

BIBLIOTEKA
POLSKIEGO KRÓTKOFALOWCA

44

KRZYSZTOF DĄBROWSKI
OE1KDA

MIERNICTWO
TOM 3

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 3

Krzysztof Dąbrowski OE1KDA

Wydanie 1
Wiedeń, kwiecień 2019

Spis treści

8. Pomiary oscyloskopem	6
8.1. Pomiary kabli	10
8.2. Pomiary anten	12
8.3. Pomiary filtrów	13
8.4. Pomiary indukcyjności i dobroci cewek	14
9. Pomiary z użyciem odbiorników programowalnych	17
10. Pomiary różne	26
10.1. Pomiar dewiacji częstotliwości	26
10.2. Pomiary generatorem impulsów szpilkowych	26
10.3. Generator sygnału stereofonicznego	27
10.4. Pomiar mocy m.cz.	28
10.5. Monitor jakości nadawanego sygnału	29
10.6. Próbnik tranzystorów	31
10.7. Pomiar stabilności częstotliwościowej odbiorników	31
11. „Red Pitaya”	33
Dodatek A. Tłumiki w.cz.	39
Dodatek B. Filtry pomiarowe	45
Dodatek C. Wzmacniacze pomiarowe	48
Dodatek D. Wzorce częstotliwości	50
Dodatek E. Grubości przewodów według norm AWG i BWG	51
Literatura i adresy internetowe	52

Sommaire

Mesures pour radioamateurs

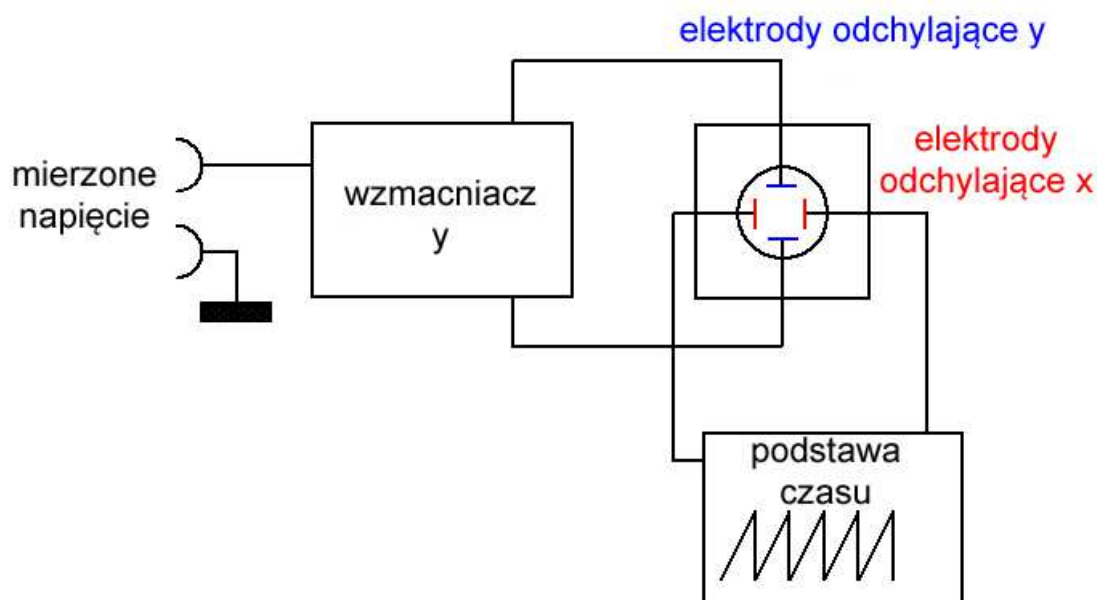
8. Mesures avec oscilloscope	6
8.1. Mesure de câble	10
8.2. Mesure d'antenne	12
8.3. Mesure de filtre	13
8.4. Mesure de L et Q	14
9. Mesures avec récepteur RDL	17
10. Mesures différentes	26
10.1. Mesure de déviation	26
10.2. Mesure avec générateur des impulsions aiguilles	26
10.3. Générateur de signal stéréo	27
10.4. Wattmètres BF	28
10.5. Moniteur de qualité de transmission	29
10.6. Testeur de transistors	31
10.7. Mesure de stabilité de fréquence de récepteur	31
11. „Red Pitaya”	33
Annexe A. Atténuateurs HF	39
Annexe B. Filtres de mesure	45
Annexe C. Amplificateurs de mesure	48
Annexe D. Étalons de fréquence	50
Annexe E. Diamètres du fil d'après des normes AWG et BWG	51
Bibliographie et les pages WEB	52

8. Pomiary oscyloskopem

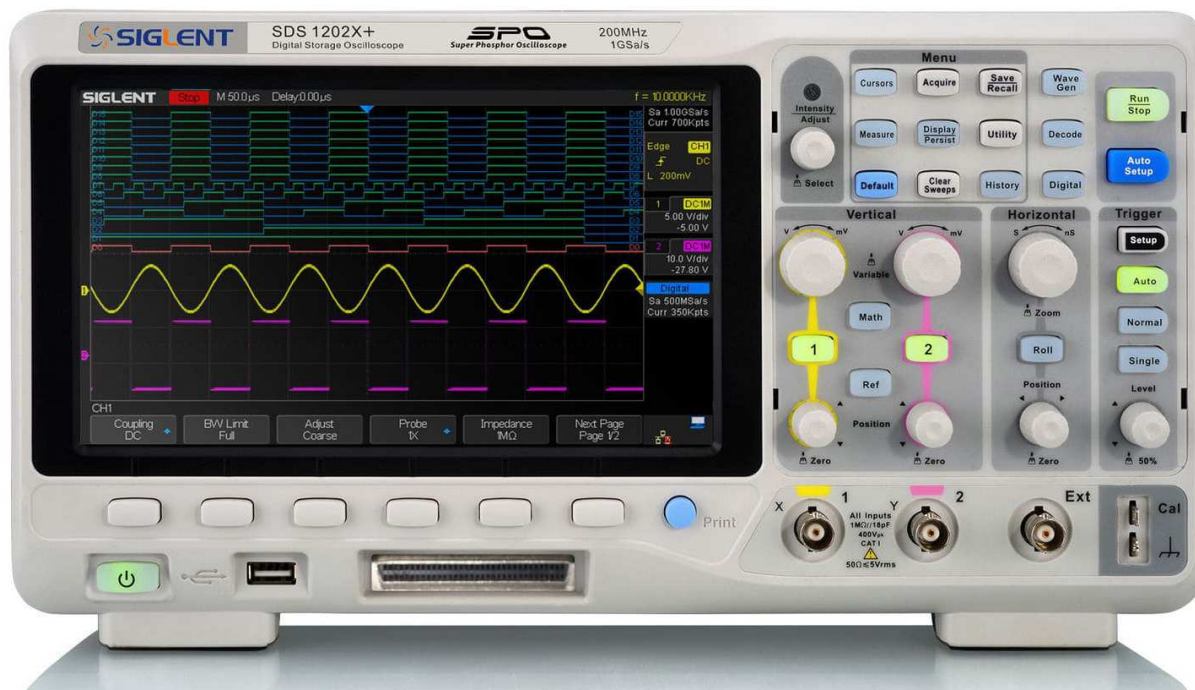
Człowiek najchętniej poznaje zjawiska natury przez obserwację wzrokową. Taką właśnie obserwację zjawisk elektrycznych zapewnia oscyloskop elektroniczny. Oscylograf jest natomiast urządzeniem umożliwiającym zapis lub sfotografowanie badanego zjawiska elektrycznego. Obecnie dzięki rozpowszechnieniu się technik cyfrowych i użyciu komputerów granica między obydwoimi rodzajami przyrządów ulega zatarciu. W wychodzących już z użytku profesjonalnego, ale ciągle jeszcze ze względu na cenę popularnych wśród krótkofalowców oscyloskopach analogowych obraz przebiegu jest rysowany przez strumień elektronów na ekranie lampy oscyloskopowej. W rozwiązaniach współczesnych generacji badany przebieg jest próbkowany z częstotliwością określoną przez zasadę Nyquista, próbki są poddawane cyfrowej obróbce, a jej wynik jest wyświetlany na ekranie, najczęściej ciekłokrystalicznym. Klasycznymi sposobami przedstawiania wyników na ekranie jest wyświetlanie ich w funkcji czasu (w postaci przebiegów czasowych sygnału doprowadzonego do wejścia Y) i wyświetlanie zależności dwóch przebiegów doprowadzonych do wejść X i Y. W tym przypadku otrzymuje się tzw. figury Lissajous. Figury Lissajous pozwalają na wyznaczenie stosunku częstotliwości obu sygnałów i przesunięć fazowych między nimi. W trybie tym możliwe jest również wyświetlanie charakterystyk różnego rodzaju podzespołów – diod, tranzystorów itp. Oznaczenia wejść X i Y odpowiadają osiom liczbowym w prostokątnym układzie współrzędnych.

Oscyloskopy jednokanałowe (dawniej, w czasach stosowania lamp oscyloskopowych nazywane też jednostrumieniowymi) mogą wyświetlać przebieg pojedynczego sygnału w funkcji czasu, natomiast dwu- i więcej kanałowe – wyświetlają równoległe przebiegi większej liczby sygnałów. Przypadkiem szczególnym są tzw. analizatory logiczne, dostosowane do wyświetlania jednocześnie większej liczby przebiegów, np. ośmiu, ale za to ograniczone do przebiegów logicznych – impulsów. Współczesne oscyloskopy cyfrowe mają także możliwość wyświetlania widm sygnałów, obliczonych przy użyciu transformaty Fouriera (patrz tom 36 niniejszej serii). Badane przebiegi mogą być też zapisywane na zewnętrznych nośnikach USB do późniejszego wykorzystania.

