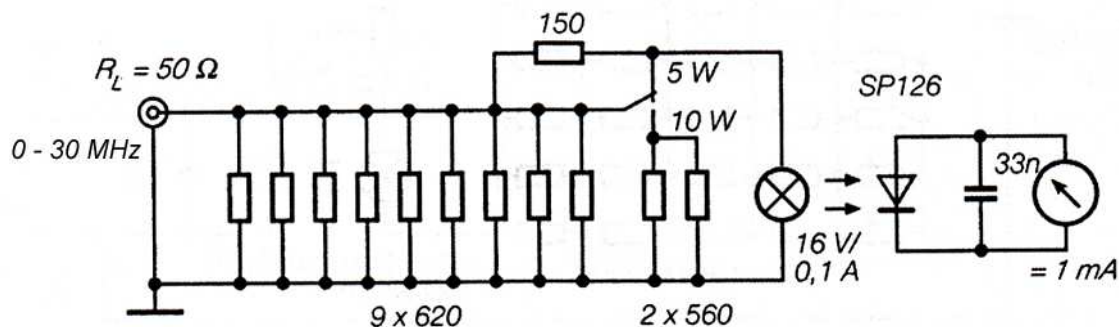
Dla rozszerzenia zakresu pomiarowego do 100 W można dodać tłumik 10 dB. W układzie pi opornik R1 (równoległy na wejściu tłumika) składa się z połączonych równoległe 40 oporników 3,9 kΩ/2 W i opornika 8,2 kΩ, opornik szeregowy R2 z 2 oporników 330 Ω/2 W i 3 oporników 390 Ω/2 W (również połączonych równoległe), a opornik równoległy do wyjścia R3 – z czterech oporników 390 Ω/2 W. Z doprowadzonej do wejścia tłumika mocy 100 watów 90 W wydziela się w nim w postaci ciepła.



Rys. 2.3.7. Schemat ideowy watomierza o zakresach 2 i 20 W (źródło „Funkamateu” 4/1996)

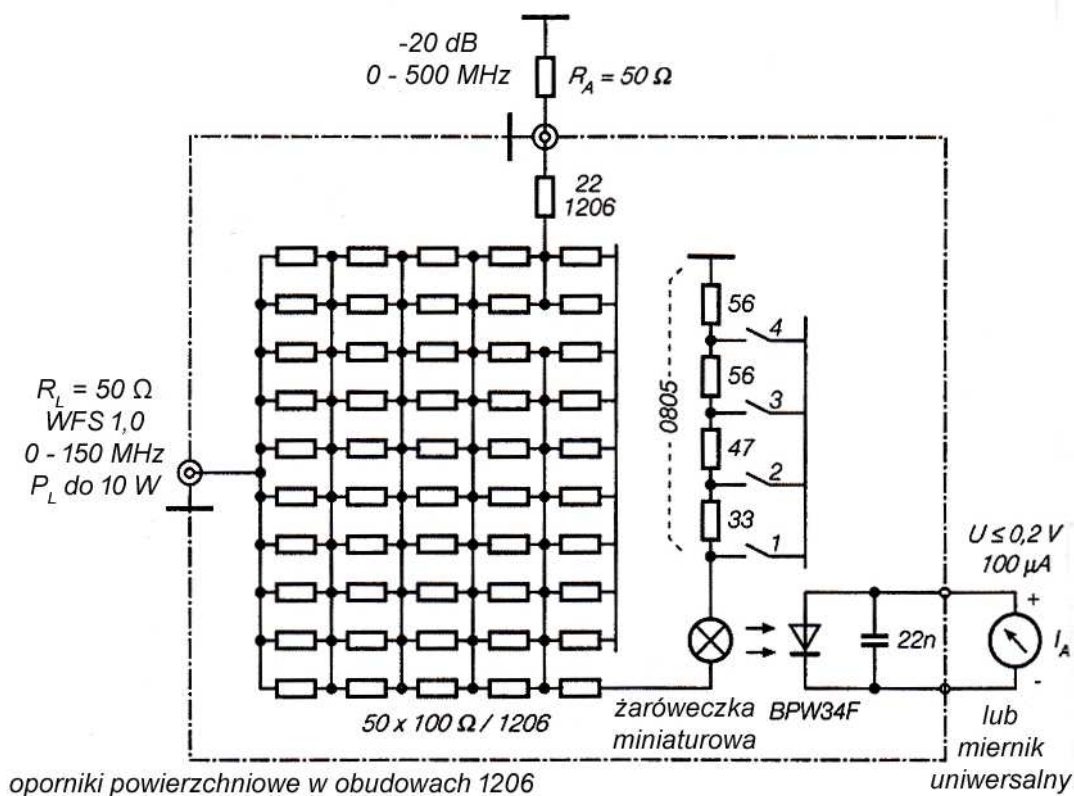


Rys. 2.3.8. Zasada termicznego pomiaru mocy z termistorem

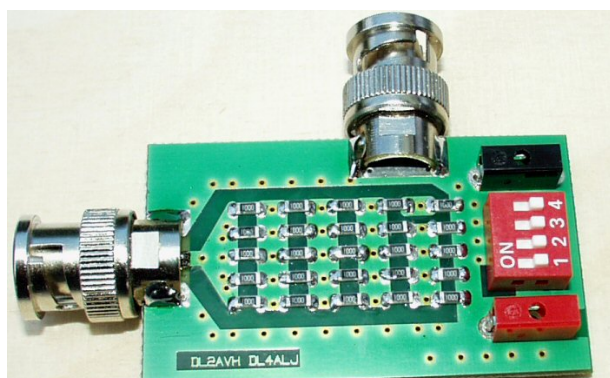


Rys. 2.3.9. Termiczny watomierz QRP z żaróweczką (źródło „QRP Report”)

Watomierz dostarcza prawidłowych wyników przy mocach od 100 mW wzwyż, a jego kalibrację przeprowadza się za pomocą prądu stałego. Zamiast fotodiody SP126 można zastosować BP104 lub podobną. Następny układ pracuje w zakresie do 10 W i do częstotliwości 150 MHz. Oprócz sztucznego obciążenia wykonanego z oporników montowanych powierzchniowo posiada on dodatkowy tłumik 20 dB. Zamiast mikroamperomierza można użyć miernika uniwersalanego.



Rys. 2.3.10. Watomierz termiczny 10 W z żaróweczką (źródło „QRP Report”)



Fot. 2.3.11. Konstrukcja watomierza

Tabela 2.3.2

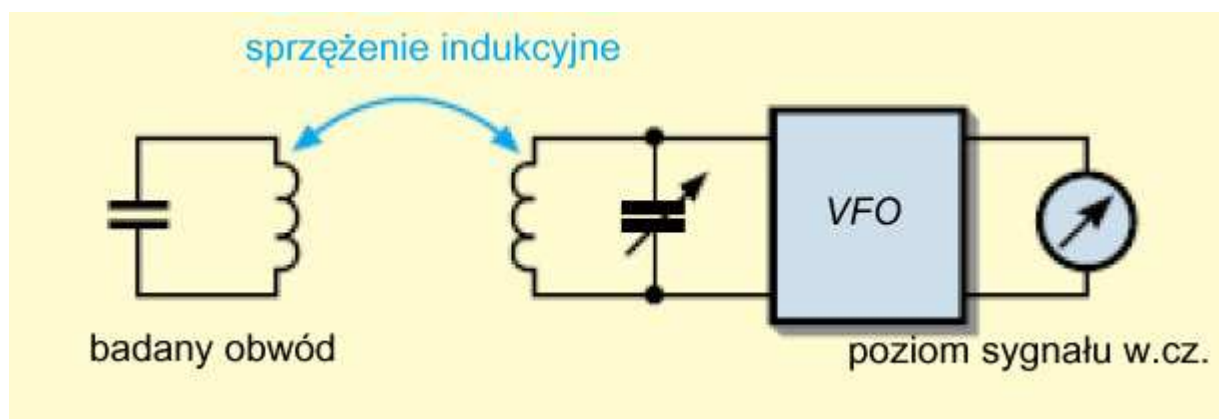
Moc, napięcie skuteczne i poziom dBm na obciążeniu 50 Ω

mV	mW	dBm 50 Ω	V	mW	dBm 50 Ω	V	W	dBm 50 Ω
100	0,20	-7						
115	0,25	-6	1,15	25	14	11,5	2,5	34
125	0,32	-5	1,25	32	15	12,5	3,2	35
141	0,40	-4	1,41	40	16	14,1	4,0	36
160	0,50	-3	1,60	50	17	16,0	5,0	37
180	0,64	-2	1,80	64	18	18,0	6,4	38
200	0,80	-1	2,00	80	19	12,0	8,0	39
225	1,00	0	2,25	100	20	22,5	10,0	40
252	1,25	1	2,52	125	21	25,2	12,5	41
280	1,60	2	2,80	125	22	28,0	16,0	42
320	2,00	3	3,20	200	23	32,0	20,0	43
355	2,50	4	3,55	250	24	35,5	25,0	44
400	3,20	5	4,00	320	25	40,0	32,0	45
445	4,00	6	4,45	400	26	44,5	40,0	46
500	5,00	7	5,00	500	27	50,0	50,0	47
580	6,40	8	5,80	640	28	58,0	64,0	48
640	8,00	9	6,40	800	29	64,0	80,0	49
710	10,00	10	7,10	1000	30	71,0	100,0	50
800	12,50	11	8,00	1250	31	100,0	200,0	53
900	16,00	12	9,00	1600	32			
1000	20,00	13	10,00	2000	33			

### 3. Rezonansomierze

Kolejnym przyrządem przydatnym w praktyce krótkofalarskiej jest wskaźnik rezonansu „Grid Dip Oscilator” (GDO) lub „Grid Dip Meter” (GDM). Jego – historyczna już – nazwa powstała w czasach konstrukcji lampowych. Obecnie rozwiązania tranzystorowe noszą też nazwę „Trans-Dip-Oscillator”, w skrócie TDO lub „Trans-Dip-Meter” (TDM), a dla układów na tranzystorach polowych „Gate Dip Meter” (nazwa „Tunnel dipper” wyszła z użycia w związku z zaprzestaniem produkcji diod tunelowych). W polskiej literaturze bywa używana nazwa rezonansomierz.

Przyrząd składa się z generatora wielkiej częstotliwości pokrywającego najczęściej zakres do 30 lub do 150 MHz, wskaźnika amplitudy sygnałów i wskaźnika częstotliwości. Szeroki zakres częstotliwości pokrywany jest dzięki kompletowi wymiennych cewek. Zasada pracy (rys. 3.0.1) polega na tym, że po zbliżeniu cewki obwodu generatora TDO do badanego obwodu rezonansowego ten ostatni pobiera z generatora część energii drgań jeśli oba układy są dostrojone do tej samej częstotliwości. W celu zmierzenia częstotliwości rezonansowej badanego obwodu należy zbliżyć do niego TDO i przestrajać częstotliwość drgań generatora aż do wystąpienia – odczytu na mierniku – minimum ich amplitudy. Pragnąc dostroić natomiast obwód do pożądanej częstotliwości należy dostroić do niej najpierw TDO, a następnie przestrajać obwód badany aż do wystąpienia maksimum. TDO pozwala również na pomiar indukcyjności cewek lub pojemności kondensatorów. Łącząc badaną cewkę z kondensatorem o znanej pojemności (lub badany kondensator z cewką o znanej indukcyjności) otrzymuje się obwód rezonansowy. Po zmierzeniu częstotliwości jego rezonansu można obliczyć wartość badanego elementu. Dla uzyskania dobrego sprzężenia oś cewki badanego obwodu musi mieć kierunek równoległy do osi cewki rezonansomierza. Przy kierunku poprzecznym sprzężenie jest minimalne (teoretycznie zerowe).



Rys. 3.0.1. Zasada pomiaru rezonansomierzem w trybie aktywnym – z włączonym generatorem. Gdy badany obwód znajduje się w rezonansie z generatorem pobiera z niego energię, a dodatkowe obciążenie powoduje obniżenie amplitudy generowanej fali

Nieznana indukcyjność oblicza się ze wzoru  $L_x[\mu\text{H}] = 25300 / C f^2$  – gdzie częstotliwość  $f$  podawana jest w MHz, a pojemność  $C$  – w pF.

I analogicznie nieznana pojemność  $C_x$  [pF] =  $25300 / L f^2$ , gdzie  $L$  podawana jest w  $\mu\text{H}$ , a częstotliwość  $f$  – w MHz.

Znajomość indukcyjności  $L$  uzwojenia nawiniętego na rdzeniu pierścieniowym o nieznanych właściwościach pozwala na obliczenie jego współczynnika  $A_L = L / n^2$ , gdzie  $n$  jest liczbą zwojów.

Dla zmierzenia częstotliwości rezonansu anteny należy wykonać pętлкę złożoną z dwóch lub trzech zwojów, połączyć ją z kablem antenowym i po nałożeniu na cewkę TDO poszukiwać w zwykły sposób rezonansu (minimum amplitudy drgań). Pomiar częstotliwości rezonansowej odcinka kabla (półfalowego zwartego na końcu lub ćwierćfalowego rozwartego) sprzężonego pętлкą z rezonansomierzem i pomiar jego fizycznej długości pozwalają na określenie jego współczynnika skrócenia.

W dawniejszych rozwiązaniach TDO częstotliwość odczytywało się z analogowej skali mającej najczęściej postać tarczy (fot. 3.0.2), natomiast w nowszych modelach stosowane są częstotliczniki cyfrowe (fot. 3.0.3). Do pomiaru amplitudy drgań w układach tranzystorowych TDO służy prostownik w.cz. dostarczający napięcia stałego dla miernika wychyłowego (mikroamperomierza). W dawniej-

szych układach lampowych dokonywało się pomiaru prądu siatki sterującej lampy. Jego minimum zbiegało się z minimum amplitudy drgań generatora i stąd też pochodziła pierwotna nazwa (*grid* oznacza po angielsku siatkę, w tym przypadku siatkę lampy elektronowej, a *dip* – w tym przypadku właśnie minimum – dołek – mierzonego prądu). W niektórych obecnych rozwiązaniach TDO zamiast miernika wychyłowego występuje linijka z diod świecących. Szeroki zakres pracy miernika uzyskuje się dzięki zastosowaniu kompletu wymiennych cewek. W większości konstrukcji pokrywa on zakresy od fal średnich aż do dolnych pasm UKF włącznie.



Fot. 3.0.2. Miernik starszej konstrukcji ze skalą analogową



Fot. 3.0.3. Nowoczesny miernik z cyfrowym czestościomierzem

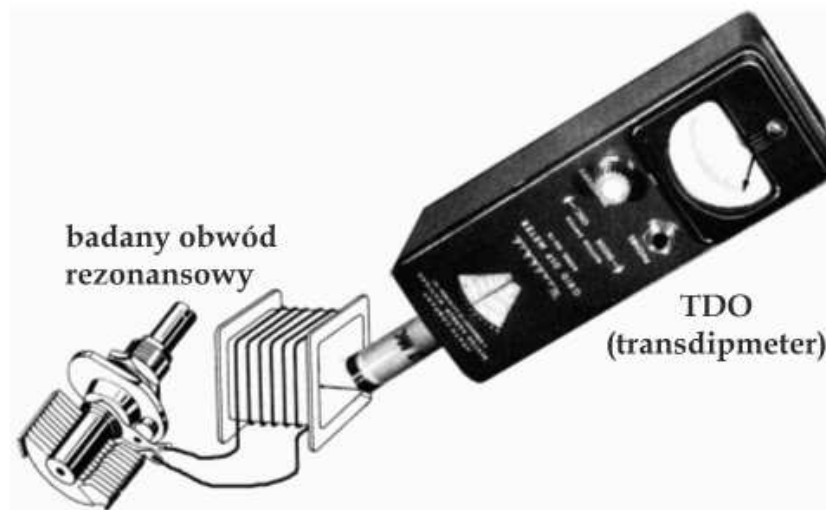
W obu wypadkach częstotliwość dostrojenia miernika jest odczytywana z jego wykalibrowanej skali. Pomimo, że w większości konstrukcji amatorskich jest to skala analogowa jednak dokładność pomiaru



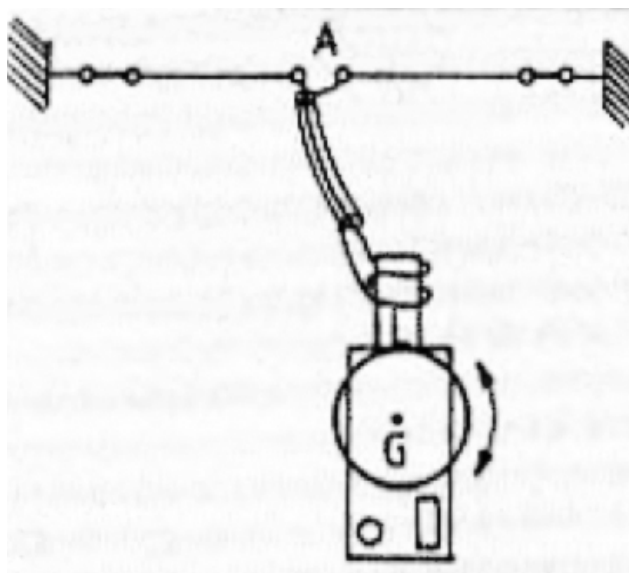
jest w wielu praktycznych sytuacjach wystarczająca do potrzeb amatorskich, przynajmniej w pierwszej fazie uruchamiania własnych konstrukcji.

Dostrajając miernik do harmonicznych sygnału badanego układu lub do częstotliwości innych potencjalnych sygnałów niepożądanych można orientacyjnie ocenić ich poziom względem sygnału użytecznego i w razie potrzeby podjąć kroki zmierzające do eliminacji sygnałów szkodliwych.

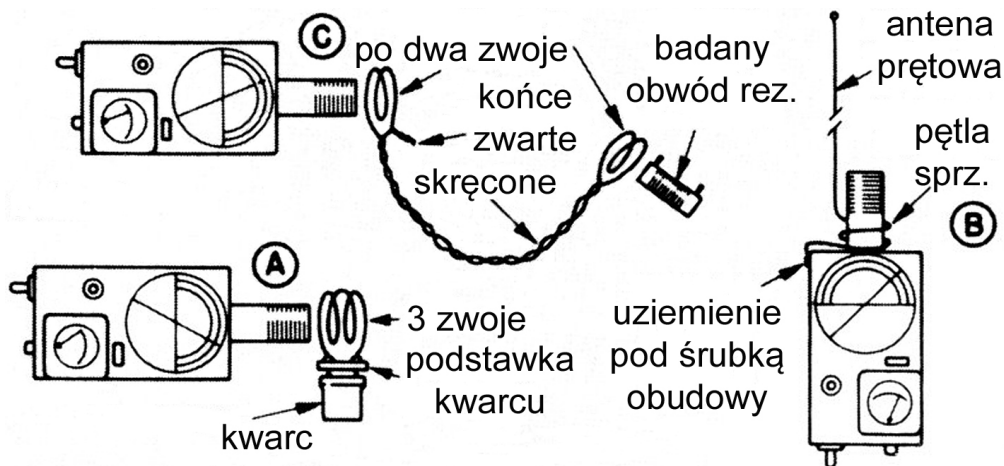
Do pomiaru częstotliwości drgań generatorów w niektórych modelach występuje tryb pasywny (falomierza absorbcyjnego, odbiornika). Generator TDO jest wówczas wyłączony i po zbliżeniu obwodu rezonansowego TDO do badanego generatora po jego dostrojeniu dawało się zaobserwować maksimum amplitudy energii odbieranej przez przyrząd. W modelach nowszych wyposażonych w cyfrowe częstotniomierze wystarczy podanie sygnału z generatora badanego na wejście częstotniomierza.



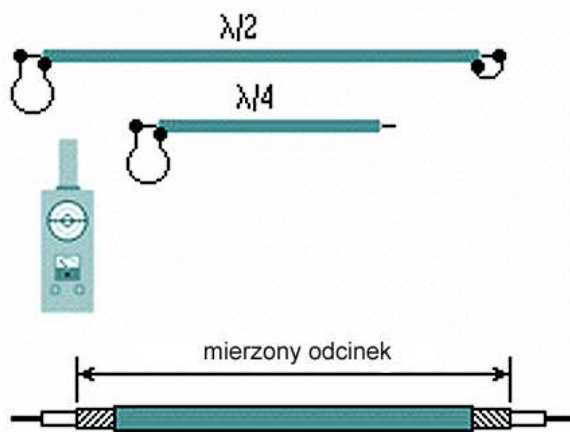
Rys. 3.0.4. Pomiar rezonansu obwodu LC



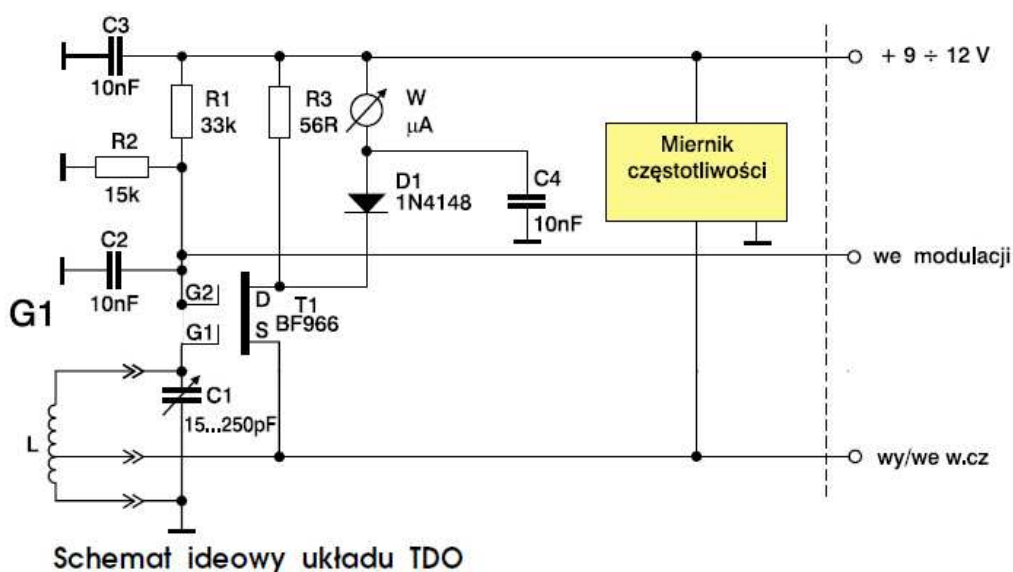
Rys. 3.0.5. Pomiar rezonansu anteny



Rys. 3.0.6. Układy pomiarowe: A – pomiar rezonansu kwarcu, B – pomiar obwodu LC sprzężonego za pomocą pętelek połączonych linią skręconą, C – pomiar rezonansu anteny prętowej

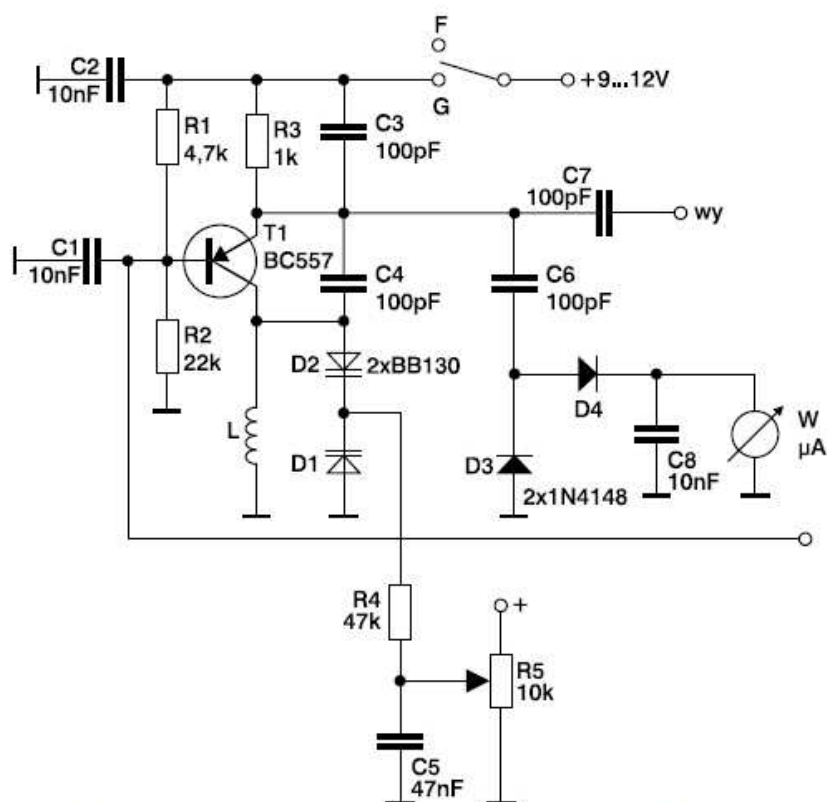


Rys. 3.0.7. Pomiary odcinków kabli



Rys. 3.0.8. Schemat rezonansomierza – TDO- z tranzystorem polowym [źródło: „TDO z cyfrowym miernikiem częstotliwości”, Andrzej Janeczek, SP5AHT, „Elektronika Praktyczna” 9/2007, str. 29]

Dokładność pomiarowa TDO jest wystarczająca dla większości zastosowań amatorskich w zakresach fal krótkich i UKF do 150 MHz. Dolna częstotliwość pracy leży przeważnie w pobliżu 1 MHz. Miernik jest stosunkowo łatwy do wykonania w warunkach amatorskich. Schematy prostych przyrządów z generatorem na tranzystorze polowym BF966 i złączowym BC557 przedstawiono na rys. 3.0.8 i 3.0.9. W układzie pierwszym na drugą bramkę tranzystora T1 można podać sygnał modulujący m.cz. co jest przydatne przy wykorzystaniu przyrządu jako generatora sygnałowego. Jednopołówkowy prostownik miernika amplitudy (woltomierza w.cz.) pracuje na diodzie D1. W układzie drugim zastosowano dwupołówkowy prostownik sygnału z generatora na diodach D3 i D4, a do strojenia generatora służą diody pojemnościowe D1 i D2. Po przełączeniu przełącznika z pozycji G (generator) na pozycję F (falomierz) układ pracuje jako falomierz absorbcyjny – czyli w trybie biernym – i wskaźnikiem rezonansu jest maksimum wychylenia się wskazówki mikroamperomierza. Przy wykorzystaniu TDO jako generatora sygnałowego sygnał w.cz. jest pobierany odpowiednio ze źródła lub z emitera tranzystora. Jako częstotlicznika można użyć dowolnego dostępnego modułu z mikroprocesorem lub specjalnym obwodem scalonym.