Przebieg i szerokość skali czasu muszą być zsynchronizowane z przebiegiem badanym. Dlatego też oscyloskopu są z jednej strony wyposażone w przełączniki rodzaju synchronizacji – zależnego od rodzaju badanych przebiegów, a z drugiej strony w dodatkowe wejście sygnałów synchronizacji z zewnętrznych źródeł, od których może być uzależniony badany przebieg. Uzyskanie dobrej synchronizacji wymaga naogół regulacji poziomu sygnału synchronizującego.



Rys. 8.0.1. Zasada pracy oscyloskopu analogowego. Badany sygnał jest po wzmacnieniu doprowadzony do płytek odchylenia pionowego. Do płytek odchylenia poziomego jest doprowadzony piłokształtny sygnał podstawy czasu z wewnętrznego generatora. W trybie XY do płytek odchylenia poziomego doprowadzony jest zamias tego drugi z badanych sygnałów. Częstotliwość podstawy czasu i wzmacnienie w torze y, względnie wzmacnienia w torach x i y są dobierane dla uzyskania optymalnego obrazu



Rys. 8.0.2. Wyświetlanie przebiegów analogowych i logicznych (cyfrowych) na ekranie wielokanałowego oscyloskopu. Na skali poziomej odczytywany jest czas, a na pionowej – napięcie

Na rys. 8.0.2 u dołu po prawej stronie widoczne są gniazdka wejściowe kanałów X i Y, oraz gniazdko dla zewnętrznej synchronizacji. Powyżej znajdują się regulatory skali czasu i napięcia (wzmocnienia), poziomu synchronizacji, przełączniki rodzaju pracy i rodzaju synchronizacji itp. Rodzaj i poziom synchronizacji są ustawiane tak, aby otrzymać stabilny obraz. Oscyloskop cyfrowy pozwala na zapis wyników pomiarów na zewnętrznych nośnikach danych USB i innych.



Rys. 8.0.3. Figura Lissajous otrzymana w trybie wyświetlania XY. Stosunek częstotliwości f_y do f_x oblicza się odczytując liczbę przecięć z osią Y lub inną wybraną pionową linią podziałki i dzieląc przez liczbę przecięć osi Y lub innej wybranej poziomej linii podziałki

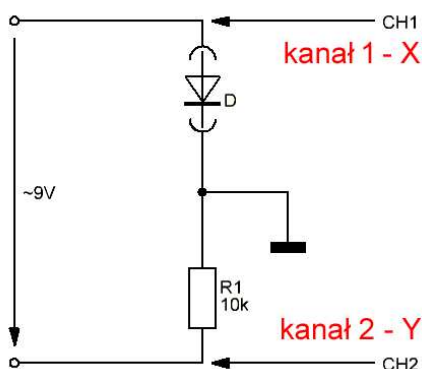
W przykładzie z rys. 8.0.3 stosunek częstotliwości wynosi 1, a różnica faz obu sygnałów około 45° . Dla zerowej różnicy faz otrzymuje się linią prostą, a dla różnicy 90° okrąg (przy założeniu równych ampli-

tud). Różnicę faz można określić na podstawie odległości punktu przecięcia elipsy z osią X (lub z osią Y) od środka układu współrzędnych, czyli umownego zera:

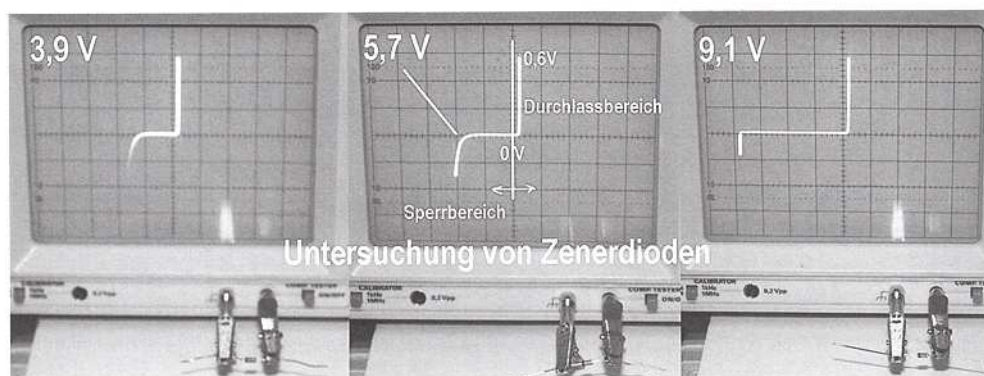
$\sin \varphi = x_0 / X$, gdzie x_0 jest odległością tego punktu, a X maksymalną współrzędną x elipsy, analogicznie wygląda też obliczenie dla współrzędnych na osi Y. Przebiegi dla wyższych stosunków częstotliwości są bardziej zapętlone, przykładowo dla stosunku 2:1 jest to leżąca lub stojąca ósemka albo ósemka o mniej lub bardziej odchylonych od osi symetrii brzuszkach, zbliżająca się do paraboli – zależnie od różnicy faz, natomiast dla stosunku 3:1 jest to ósemka potrójna, przy mniejszej różnicy faz zbliżająca się do paraboli 3 rzędu.

W miarę zbliżania się do podanej w parametrach oscyloskopu analogowego częstotliwości granicznej obserwuje się zmniejszenie wzmocnienia toru Y (do poziomu 0,707 czyli -3 dB dla podanej częstotliwości granicznej). Przy zachowaniu stałej amplitudy wyjściowej napięcia mierzonego (np. przybiego pochodzącego z generatora) wskazania na ekranie maleją. W pewnym zakresie powyżej oficjalnej częstotliwości granicznej można oliczyć poprawkę i otrzymać rzeczywistą wartość pomiaru.

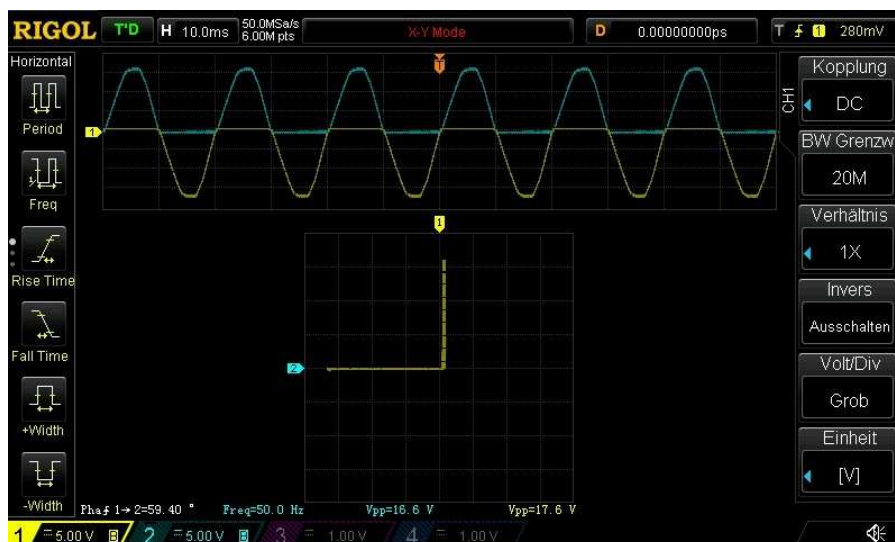
W przypadku oscyloskopów cyfrowych w miarę zbliżania się częstotliwości przebiegu do połowy częstotliwości próbkowania na okres badanego przebiegu przypada coraz mniej próbek (w granicznym przypadku dwie) co powoduje, że wyświetlany przebieg coraz bardziej oddala się od rzeczywistego (np. sinusoidy) i coraz bardziej przypomina przebieg trójkątny. W oscyloskopach cyfrowych można wyróżnić dwie częstotliwości graniczne. Częstotliwość dla przebiegów dowolnych, która wynosi połowę podanej w danych katalogowych częstotliwości próbkowania i częstotliwość dla przebiegów okresowych. O ile w pierwszym przypadku musi być zachowana zależność mówiąca, że najwyższa składowa częstotliwościowa przebiegu badanego nie może przekraczać połowy częstotliwości próbkowania (a w praktyce wartości trochę niższej ze względu na niedoskonałość charakterystyk wejściowych filtrów dolnoprzepustowych), o tyle w trybie próbkowania przebiegów okresowych wyświetlany przebieg jest składany z próbek pobieranych z kolejnych okresów przebiegu. Oznacza to, że w tym przypadku częstotliwość powtarzania przebiegu badanego może być wyższa gdyż wykorzystuje się jego powtarzalność.