Rys. 3. Alternatywny schemat układu TDO

Rys. 3.0.9. Schemat TDO z tranzystorem złączowym i przestrajaniem za pomocą diod pojemnościowych (źródło jak poprzednio)

W rezonansomierzu z rys. 3.0.10 generator w.cz. pracuje na tranzystorach T1 i T3 podczas gdy T3 jest aktywnym detektorem amplitudy. Wtórnik napięciowy na TL081 zapewnia wysoką oporność wejściową miernika amplitudy, dzięki czemu nie obciąża on detektora. Miernik wychyłowy może mieć dowolną czułość w zakresie od 100  $\mu$ A do 10 mA.

Wykonanie cewek:

dla zakresu 1,3 – 5,5, MHz – 17 zw. DNE 0,25 mm, na średnicy 14 mm, długość uzwojenia 25 mm,  
dla zakresu 4,2 – 18 MHz – 17 zw. DNE 0,35 mm, na średnicy 18 mm, długość uzwojenia 15 mm,  
dla zakresu 6,6 – 30 MHz – 10 zw. CuAg 0,8 mm na średnicy 18 mm, długość uzwojenia 25 mm,  
dla zakresu 7,6 – 34 MHz – 10 zw. CuAg 0,8 mm na średnicy 18 mm, długość uzwojenia 25 mm,  
i dla zakresu 11 – 50 MHz – 5 zw. CuAg 1,2 mm na średnicy 22 mm, długość uzwojenia 16 mm.

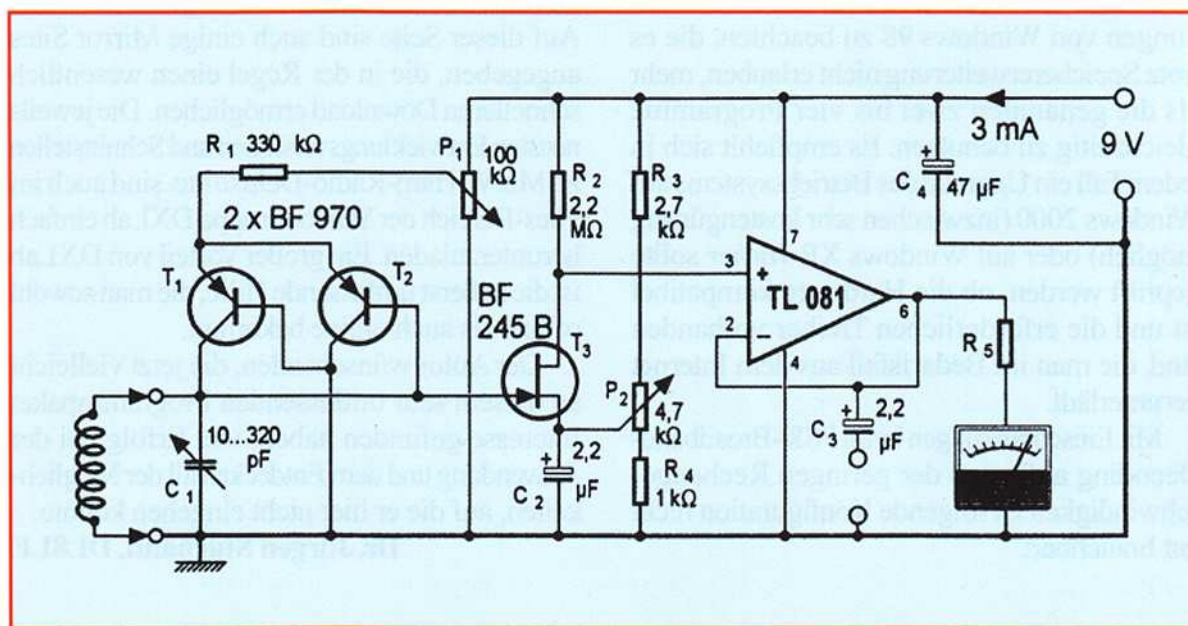
W układzie z rys. 3.0.11 zamiast przyrządu wychyłowego zastosowano wskaźnik akustyczny. Zmiany amplitudy drgań generatora przekładają się na zmiany wysokości tonu generowanego przez układ scalony LM555. W obwodzie rezonansowym użyto kondensatora obrotowego o pojemności  $2 \times 266 \text{ pF}$ . Wykonanie cewek:

dla zakresu 1,5 – 5 MHz – 100 zw. DNE 0,2 mm na średnicy 16 mm,

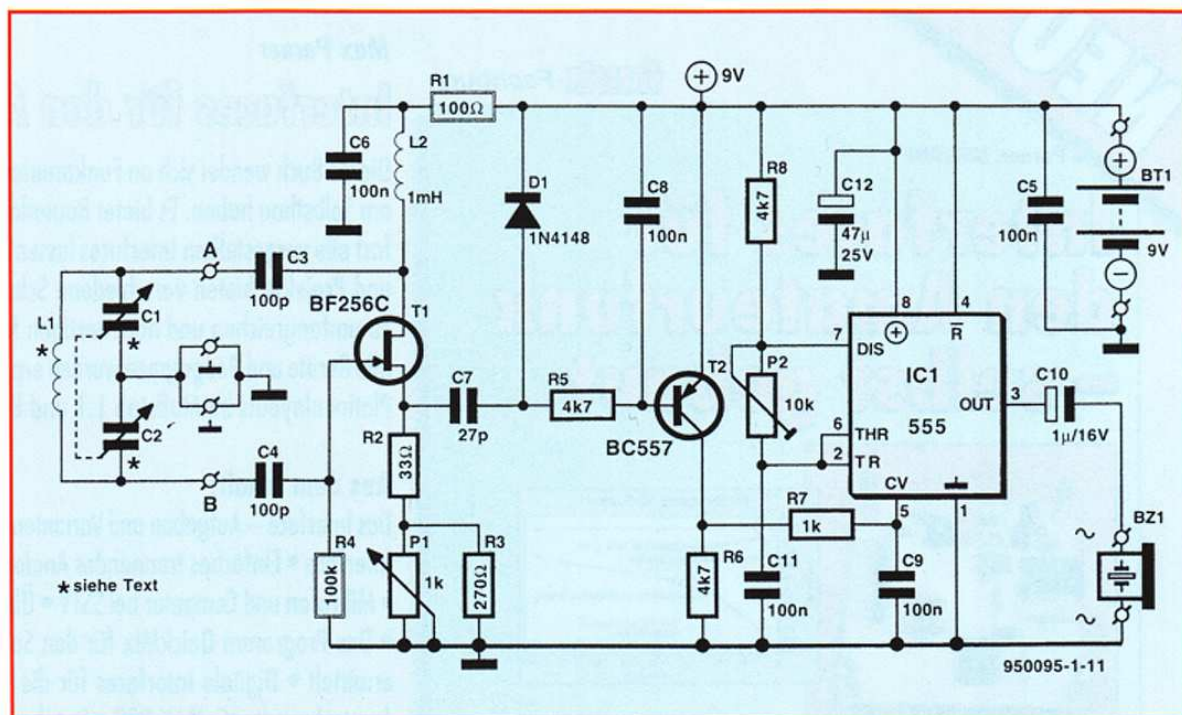
dla zakresu 4 – 15 MHz – 65 zw. DNE 0,2 mm na średnicy 8 mm,

dla zakresu 11 – 46 MHz – 22 zw. DNE 0,4 mm na średnicy 6 mm

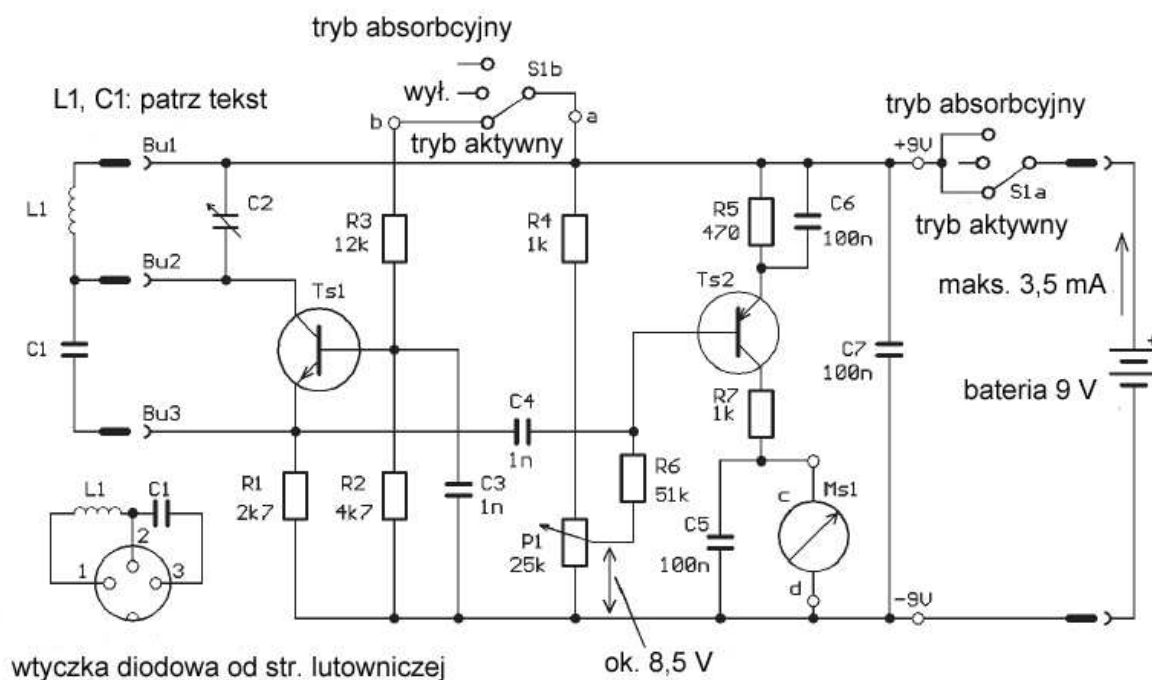
i dla zakresu 37 – 160 mm – 3,5 zw. CuAg 1 mm na średnicy 9 mm.



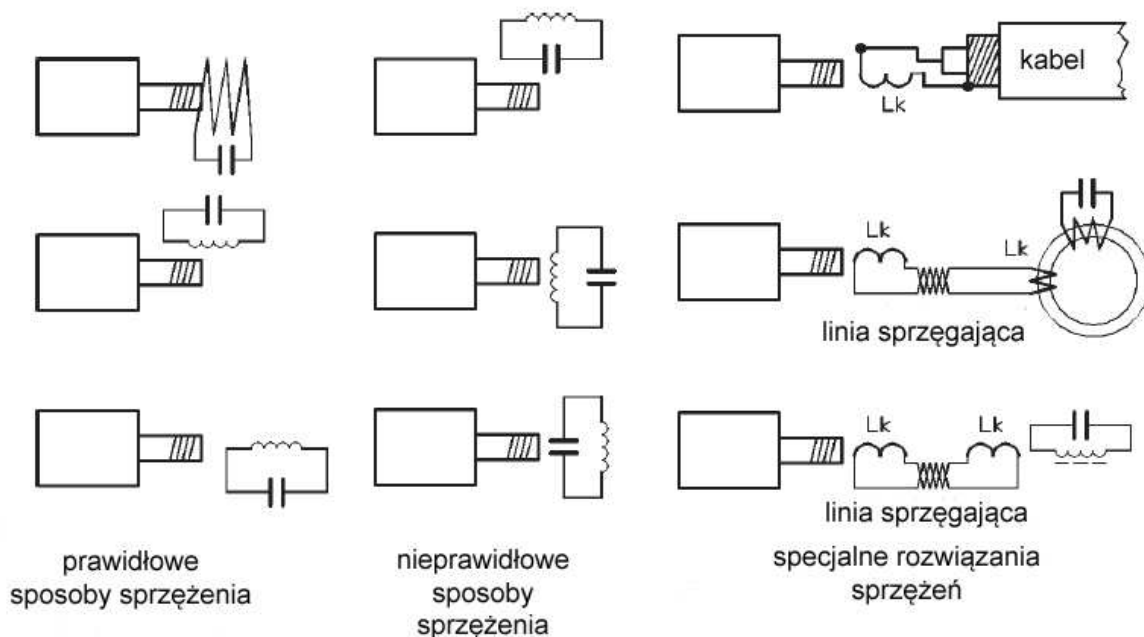
Rys. 3.0.10. Schemat ideowy rezonansomierza z aktywnym detektorem i woltmierzem elektronicznym (źródło „Funk”)



Rys. 3.0.11. Rezonansomierz z akustyczną sygnalizacją minimum (źródło „Funk”)



Rys. 3.0.12. Dwutranzystorowy rezonansomierz DM2AUO (źródło „Funk” 2/2001)



Rys. 3.0.13. Sposoby sprzężenia rezonansomierza z badanymi obwodami (źródło „Funk” 2/2001). Linie sprzęgające o długości 5 – 10 cm są zakończone 12 zwojowymi pętelkami

Wykonanie obwodów rezonansowych:

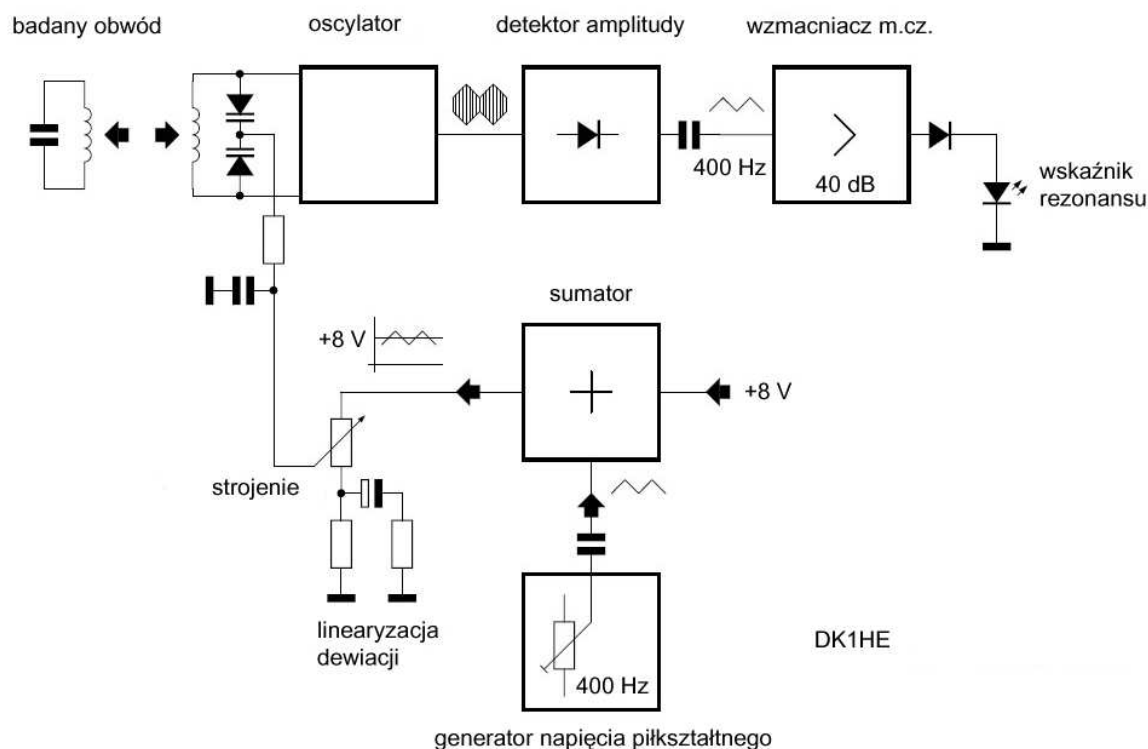
- dla zakresu 2,2 – 4,5 MHz – L1: 40 zw. DNE 0,25 mm, ciasno na długości 11 mm, C1: 100 pF,
- dla zakresu 3,7 – 7,1 MHz – L1: 22 zw. DNE 0,25 mm, ciasno na długości 6 mm, C1: 82 pF,
- dla zakresu 7 – 16 MHz – L1: 10 zw. DNE 0,25 mm, ciasno na długości 3 mm, C1: 39 pF,
- dla zakresu 13 – 30 MHz – L1: 5 zw. DNE 0,25 mm, luźno na długości 6 mm, C1 33 pF,
- dla zakresu 24,5 – 60 MHz – L1: 4 zw. CuAg, luxno na długości 15 mm, C1: 47 pF.

Cewki dla zakresów 2,2 – 30 MHz nawinięte na rurkach z PCW mają średnicę wewnętrzną 13 mm, cewka na zakres 24,5 – 60 mm powietrzna bez karkasu, średnica wewnętrzna 10 mm. Kondensator obrotowy foliowy ma pojemność maksymalną 50 – 100 pF. Można użyć także kondensatora dociskowego.

Tranzystor T1 – typu 2N222 lub odpowiednik, T2 – BC556B.

### 3.1. Interesująca konstrukcja rezonansomierza z przemiataniem

Większość dotychczasowych konstrukcji wykazuje dwa zasadnicze słabe punkty. Minimum napięcia generatora jest często (w zależności od jego układu i częstotliwości pracy) trudno rozpoznawalne i nie zawsze wiadomo czy nie są tylko zmiany amplitudy generatora związane z jego przestrajaniem zwłaszcza, że amplituda generowanego sygnału maleje wyraźnie w górnych zakresach częstotliwości. Skala analogowa jest w wielu przypadkach (również w wyższych zakresach częstotliwości) zbyt mało dokładna jak na wymogi współczesnej techniki, a w trybie odbiorczym obwód rezonansowy jest często nadmiernie tłumiony przez układ detektora co utrudnia dostatecznie dokładne znalezienie maksimum. W układzie „DipIt” opracowanym przez DK1HE zastosowano generator VFO przestrajany za pomocą diod pojemnościowych. Do napięcia strojenia dodawany jest piłokształtny sygnał wobulujący o na tyle małej amplitudzie, że generator jest przestrajany jedynie w wąskim zakresie  $\pm 0,2\%$  wokół częstotliwości ustawionej przez użytkownika. Częstotliwość wobulacji wynosi 400 Hz, ale wartość ta nie jest krytyczna.



Rys. 3.1.1. Schemat blokowy rezonansomierza „DipIt” z przemiataniem częstotliwości

Zbliżenie cewki miernika do badanego obwodu doprowadza więc do modulacji amplitudy generatora, przy czym głębokość modulacji zmienia się wraz z częstotliwością generatora i osiąga maksimum w momencie zgodności częstotliwości oscylacji i rezonansu badanego obwodu.

Sygnal w.cz. podawany jest na detektor amplitudy, a otrzymana składowa 400 Hz jest wzmacniana za pomocą wzmacniacza m.cz. i po powtórnej detekcji amplitudy służy do wysterowania wskaźnika rezonansu – diody świecącej. Rozwiązanie to zapewnia zdecydowanie większą czułość pomiaru (dzięki czemu można go dokonywać przy wyraźnie słabszym sprzężeniu z badanym obwodem) i oprócz tego

uniezależnia jego wynik w znacznym stopniu zarówno od poziomu sygnału w.cz. jak i od jego zmian. Schemat blokowy miernika przedstawia rys. 3.1.1, a jego schemat ideowy – rys. 3.1.2 na następnej stronie.

VFO pracuje w układzie Hartleya z wymiennymi cewkami i jest przestrajane w zakresie około oktawy za pomocą diod pojemnościowych BB112. Napięcie strojenia dla diod jest regulowane 10-obrotowym potencjometrem P5. W rozwiązaniu oferowanym przez firmę QRProject komplet 5 wymiennych cewek L1 pozwala na pokrycie zakresu 1 – 42 MHz. Dla zakresów UKF do zacisków cewki podłączany jest oddzielny generator VFO.

Dioda D3 zapewnia automatyczną polaryzację bramki tranzystora i służy jednocześnie jako demodulator AM. Opornik R2 wraz z kondensatorem C2 stanowią filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości granicznej ok. 4 kHz.

W generatorze wobulującym pracuje układ scalony LM555 (US3). Jego sygnał piłokształtny jest sumowany z napięciem stałym 8 V w układzie US2a (TL082) po czym jest on podawany na potencjometr strojeniowy P5 (10 k). Amplituda napięcia wobulacji zmienia się więc wraz ze stałym napięciem strojenia co daje w przybliżeniu stałość względnego zakresu wobulacji.

Sygnał m.cz. pochodzący z detektora jest wzmacniany o 40 dB za pomocą wzmacniacza operacyjnego US1a (LM358) i jest dalej podawany przez tranzystor T4 na diodę świecącą D12 służącą jako wskaźnik rezonansu. Napięcie stałe podawane na drugie z wejść wzmacniacza operacyjnego jest ustawiane za pomocą potencjometru P2 tak, aby przy braku sygnału dioda zaczynała słabo świecić. Tak dobrany punkt pracy powoduje, że układ pracuje jednocześnie jako prostownik sygnału 400 Hz. W pobliżu rezonansu na diodę podawane są dodatnie połówki napięcia 400 Hz powodujące jej świecenie o sile proporcjonalnej do poziomu sygnału m.cz.

Sygnał w.cz. z generatora podawany jest dodatkowo przez stopień separatora pracujący na tranzystorze T2 na wzmacniacz T6. Gniazdo gn. 4 w obwodzie źródła T2 służy do podłączenia częstotściomierza cyfrowego.

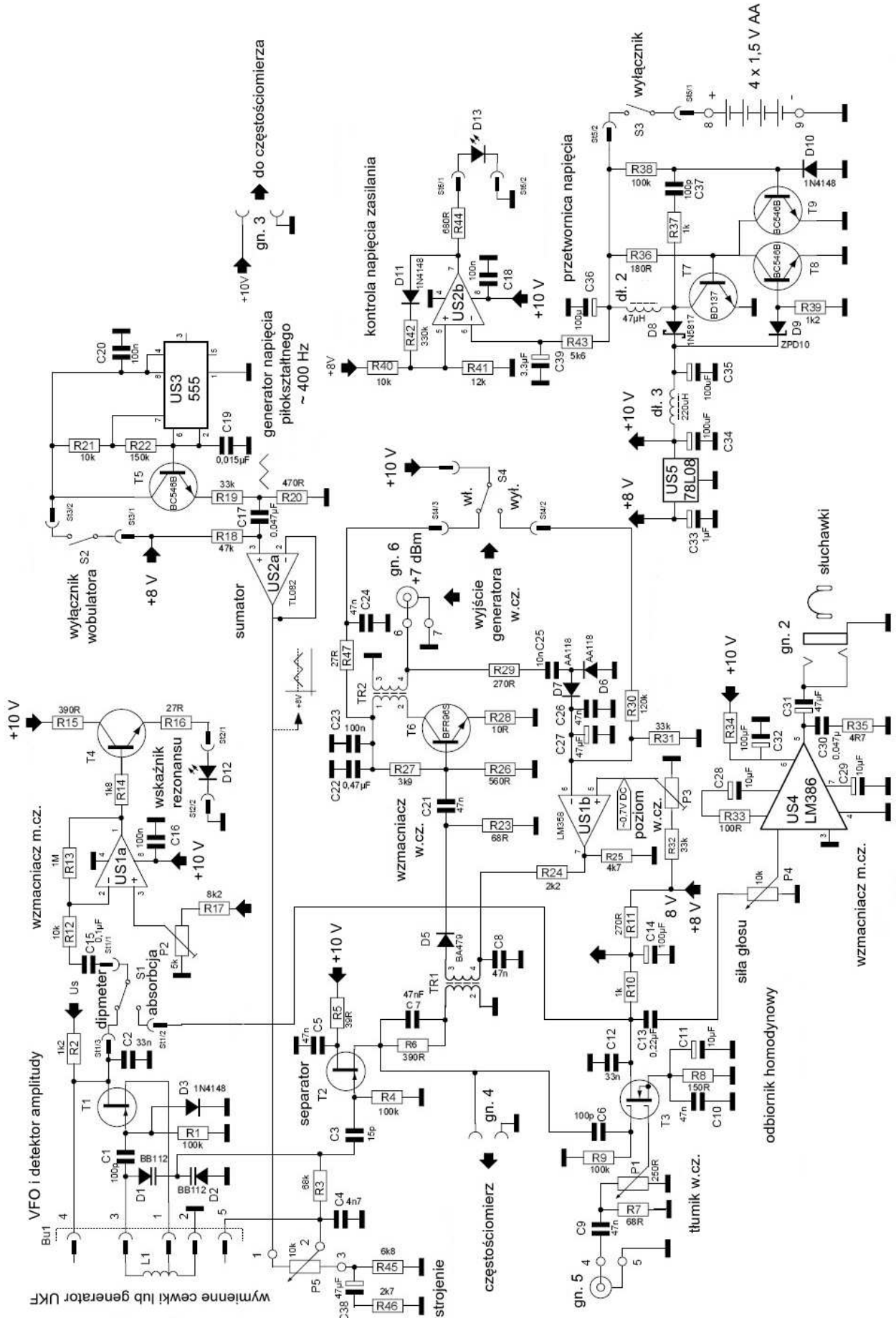
Z tego samego punktu pobierany jest sygnał dla wbudowanego odbiornika homodynowego służącego do pomiaru częstotliwości metodą zdudniania.

Wzmacniacz o automatycznie regulowanym wzmocnieniu pracujący na tranzystorze T6 dostarcza na gniazdo gn. 6 sygnału o stałej amplitudzie +7 dBm (5 mW) – *dipmeter* może być więc używany jako generator sygnałowy.

Do pomiaru częstotliwości słabych sygnałów służy dodatkowy odbiornik homodynowy (odbiornik o bezpośredniej przemianie). W stopniu mieszacza pracuje tetroda T3 przy czym na bramkę pierwszą podawany jest przez tłumik P1 sygnał badany, a na drugą – sygnał VFO z wyjścia stopnia separującego T2. Na wyjściu mieszacza włączony jest filtr dolnoprzepustowy R10-C12 o częstotliwości granicznej 4 kHz. Sygnał dudnień po wzmocnieniu w układzie US4 (LM386) jest podawany na gniazdo słuchawek. W trakcie wykonywania pomiaru metodą dudnień należy oczywiście wyłączyć wobulator.

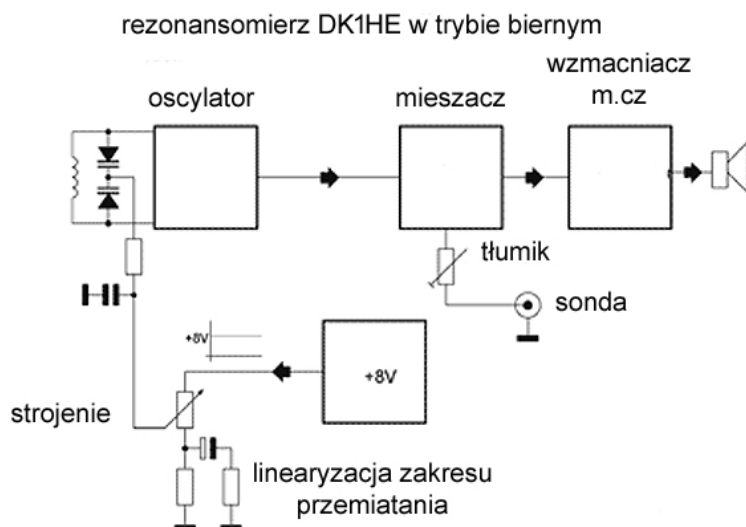
Pomiar sygnału metodą absorbcyjną polega na połączeniu, za pomocą przełącznika S1 wskaźnika diodowego wraz ze wzmacniaczem na wyjście mieszacza odbiornika homodynowego. Zmiany amplitudy sygnału doprowadzonego na wejście odbiornika (gniazdo gn. 5) powodują wówczas proporcjonalne zmiany jasności świecenia diody D12. Częstotliwość VFO musi być w tym przypadku zbliżona do częstotliwości odbieranego sygnału, tak aby uzyskać dudnienia. Poziom sygnału odbieranego należy ustawić za pomocą tłumika P1 tak aby dioda nie świeciła nigdy z pełną jasnością, i aby dzięki temu umożliwić bezbłędne rozpoznawanie zmian amplitudy.

Miernik zasilany jest z czterech ogniw paluszkowych R6 dających w sumie napięcie 6 V, a dla otrzymania napięcia 10 V posłużono się przetwornicą prądu stałego (T7-T9). Wzmacniacz US2b wraz z diodą D13 stanowią wskaźnik napięcia baterii. Dioda D13 zaczyna świecić wówczas gdy napięcie zasilania spadnie poniżej 4,4 V.





Na poprzedniej stronie rys. 3.1.2 – schemat ideowy miernika konstrukcji DK1HE



Rys. 3.1.3. Tryb absorbcyjny



Fot. 3.1.4. Konstrukcja „QRPProject”

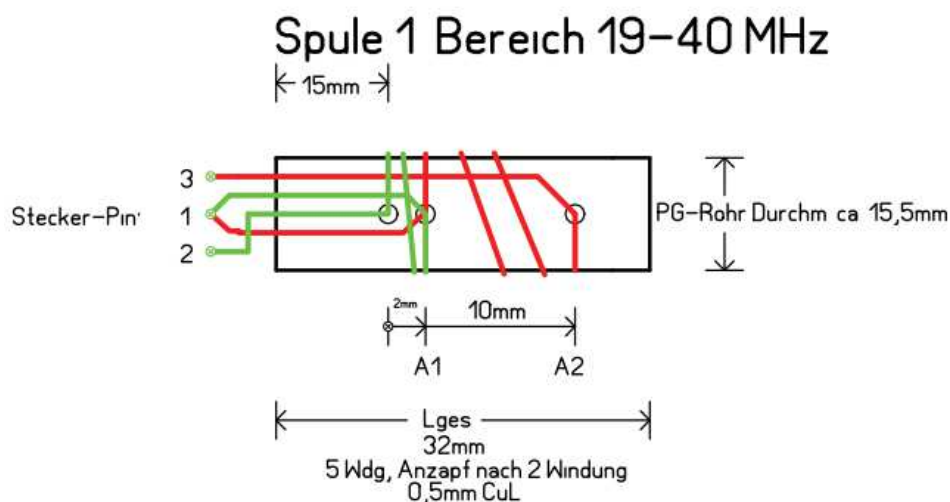


Fot. 3.1.5. Wykonanie cewek w konstrukcji „QRP Project”. Cewka 1 pokrywa zakres 19,9 – 40,1 MHz, 2 – 10,2 – 20,2 MHz, 3 – 5,3 – 10,5 MHz, 4 – 2,7 – 5,4 MHz i 5 – 1,4 – 2,8 MHz

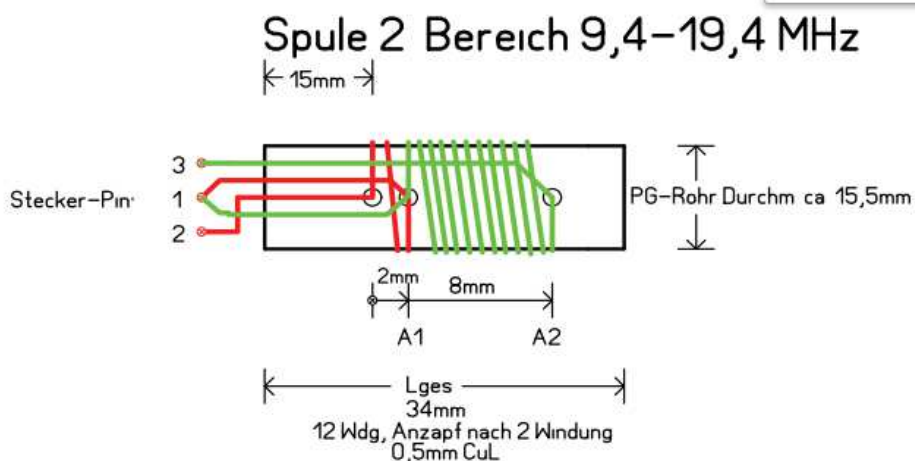
Tabela 3.1.1  
Spis elementów

T1 – BF244A	R18 – 47 k $\Omega$	C16, C18, C20, C23 – 100 nF	P1 – 250 $\Omega$
T2 – BF246A	R19, R31, R32 – 33 k $\Omega$	C19 – foliowy 15 nF	P2, P3 – montażowy 5 k $\Omega$
T3 – BF981	R20 – 47 $\Omega$	C22 – 470 nF	
T6 – BFR96S	R22 – 150 k $\Omega$	C25 – 10 nF	P4 – 10 k $\Omega$
T7 – BD135, BD137, BD139	R24 – 2,2 k $\Omega$	C11, C28, C29 – elektrolit 10 $\mu$ F	P5 – 10 k $\Omega$ , 10-obrotowy
	R25 – 4,7 k $\Omega$		
T4, T5, T8, T9 – BC546B	R26 – 560 $\Omega$	C30 – foliowy 47 nF	Dławik Dr1 – zastąpiony przez R47
	R27 – 3,9 k $\Omega$		
D1, D2 – BB112	R28 – 10 $\Omega$	C33 – elektrolit 1 $\mu$ F	Dławik Dr2 – 47 $\mu$ H
D5 – BA479	R30 – 120 k $\Omega$	C14, C32, C34, C35, C36 – elektrolit 100 $\mu$ F	Dławik Dr3 – 220 $\mu$ H
D6, D7 – AA118	R33 – 100 $\Omega$		
D8 – 1N5817	R34 – 12 $\Omega$	C6, C37 – 100 pF	
D9 – ZPD10	R35 – 4,7 $\Omega$	C27, C31, C38 – elektrolit 47 $\mu$ F	
D3, D4, D10, D11 – 1N4148	R36 – 180 $\Omega$		
		R10, R37 – 1 k $\Omega$	
D12, D13 – czerwona 5 mm	R40 – 10 k $\Omega$ , 1 %		
	R41 – 12 k $\Omega$ , 1 %		
US1 – LM358	R42 – 330 k $\Omega$		
US2 – TL082	R43 – 5,6 k $\Omega$		
US3 – ICM7555	R44 – 680 $\Omega$		
US4 – LM386N-1	R45 – 6,8 k $\Omega$		
US5 – 78L08	R46 – 2,7 k $\Omega$		
R1, R4, R38 – 100 k $\Omega$	C1, C6 – 100 pF		
R2, R39 – 1,2 k $\Omega$	C2, C12 – 33 nF		
R3 – 68 k $\Omega$	C3 – 15 pF		
R5 – 39 $\Omega$	C4 – 4,7 nF		
R7, R23 – 68 $\Omega$	C5, C7, C8, C9, C10, C21, C24, C26 – 47 nF		
R8 – 150 $\Omega$			
R9 – 100 k $\Omega$	C13 – foliowy 220 nF		
R11, R29 – 270 $\Omega$	C15 – 0,1 $\mu$ F		
R12, R21 – 10 k $\Omega$	C17 – foliowy 47 nF		
R13 – 1 M $\Omega$			
R14 – 1,8 k $\Omega$			
R6, R15 – 390 $\Omega$			
R16, R47 – 27 $\Omega$			
R17 – 8,2 k $\Omega$			

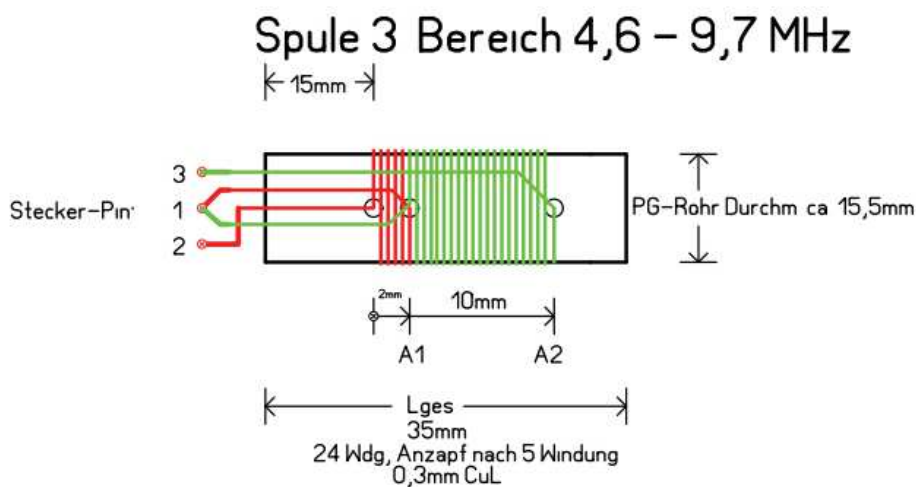
Transformatory TR1, TR2 – pierwotne 6 zw. DNE 0,2 mm, wtórne 3 zw. DNE 0,3 mm, na rdzeniu dwuotworowym



Rys. 3.1.6. Wykonanie cewki 1 (19 – 40 MHz): 5 zwojów, odczep na 2 zwoju od masy, po lewej numeracja kontaktów w gniazdku DIN, przewód DNE 0,5 mm, średnica nawinięcia 15,5 mm, na rurce plastikowej, dł. 32 mm, odstęp od dołu 15 mm (źródło |QRP Project”)



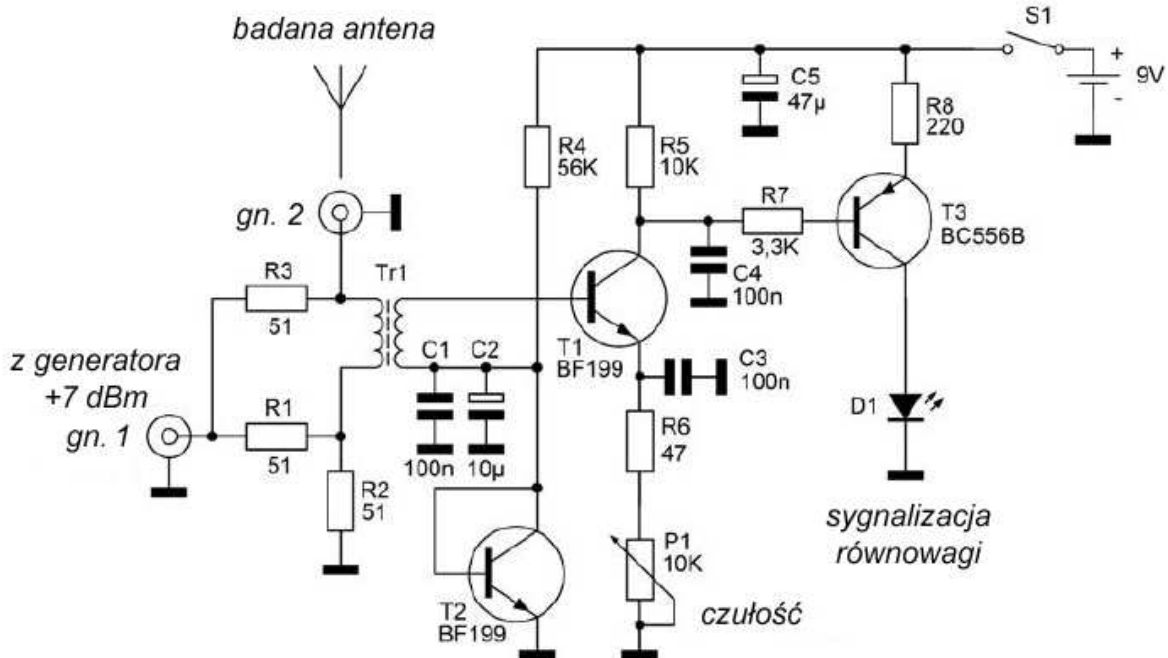
Rys. 3.1.7. Wykonanie cewki 2 (9,4 – 19,4 MHz): 12 zwojów, odczep na 2 zwoju, DNE 0,5 mm, długość 34 mm, reszta j.w.



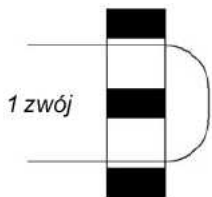
Rys. 3.1.8. Wykonanie cewki 3 (4,6 – 9,7 MHz): 24 zwoje DNE 0,3 mm, odczep na 5 zwoju, reszta j.w.

Cewka 4 (2,44 – 5,05 MHz) – 62 zwoje DNE 0,3 mm, odczep na 12 zwoju, cewka 5 (1,25 – 2,56 MHz) — 95 zwojów, DNE 0,1 mm, odczep na 19 zwoju od dołu.

Opracowany przez DK1HE i opublikowany w kwartalniku „QRP Report” 3/2008 mostek oporowy Wheastone’a pozwala na pomiary anten przy użyciu „DipIta”. Sygnał rozrównoważenia mostka po wzmocnieniu steruje jasnością diody elektroluminescencyjnej D1. Trzy gałęzie mostka stanowią oporniki R1 – R3 50 Ω, a czwartą badana antena. Zgaśnięcie lub minimum świecenia diody wskazuje rezonans anteny. Wejście w.c.z. mostka jest połączone z wyjściem generatora rezonansomierza.

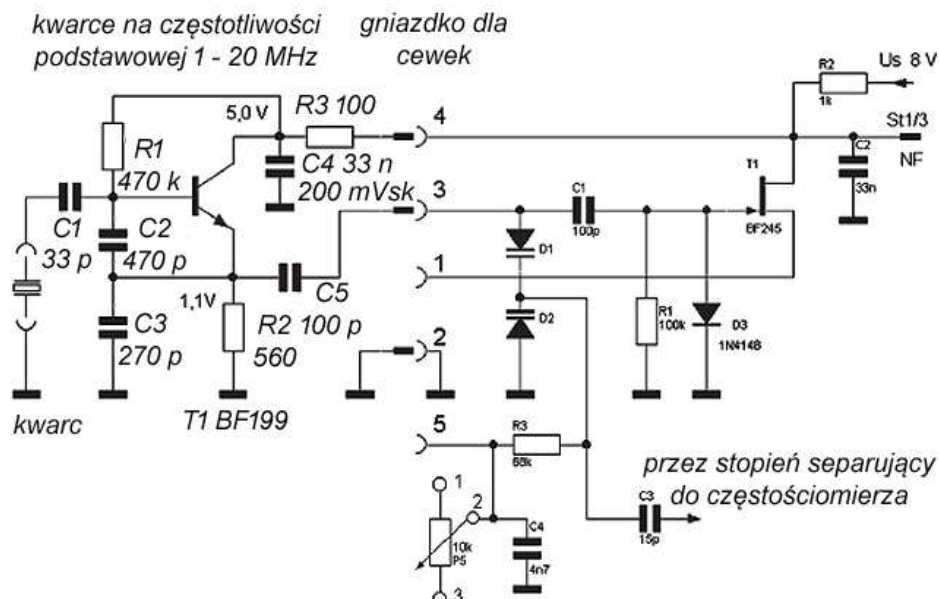


Rys. 3.1.9. Mostek do pomiaru anten



Transformator Tr1 mostka jest nawinięty bifilarnie na ferrytowym rdzeniu dwuotworowym odcinkiem skręconego przewodu DNE 0,2 mm o długości 20 cm. Przewleczenie przewodu przez oba otwory liczy się jako jeden zwój (rys. 3.1.10).

Rys. 3.1.10. Nawijanie transformatora na rdzeniu dwuotworowym



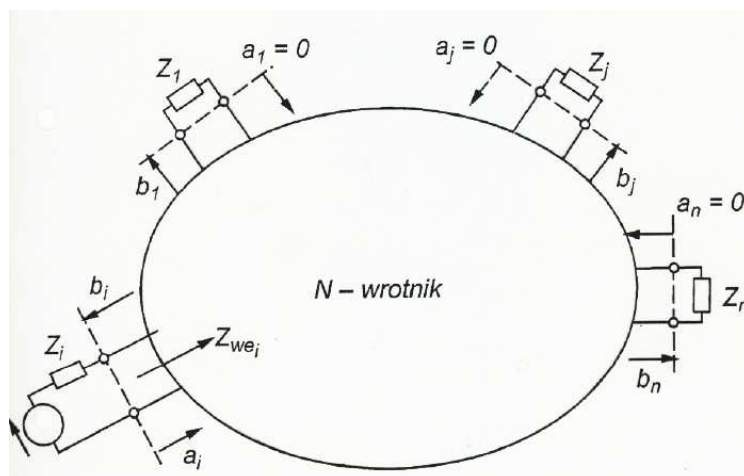
Rys. 3.1.11. Przystawka – generator do sprawdzania kwarców

W numerze 4/2006 DL7VHF przedstawił z kolei generator do badania kwarców włączany zamiast cewki do gniazda „DipIta”. Generator na tranzystorze BF199 pracuje w zakresie 1 – 20 MHz i pozwala także na sprawdzanie kwarców owertonowych na ich częstotliwości podstawowej. Generator jest zasilany z nóżki 4 gniazda diodowego (cewek) i pobiera około 3 mA prądu. Sygnał z generatora jest podawany z nóżki 3 gniazda na tranzystor T2 przez diodę pojemnościową D1 i kondensator C3.

## 4. Analizatory obwodów

Analizatory obwodów należą do rozpowszechnionych przyrządów pomiarowych nie tylko w laboratoriach profesjonalnych, ale również i amatorskich. Ich zaletą jest wygoda dokonywania pomiarów w szerokim zakresie częstotliwości, a uzyskane wyniki są prezentowane w przejrzysty sposób na własnym ekranie lub na monitorach komputerowych. Rozwiązania prostsze – analizatory skalarne mierzyły wyłącznie amplitudy sygnałów. Postęp techniczny sprawił jednak, że analizatory mierzące zarówno amplitudy jak i fazy sygnałów – zwane analizatorami wektorowymi – trafiły pod strzechy krótkofalowców.

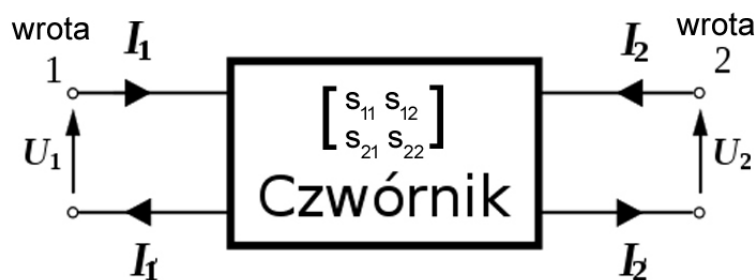
Przed dokładniejszym zapoznaniem się z tymi urządzeniami i sposobami korzystania z nich trzeba jednak przyrzeć się sprawom podstawowym. Co właściwie mierzą takie analizatory i dlaczego jest to do czegoś przydatne. Do najczęstszych zastosowań krótkofalarskich należą pomiary anten i stąd często spotyka się również nazwę „Analizatory anten”. Nie jest to jednak kres ich możliwości. Nazwa analizatory obwodów wskazuje, że służą one do pomiarów przeróżnych układów elektronicznych. Różnorodność ta powoduje konieczność jakiegoś uogólnienia pojęcia obwodów i sposobów podejścia do nich. Widoczny na rys. 4.0.2 prostokąt symbolizuje układ elektroniczny o dowolnej funkcji i stopniu komplikacji. Niezależnie od tego co się pod nim kryje wspólną cechą całej rodziny jest fakt, że ten tajemniczy moduł ma dwa wrota będące w ogólnym przypadku jego wejściami lub wyjściami. Liczba wrót może być zresztą większa lub mniejsza od przedstawionej w przykładzie. Do rodziny wielowrotników (rys. 4.0.1) należą więc jednowrotniki, dwuwrotniki (jak na rysunku), trójwrotniki itd. Każde z wrót (bramek wejściowo-wyjściowych) posiada dwa zaciski, a więc licząc kolejno można je też nazwać dwójnikami, czwórniki, szóstnikami itd. Niezależnie od wewnętrznej struktury układu analizowane jest jedynie jego działanie: co się stanie jeśli do jednej pary zacisków doprowadzimy sygnał wejściowy. W zależności od stopnia dopasowania mniejsza lub większa część jego mocy (pożądane aby była ona jak największa) zostanie wykorzystana zgodnie z przeznaczeniem, a reszta zostanie odbita i wróci do źródła. Oznacza to, że jednym z ważnych parametrów jest stopień dopasowania na wejściu, poziom fali odbitej lub impedancja wejściowa tego wielowrotnika (w przykładzie czwórnika wrót nr 1).



Rys. 4.0.1. Wielowrotnik (N-wrotnik) o jednym wejściu i trzech wyjściach.  $Z_{we}$  oznacza jego impedancję wejściową,  $Z_1 - Z_n$  – impedancje obciążenia wyjść,  $a_1 - a_n$  – fale padające na jego wrota,  $b_1 - b_n$  – fale opuszczające wyjścia i fale od nich odbite. Również na wejściu może występować fala odbita w przypadku jego niedopasowania

W tajemniczym prostokącie mogą kryć się układy różnego rodzaju: wzmacniacze, tłumiki, rozgałęźniki, przełączniki antenowe, transformatory, filtry, układy dopasowujące i wiele innych. Zależnie od jego struktury na wyjściu lub wyjściach pojawi się sygnał osłabiony albo wzmacniony w mniejszym lub większym stopniu. Drugą istotną i interesującą wielkością (poza stopniem wykorzystania mocy wejściowej) jest stosunek mocy na każdym z wyjść wielowrotnika do nie odbitej mocy wejściowej.

W przypadku tłumika moc wyjściowa powinna być w określonym (pożądanym) stopniu mniejsza od wejściowej, wzmacniacz powinien natomiast zapewnić wymagane wzmocnienie mocy. Przykładem wielowrotnika o większej liczbie wrót może być natomiast przełącznik antenowy. W zależności od jego ustawienia sygnał pochodzący z nadajnika jest kierowany na jedno z gniazd (wyjść) antenowych, a do pozostałych nie powinno nic docierać. W czasie odbioru panuje sytuacja odwrotna. W tym przypadku pożądane jest, aby od wybranej anteny docierała jak największa część mocy sygnału (tłumienie było możliwie małe), a od pozostałych jak najmniej (tłumienie w miarę duże). Innym dobrym przykładem jest sprzęgacz kierunkowy.



Rys. 4.0.2. Czwórnik w postaci ogólnej. Widoczna na rysunku macierz, czyli tablica czterech liczb wystarcza do opisanego jego najważniejszych właściwości

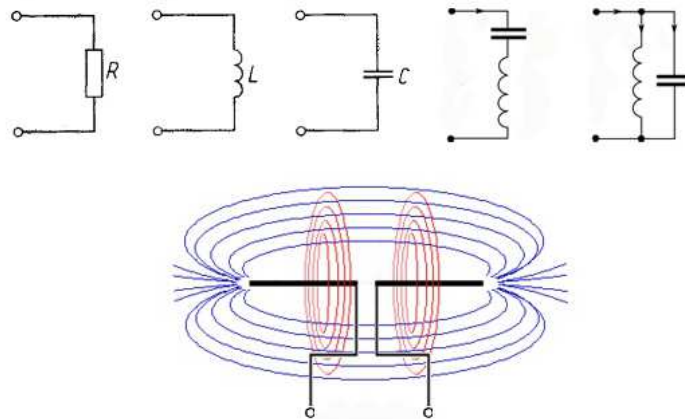
Analogicznie też interesujące może być to co się stanie z falą odbitą od obciążenia i docierającą do wyjścia (wrót nr 2) – stopień dopasowania wyjścia – i stopień przenikania mocy z wyjścia na wejście (stopień izolacji wrót drugich od pierwszych, stopień sprzężenia zwrotnego).