Rys. 8.0.4. Układ do pomiaru charakterystyk diod półprzewodnikowych i tranzystorów za pomocą oscyloskopu

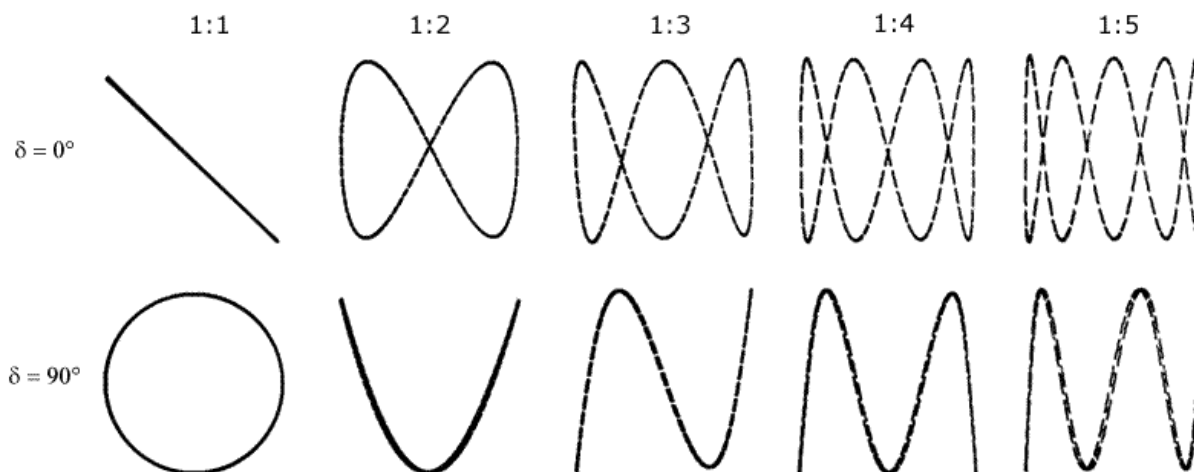


Fot. 8.0.5. Pomiar charakterystyk diod Zenera

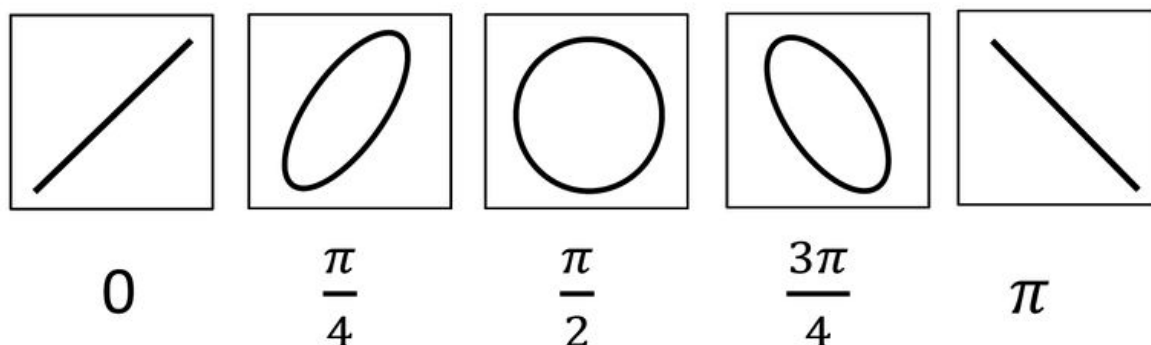


Rys. 8.0.6. Na środku widoczna zmierzona charakterystyka diody krzemowej

Układ pozwala na badanie złącza emiter-baza, emiter-baza oraz przejścia emiter-kolektor. Dla tranzystorów pnp emiter jest wówczas połączony z wyjściem, a kolektor z masą, dla tranzystorów npn połączenie jest odwrotne. Dla pomiarów złącza emiter-baza należy włączyć w szereg opornik 560 Ω lub o zbliżonej wartości.



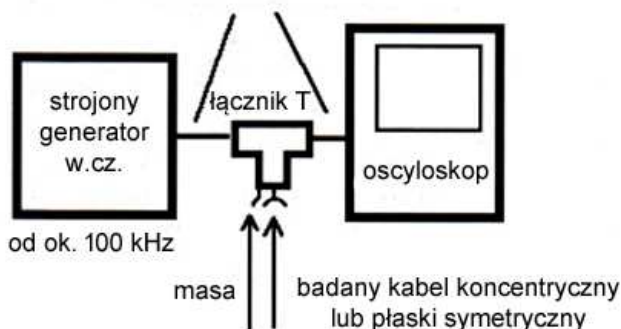
Rys. 8.0.7. Figury Lissajous dla kilku prostych stosunków częstotliwości i różnic faz 0 oraz 90 stopni



Rys. 8.0.8. Wpływ różnicy faz na kształt figur na przykładzie stosunku 1:1

8.1. Pomiary kabli

połączenie bezpośrednie bez dodatkowych kabli

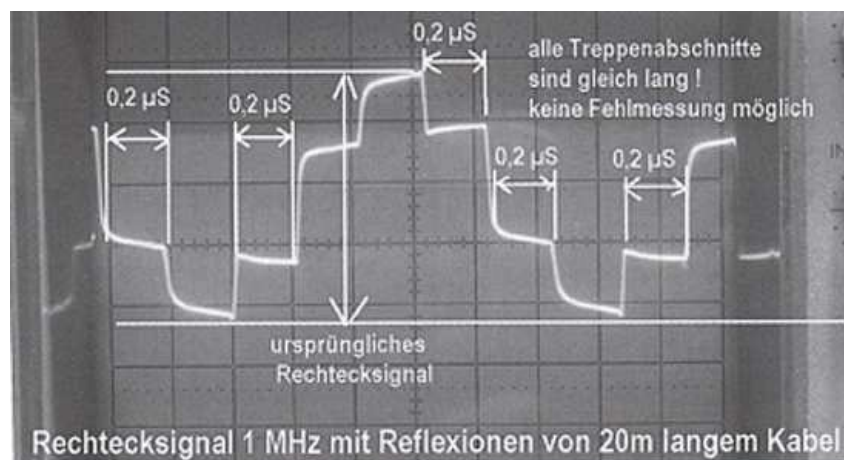


układ do oscylokopowego pomiaru długości kabli

Rys. 8.1.1. Schemat blokowy układu do pomiaru długości kabli metodą rezonansową lub czasową

Połączenie kabla o nieznannej długości za pomocą rozgałęźnika T do generatora sygnałowego fali prostokątnej i oscyloskopu pozwala na pomiar jego długości metodą rezonansową lub czasową. Przy pozostawieniu otwartego drugiego końca kabla w metodzie rezonansowej w trakcie przestrajania generatora w zakresie od 1 MHz do 30-40 MHz, lub przy dłuższych kablach od 100 kHz wzwyż daje się zaobserwować minimum wskazań na ekranie oscyloskopu. Oznacza to, że przy długości elektrycznej ćwiartki fali rozwarcie z zakończenia kabla zostało przetransformowane na zwarcie po stronie generatora i oscyloskopu. Przy znanym współczynniku skrócenia (zależnym od rodzaju dielektryka) możliwe jest przeliczenie długości elektrycznej na fizyczną, a przy znanej długości fizycznej kabla – obliczenie współczynnika skrócenia. Następne minimum występuje przy długości $\frac{3}{4}$ fali. W przypadku zwartego drugiego końca kabla pierwsze minimum występuje dla połówki fali, a następne dla długości kabla równej całej fali. Dla kabli płaskich minimum jest najczęściej węższe i wyraźniejsze niż dla kabli koncentrycznych dzięki mniejszej tłumienności kabla.

W metodzie drugiej używany jest generator impulsów prostokątnych nastawiony na częstotliwość około 100 kHz aby otrzymać impulsy o dostatecznie długim czasie trwania pozwalającym na zmierzenie odstępu czasu do wystąpienia odbicia od końca kabla. Na ekranie oscyloskopu obserwowany jest kształt przebiegu, a nie występowanie jego minimum jak poprzednio. To czy kabel jest zwarty na końcu czy rozwarty nie wpływa na wynik pomiaru.



Fot. 8.1.2. Przebieg fali prostokątnej 1 MHz i czasy trwania odbić dla kabla o długości 20 m

Wysyłana przez generator fala prostokątna ulega odbiciu na końcu kabla i po powrocie echa do oscyloskopu obserwowana jest zmiana kształtu fali prostokątnej na przebieg schodkowy. Liczba stopni jest

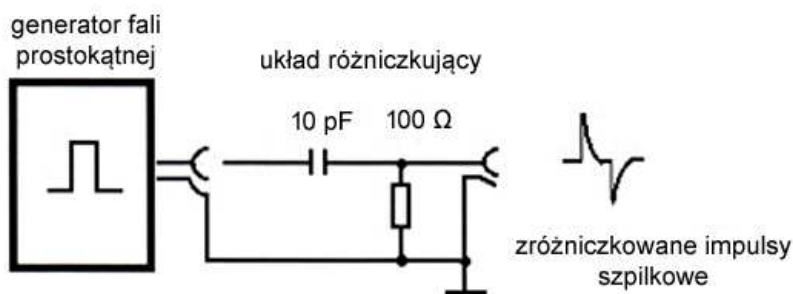
zależna od częstotliwości generatora i długości kabla – liczby występujących odbić. Szerokości schodków zależą od długości kabla i oczywiście nie ulegają zmianie przy przestrajaniu generatora, wszystkie też są sobie równe.

Na fot. 8.1.2. przedstawiono przykładowy przebieg schodkowy powstały w wyniku odbić fali prostokątnej o częstotliwości 1 MHz w kablu o długości 20 m. Szerokości wszystkich powstałych schodków są identyczne – na ilustracji 0,2 μ s. Dodane do wykresu poziome linie obrazują początkową wysokość impulsów. Podstawę czasu (skalę czasu) należy dobrać tak, aby odczytać czas trwania możliwie jak najdokładniej.

Na podstawie odczytanego czasu obliczana jest następnie długość odcinka kabla:

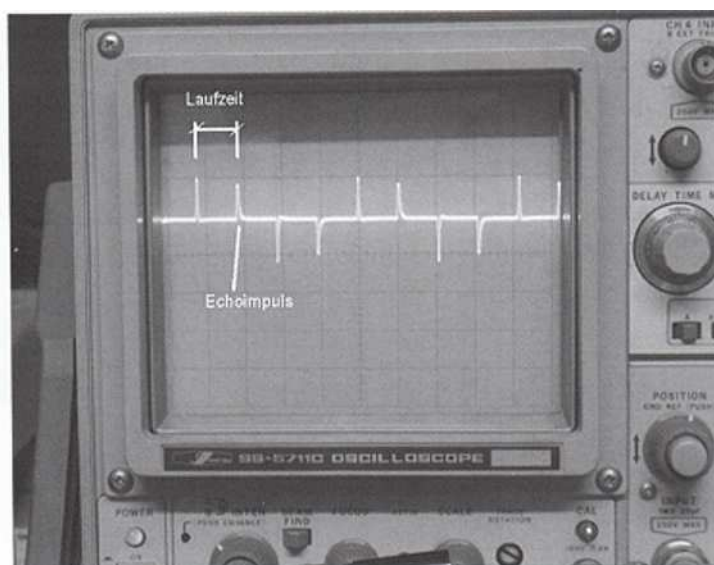
$l \text{ [m]} = 150 t \text{ [\mu s]} v$, gdzie v jest współczynnikiem skrócenia.