Jak wskazują powyższe rozważania układy wielowrotników można podzielić na grupy w oparciu o różne kryteria: pasywnych (nie wzmacniających sygnału) i aktywnych, odwracalnych (zachowujących się w taki sam sposób niezależnie od kierunku przepływu sygnałów) i nieodwracalnych, symetrycznych (mających takie same impedancje falowe na obu wrotach) i niesymetrycznych, liniowych (jeśli wszystkie elementy wchodzące w jego skład są liniowe) i nieliniowych itd.

Pozostając przy czwórnikach (jak na rys. 4.0.2) zauważamy, że do opisanego ich najważniejszych – pod kątem ich współpracy z resztą urządzenia lub systemu, czyli przenoszenia w nim sygnałów – właściwości wystarczą tylko cztery parametry, cztery liczby powiązane w jakiś sposób z wielkościami fizycznymi. Liczby takie można zapisać w dowolnej kolejności, pod warunkiem, że będzie ona szerzej znana. Ze względu na jednoznaczność uporządkowania i obliczenia matematyczne, których nie musimy tutaj przytaczać, przyjęło się zapisywanie ich w postaci tablicy zawierającej po kilka rzędów i kolumn – dla czwórnika po dwie. Wielkości te można oznaczyć dowolnymi literami np. a, b, c, d, ... itd. ale praktycznie jest użyć symboli z indeksami, jak na rysunku. Takie tablice liczb noszą w matematyce nazwę macierzy. W zależności od powiązania liczb czyli parametrów z wielkościami fizycznymi czwórnik daje się opisać przy użyciu macierzy różnego rodzaju: zawierających impedancje albo ich odwrotności czyli admitancje, współczynniki odbicia fali, wzmocnienia lub inne. Jednym z przydatnych w technice wielkiej częstotliwości wariantów jest tzw. macierz rozproszenia. Jej elementy  $s_{11}$ ,  $s_{21}$ ,  $s_{12}$  i  $s_{22}$  odpowiadają kolejno współczynnikowi odbicia fali na wrotach pierwszych (można pomyśleć o nich jako o wejściu), współczynnikowi transmisji (tłumieniu lub wzmocnieniu) dla wrót nr 2 (umownie wyjściu) w stosunku do pierwszych, współczynnikowi transmisji z wrót drugich na pierwsze (izolacji wyjścia od wejścia) i współczynnikowi odbicia fali na wrotach drugich. Współczynniki odbicia fali na każdym z wrót informują o stopniu ich dopasowania do reszty układu. Współczynnik transmisji zwany jest również transmitancją. Oznaczanie elementów literą s wywodzi się od jej nazwy w języku angielskim (*scattering matrix, scattering parameter*) lub niemieckim (*Streumatrix, Streuparameter*). Parametry te są oczywiście w przypadku ogólnym zależne od częstotliwości. Przy znanej oporności falowej (charakterystycznej) systemu w oparciu o parametry macierzy rozproszenia można obliczyć takie wielkości jak współczynnik fali stojącej (WFS) czy impedancję wejściową czwórnika. Możliwe jest też obliczenie opóźnienia grupowego sygnału lub przeprowadzenie jego analizy częstotliwościowej.

Przykładem znacznie prostszym od czwórnika jest dwójnik zwany także jednowrotnikiem. Jak sama nazwa wskazuje posiada on jedynie parę zacisków tworzących razem pojedyncze wrota. Przykładami

dwójników są podzespoły elektroniczne takie jak oporniki, kondensatory, cewki, ich dowolne połączenia szeregowe albo równoległe, ale również i anteny (rys. 4.0.3). Do opisania ich właściwości wystarczy tylko jeden parametr. Może być nim przykładowo impedancja lub współczynnik odbicia fali czyli stopień niedopasowania. Ta ostatnia wielkość jest szczególnie przydatna w przypadku anten. Jak widać macierz czyli tablica parametrów dla dwójnika redukuje się do jednej liczby. Łatwo zauważyć, że liczba elementów tablicy jest kwadratowo zależna od liczby wrót i dla trójwrotnika wynosiłaby już 9, a dla czterowrotnika – 16. Bez ich uporządkowania łatwo byłoby się w tym wszystkim pogubić.



Rys. 4.0.3. Przykłady dwójników: podzespoły RLC, obwody rezonansowe i antena

Do obliczenia współczynników macierzy rozproszenia lub innych wystarczy przeprowadzenie kilku pomiarów mocy lub w układach o znanej impedancji falowej – pomiarów napięć.

Dla otrzymania (obliczenia) pierwszych dwóch z czterech parametrów wystarczą pomiary trzech mocy: doprowadzonej do czwornika, odbitej od wejścia, i wychodzącej z jego wyjścia. Dla obliczenia pozostałych dwóch wystarczy odwrotne podłączenie źródła sygnału i układu pomiarowego. Do wyjaśnienia pozostaje jeszcze kwestia warunków pracy badanego układu. Przyglądając się nawet pobieżnie jednemu z najprostszych przykładów – przełącznikowi antenowemu łatwo zauważyć, że jego impedancja wejściowa, a co za tym idzie współczynnik odbicia fali są zależne od impedancji jego obciążenia na wyjściach. Impedancja wejściowa nie jest wprawdzie identyczna z impedancją obciążenia, ponieważ konieczne jest uwzględnienie oporności kontaktów przełącznika, oporności kontaktów w gniazdkach i oporności połączeń między tymi elementami oraz pojemności wewnętrznych. Oporności te są wprawdzie małe i różnica między impedancją wejściową, a impedancją obciążenia też, ale jednak nie będą one identyczne. Najważniejszym wnioskiem w tej sytuacji jest to, że pomiarów należy dokonywać w ściśle określonych warunkach: przy obciążeniu pozostałych bramek opornością charakterystyczną (falową), czyli przykładowo w systemach 50-omowych opornością 50  $\Omega$ . Powstająca w przypadku niedopasowania obciążenia fala odbita wracałaby do badanego układu wpływając (w trudny do przewidzenia sposób) na wyniki pomiarów. Również źródło sygnału powinno mieć taką samą oporność wyjściową. Należyte obciążenie wywiera wpływ także na pracę innych bardziej skomplikowanych układów: wzmacniacz niedostatecznie obciążony (zbyt duża oporność obciążenia) lub obciążony nadmiernie (oporność zbyt mała) będzie miał inne wzmocnienie niż w przewidzianych dla niego warunkach pracy, podobnie na wyjściu tłumika powstanie dzielnik napięcia o niewłaściwym stosunku, co zaowocuje różniącymi się od wymaganych stopniami tłumienia. Wykonywanie pomiarów przy różnych dowolnych impedancjach obciążenia i generatora utrudniałoby dodatkowo lub wogóle uniemożliwiłoby porównywanie wyników. W trakcie kalibracji miernika lub w niektórych innych specjalnych przypadkach – przykładowo przy pomiarach elektrycznej długości kabla, a co za tym idzie jego współczynnika skrócenia – wykonywane są też pomiary przy zwarcu albo rozwarciu na wyjściu (wyjściach). Są to jednak również ściśle określone, powtarzalne i łatwe do uzyskania warunki pracy.

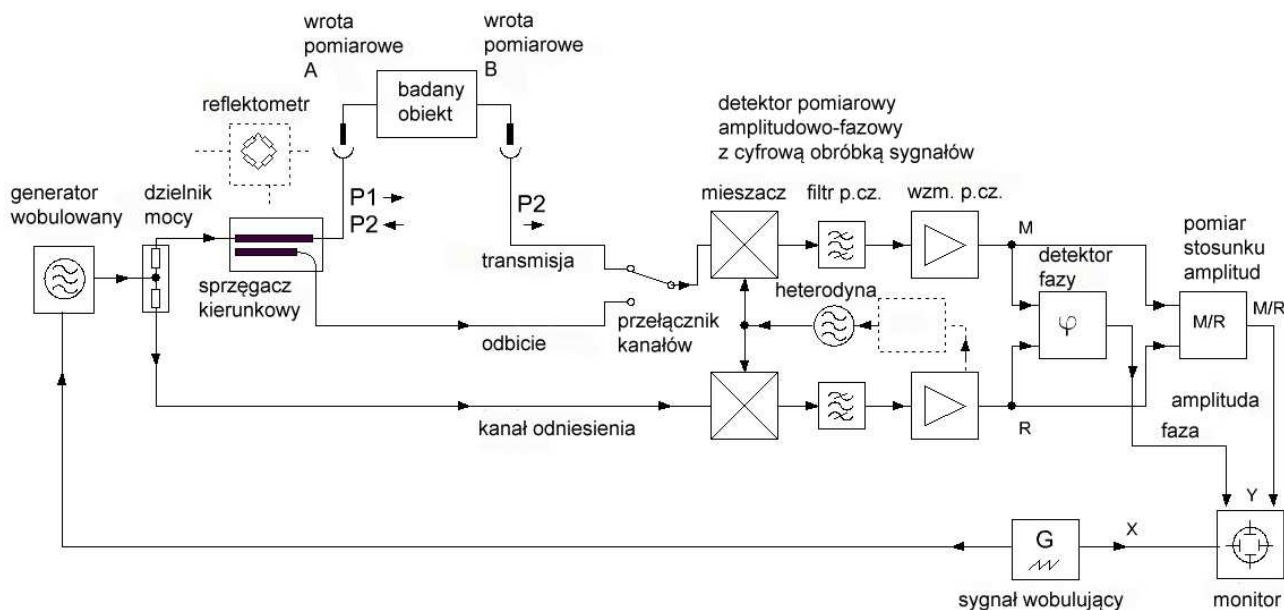
Dla dwójników sytuacja upraszcza się, dokonywany jest jedynie pomiar mocy padającej i odbitej (lub odpowiednio ich napięć) i nie występuje problem obciążenia pozostałych wrót. Pomiary dwójników nie ograniczają się tylko do pomiarów dopasowania anten, możliwe są również pomiary oporności, pojemności, indukcyjności i dobroci elementów elektronicznych, rezonansów kwarców itp.



Współczesne analizatory obwodów są wyposażone we własny mikrokomputer i dzięki temu są w stanie przeliczyć uzyskane wyniki na pożądane parametry, dokonać serii pomiarów (i obliczeń) w wybranym przez użytkownika zakresie i wykreślić dane na ekranie – własnym lub komputera – w czytelnej i wygodnej formie (we współrzędnych prostokątnych, na wykresie Smitha itp.), a także oczywiście zarejestrować wyniki na nośniku danych.

Rozróżnić należy analizatory skalarne mierzące jedynie moduły (czyli wartości bezwzględne) współczynnika odbicia i transmitancji i dominujące już obecnie także w zastosowaniach krótkofalarskich analizatory wektorowe (ang. *vector network analyzer* – stąd skrót VNA) umożliwiające pomiary wielkości zespolonych, a więc uwzględniające różnice faz. Starając się unikać zbytniego wzorowania się na terminologii angielskiej można nazwać je (nawet dokładniej zresztą) analizatorami zespolonych parametrów obwodów. Na codzień wystarczy jednak krótsza nazwa: analizator obwodów. Analizatory skalarne nie straciły jednak całkiem racji bytu – są przydatne przykładowo w pomiarach układów z przemianą częstotliwości gdzie zależności fazowe są trudne lub niemożliwe do określenia i dlatego nie niosą ze sobą żadnej użytecznej informacji.

Analizator obwodów składa się z generatora o wobulowanej częstotliwości połączonego z jego wyjściem (na ilustracjach oznaczonym literą A) i detektora połączonego z wejściem (oznaczonym literą B), sprzęgacza kierunkowego do pomiaru fali odbitej oraz mikrokomputera służącego do sterowania jego pracą i przeliczania wyników (rys. 4.0.4). Jako generatory stosowane są obecnie syntezery cyfrowe (DDS), a do pomiaru szerokopasmowe detektory o charakterystykach logarytmicznych i detektory różnicy faz.

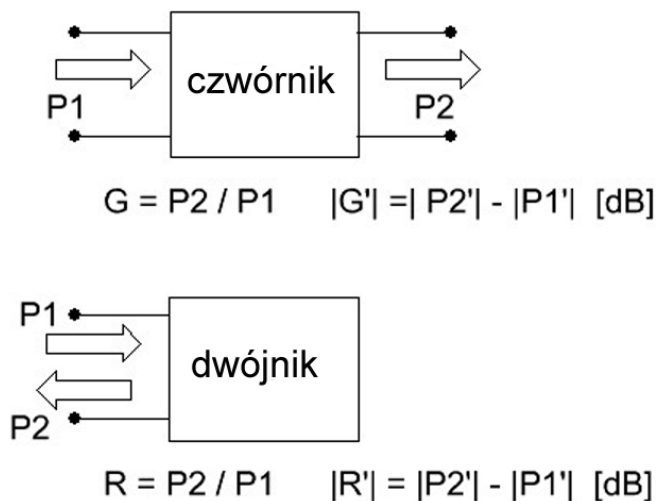


Rys. 4.0.4. Uproszczony schemat funkcjonalny analizatora wektorowego

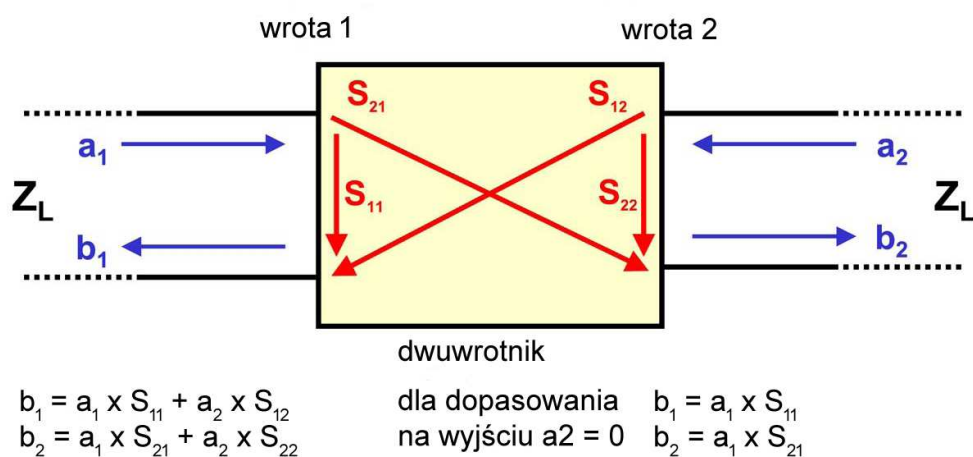
Analizatory obwodów są wyposażone przeważnie w dwa złącza koncentryczne służące do połączenia z badanym układem wielkiej częstotliwości (w.cz.) i zwykle też w złącze USB dla połączenia z komputerem, a czasami także w złącze Bluetooth. Sprzęt profesjonalny jest znacznie bardziej rozbudowany i umożliwia m.in. równoległe wykonywanie pomiarów na wielu wrotkach badanego układu i w znacznie szerszych zakresach częstotliwości.

Wpływ charakterystyk częstotliwościowej i fazowej samego analizatora, właściwości zawartego w nim sprzęgacza kierunkowego, stopień dopasowania wejścia pomiarowego (detektora) oraz właściwości kabli pomiarowych mogą (zwłaszcza w zakresie wyższych częstotliwości) odbić się ujemnie na dokładności pomiarów dlatego też przed rozpoczęciem pomiarów konieczne jest przeprowadzenie kalibracji. W trakcie kalibracji dokonywane są pomiary przy zwarciu i rozwarciu na wyjściu A oraz przy jego obciążeniu impedancją wzorcową, a także przy bezpośrednim połączeniu wejścia detektora (B) z wyjściem generatora (A) przy użyciu stosowanych w dalszych pomiarach kabli. Do celów kalibracji oferowane są

zestawy pasujących wtyków koncentrycznych zawierających znormalizowane obciążenie, oraz wtyki zwarty i rozarty na końcu.

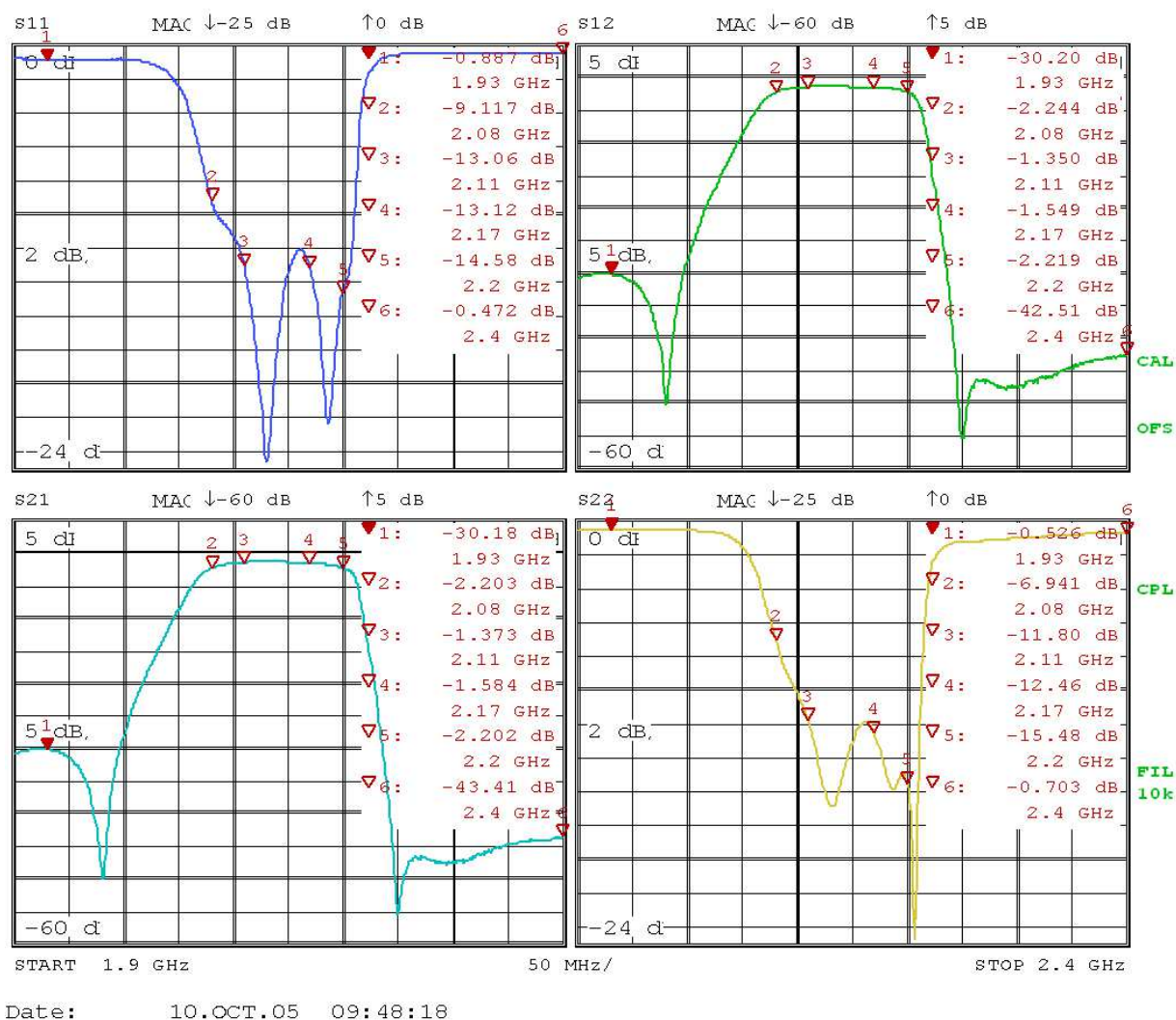


Rys. 4.0.5. Podstawowe pomiary wykonywane za pomocą analizatora. U góry pomiar mocy dla obliczenia transmitancji czwórnika (wzmocnienia G), u dołu pomiary mocy na wejściu czwórnika lub dwójnika dla obliczenia współczynnika odbicia R (niedopasowania wejścia).



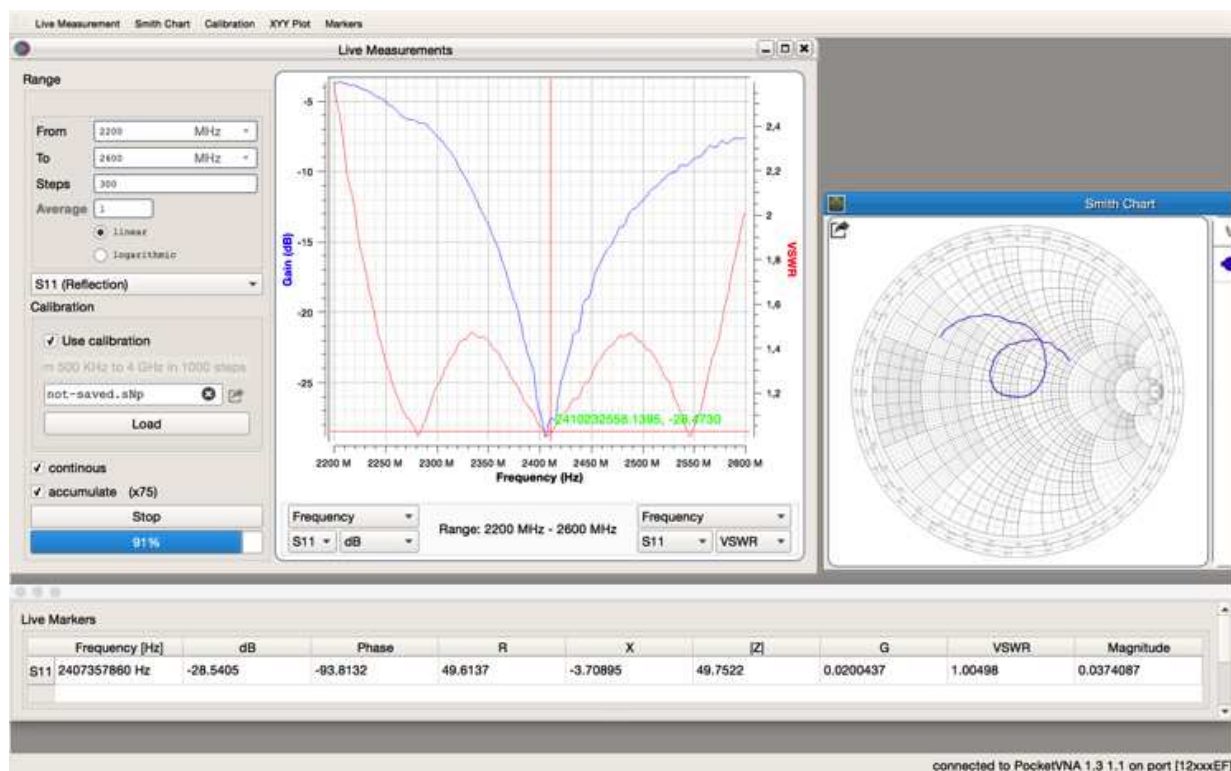
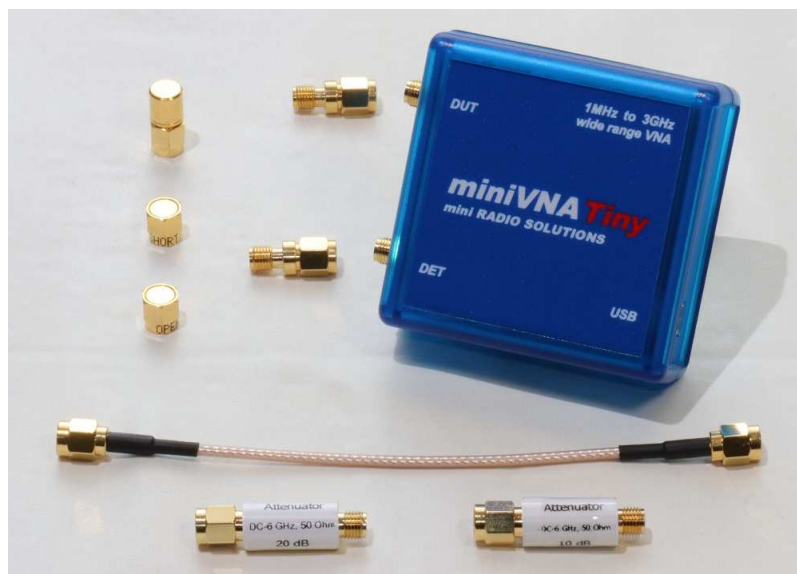
Rys. 4.0.6. Znaczenie parametrów macierzy rozproszenia (parametrów s) w przenoszeniu sygnału przez czwórnik. Literami a z indeksami 1, 2 oznaczone są fale padające dla danych wrot wielowrotnika, a literami b z indeksami 1, 2 fale – fale opuszczające te wrota. Moc fali opuszczającej wrota 2 składa się z mocy fali padającej a<sub>1</sub> pomnożonej przez współczynnik transmisji (transmitancję) S<sub>21</sub> i odbitej części mocy fali a<sub>2</sub>. Analogicznie oblicza się moc fali b<sub>1</sub>. Czerwone strzałki na rysunku symbolizują przepływy energii w powiązaniu z parametrami macierzy rozproszenia, a nie połączenia wewnątrz układu. Przy dopasowaniu obciążenia na wyjściu moc a<sub>2</sub> jest równa zero i zależności upraszczają się

Przy zmianie zakresu częstotliwości, w których dokonywane są pomiary albo zmianie kabli połączeniowych konieczne jest ponowne przeprowadzenie kalibracji. Dokładny sposób przeprowadzenia kalibracji jest opisany w instrukcji obsługi przyrządu. Otrzymane w wyniku kalibracji współczynniki korekcyjne są następnie automatycznie uwzględniane przy obliczaniu wyników pomiarów. Niestaranne przeprowadzenie kalibracji lub użycie w trakcie pomiarów niewłaściwego zestawu danych korekcyjnych (jeśli możliwy jest ich wybór w programie) owocują poważnymi błędami pomiarowymi.



Rys. 4.0.7. Przykładowe wykresy parametrów S w funkcji częstotliwości we współrzędnych prostokątnych

Do najważniejszych parametrów analizatorów należą zakres częstotliwości pracy (obecnie górna granica w sprzęcie amatorskim wynosi od kilkuset MHz do kilku GHz), zakres dynamiki (zależny od właściwości przetwornika analogowo-cyfrowego) i zakres mierzonych impedancji. Teoretycznie zakres dynamiki jest bezpośrednio związany z rozdzielczością przetwornika tak, że wzrostowi rozdzielczości o 1 bit odpowiada przyrost dynamiki o 6 dB, przetwornik 8-bitowy ma więc maksymalną dynamikę 48 dB, 12-bitowy 72 dB, a 16-bitowy 96 dB. W praktyce odchyłki charakterystyki przetworników od idealnej prostoliniowej powodują, że uzyskiwane zakresy dynamiki są nieco niższe od teoretycznych. Pomiary wykonywane za pomocą analizatora obwodów są związane z wyższym stopniem abstrakcji i nie uwzględniają wewnętrznych szczegółów związanych z pracą układu, takich przykładowo jak prądy i napięcia zasilania albo w jego najważniejszych punktach, ich zależności od temperatury i wogóle struktury (schematu ideowego) układu. Są to sprawy analizowane na innym szczeblu i za pomocą innych rodzajów pomiarów. Jeżeli jednak wyniki pomiarów za pomocą analizatora obwodów wykażą jakiegokolwiek nieprawidłowości albo wzbudzą obawy co ich występowaniu wtedy konieczne jest przejście na ten niższy, uwzględniający więcej tajemnic układu, szczebel i znalezienie sposobów zaradzenia temu stanowi rzeczy.

Rys. 4.0.8. Wykres  $S_{11}$  we współrzędnych prostokątnych i na wykresie Smitha

Fot. 4.0.9. Analizator „miniVNA Tiny” o zakresie pomiarowym 1 MHz – 3 GHz i zakresie dynamiki 70 dB z zestawem akcesoriów. Po lewej stronie widoczne są wtyczki kalibracyjne SMA 50  $\Omega$ , zwarta i rozwarta, obok przejściówki gniazdko-wtyczka SMA, po prawej stronie analizator, a poniżej jeden z kabli pomiarowych i dwa tłumiki koncentryczne. Częste nakręcanie i zdejmowanie kabli pomiarowych powoduje stosunkowo szybkie zużycie gniazd SMA (liczba cykli łączenia i rozłączenia jest ograniczona), dlatego też dla ich zabezpieczenia dobrze założyć przejściówki. Po ich zużyciu można je łatwo wymienić na nowe bez rozbijania przyrządu. Do sterowania przyrządem służy program VNA/J dla Windows lub „BlueVNA” dla Androida

„MiniVNA Tiny” jest zasilany ze złącza USB i jest raczej przewidziany do użytku w pomieszczeniach. Natomiast model „miniVNA Pro<sup>2</sup> BT” posiada wbudowany akumulator litowo-jonowy 1000 mAh i może być wygodnie używany do pomiarów bezpośrednio przy antenach. Pracuje on w zakresie 1 –

230 MHz i posiada zakres dynamiki dochodzący dzięki 24-bitowemu przetwornikowi a-c do 100 dB. Jest on też wyposażony w przełączny programowo tłumik 0 – 55 dB. Do komunikacji z komputerem służy złącze „Bluetooth”.

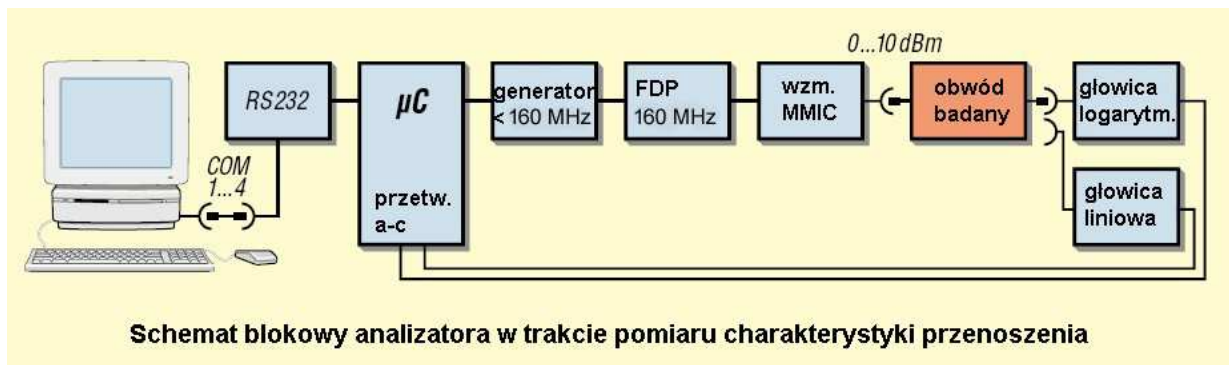
Przykładem analizatorów skalarnych jest analizator NWT7 (niem. m. *Netzwerktester*) opracowany przez krótkofalowców niemieckich. Pierwsza konstrukcja NWT7 opracowana przez DK3WX powstała na początku 21 wieku (później zastąpił ją udoskonalony NWT9). Była ona szczegółowo opisywana wówczas zarówno w miesięczniku „Funkamateu” jak i w „Świecie Radio”. Analizator był przez dłuższy czas oferowany w sklepie internetowym „Funkamateura” i w sklepie AVT w postaci zestawu konstrukcyjnego i cieszył się zasłużonym powodzeniem. W 2018 roku została opracowana jego nowa wersja „FA-NWT 2”. Zakres pomiarowy rozciąga się od 10 Hz do 160 MHz, a zakres dynamiki wynosi 80 dB. Analizator posiada możliwość zainstalowania dwóch detektorów logarytmicznych lub liniowych oraz dodatkowego sprzęgacza kierunkowego. Schemat blokowy analizatora skalarnego jest uproszczony w stosunku do przedstawionego na ilustracji 4.0.4 i zawiera tylko jeden tor bez detektora fazy. Analizator składa się więc z generatora w.cz., w którym pracuje syntezer cyfrowy AD9951, zestawu trzech filtrów dolnoprzepustowych, detektorów pomiarowych: logarytmicznego AD8307 i liniowego AD8361, mikroprocesora oraz przełączanego programowo tłumika. Mikroprocesor steruje częstotliwością pracy generatora, przetwarza na postać cyfrową wyniki pomiarów i komunikuje się z programem sterującym i wyświetlającym wyniki na komputerze PC przez złącze USB (FT232RL).



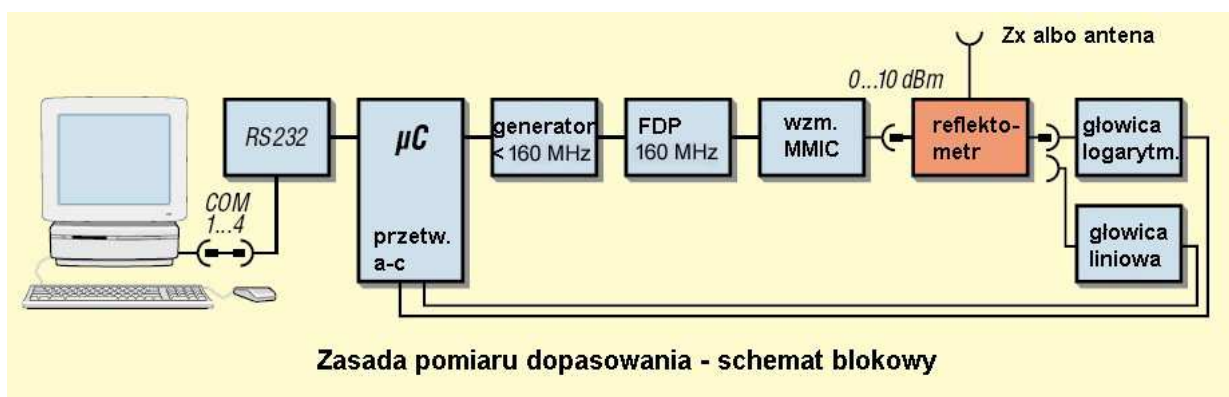
Fot. 4.0.10. Analizator skalarny FA-NWT 2



Rys. 4.0.11. Wyniki pomiarów  $S_{11}$  i  $S_{21}$  w oknie programu sterującego dla PC opartego na wcześniejszych wersjach dla NWT7 i 9

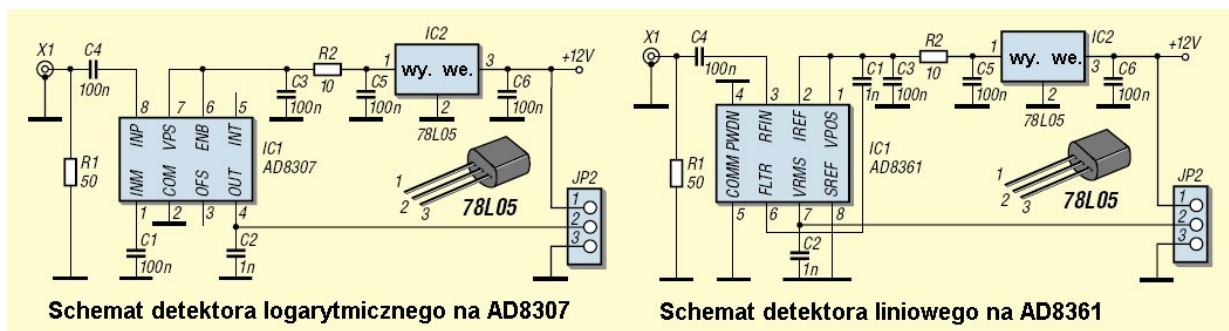


Rys. 4.0.12.a. Schemat blokowy analizatora skalarnego NWT i układu pomiarowego dla czwórników. W FA-NWT 2 do komunikacji z komputerem służy złącze szeregowe symulowane na złączu USB



Rys. 4.0.12.b. Schemat blokowy analizatora skalarnego NWT i układu pomiarowego dopasowania dwójników. W FA-NWT 2 do komunikacji z komputerem służy złącze szeregowe symulowane na złączu USB

Zastosowany w detektorze logarytmicznym obwód AD8307 pracuje wystarczająco dokładnie w szerokim zakresie amplitud (80 dB) pomimo prostoty układu. Oprócz tego analizator jest wyposażony w detektor liniowy umożliwiający dokładniejsze pomiary charakterystyk przenoszenia filtrów (ich nieznaczne zafalowania nie byłyby widoczne w skali logarytmicznej). Oporności wyjściowa generatora i wejściowe obydwu detektorów wynoszą 50  $\Omega$ .



Rys. 4.0.13. Detektory logarytmiczny i liniowy analizatora NWT. Mogą być też użyte w połączeniu z innymi przyrządami pomiarowymi, np. w charakterze sondy w.cz. do miernika uniwersalnego (woltomierza prądu stałego)

Detektor logarytmiczny (rys. 4.0.13) prostuje sygnał mierzony w zakresie -65 do +15 dBm i dostarcza na wyjściu napięcia stałego leżącego w zakresie 0,5 do 2,6 V. Dodatkowy detektor liniowy pracuje na

obwodzie AD8361 i dla wejściowych napięć leżących w zakresie 0 do 0,8 V<sub>sk</sub> dostarcza napięcia stałego od 0 do 5 V.

Do podstawowych rodzajów pomiarów przeprowadzanych przy użyciu analizatorów obwodów należą pomiary charakterystyk przenoszenia badanych układów takich jak filtry (kvarcowe lub LC) albo rezonatory kvarcowe i oczywiście ich strojenie. Znajomość częstotliwości rezonansowej i szerokości charakterystyki przenoszenia obwodów LC pozwala na pośredni pomiar indukcyjności lub pojemności obwodu oraz jego dobroci. Badanie charakterystyk i wzmacnienia układów aktywnych wymaga ewentualnego zastosowania tłumików zapobiegających przesterowaniu i uszkodzeniu detektorów. Przy użyciu dodatkowego układu mostkowego analizator może być zastosowany do pomiarów dopasowania anten lub innych dowolnych dwójników w szerokim zakresie częstotliwości. Przedstawione dalej dodatkowe układy pozwalają na zastosowanie go jako prostego analizatora widma albo miernika parametrów kvarców.

Generator w.cz. można też użyć jako VFO, heterodynę odbiornika, wzbudnicę do badania układów nadawczych lub kalibrator częstotliwości.

Przed rozpoczęciem pomiarów należy zaopatrzyć się w różne przydatne wtyki i przejściówki z normy używanej w analizatorze (SMA, BNC itp.) na inne stosowane w kablach pomiarowych i badanych urządzeniach, np. wtyk BNC na wtyk BNC, gniazdo BNC na gniazdo BNC, przejściówki z BNC na gniazda PL albo N, względnie podobne kombinacje dla standardu SMA, odwrotnego SMA itp. oraz w odpowiednie kable pomiarowe w zależności od potrzeb i wyposażenia mierzonych obiektów. W niektórych rodzajach pomiarów przydatne są przejściówki z gniazd bananowych na BNC. Pozwalają one na wygodne podłączenie badanych elementów (cewek, kondensatorów) albo pętli sprzęgającej stosowanej np. w pomiarach anten czy odbiorników radiowych. Pętla taka – widoczna na fotografii 4.2.7 – jest wykonana z przewodu instalacyjnego o średnicy 1,5 mm w izolacji plastikowej i ma średnicę 10 cm. Przydatny może być również zestaw tłumików koncentrycznych i sztuczne obciążenie 50 Ω SMA lub BNC lub też oba.



Fot. 4.0.14a. Wektorowy analizator anten FA-VA5 (dwójników) pokrywa zakres częstotliwości 10 kHz – 600 MHz i zakres WFS 1 – 100. Jest on zasilany z wbudowanego akumulatora ma masę 280 g, a wyniki są wyświetlane na ekranie o rozdzielczości 128 x 64 punkty



Fot. 4.0.14b. Analizator anten AA-55 ZOOM firmy „RigExpert” pracuje w zakresie 60 kHz – 55 MHz

Analizator antenowy „Metro VNA Deluxe” jest przystosowany zarówno do pomiarów dwójników (anten) jak i czwórników (filtrów, tłumików itp.). Jest wyposażony w cyfrowy syntezer częstotliwości pokrywający zakres 100 kHz – 250 MHz, kolorowy ekran dotykowy i jest zasilany z wbudowanego akumulatora. Do jego obsługi nadają się takie popularne programy jak VNA/I i BlueVNA.

Wyłącznie do pomiarów dopasowania ( $S_{11}$ ) przewidziany jest wektorowy analizator MFJ-226 firmy „MFJ Enterprises”. Wyniki pomiarów WFS i impedancji (w zakresie 1 – 230 MHz) są wyświetlane na 2,5-calowym wyświetlaczu ciekłokrystalicznym we współrzędnych prostokątnych lub na wykresie Smitha. Interesujące są również analizatory antenowe firmy „RigExpert”. Są one wyposażone w wyświetlacze ciekłokrystaliczne, zasilanie akumulatorowe i pokrywają, w zależności od modelu, zakresy do 1,4 GHz. Nie pozwalają one niestety na pomiary czwórników.



Fot. 4.0.15. Zestaw tłumików koncentrycznych firmy „Mini-Circuits” składa się z tłumików 3, 6, 10, 20 i 30 dB wyposażonych w złącza SMA lub BNC. Dopuszczalne moce wejściowe dla tłumików 3 – 10 dB wynoszą 1 W, a 20 i 30 dB – 0,5 W. Ich górna częstotliwość graniczna wynosi 6 GHz dla tłumików SMA i 2 GHz dla BNC



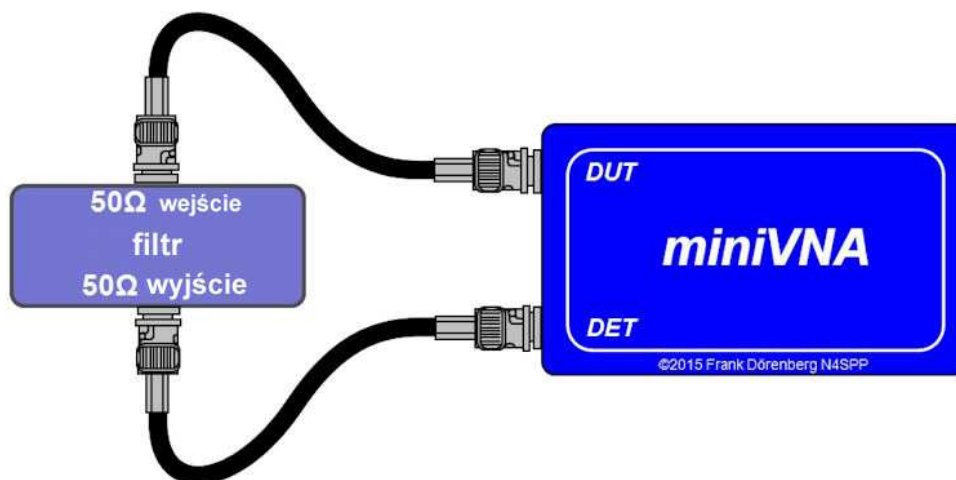
Fot. 4.0.16. Sztuczne obciążenie SMA na zakres do 18 GHz i dopuszczalnej mocy 1 W



Fot. 4.0.17. Sztuczne obciążenie BNC na zakres do 2 GHz i dopuszczalnej mocy 0,5 W



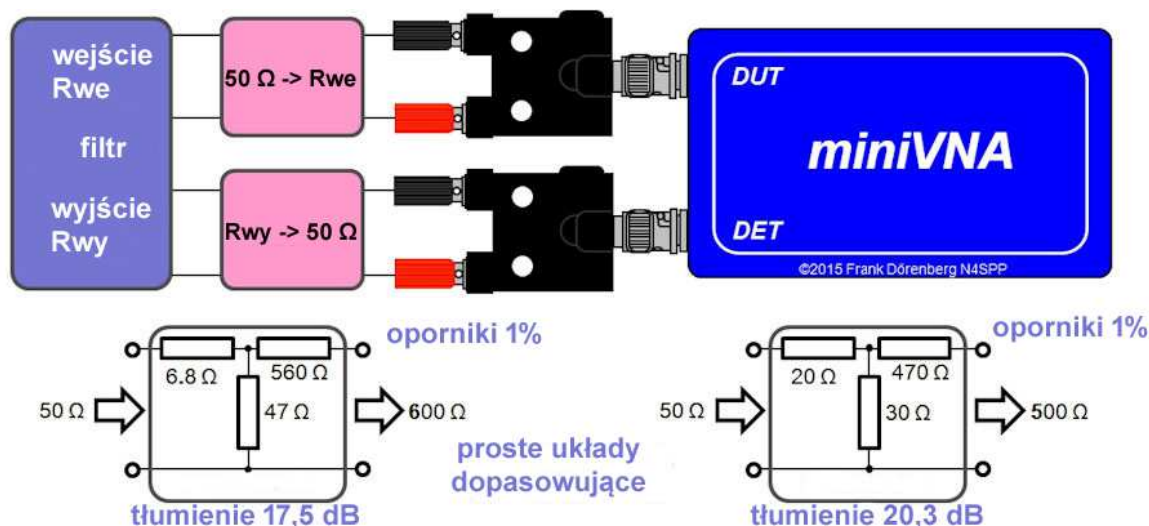
#### 4.1. Pomiar charakterystyk przenoszenia filtrów



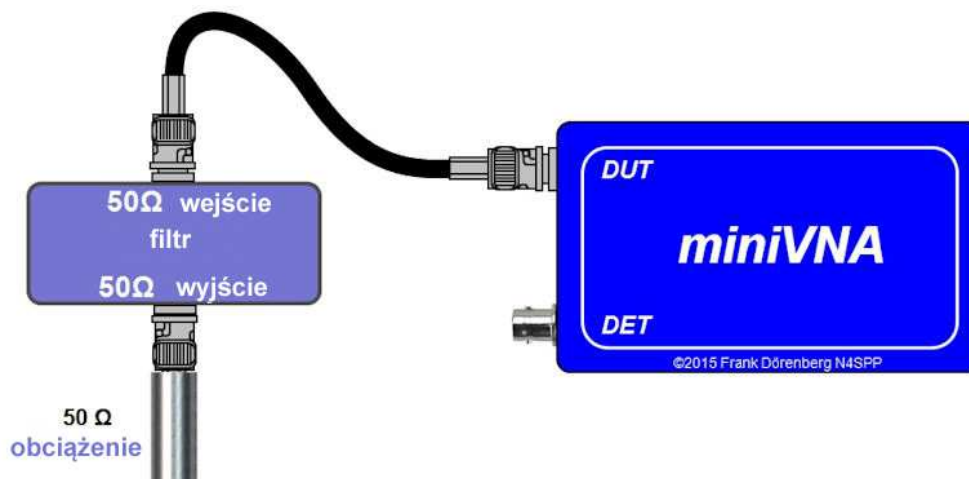
Rys. 4.1.1. Pomiar charakterystyki przenoszenia filtru lub innego dowolnego czwórnik o impedancjach dopasowania  $50 \Omega$  – parametru  $S_{21}$

W trakcie strojenia filtru krzywa wyświetlana na ekranie komputera powinna ulegać odpowiednim zmianom. Dla dokładniejszego odczytu częstotliwości w jej najważniejszych punktach można wykorzystać znaczniki na ekranie. W miejscach, w których wypadają harmoniczne sygnału generatora mogą występować pozorne maksima o wysokości zależnej od poziomu harmonicznych. Warto pamiętać o tym efekcie, aby w trakcie pomiarów uniknąć błędnej interpretacji wyników.

Pomiary i strojenie filtrów powinno odbywać się w warunkach dopasowania ich na wejściu i na wyjściu. W przypadku gdy impedancje dopasowania odbiegają od  $50 \Omega$  konieczne jest zastosowanie układów dopasowujących. Mogą być to układy oporowe typu T jak na rysunku 4.1.2 lub transformatory w.cz. (najlepiej nawinięte na rdzeniach pierścieniowych).



Rys. 4.1.2. Pomiar charakterystyki przenoszenia filtru lub innego dowolnego czwórnik w warunkach dopasowania przy impedancjach dopasowania różnych od  $50 \Omega$  – parametru  $S_{21}$ . Na ilustracji podano przykłady prostych oporowych układów dopasowujących, ale mogą to być również transformatory



Rys. 4.1.3. Pomiar charakterystyki przenoszenia filtru w układzie pomiaru dopasowania dwójnika – parametru  $S_{11}$

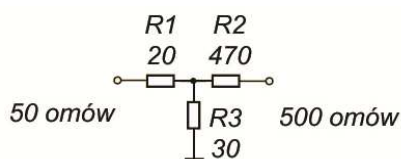
W układzie z rys. 4.1.3 mierzony jest stopień dopasowania filtru obciążonego nominalną impedancją i w ten sposób uzyskiwana jest charakterystyka jego przenoszenia. W paśmie przepustowym filtru energia jest przenoszona do obciążenia, natomiast w pozostałym zakresie jest odbijana do źródła w mniejszym lub większym stopniu.

Wartości impedancji dopasowania filtru podane są w kartach katalogowych filtrów lub w literaturze. Niektóre typy filtrów wymagają dodania do obwodów dopasowujących także niewielkiej pojemności np. 20 pF. W tabeli 4.1.1 podano przykładowe wartości układów dopasowujących typu T dla kilku typowych oporności dopasowania.

Tabela 4.1.1

Wartości oporników w układach dopasowujących typu T (dopasowanie do 50  $\Omega$ )

Oporność dopasowania [ $\Omega$ ]	R1 [ $\Omega$ ]	R2 [ $\Omega$ ]	R3 [ $\Omega$ ]	Tłumienie [dB]
200	27	180	22	18,8
500	20	470	30	20,3
600	6,8	560	47	17,5



Układ dopasowujący do pomiaru charakterystyk filtrów kwarcowych (tłumienie ok. 20 dB)

Rys. 4.1.4. Oznaczenia elementów dla tabeli 4.1.1

Niewłaściwe dopasowanie powoduje zniekształcenie mierzonej charakterystyki, np. nadmierne zwiększenie zafalowań w paśmie przenoszenia filtru. Pouczającym doświadczeniem może być porównanie zmierzonych charakterystyk w sytuacji prawidłowego dopasowania i obciążenia obu stron opornością 50  $\Omega$  – czyli po bezpośrednim podłączeniu filtru do analizatora z pominięciem obwodów dopasowujących.

Ze względu na dużą dobroć filtru szybkość przemiatań należy zredukować np. poprzez zwiększenie liczby punktów pomiarowych.

Do dopasowania można użyć transformatorów w.cz. o pożądanej przekładni nawiniętych samodzielnie na rdzeniach pierścieniowych albo fabrycznych transformatorów np. firmy „Mini-Circuits”.