Przykładowo przyjmując odczytany z fot. 8.1.2 czas 0,2 μ s i wartość współczynnika skrócenia 0,66 (jak dla kabli RG-58, RG-213) otrzymujemy $l = 150 \times 0,2 \times 0,66 = 19,8$ m. Występujący we wzorze współczynnik 150 uwzględnia fakt podwójnego przebiegu impulsu przez badany odcinek kabla – od generatora do końca i spowrotem. W przypadku niedostatecznego rozciągnięcia obrazu na ekranie, a więc i niedostatecznej dokładności odczytu czasu uchyb pomiaru jest większy aniżeli w metodzie rezonansowej. Dokładniejsze wyniki łatwiej uzyskać dla kabli o długościach przekraczających 10 m.



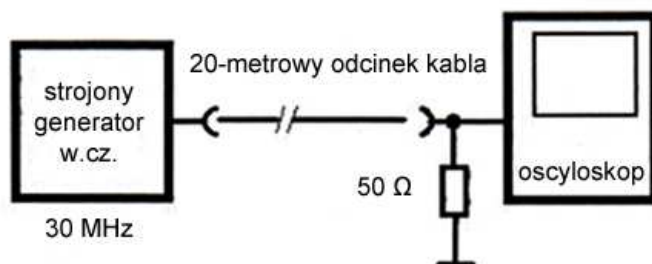
Rys. 8.1.3. Układ różniczkujący do wytwarzania impulsów szpilkowych

Zamiast fali prostokątnej można posłużyć się impulsami szpilkowymi i mierzyć na ekranie oscyloskopu czas między impulsem wysłanym i odbitym. Pomiar czasu od szczytu impulsu do szczytu następnego staje się łatwiejszy i dokładniejszy (fot. 8.1.4). Impulsy dodatnie pochodzą od narastającego zbocza fali prostokątnej, a ujemne od opadającego.



Fot. 8.1.4. Pomiar opóźnienia odbicia przy użyciu impulsów szpilkowych. Pierwszy impuls każdej pary jest impulsem nadawanym, a drugi odbitym. Odstęp czasu między nimi zależy od długości kabla

Pomiar odbić daje również możliwość stwierdzenia miejsca uszkodzenia kabla antenowego. W miejscu jego przerwania lub zwarcia występują odbicia pomimo, że jego koniec jest obciążony anteną (można także włączyć zamiast niej sztuczne obciążenie aby otrzymać lepsze warunki dopasowania. Po zmierzeniu w ten sposób odległości do uszkodzonego miejsca można przystąpić do dokładniejszych oględzin kabla i jego naprawy. W przypadku przerwy w ekranie lub środkowym przewodzie kabla na ekranie oscyloskopu powstaje obraz schodkowy, natomiast w przypadku zwarcia widoczne są impulsy szpilkowe. Podstawę do obliczenia odległości stanowi więc odległość impulsów, a nie jak w poprzednim przypadku szerokość schodka.

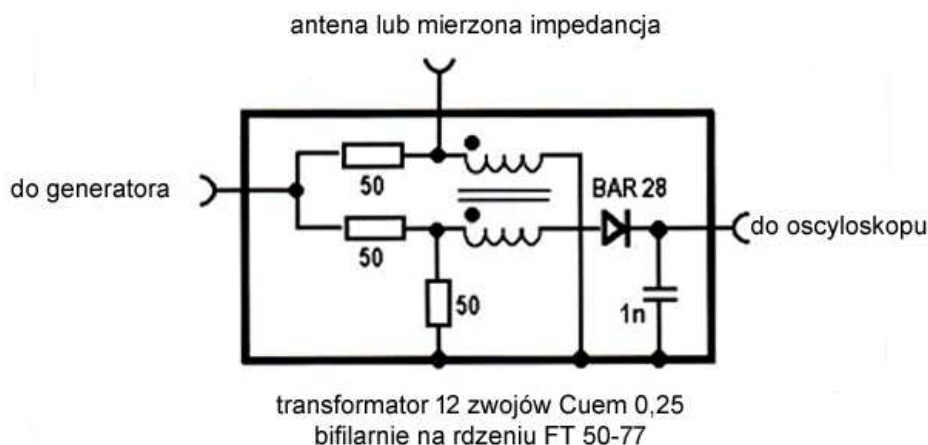


- pomiar tłumienia kabla:
 1) bezpośredni pomiar napięcia
 2) pomiar napięcia na końcu kabla
 zawsze z obciążeniem 50Ω

Rys. 8.1.5. Układ do pomiaru tłumienia kabli

W celu zmierzenia tłumienia kabla przy danej częstotliwości dokonuje się pomiaru napięcia wyjściowego z generatora z obciążeniem 50Ω na wejściu oscyloskopu, a następnie napięcia na wyjściu odcinka kabla o znanej długości (nie powinien być zbyt krótki ze względu na dokładność pomiaru – odczytu). Tłumienie mierzonego odcinka kabla w dB wynosi $20 \log (U_0/U_1)$ gdzie U_0 jest napięciem wyjściowym generatora, a U_1 – napięciem na końcu badanego odcinka kabla. Obliczone w ten sposób tłumienie w dB należy przeliczyć proporcjonalnie na długość 100 m, czyli na tłumienie podawane w danych katalogowych kabla. Tłumienie rośnie orientacyjnie z pierwiastkiem częstotliwości.

8.2. Pomiary anten



mostek do pomiaru WFS

Rys. 8.2.1. Mostek do pomiaru współczynnika fali stojącej. Powinien zostać umieszczony w metalowej obudowie ekranującej. Transformator – 12 zwojów nawiniętych bifilarnie na FT50-77 albo 7 zwojów na FT50-43, oporniki 50Ω – 2 x 100Ω równolegle

Napięcie wyjściowe mostka zależne od mierzonej impedancji, a dokładniej rzecz biorąc jej niedopasowania do 50Ω mierzone jest oscyloskopem (przełączonym na pomiar napięcia stałego) albo dowolnym woltomierzem. Przed użyciem mostka do rzeczywistych pomiarów należy przeprowadzić jego kalibra-

cję włączając na jego wejście pomiarowe oporniki o znanej wartości (patrz tab. 4.3.1) i mierząc wartość napięcia stałego. Dodatkowo można także zmierzyć wartość napięcia dla współczynnika nieskończonego, czyli zwarcia lub rozwarcia wejścia pomiarowego mostka.

Ze względu na to, że wartość współczynnika fali stojącej (WFS) jest identyczna niezależnie od tego czy impedancja anteny jest większa od 50Ω w danym stosunku czy też mniejsza dla dokładniejszego zbadania sytuacji można włączyć w szereg z badaną impedancją oporność 50Ω . W przypadku badanej impedancji mniejszej od 50Ω WFS będzie leżał w zakresie 1 – 2, a w przypadku większej dodatkowo wzrośnie.

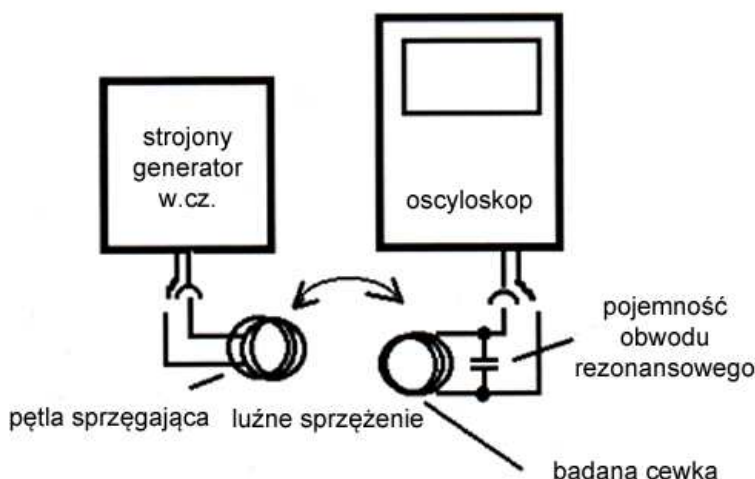
W celu zmierzenia impedancji (oporności) falowej nieznanego kabla dołącza się jeden z jego końców do wejścia mostka, a na drugim włączany jest potencjometr. Zmieniając oporność potencjometru należy doprowadzić do zniknięcia odbić – schodków jak na ilustracjach w punkcie 8.1. Oporność potencjometru jest wówczas równa impedancji falowej kabla.

Mostek nadaje się również do pomiaru transformatorów dopasowujących w sposób opisany uprzednio. Włączając na końcu kabla sztuczne obciążenie („antenę sztuczną”) można wykonać pomiary dokładności jego oporności – stanu dopasowania, i ewentualnie także zakresu, w którym obciążenie to zapewnia wymagane dopasowanie.