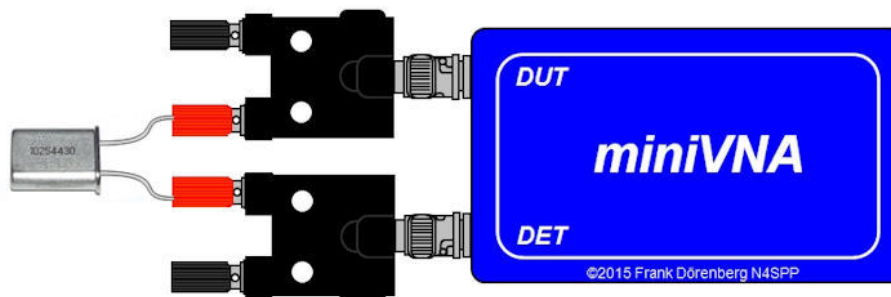
Tabela 4.1.2

Parametry niektórych 50-omowych transformatorów wielkiej częstotliwości firmy „Mini-Circuits”

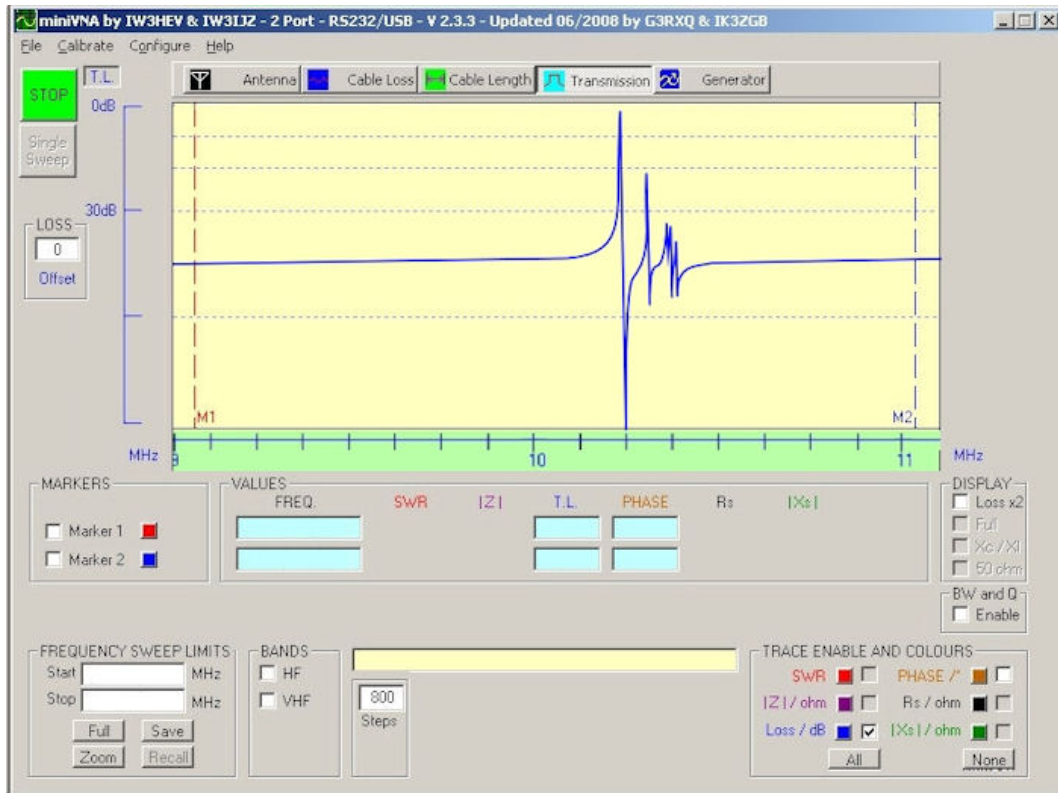
Typ	Przekładnia oporowa	Zakres częstotliwości	Dopuszczalna moc	Obudowa, uwagi
T2.5-6-X65(+)	2,5	0,01 – 100 MHz	250 mW	 <p>Tłumienie wynosi zależnie od zakresu częstotliwości 3 dB maks., 0,5–1 dB min</p>
T4-1-X65(+)	4	0,2 – 350 MHz	250 mW	
T1-1-X65(+)	1	0,15 – 400 MHz	250 mW	
T1.5-1-X65(+)	1,5	0,1 – 300 MHz	250 mW	
T9-1-X65(+)	9	0,15 – 200 MHz	250 mW	
T622-X65(+)	1:1:1	0,1 – 200 MHz	250 mW	
T2-1T-X65(+)	2	0,07 – 200 MHz	250 mW	
T1-1T-X65(+)	1	0,08 – 200 MHz	250 mW	
TT4-1-X65(+)	3	0,05 – 200 MHz	250 mW	
T14-1-X65(+)	14	0,2 – 150 MHz	250 mW	
T4-6-X65(+)	4	0,02 – 200 MHz	250 mW	
T4-6T-X65(+)	4	0,02 – 250 MHz	250 mW	
T1-6T-X65(+)	1	0,015 – 300 MHz	250 mW	
TT25-1-X65(+)	25	0,02 – 30 MHz	250 mW	

#### 4.2. Pomiary rezonatorów kwarcowych, ceramicznych i obwodów rezonansowych LC

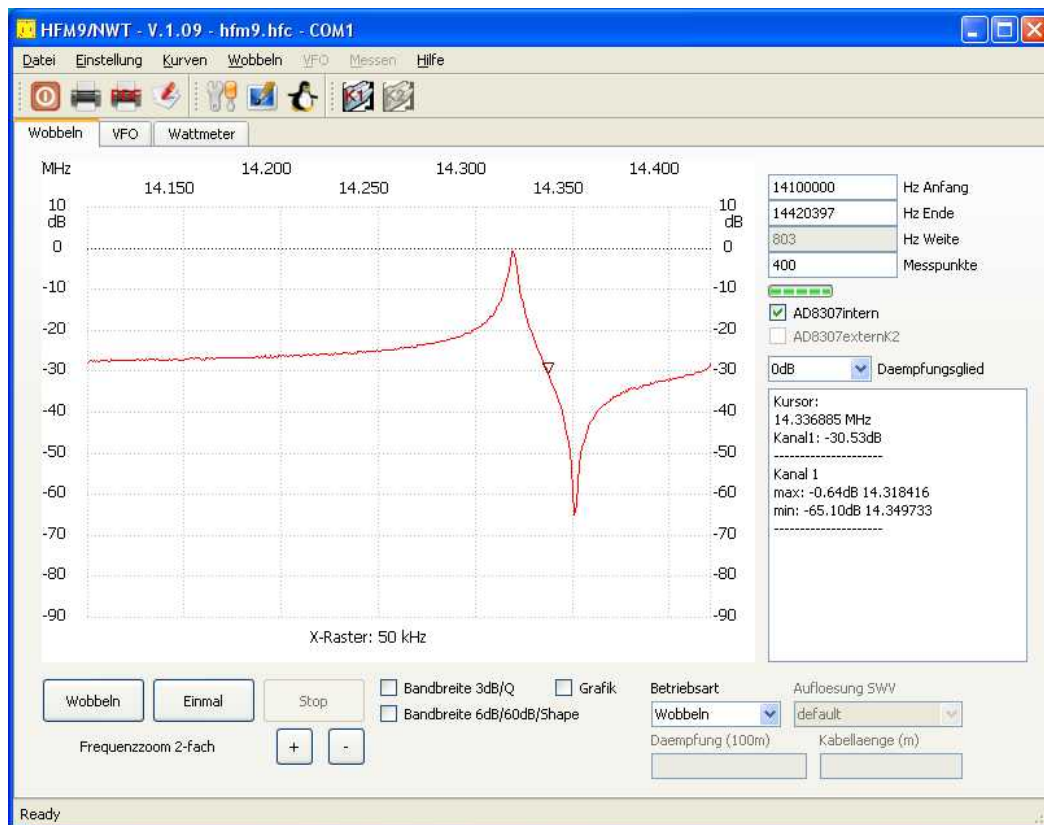
Włączenie obwodu rezonansowego dowolnego rodzaju pomiędzy wyjście generatora i wejście detektora analizatora (rys. 4.2.1) pozwala na pomiar jego częstotliwości rezonansowej i charakterystyki przenoszenia. Układ pomiarowy jest widoczny na fot. 4.2.3.

Rys. 4.2.1. Pomiar rezonansów kwarcu jest również pomiarem parametru  $S_{21}$ 

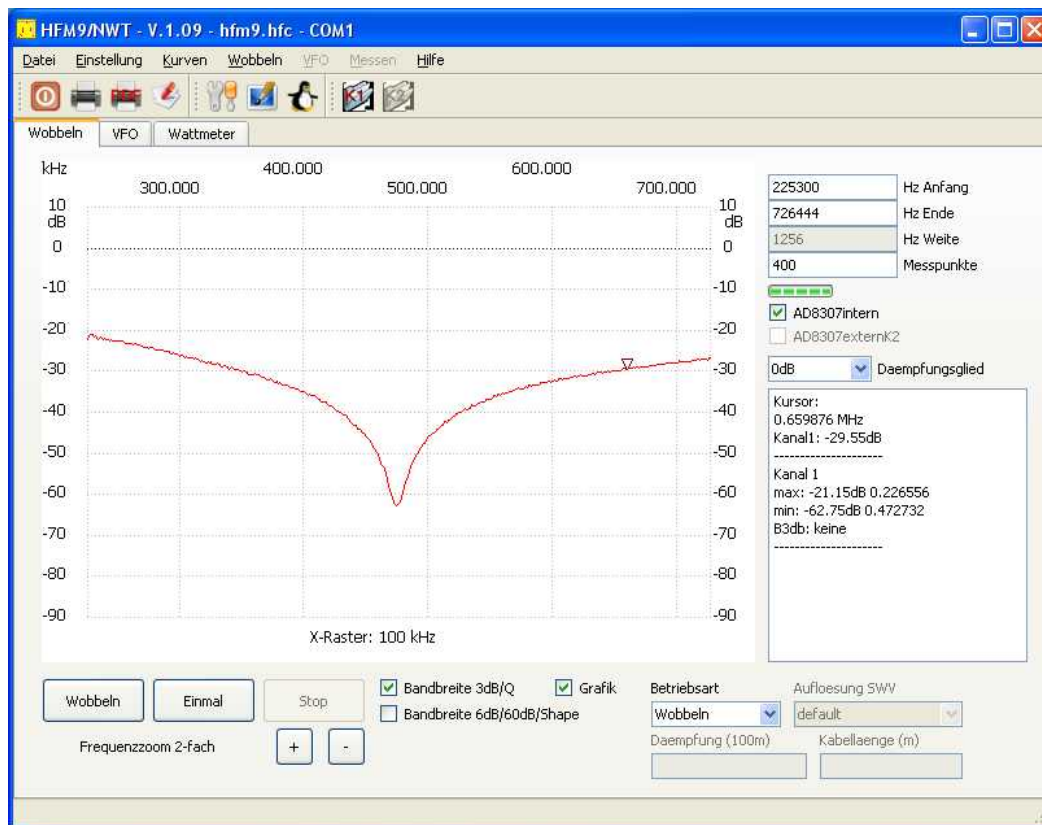
Wykres 4.2.2. Przedstawia przebieg transmitancji kwarcu 10,250 MHz. Rezonans na niższej częstotliwości jest rezonans szeregowym. Charakteryzuje się on najniższym tłumieniem. Powyżej leży jego rezonans równoległy charakteryzujący się tłumieniem najwyższym. Dobroć kwarcu można określić rozciągając skalę częstotliwości i odczytując szerokość pasma dla -3 dB. Typowe dobroci rezonatorów kwarcowych leżą w zakresie  $10^4 - 10^6$ . W identyczny sposób dokonuje się pomiarów rezonatorów ceramicznych. Impedancja obwodu w rezonansie szeregowym jest najniższa, równa oporności jego strat i dlatego poziom sygnału z docierającego do detektora jest najwyższy. W rezonansie równoległym panuje przeciwna sytuacja – wysoka impedancja obwodu powoduje silne osłabienie sygnału na wejściu detektora.



Rys. 4.2.2. Wykres przebiegu tłumienia (transmitancji S<sub>21</sub>) dla kwarcu w oknie programu *miniVNA*  
Wybrany jest tryb pomiaru parametrów czwornika (transmisyjny)

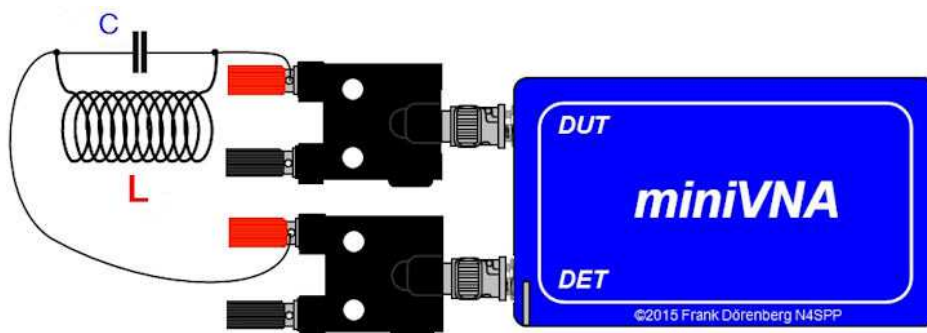


Rys. 4.2.3. Pomiar rezonansów kwarcu 14,318 kHz w bardziej rozciągniętej skali. Wykres jest wyświetlany w oknie programu HFM9 dla analizatora NWT



Rys. 4.2.4. Charakterystyka miniaturowego filtru p.cz. 455 kHz zmierzona w zakresie 225 – 725 kHz

Zakres wobulacji generatora należy dobrać tak, aby uzyskana krzywa była widoczna dostatecznie dokładnie. W przypadku kwarców lub obwodów o nieznannej częstotliwości rezonansowej konieczne może być ustawienie początkowo szerszego zakresu wobulacji w celu znalezienia rezonansu, a następnie zawężenia dla jego dokładniejszego pomiaru. Po zawężeniu zakresu wobulacji na ilustracji 4.2.3 dokładnie widoczne są częstotliwości rezonansu szeregowego (14318 kHz) i równoległego (14350 kHz) oraz pomiędzy nimi potencjalny zakres przestrajania w układzie generatora VXO. W tym przykładzie znacznik umieszczono na środku tego zakresu.



Rys. 4.2.5. Pomiar rezonansu równoległego obwodu LC. Jeżeli jeden z elementów ma znaną wartość (pojemność lub indukcyjność) pozwala to na obliczenie drugiego z nich. To samo dotyczy szeregowych obwodów rezonansowych

$$(1) \quad f_{rez} = \frac{\omega_{rez}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

$$(2) \quad L = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{rez})^2 \cdot C}$$

$$(3) \quad L = \frac{25330}{f_{rez}^2 \cdot C}$$

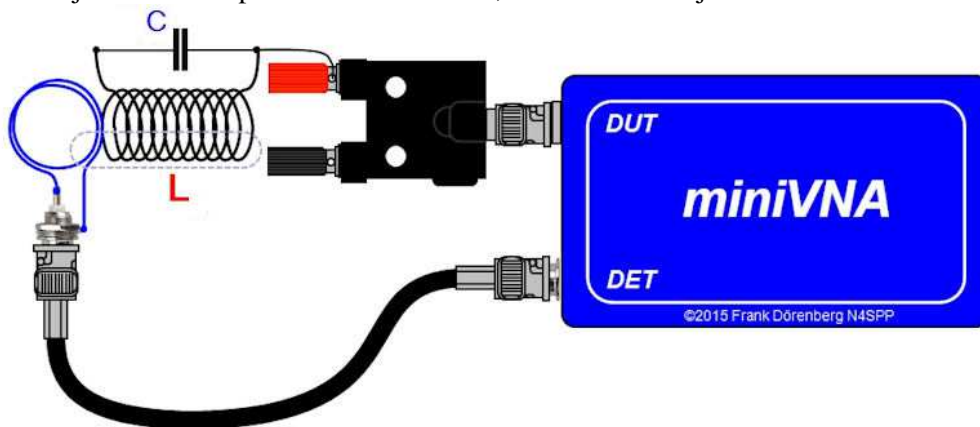
$$(4) \quad L = \frac{100}{f_{rez}^2}$$

Obliczenia nieznanego elementu obwodu rezonansowego rozpoczynamy od znanego wzoru Thompsona (1). Po jego przekształceniu na postać (2) uzyskuje się wzór na indukcyjność obwodu. Jednostkami wielkości występujących we wzorze są odpowiednio H (Henr) dla indukcyjności, F (Farad) dla pojemności i Hz dla częstotliwości. Po zastąpieniu ich przez jednostki praktyczniejsze w zastosowaniach krótkofalarskich otrzymuje się wzór (3), w którym jednostkami są  $\mu\text{H}$  dla indukcyjności, pF dla pojemności i MHz dla częstotliwości.

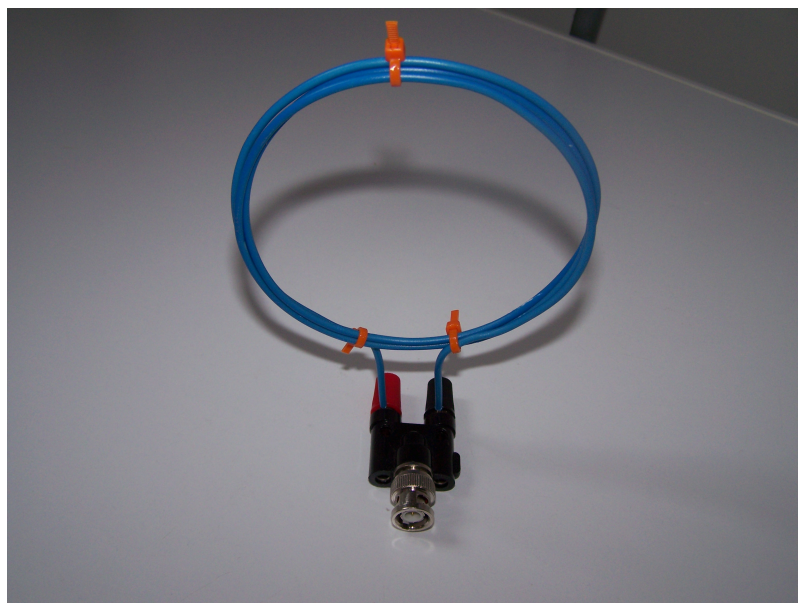
W przypadku szczególnym gdy pojemność obwodu wynosi 253 pF (przykładowo dla równoległego połączenia kondensatorów 220 pF i 33 pF) wzór upraszcza się do postaci (4).

Analogicznie dla znanej indukcyjności L możliwe jest przekształcenie wzoru tak, aby obliczyć z niego nieznaną

pojemność C (we wzorach 2 i 3 należy tylko zamienić miejscami C i L). Dokładność wyniku zależy nie tylko od samej dokładności pomiaru analizatorem, ale i od tolerancji elementu odniesienia.

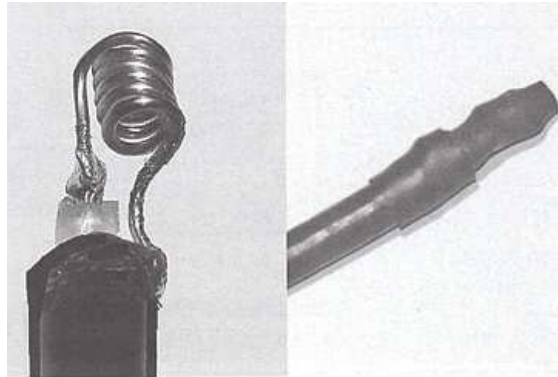


Rys. 4.2.6. Pomiar obwodu rezonansowego przy użyciu pętli odbiorczej jako antenki, czyli w sposób zbliżony do pomiarów wykonywanych za pomocą GDM



Fot. 4.2.7. Przykład wykonania pętli o trochę większej średnicy

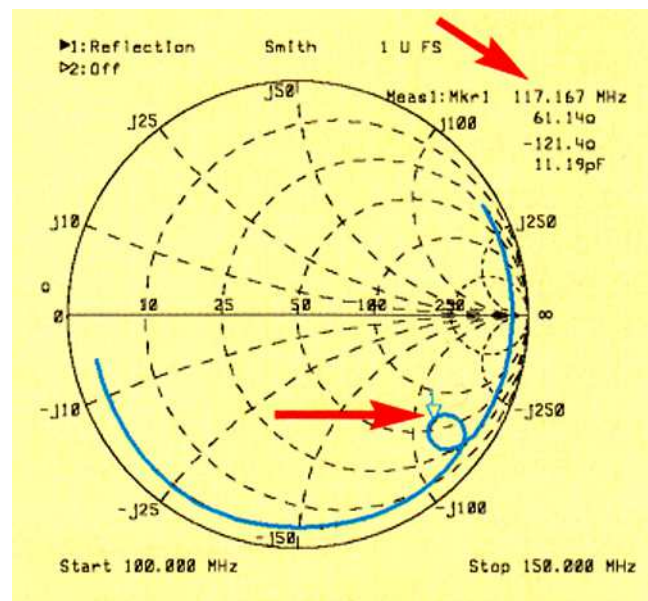
Ze względu na trudny do określenia i trudno powtarzalny stopień sprzężenia pętli z badanym obwodem, a co za tym idzie nienane obciążenie go niemożliwe jest dokonanie w tym przypadku pomiaru dobroci obwodu  $Q$ .



Fot. 4.2.8. Wykonanie sondy magnetycznej. Uzwojenie można nawinąć na końcu wiertła

Pomiar wektorowym analizatorem obwodów może także zastąpić pomiary rezonansomierzem. Minimum sygnału występujące w rezonansie w trakcie pomiaru rezonansomierzem znajduje się na szczycie pętliki zakreślonej przez wykres impedancji we współrzędnych Smitha. Do pobudzania obwodu dobrze nadaje się sonda w postaci cewki przylutowanej do końca kabla koncentrycznego jak na fot. 4.2.8.

W przypadku korzystania z analizatora skalarnego należy poszukiwać rezonansu na wykresie fali odbitej od badanego obwodu.



Rys. 4.2.9. Rezonans obwodu na wykresie Smitha (źródło: „Funkamateu” 4/2019)

### 4.3. Pomiary dopasowania

Pomiar współczynnika fali odbitej za pomocą NWT wymaga użycia dodatkowego układu pomiarowego. Może to być sprzęgacz kierunkowy (rys. 4.3.1) lub jak w przykładzie przedstawionym przez DK3WX mostek pomiarowy (rys. 4.3.2) połączony z wejściem detektora logarytmicznego.

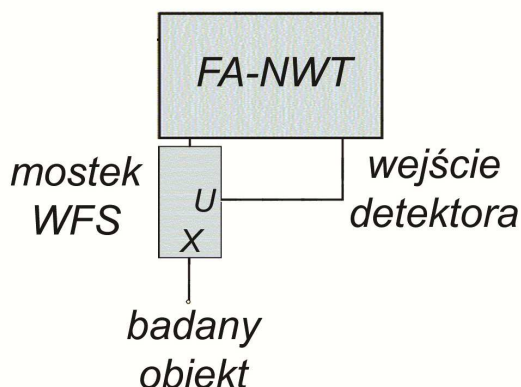
Pomiary przy użyciu mostka wymagają przeprowadzenia ponownej kalibracji analizatora. Kalibracja jest przeprowadzana w dwóch etapach:

#### 1. Kalibracja dopasowania

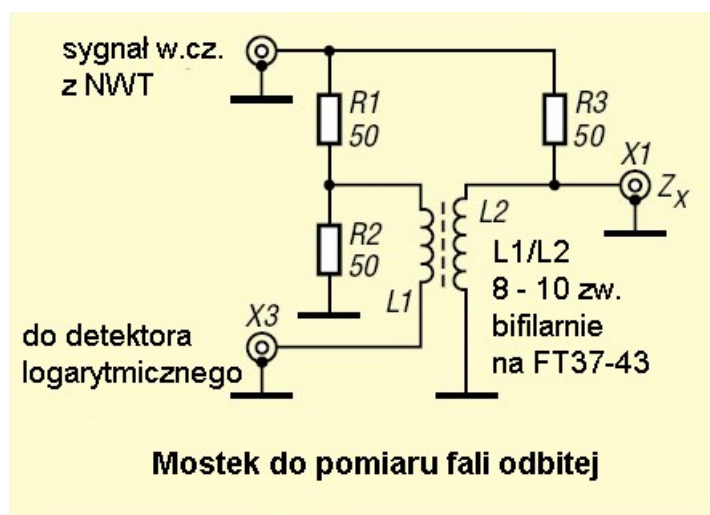
Do wejścia X1 mostka należy podłączyć opornik  $50\ \Omega$  i uzyskać na ekranie wykres leżący u dołu skali (WFS = 1). Następnie należy przeprowadzić pomiar dla wejścia zwartego lub rozwartego (WFS równy nieskończoności) i uzyskać wykres u góry skali.

#### 2. Skala dla wybranych wartości WFS

Podłączając do wejścia mostka oporniki o wartościach podanych w tabeli 4.3.1 uzyskujemy podane w niej wartości współczynnika fali stojącej co pozwala na skalibrowanie dodatkowych podziałek na skali. Teoretycznie podane w tabeli wartości współczynnika uzyskuje się zarówno dla oporności leżących powyżej jak i poniżej  $50\ \Omega$ . W praktyce w trakcie kalibracji daje się zauważyć różnice dla obu przypadków spowodowane wpływem oporności wewnętrznej generatora. Idealny przypadek równości wyników występuje jedynie dla zerowej oporności wewnętrznej.