8.3. Pomiary filtrów

Włączając na wyjście generatora pętelkę sprzęgającą i podłączając do wejścia oscyloskopu równoległy obwód rezonansowy złożony z badanej indukcyjności i kondensatora o znanej pojemności można wykonać pomiar indukcyjności przez znalezienie rezonansu obwodu. Analogicznie przy znanej indukcyjności dokonuje się pomiaru pojemności kondensatora. Sposób wykonania pomiaru dobroci cewki na dowolnej częstotliwości, np. leżącej w pasmach amatorskich przedstawiono w następnym punkcie.

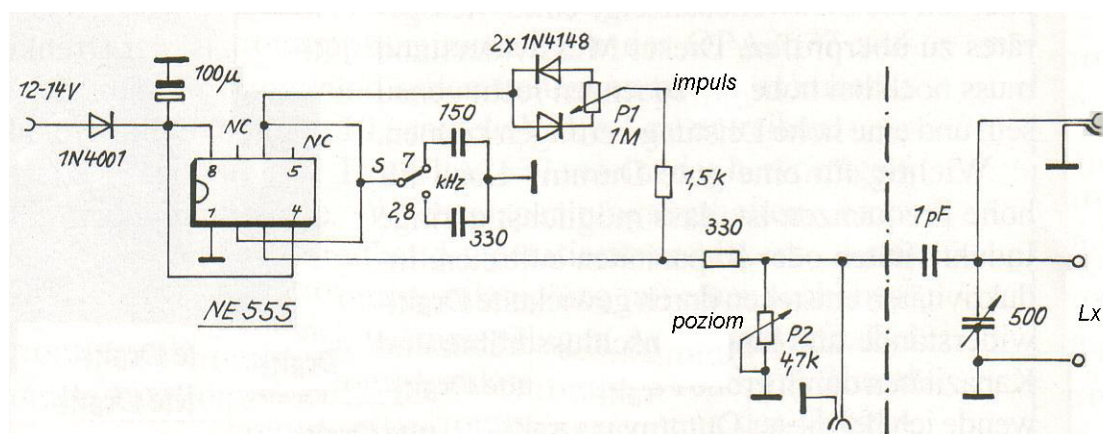
Dobroć obwodu rezonansowego oblicza się również mierząc napięcie na nim w rezonansie, a następnie odstrajając generator tak, aby napięcie to spadło do poziomu 70% (0,707; -3 dB). Dzieląc częstotliwość rezonansową przez otrzymaną w ten sposób szerokość pasma przenoszenia obwodu (równą dwukrotnej wartości odstrojenia) otrzymuje się dobroć obwodu rezonansowego. Dobroci kondensatorów, zwłaszcza powietrznych, są na tyle duże, że o dobroci obwodu decyduje praktycznie dobroć cewki.



Rys. 8.3.1. Układ do pomiaru rezonansu i wartości elementów obwodu. Przy zastosowaniu generatora fali prostokątnej możliwe są pomiary dobroci cewek w sposób opisany w następnym punkcie

8.4. Pomiary indukcyjności i dobroci cewek

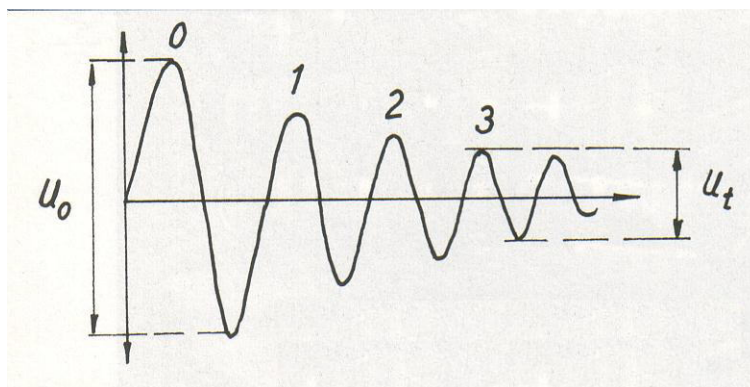
Dobroć cewki wyraża się wzorem $Q = 6,28 \times f \times L / R_v$ gdzie f jest częstotliwością pracy, L indukcyjnością a R_v opornością strat. Ze względu na to, że straty w kondensatorach są przeważnie dużo niższe od strat energii w cewkach o wypadkowej dobroci obwodu rezonansowego, a więc również i o jego maksymalnej osiągalnej częstotliwości decyduje dobroć użytych w nich cewek. Pomiaru dobroci cewek dokonuje się więc najczęściej mierząc szerokość pasma przenoszenia nieobciążonego obwodu rezonansowego. W przedstawionym poniżej rozwiązaniu wykorzystano inne zjawisko zachodzące w obwodach ze stratami, a mianowicie zależność szybkości tłumienia drgań w obwodzie od jego dobroci. Zmiany amplitudy drgań są opisywane za pomocą funkcji wykładniczej o podstawie e . Znajomość częstotliwości drgań oraz amplitud na początku i na końcu okresu pomiarowego pozwala więc na obliczenie wypadkowej dobroci obwodu, co oznacza w praktyce obliczenie dobroci badanej cewki.



Rys. 8.4.1. Schemat układu

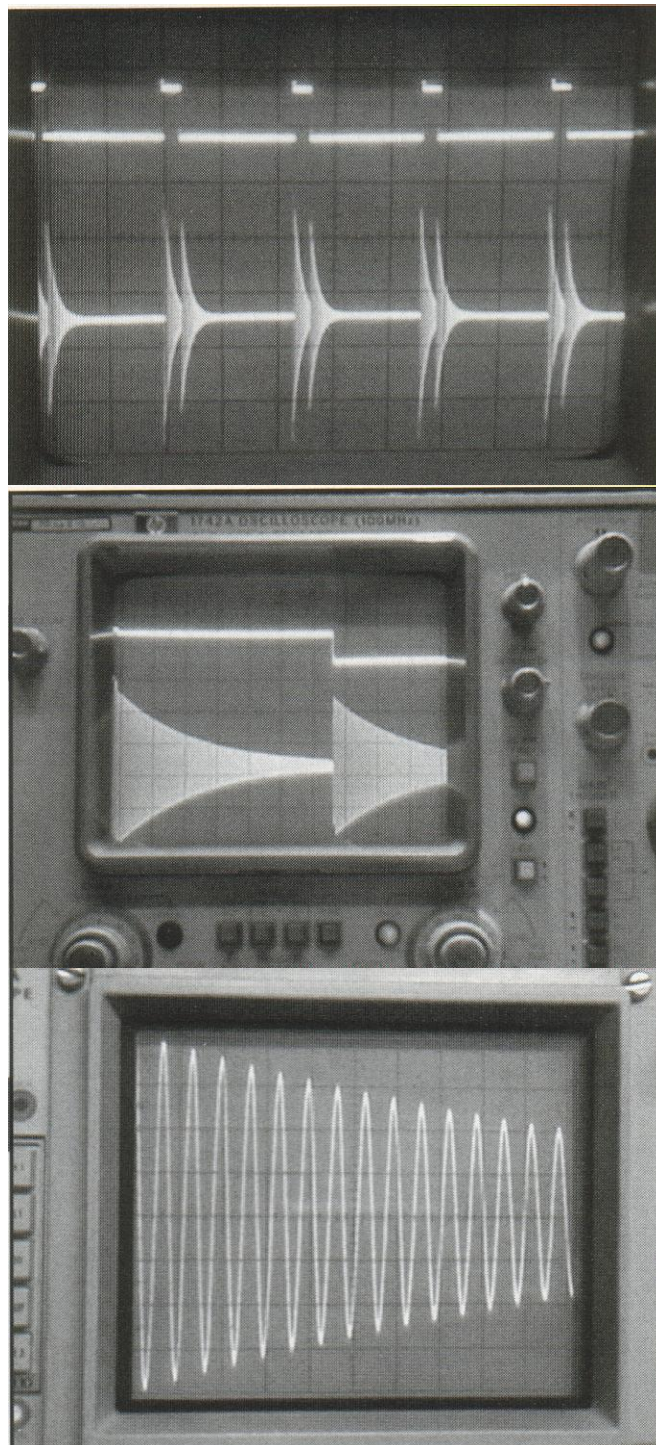
Dobroć cewki obliczamy ze wzoru $Q = 3,14 \times n / \ln(U_0/U_t)$, gdzie U_0 jest amplitudą początkową, U_t - amplitudą po upływie czasu t , a n - liczbą drgań w okresie pomiarowym. Wybierając $U_0 = 2 \times U_t$ otrzymujemy $Q = 5 \times n$. Zasadę pomiaru przedstawia rysunek, a dodatkowo na zdjęciu przedstawiono wygląd sygnału na oscyloskopie.

Głównym elementem przystawki pomiarowej do oscyloskopu jest scalony multiwibrator NE555 generujący impulsy prostokątne o amplitudzie 10 V. Impulsy te o częstotliwości powtarzania 2,8 lub 7 kHz pobudzają do drgań obwód rezonansowy złożony z kondensatora strojeniowego i badanej cewki. Jako kondensatora strojeniowego należy użyć kondensatora powietrznego lub foliowego o możliwie dużej dobroci, aby nie wpływał on na wynik pomiarów. Zastosowanie kondensatora strojeniowego pozwala na przeprowadzanie pomiarów dla różnych częstotliwości pracy.



Rys. 8.4.2. Przebieg drgań tłumionych

Wybór częstotliwości powtarzania impulsów zależy dobroci cewki. Dla zakresu Q powyżej 100 należy korzystać z częstotliwości 2,8 kHz natomiast dla niższych – z 7 kHz. Potencjometr P2 służy do regulacji amplitudy impulsu wyjściowego natomiast potencjometr P1 poprzez regulację szerokości impulsu pozwala na dobranie okresu pomiarowego tak, aby amplituda drgań na jego końcu była równa połowie amplitudy początkowej. Ostatnie zdjęcie przedstawia przykład pomiaru dla $n = 15$.