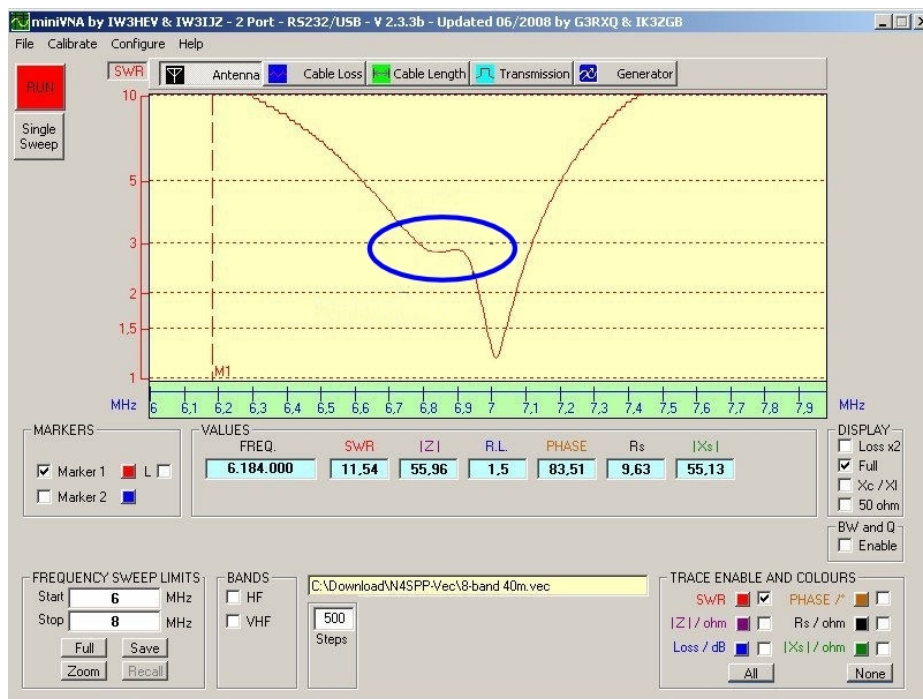
Rys. 4.3.1. Pomiar współczynnika fali stojącej (WFS) za pomocą analizatora NWT z dodatkowym reflektometrem. Badanym obiektem może być nie tylko antena



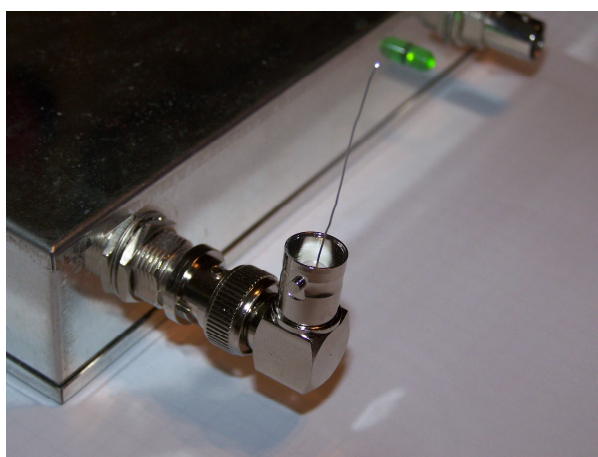
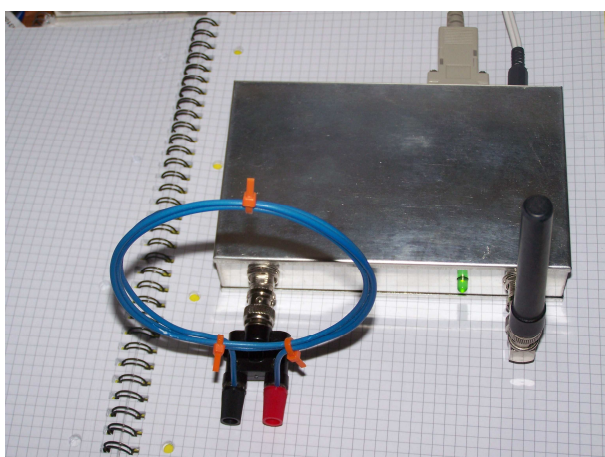
Rys. 4.3.2. Schemat mostka do pomiaru fali odbitej za pomocą NWT albo oscyloskopu. Mostek wnosi tłumienie 6 dB. Układ można wykorzystać zarówno jako sumator jak i rozgałęźnik w.cz.



Pomiaru dopasowania anteny można dokonywać nie tylko w oczywisty sposób przy użyciu mostka pomiarowego WFS, ale także w trybie pomiaru charakterystyki przenoszenia – oczywiście w praktyce dotyczy to anten o niewielkich rozmiarach, a więc głównie na zakres UKF. Badana antena jest podłączona do wejścia detektora, a do jej pobudzenia można użyć albo przedstawionej powyżej pętli albo antenki składającej się z kilku cm drutu wetkniętego do gniazda wyjściowego analizatora (fot. 4.3.5) FA-NWT. Układ pomiarowy widoczny jest na fot. 4.3.4, a charakterystyka spiralnej („gumowej”) anteny na pasmo 2 m od radiostacji FT-411 – na rys. 4.3.7. W wyniku pomiaru okazało się, że antena ta jest dosyć szerokopasmowa – jej zakres pracy na poziomie -3 dB wynosi 131-152 MHz.

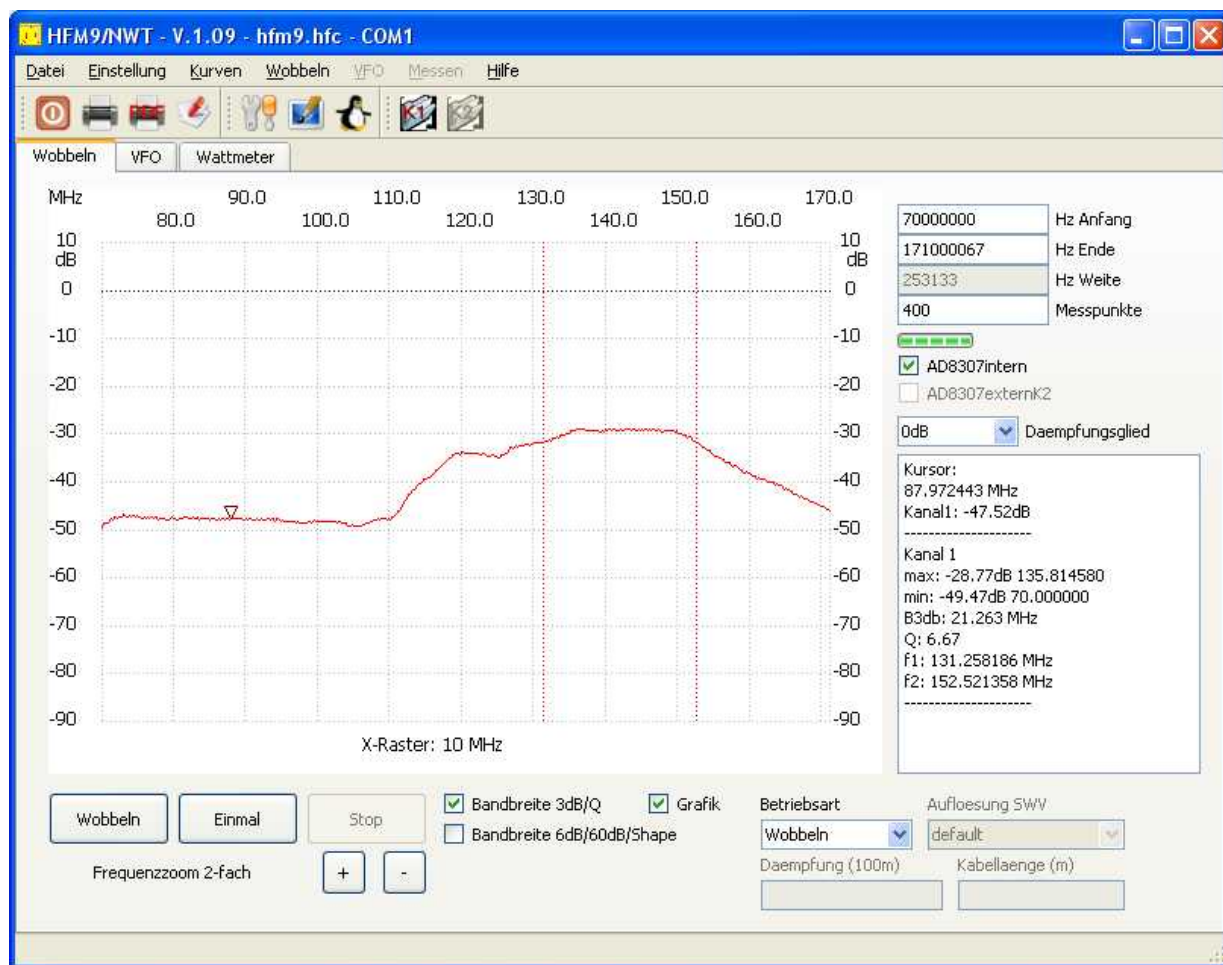


Rys. 4.3.3. Przykładowy wykres współczynnika fali stojącej (WFS) anteny zmierzony za pomocą analizatora „miniVNA”. W oknie programu wybrany jest tryb pomiaru anten (a w zasadzie dowolnych dwójników)



Fot. 4.3.4. Pomiar anteny od radiostacji przenośnej Fot. 4.3.5. Antenka pomiarowa

Na ilustracjach 4.3.4 – 5 przedstawiony jest analizator skalarny FA-NWT w jednej ze starszych wersji natomiast na fot. 4.3.7 analizator wektorowy VNWA3 konstrukcji DG8SAQ. Pokrywa on zakres do 1,3 GHz, pozwala na pomiary  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$  i WFS, a wyniki może wyświetlać również na wykresie Smitha.



Rys. 4.3.6. Charakterystyka częstotliwościowa anteny od radiostacji FT-411



Fot. 4.3.7. Analizator wektorowy DG8SAQ

Tabela 4.3.1. Wartości oporników służących do kalibracji pomiaru WFS

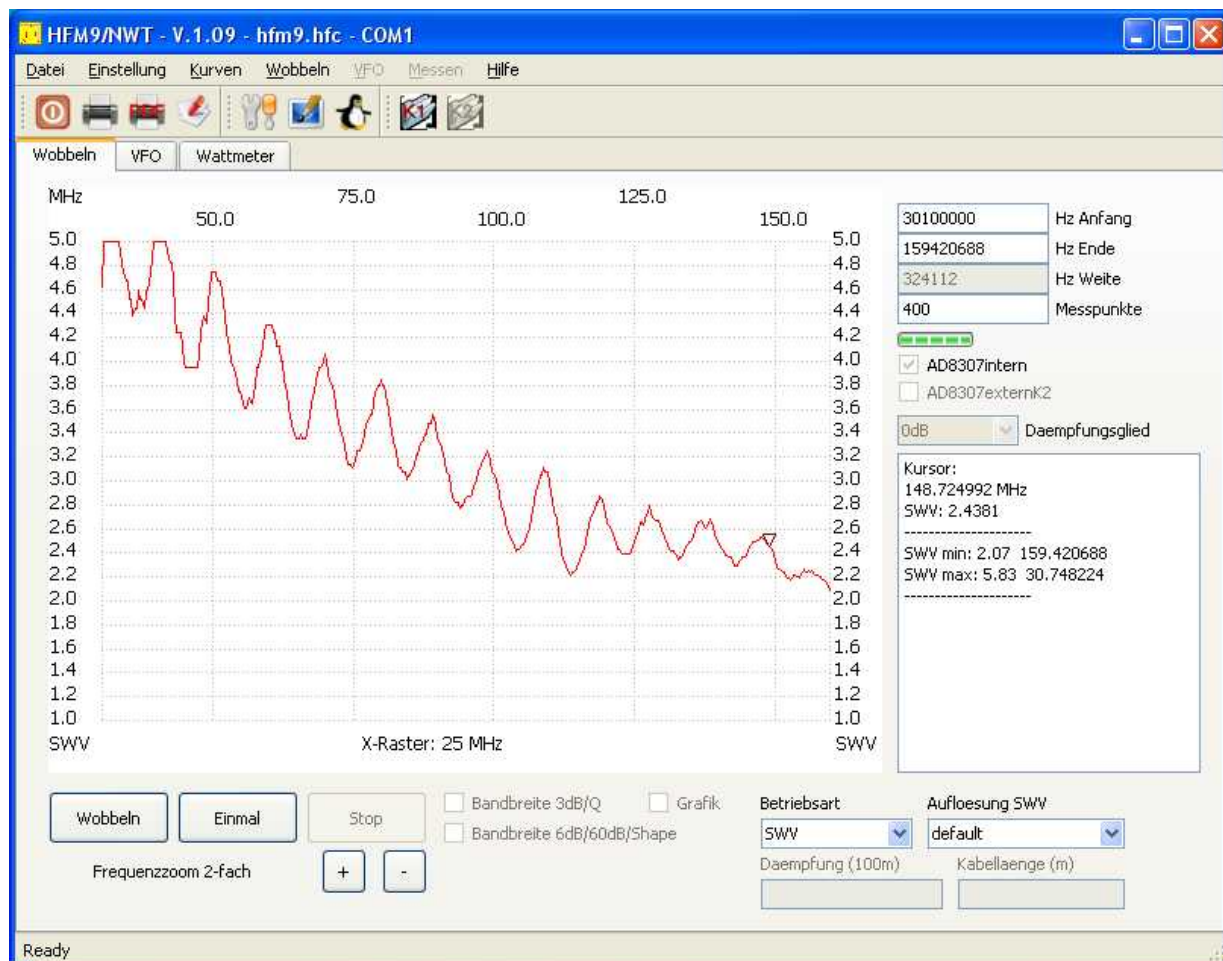
R [Ω]	WFS
50	1
45,5 lub 55	1,1
42 lub 60	1,2
39 lub 65	1,3
33 lub 75	1,5
25 lub 100	2,0
17 lub 150	3,0

#### 4.4. Pomiary długości kabli

Wykres współczynnika fali stojącej w funkcji częstotliwości pozwala także na określenie długości kabla zasilającego. Do układu pomiarowego podłączamy kabel o nieznannej długości otwarty na końcu i dokonujemy pomiaru WFS w możliwie szerokim zakresie częstotliwości. W odległości  $\lambda/4$  od jego otwartego końca występuje rezonans szeregowy tzn. impedancja na wejściu kabla zbliża się do zera, następny rezonans (równoległy) występuje w odległości  $\lambda/2$ , a kolejny rezonans szeregowy w odległości  $3\lambda/4$  – czyli jak ogólnie wiadomo rezonanse powtarzają się w odległościach  $\lambda/2$ . Odczytując z wykresu odstęp pomiędzy dwoma kolejnymi minimami WFS (które występują w pobliżu rezonansu szeregowego) możemy następnie obliczyć jego długość elektryczną, a uwzględniając współczynnik skrócenia także jego długość mechaniczną:

$l = 300 \cdot k / (2f)$  gdzie  $f$  / jest odstępem kolejnych minimów w MHz,  $k$  – współczynnikiem skrócenia, a  $l$  – długością w m. Z wykresu (rys. 4.4.1) odczytujemy odstęp wynoszący 9,7 MHz co dla współczynnika skrócenia równego 0,66 (kable RG58, RG213 i wszystkie z izolacją polietylenową) otrzymujemy długość 10,3 m. Dla współczynnika  $k$  wynoszącego 0,66 można posługiwać się skróconym wzorem:  $l = 100 / f$ .

W ten sam sposób znając długość mechaniczną kabla nieznanego typu możemy po wykonaniu pomiaru jego długości elektrycznej (odstępu częstotliwości kolejnych minimów) obliczyć współczynnik skrócenia z pierwszego wzoru.

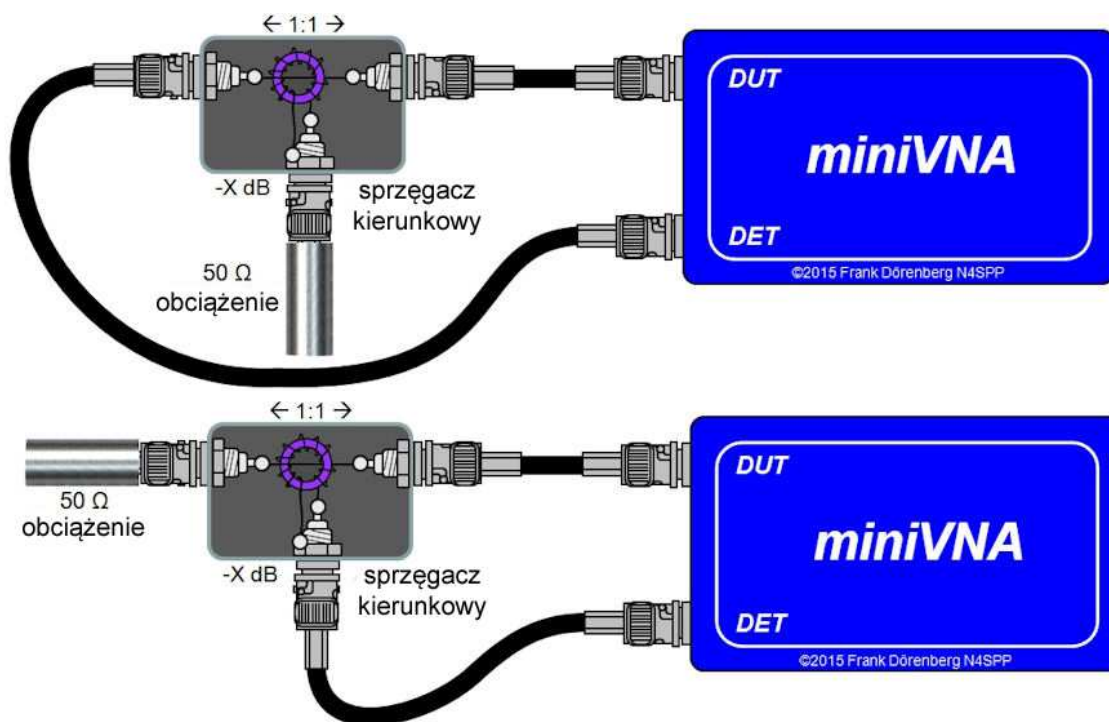


Rys. 4.4.1. Pomiar długości kabla zasilającego

Tabela 4.4.1. Współczynniki skrócenia dla niektórych typów kabli koncentrycznych

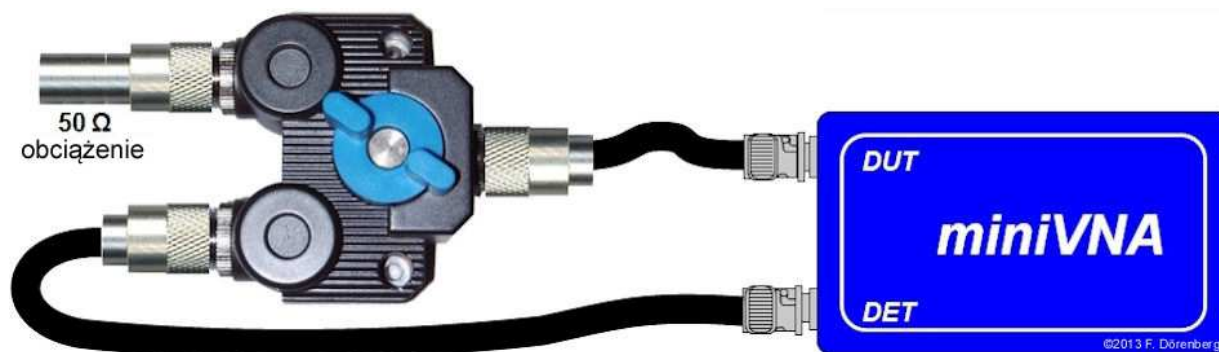
Materiał izolujący	Typ kabla	Współczynnik skrócenia
Lity polietylen	RG174, RG58, RG213, RG59, RG216	0,66
Pianka polietylenowa	H-200 Flex, SP-3000 plus	0,83
Pianka polietylenowa z 50% zawartością powietrza	Aircell 7	0,83
Pianka polietylenowa	H 100	0,84
Pianka polietylenowa	H 155	0,79
Pianka polietylenowa	H 500	0,81
Pianka polietylenowa	Ecoflex 10, Ecoflex 15	0,86
Rozporniki polietylenowe, komory powietrzne	Aircom plus	0,85
Teflon	RG188, UT141	0,7

#### 4.5. Pomiary wielowrotników

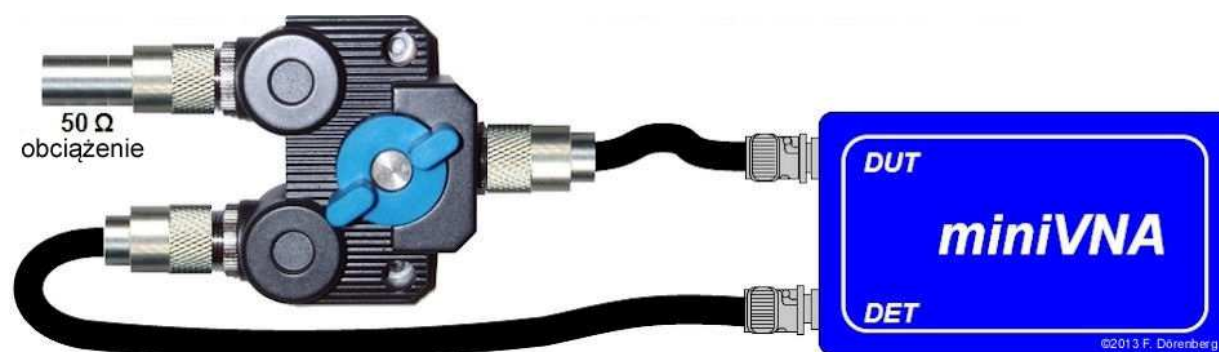


Rys. 4.5.1. Pomiary tłumienia wprowadzanego przez sprzęgacz kierunkowy w funkcji częstotliwości dla wrot wyjściowych i sprzężonych w stosunku do wejścia

Sprzęgacz kierunkowy jest trój- lub czterowrotnikiem. Posiada on dwa główne wrota: wejściowe i wyjściowe oraz jedno lub dwa wrota sprzężone przeznaczone do celów pomiarowych. Sprzęgacz wprowadza tłumienie w głównym torze, a dla wrot pomiarowych oprócz tego istotne jest tłumienie sprzężenia. Pomiary tłumienia wymagają, aby wszystkie pozostałe wrota były obciążone impedancją systemową, czyli najczęściej 50 Ω. Wielowrotnikami są również przełączniki antenowe, dzielniki mocy, sumatory itp.



Rys. 4.5.2. Pomiar izolacji wrót (przesłuchów) przełącznika antenowego



Rys. 4.5.4. Pomiar tłumienia wprowadzanego przez przełącznik

Przełączniki dobrej klasy powinny na falach krótkich wносить tłumienie nie większe od 0,1 dB i zapewniać izolację 60 – 70 dB.

#### 4.6. Pomiar współczynnika $A_L$ rdzeni pierścieniowych

Analizator obwodów umożliwia także pomiar współczynników  $A_L$  ferrytowych i proszkowych rdzeni pierścieniowych. Współczynniki te służą do obliczenia liczby zwojów niezbędnych do uzyskania wymaganej indukcyjności. W odwrotną stronę ze znanej liczby zwojów można obliczyć współczynnik  $A_L$ . Jeżeli typ rdzenia jest znany wartość współczynnika można odczytać z danych katalogowych. Dla rdzeni nieznanego pochodzenia i typu pomocne jest jednak dokonanie pomiaru. Obliczona na jego podstawie wartość współczynnika ułatwi późniejszą identyfikację rdzenia.

Tabela 4.6.1

Współczynniki  $A_L$  dla niektórych typów rdzeni pierścieniowych

Rdzeń ferrytowy	$A_L$ ***	Rdzeń proszkowy	$A_L$ ***
FT-240-31	3180	T-50-1	10
FT-140-43	885	T-130-1	20
FT-240-43	1075	T-50-2	49
BN-43-7051	1000	T-130-2	110
FT-140-61	140	T-200-2	120
FT-240-61	170	T-50-6	40
FT-140-77	2445	T-130-6	96
FT-240-77	3155	T-200-6	104

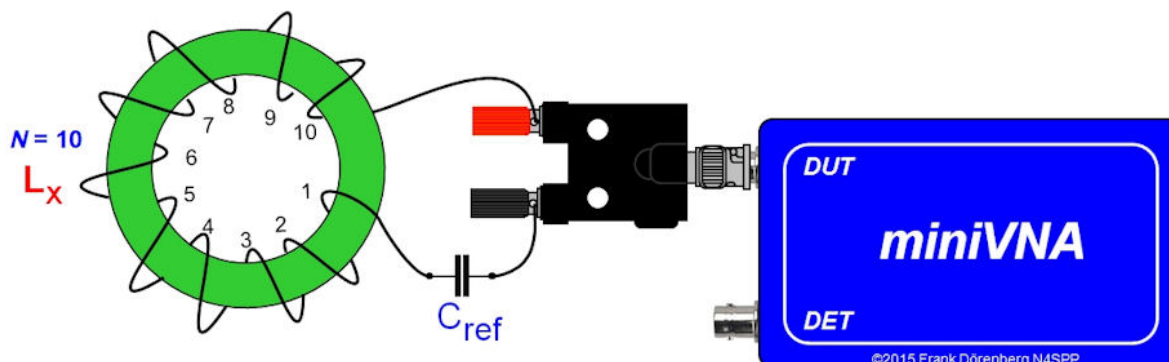
Dla rdzeni ferrytowych współczynnik  $A_L$  wyraża się wzorem

$$A_L = 1000 L/N^2$$

a dla rdzeni proszkowych wzorem

$$A_L = 10000 L/N^2$$

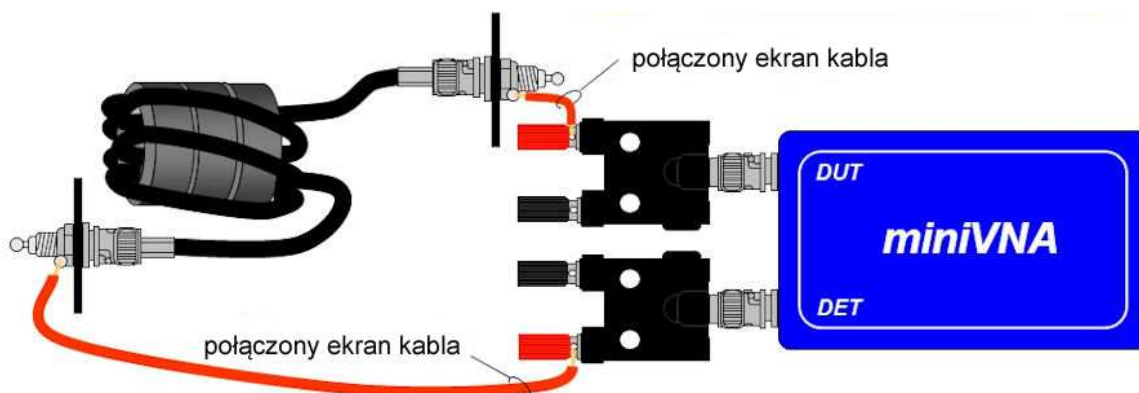
Określenie wartości współczynnika sprowadza się do nawinięcia niewielkiej liczby zwojów i dokonania pomiaru indukcyjności, a następnie obliczenia współczynnika z pasującego z podanych wzorów.