Fot. 8.4.3.a – c. Przebiegi na ekranie oscyloskopu

Po sporządzeniu skali pojemności układ może służyć także do pomiaru indukcyjności. W tym celu należy ustawić kondensator na jedną z łatwych do odczytania ze skali pojemności i zmierzyć na oscyloskopie częstotliwość drgań obwodu. Indukcyjność cewki obliczamy ze wzoru:

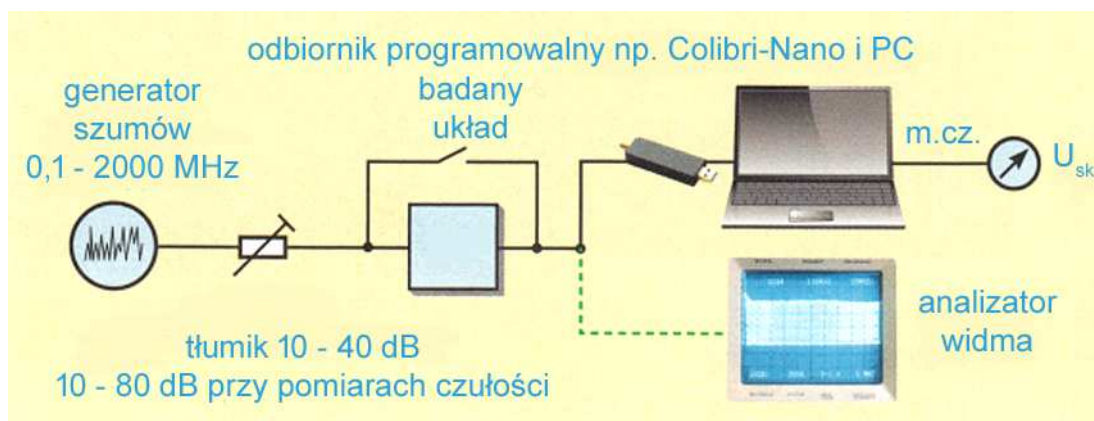
$L [\mu\text{H}] = 25600 / f^2 \times C$), gdzie f podawana jest w MHz, a C – w pF.

W celu zmierzenia pojemności własnej cewki należy najpierw zmierzyć indukcyjność w sposób podany powyżej, a następnie odlutować z układu kondensator obrotowy i zmierzyć częstotliwość drgań obwodu złożonego z indukcyjności i pojemności własnej cewki. Do obliczenia pojemności korzystamy z podanego wyżej wzoru po jego odpowiednim przekształceniu: $C = 25600 / (f^2 \times L)$. Od obliczonej wartości należy odjąć pojemność wejściową sondy oscyloskopu.

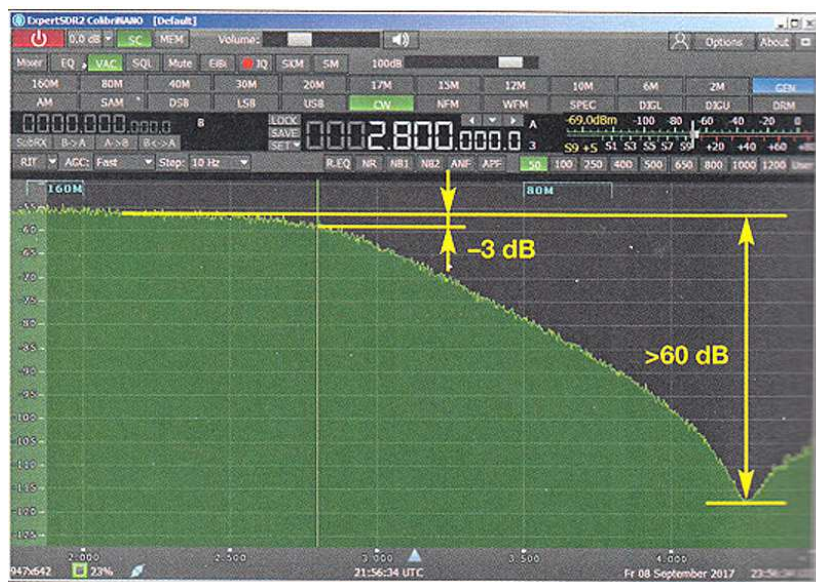
Układ opracowany przez DJ1UGA pochodzi z nru 6/2001 miesięcznika "Funk".

9. Pomiary z użyciem odbiorników programowalnych

Odbiorniki z cyfrową obróbką sygnałów (programowalne) pozwalają na wyświetlanie szerszych lub węższych wycinków pasma – najczęściej od 48 lub 96 kHz do ponad 3 MHz i więcej. W zależności od potrzeb i szerokości wyświetlanego zakresu mogą one zastąpić analizatory widma. Dokładność skali poziomu nie jest wprawdzie tak wysoka jak dla analizatorów, ale w wielu przypadkach wystarczająca do celów amatorskich. Pozwalają one na pomiar charakterystyk przenoszenia filtrów zasilanych na wejściu szerokopasmowym sygnałem szumów, pomiar rezonansu obwodów, porównywanie położenia widm sygnałów z różnych źródeł w stosunku do siebie. Ten ostatni przypadek może być interesujący w ocenie sygnałów cyfrowego dźwięku pochodzących z DV4mini i podobnych mikroprzezienników w porównaniu z sygnałami generowanymi przez radiostacje znanych marek – przykładowo w trakcie poszukiwania przyczyn niedostatecznie dobrej i pewnej łączności przez mikroprzeziennik.



Rys. 9.0.1. Zasada pomiaru z wykorzystaniem generatora szumów i odbiornika programowalnego (źródło: „Funkamateur” 2/2019)



Fot. 9.0.2. Charakterystyka filtra dolnoprzepustowego w oknie programu sterującego „Colibri-Nano” (źródło j.w.)

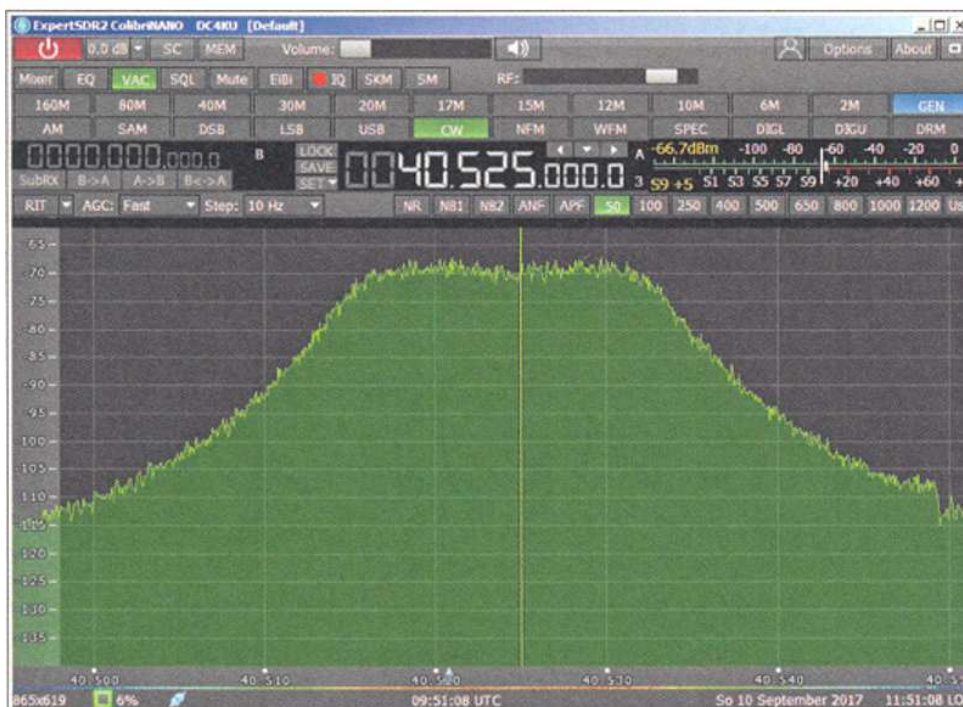
W odróżnieniu od analizatorów widma wykonujących pomiar kolejno dla wszystkich częstotliwości w wybranym zakresie przeważnie przy użyciu filtrów rezonansowych odbiorniki programowalne analizują odbierany sygnał równolegle dla wszystkich składowych pasm – a więc znacznie szybciej – za pomocą szybkiej transformaty Fouriera i nie muszą być to przebiegi okresowe. Zapewniają one także

znacznie większą rozdzielczość (nawet rzędu pojedynczych herców), przynajmniej w porównaniu ze sprzętem dostępnym dla kieszeni krótkofalowca. Cena odbiornika programowalnego, nawet lepszej klasy jest też wyraźnie niższa od ceny analizatora widma. Oczywiście dynamika pomiarów nie dorównuje zakresowi pomiarowemu profesjonalnych analizatorów widma, podobnie jak zakres obserwowanych częstotliwości.

Odbiornik programowalny pozwala także na obserwację widma sygnału z nadajnikami intermodulacyjnymi powodujących jego poszerzenie i zakłócenia w sąsiednich kanałach, albo na obserwacje poziomu harmonicznych nadawanego sygnału. Dla uniknięcia przesterowania odbiornika lub nawet jego zniszczenia konieczne jest stosowanie odpowiednio dobranych do sytuacji tłumików lub sprzęgaczy o ściśle określonym stosunku tłumienia.

Generator szumów dostarcza sygnału o stałym poziomie w szerokim zakresie częstotliwości. Sygnał ten po ewentualnym sflumieniu jest podawany na wejście badanego układu, a jego sygnał wyjściowy przechodzi na wejście antenowe odbiornika (rys. 9.0.1). W pomiarach opisanych w nr 2/2019 „Funkamateura” autor DC4KU użył generatora o poziomie szumów 94 dB powyżej szumów termicznych. Zastosowany odbiornik „Colibri-Nano” jest wyposażony w 14-bitowy przetwornik analogowo-cyfrowy pracujący z częstotliwością próbkowania 122 MHz i filtr wejściowy o częstotliwości granicznej 55 MHz. Dla uniknięcia przesterowania odbiornika konieczne jest włączenie do układu pomiarowego tłumika o tłumieniu 20 dB. W przypadku gdy badany układ wnosi większe tłumienie ustawienie tłumika można zmniejszyć lub może okazać się całkiem zbędny. Poziom sygnału szumów powinien być dobrany tak, aby odbiornik znajdował się tuż przed punktem przesterowania. Przesterowanie jest sygnalizowane w oknie głównym programu i wzrostem szumów na wyjściu. Pozwala to na uzyskanie dynamiki dochodzącej do 60 dB dla pomiarów szerokopasmowych, co można uznać za dobrą wartość.

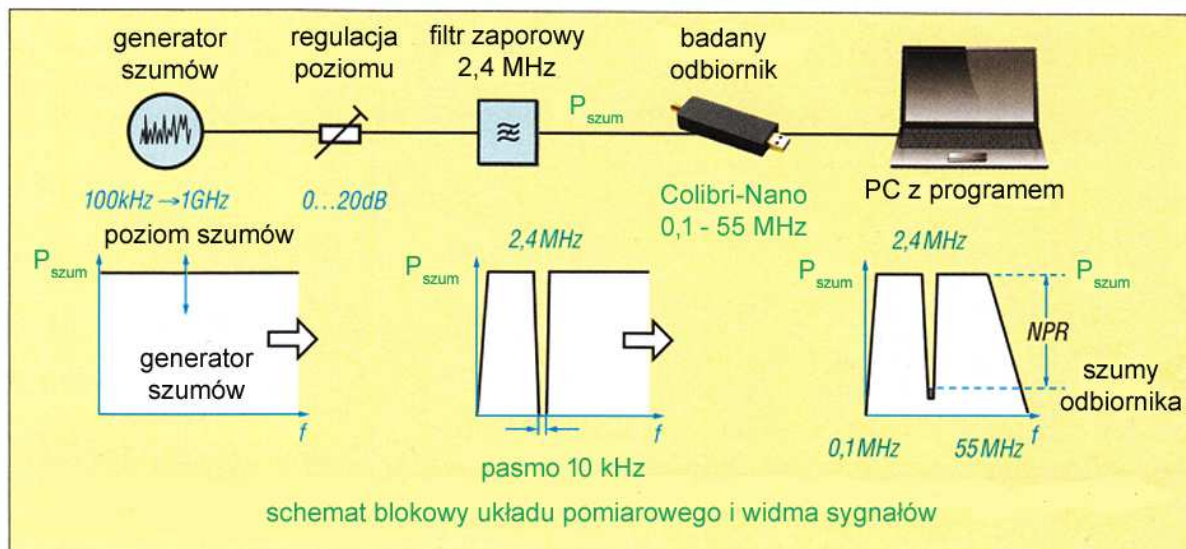
Przy pomiarze charakterystyki filtru p.cz. sygnał szumów jest doprowadzony do wejścia antenowego badanego odbiornika, a odbiornik pomiarowy jest podłączony do wyjścia 1 p.cz. odbiornika badanego. Dzięki temu nie trzeba wyjmować badanego filtru z odbiornika. W podobny sposób można dokonać pomiarów dalszych filtrów korzystając z wyjścia p.cz. znajdującego się za nimi.



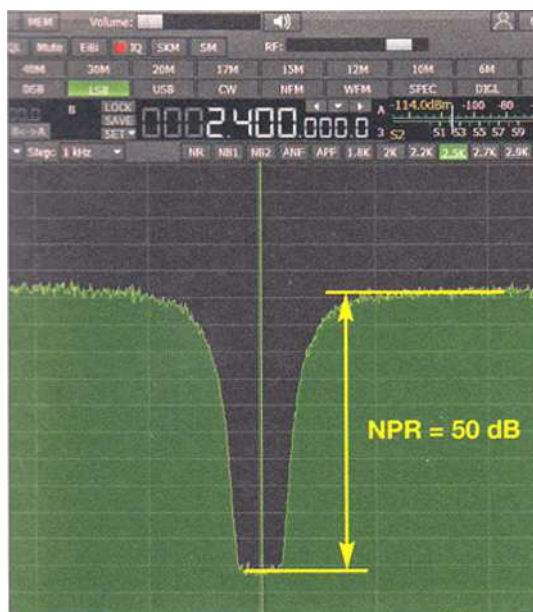
Fot. 9.0.3. Charakterystyka wstępnego filtru p.cz. o szerokości pasma 12 kHz (źródło j.w)

W celu zmierzenia czułości odbiornika należy do jego wyjścia słuchawkowego lub głośnikowego podłączyć woltmierz napięcia skutecznego lub oscyloskop i regulatorem siły głosu ustawić równe i wygodne dla użytkownika wskazania, np. 100 mV. Następnie do wejścia antenowego odbiornika podłączany jest generator szumów. Poziom szumów z generatora należy redukować aż do otrzymania

wskazania o 3 dB wyższego czyli w tym przykładzie napięcia skutecznego 141 mV. Poziom doprowadzonych szumów jest wówczas równy poziomowi szumów własnych odbiornika (decydujących o jego maksymalnej czułości). Przyrost poziomu szumów o 3 dB daje się również zaobserwować w oknie programu sterującego odbiornik SDR. Dla badanego w ten sposób odbiornika „Colibri-Nano” przyrost 3 dB nastąpił przy ustawionym tłumieniu 80 dB co odpowiada poziomowi -150 dBm/Hz lub -116 dBm w paśmie 2,5 kHz. „Colibri-Nano” był w czasie pomiaru nastawiony na częstotliwość 7,1 MHz i szerokość pasma 2,5 kHz, przedwzmacniacz był wyłączony, a całkowite wzmocnienie toru wynosiło 100 dB. Częstotliwość próbkowania wynosiła 96 kHz.



Rys. 9.0.4. Zasada pomiaru NPR (źródło j.w.)



Fot. 9.0.5. Wynik pomiaru dla odbiornika „Colibri-Nano” (źródło j.w.)

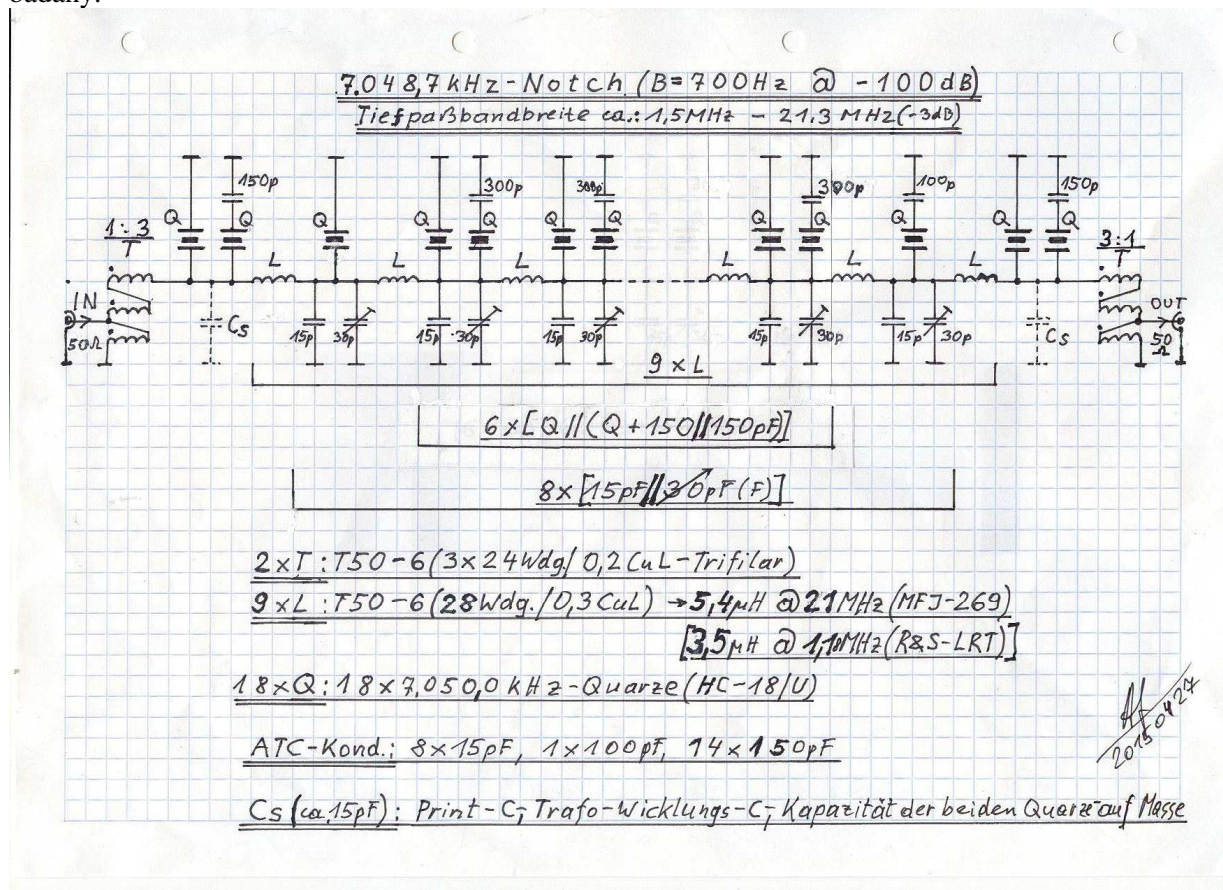
Przy użyciu sygnału szumowego można również mierzyć odporność odbiornika na przesterowania. W metodzie tej polegającej na pomiarze stosunku mocy szumów i oznaczanej również skrótem NPR (ang. *Noise Power Ratio*) do gniazda antenowego odbiornika doprowadzony jest szum biały. Powyżej pewnego poziomu szumów powstające składowe intermodulacyjne powodują dodatkowy wzrost poziomu na wyjściu odbiornika. W chwili gdy te dodatkowe składowe szumów osiągną poziom szumów własnych odbiornika znajduje się na granicy zakresu dynamiki. Dla znalezienia w szumach tego punktu konieczne jest włączenie filtra zaporowego o dowolnej częstotliwości tłumienia leżącej w zakresie pomiarowym, przykładowo 2,4 MHz albo częstotliwość leżąca w jednym z pasm amatorskich.