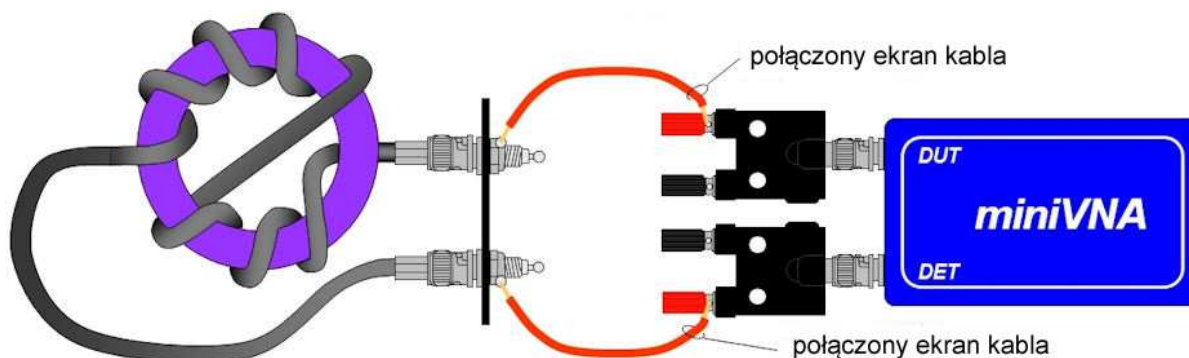
Rys. 4.6.1. Schemat układu pomiarowego. Pomiar indukcyjności w obwodzie szeregowym ze znaną pojemnością

#### 4.7. Pomiary dławików koncentrycznych

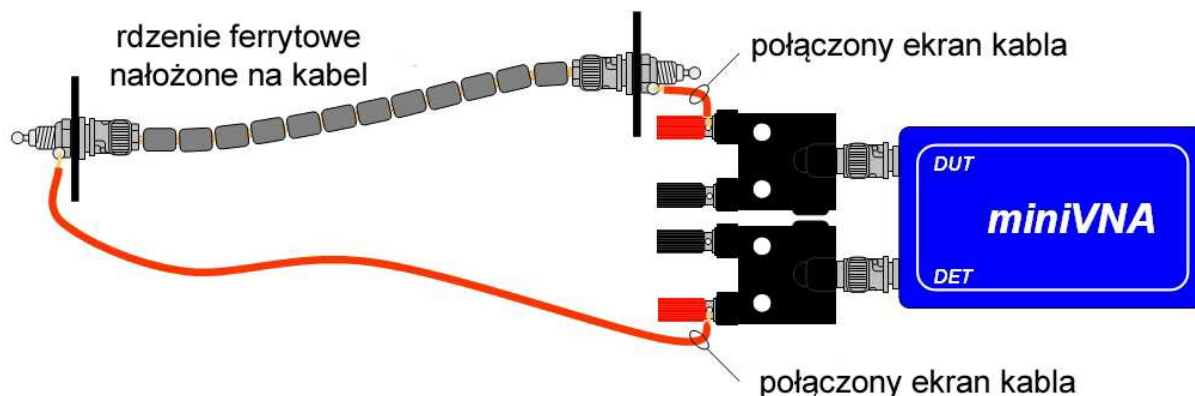
Na ilustracjach 4.7.1 – 4.7.3 przedstawiono sposób pomiaru dławików tłumiących fale rozchodzące się po powierzchni ekranu kabli koncentrycznych. Należy zwrócić uwagę, że do gorącego zacisku wrót miernika podłączony jest w tym przypadku ekran kabla koncentrycznego, ponieważ dokonywany jest pomiar tłumienia fali rozchodzącej się w nim. Dławiki nie wywierają wpływu na tłumienie kabla dla fali rozchodzącej się wewnątrz.



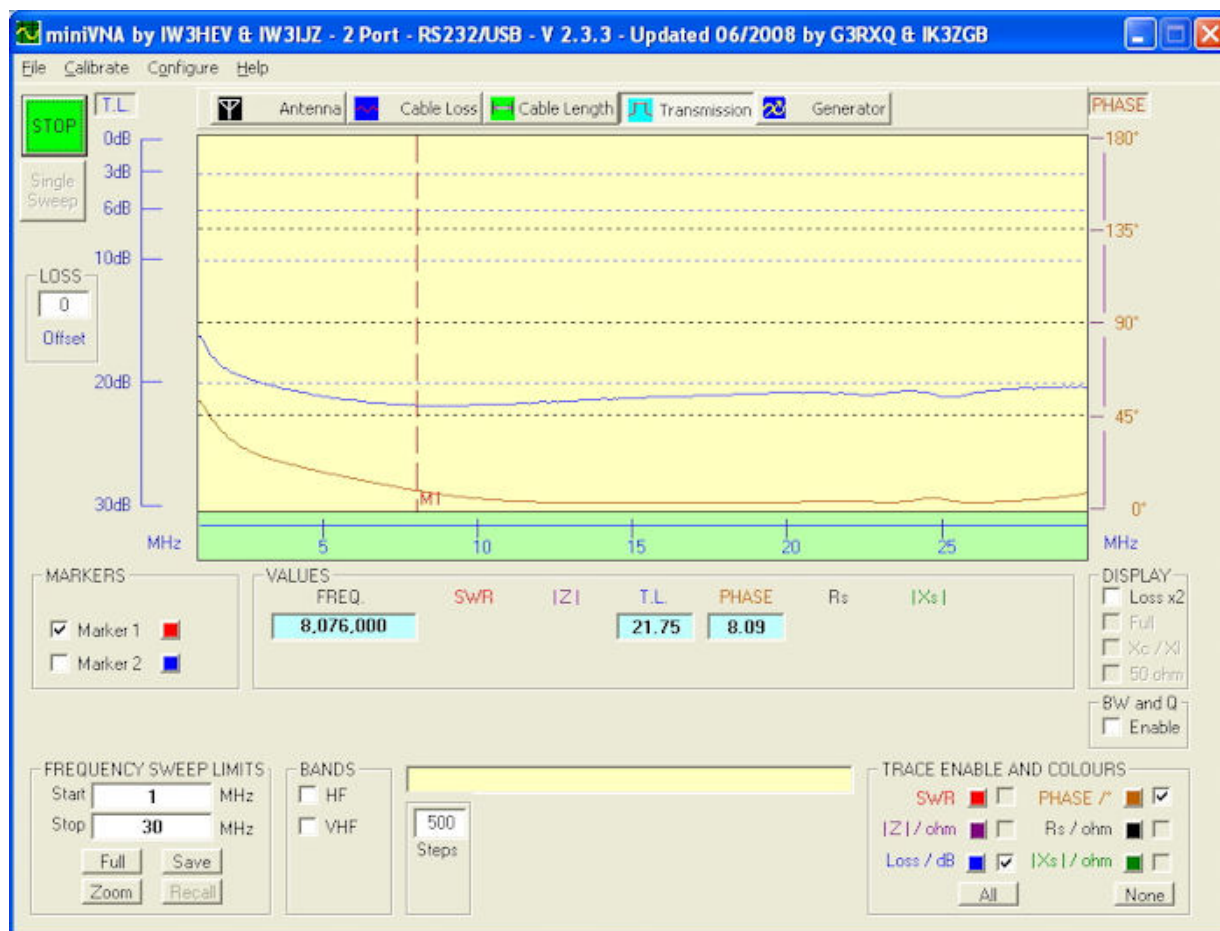
Rys. 4.7.1. Dławik wykonany przez nawinięcie kabla na kilka rdzeni pierścieniowych



Rys. 4.7.2. Dławik nawinięty na pojedynczym rdzeniu ferrytowym



Rys. 4.7.3. Dławik powstały w wyniku nałożenia na kabel rdzeni ferrytowych



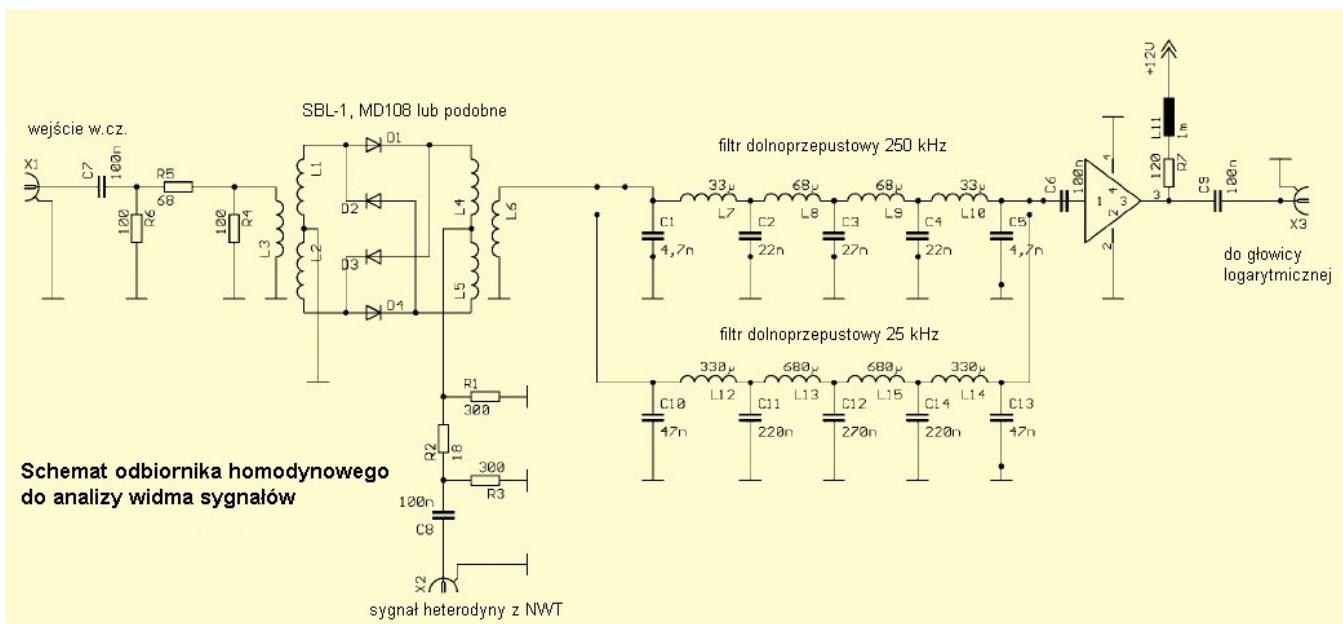
Rys. 4.7.4. Przykładowy wynik pomiaru dławika z ilustracji 4.7.3

#### 4.8. Analizator widma

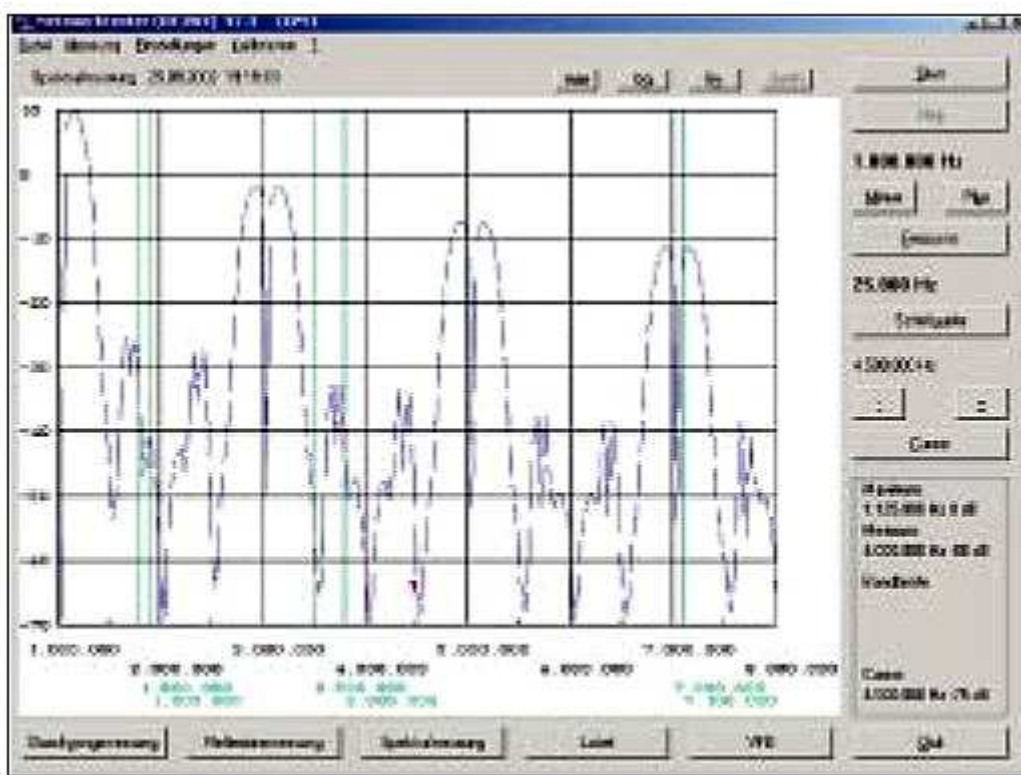
Analizatory obwodów można w ograniczonym zakresie wykorzystać jako analizator widma. Do tego celu konieczne jest użycie dodatkowego układu – aperiodycznego odbiornika homodynowego, którego przykładowy schemat jest przedstawiony na rys. 4.8.1. Analizator pracujący w trybie przemiatania dostarcza sygnału heterodyny do odbiornika, a jego sygnał wyjściowy po odfiltrowaniu przez filtr dolno-przepustowy i wzmacnieniu jest podawany na detektor logarytmiczny. Pewną niedogodnością okazuje się w tym przypadku ograniczony zakres pracy analizatora pozwalający na pomiary zawartości harmonicznych w sygnale nadajnika jedynie w zakresie krótkofalowym.

Przystawka homodynowa jest wyposażona w dwa filtry dolnoprzepustowe o częstotliwościach granicznych 250 i 25 kHz. Każda ze składowych widma badanego sygnału jest odbierana (i wyświetlana na

wykresie) dwukrotnie – poniżej i powyżej chwilowej częstotliwości heterodyny. Powstająca natomiast w momencie ich zgodności składowa stała nie dociera do wejścia detektora i nie jest wyświetlana na ekranie. Wykres wykazuje w tym miejscu wyraźne i łatwo rozpoznawalne minimum. Dla dokładnego przedstawienia widma krok przestrajania syntezera musi być dużo mniejszy od szerokości pasma filtra.



Rys. 4.8.1. Przystawka homodynowa do analizy widma sygnałów



Fot. 4.8.2. Przykład pomiaru widma fali prostokątnej

Badanie widma w szerokim zakresie przestrajania wymaga włączenia w odbiorniku filtra o wyższej częstotliwości granicznej. Na szczegółowy pomiar w wąskim paśmie pozwala natomiast filtr o niższej częstotliwości granicznej. Przykład widma fali prostokątnej zmierzonego za pomocą NWT7 przedsta-



wia fot. 4.8.2. Do kalibracji układu pomiarowego konieczne jest doprowadzenie do niego sygnału w.cz. o znanych właściwościach. Praktycznym rozwiązaniem okazuje się doprowadzenie sygnału z generatora TTL np. o częstotliwości 1 MHz przez tłumik tak dobrany aby na  $50 \Omega$  wejściu odbiornika homodynowego uzyskać napięcie o wartości międzyszczytowej 1,12 V. Przebieg ten zawiera składową podstawową o mocy 10 dBm i znaczną liczbę nieparzystych harmonicznych.

Generator w.cz. analizatora może służyć także jako generator sterujący nadajnika lub heterodyna w układach odbiorczych. Dokładność częstotliwości jest wystarczająca do wielu zastosowań, a jeżeli wymagana jest większa możliwa jest przeprowadzenia kalibracji częstotliwości analizatora przez porównanie jej z częstotliwością wzorcową (np. stacji radiofonicznej albo generatora pomiarowego i obliczenie poprawki).

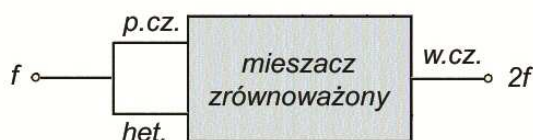
#### 4.9. Rozszerzenie zakresu pomiarowego

Dla rozszerzenia zakresu pracy analizatora najlepiej jest zastosować bierny podwajacz częstotliwości zawierający mieszacz podwójnie zrównoważony. W celu zachowania dobrej symetrii, a co za tym idzie dostecznie silnego stłumienia częstotliwości podstawowej jak również uzyskania równomiernej charakterystyki w szerokim zakresie pracy najlepiej jest zastosować w podwajaczu fabryczny mieszacz typu IE-500, SBL-1, TUF-1 lub podobny (maksymalna częstotliwość pracy 500 MHz). Schemat blokowy podwajacza przedstawiony jest na rys. 4.9.1. Podwajacz powinien być umieszczony w metalowej obudowie ekranującej i wyposażony we wtyki lub gniazda koncentryczne na wejściu i wyjściu. Przy zastosowaniu podanych powyżej mieszaczy fabrycznych sygnał podwojony jest osłabiony w stosunku do podstawowego o około 12 dB. Dzięki szerokiemu zakresowi dynamiki analizatora tłumienie to nie przeszkadza w prowadzeniu większości pomiarów. Gdyby jednak w jakichś szczególnych przypadkach konieczna była kompensacja strat podwajacza można użyć w tym celu wzmacniacza w.cz. własnej konstrukcji np. pracującego na scalonym obwodzie mikrofalowym ERA-6 albo podobnym.

W sklepie internetowym „Funkamateura” dostępny jest fabryczny podwajacz typu FD-2 firmy „Mini-Circuits” pracujący w zakresie częstotliwości wejściowych 5-1000 MHz. Podwajacz ten jest wyposażony w gniazdo BNC na wyjściu, a wtyk na wejściu.

Skala częstotliwości na ekranie komputera nie ulega oczywiście zmianie i użytkownik musi sam pomnożyć wyświetlane tam wartości przez dwa. Zmierzona przez autora charakterystyka podwajacza FD-2 w zakresie 160-320 MHz jest widoczna na rys. 4.9.2.

Podwajanie częstotliwości w celu rozszerzenia zakresu pomiarowego jest często stosowane także i w sprzęcie profesjonalnym.

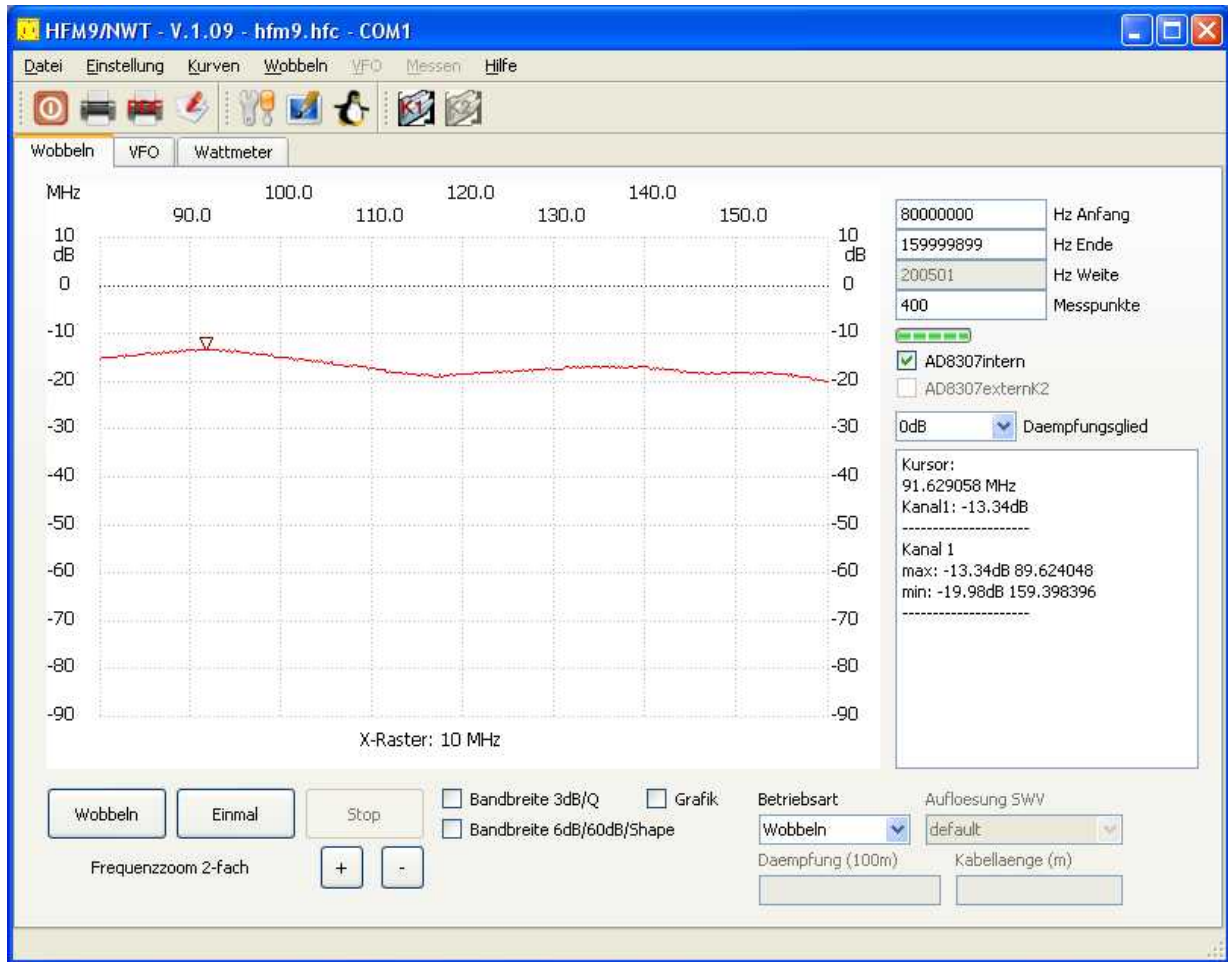


Zasada pracy biernego podwajacza częstotliwości

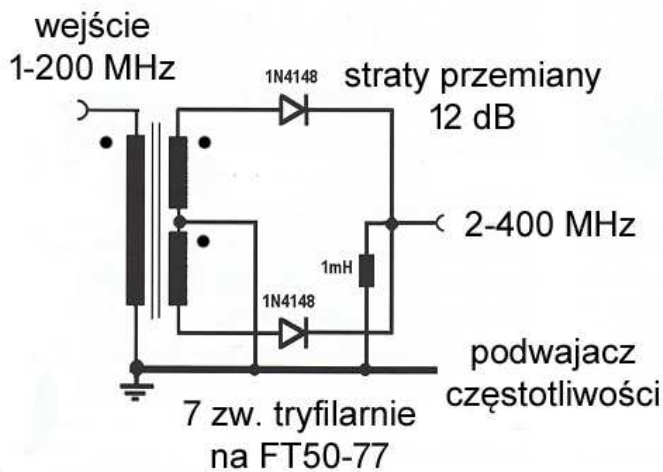
Rys. 4.9.1. Wykorzystanie mieszacza zrównoważonego jako podwajacza częstotliwości



Fot. 4.9.3. Bierny podwajacz FD-2 pracuje w zakresie 10 – 1000 MHz i jest wyposażony w gniazdo i wtyk BNC  $50 \Omega$ . Moce wejściowe leżą w zakresie 1 – 15 dBm, a straty przemiany wynoszą 13,5 dB



Rys. 4.9.2. Charakterystyka podwajacza częstotliwości FD-2 firmy „Mini-Circuits”



konstrukcja podwajacza HP 10515A

Rys. 4.9.4. Diodowy podwajacz częstotliwości

## Literatura i adresy internetowe

- [1] „Miernictwo elektryczne”, Marian Łapiński, Podręczniki akademickie, Elektronika, WNT, Warszawa 1967
- [2] „Praxiserprobte Messtechnik für Funkamateure”, Hans Cordens, DJ4AZ, wyd. VTH, Baden-Baden 1994
- [3] „HF-Messungen mit dem Netzwerktester”, Hans Nussbaum, DJ1UGA, wydawnictwo „Funkamateure”, 2007, ISBN-13: 978-3-910159-54-9.
- [4] „HF-Messungen für den Funkamateure”, tom 1, Hans Nussbaum, DJ1UGA, wydawnictwo VTH, Baden-Baden 2004, ISBN 3-88180-804-3
- [5] „HF-Messungen für den Funkamateure”, tom 2, Hans Nussbaum, DJ1UGA, wydawnictwo VTH, Baden-Baden 2005, ISBN 3-88180-815-9
- [6] „HF-Messungen für den Funkamateure”, tom 3, Hans Nussbaum, DJ1UGA, wydawnictwo VTH, Baden-Baden 2006, ISBN 3-88180-824-8
- [7] „Rothammels Antennebuch”, Alois Krischke DB0TR, Wydawnictwo DARC, 13 wyd., Baunatal 2013
- [8] „Miernictwo mikrofalowe”, Edward Ginzton, Państwowe Wydawnictwa Techniczne, Warszawa 1961.
- [9] „Hochfrequent Messpraxis, Frank Sichla, Franzis Verlag, Poing 2007
- [10] „Das Noise Power Ratio (NPR) in modernen drahtlosen Anwendungen“, „HF-Praxis“ 1/2017, str. 60
- [11] Czasopisma *Funkamateure*, *Funk*, *CQDL*, *CQDL Spezial*, *QST*, *QSP*, *TV-Amateur*, *RadCom*, *QRP Report* z lat 1990 – 2019.
- [12] [www.miniRadioSolutions.com](http://www.miniRadioSolutions.com)
- [13] <http://redpitaya.com>
- [14] <https://github.com/RedPitaya/RedPitaya>
- [15] <https://github.com> - Pavel Demin „Red-Pitaya-notes”, odbiorniki programowalne, radiostacje, odbiorniki WSPR
- [16] <http://pavel-demin.github.io/red-pitaya-notes/>
- [17] <https://charly25-sdr.github.io> - TRX „Charly 25”
- [18] [www.elektormagazine.de/140277](http://www.elektormagazine.de/140277) - odbiornik stereofoniczny UKF
- [19] [https://github.com/DF4IAH/RedPitaya\\_RadioBox/wiki](https://github.com/DF4IAH/RedPitaya_RadioBox/wiki)
- [20] [www.sdr-kits.net](http://www.sdr-kits.net)
- [21] [www.funkamateure.de](http://www.funkamateure.de)



**W serii „Biblioteka polskiego krótkofalowca” dotychczas ukazały się:**

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