Szerokość pasma zaporowego może wynosić dziesięć do kilkudziesięciu kHz lub nawet więcej. W tym podzakresie obserwuje się jedynie szumu własne odbiornika i dodatkowe składowe intermodulacyjne. Granica zakresu dynamiki dla odbiorników analogowych osiągana jest wówczas, gdy poziom szumów w zakresie tłumienia filtra zaporowego wzrośnie o 3 dB, czyli właśnie o te dodatkowe składowe intermodulacyjne – pochodzące nie z generatora (bo te są stłumione przez filtr zaporowy), a powstające w badanym odbiorniku.

W odbiornikach z cyfrową obróbką sygnałów (programowalnych; SDR) granica zakresu dynamiki jest osiągalna tuż przed dojściem do punktu przesterowania (nasycenia) przetwornika analogowo-cyfrowego. W trakcie podwyższania poziomu szumów moment wystąpienia przesterowania objawia się silnym wzrostem poziomu szumów w paśmie tłumienia filtra zaporowego. Należy wówczas zmniejszyć poziom doprowadzonego sygnału szumów o 1 – 3 dB i odczytać z ekranu różnicę między poziomami szumów w paśmie tłumienia filtra i poza nim.

Dla odbiornika „Colibri-Nano” uzyskano przy częstotliwości pomiaru 2,4 MHz, wstędze LSB 2,5 kHz, wzmacnieniu toru 100 dB z wyłączonym przedwzmacniaczem i przy częstotliwości próbkowania 768 kHz wartość NPR równą 50 dB, co autor opracowania uznał za bardzo dobrą. Przy włączeniu na wejściu antenowym filtra dolnoprzepustowego 3,7 MHz wartość ta wzrosła do 61 dB.

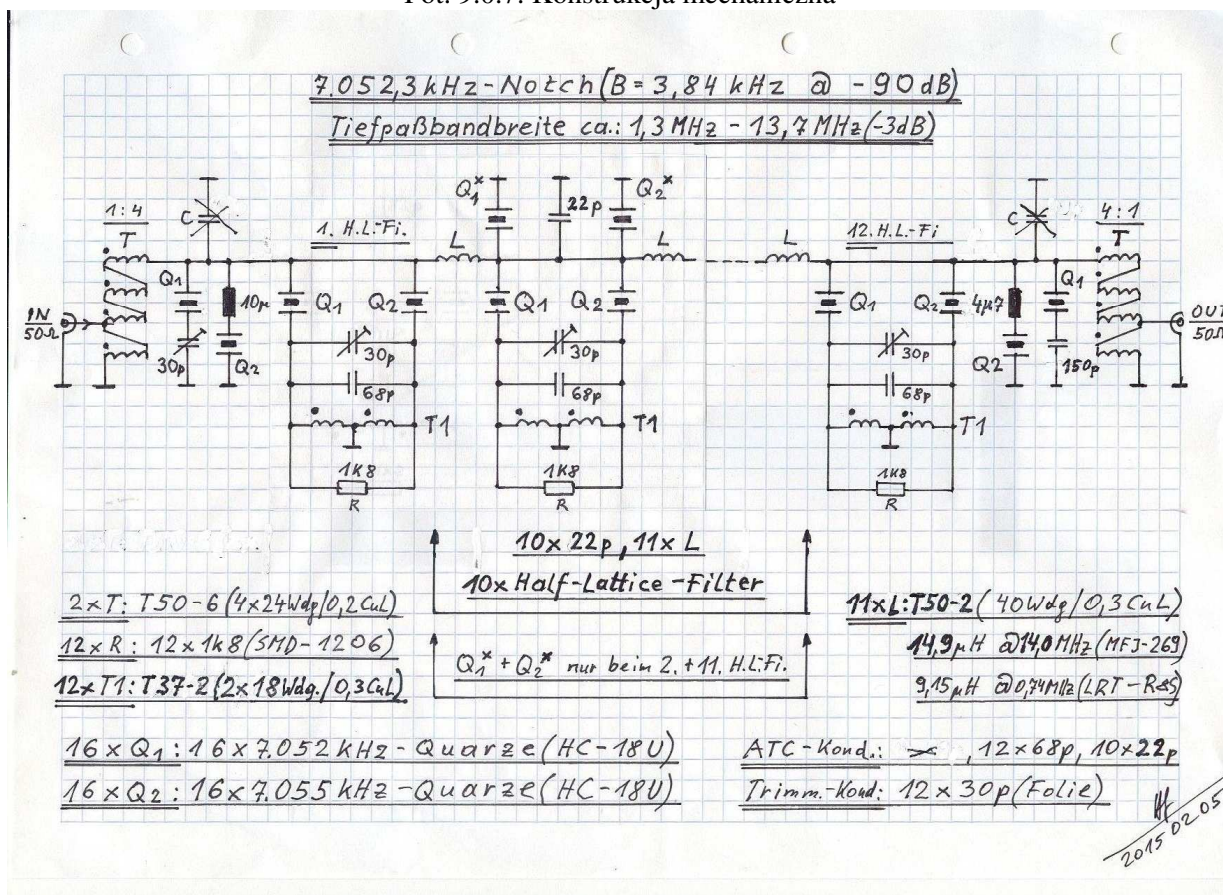
Metoda ta była od dawna stosowana w telefonii wielokrotnej przy pomiarze przesłuchów między kanałami. Pojedynczy pomiar pozwala na zbadanie wpływu sygnałów w wielu kanałach na kanał badany.



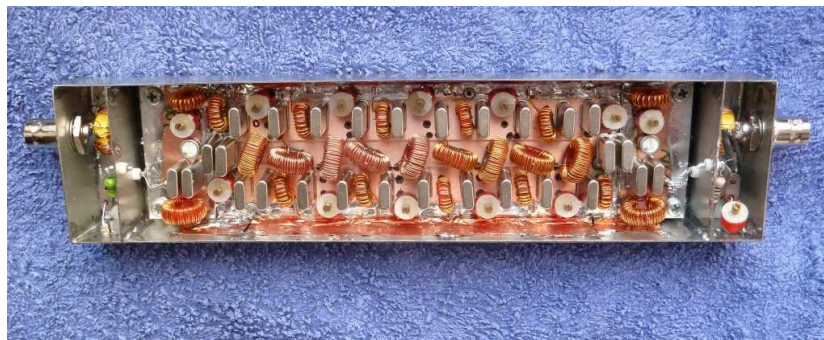
Rys. 9.0.6. Schemat ideowy filtra zaporowego CW (pasmo 700 Hz) na zakres 40 m konstrukcji OE3HKL – źródło ilustracji tej i następnych: internetowa witryna konstruktora



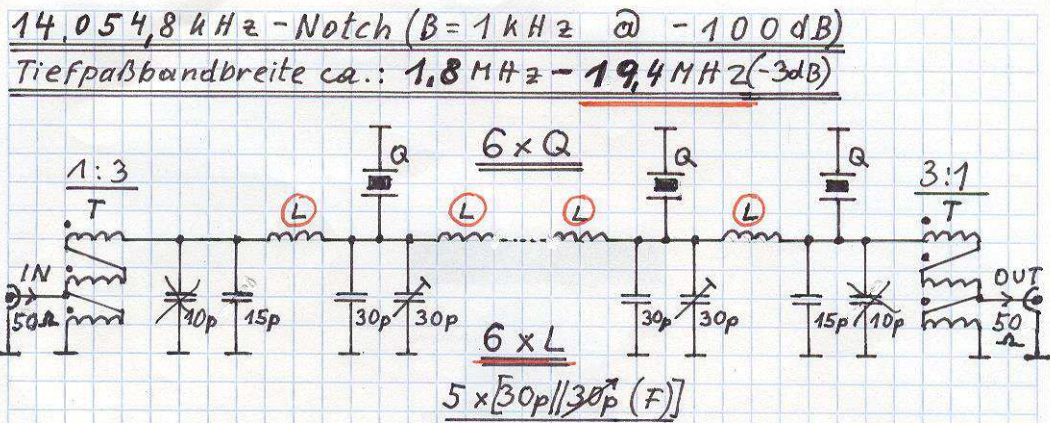
Fot. 9.0.7. Konstrukcja mechaniczna



Rys. 9.0.8. Schemat ideowy filtru zaporowego SSB (pasmo 3,8 kHz) na zakres 40 m konstrukcji OE3HKL



Fot. 9.0.9. Konstrukcja mechaniczna



T: T50-6 (3x24Wdg/0,2CuL - Trifilar)

L: T50-6 (30Wdg/0,3CuL) → 5,4 μH @ 14 MHz (MFJ-269)
[4,0 μH @ 1,1 MHz (R&S-LRT)]

6xQ: 6x14.060 kHz - Quarze (HC-18/U)

ATC-Kond: 2x40pF, 2x15pF, 5x30pF

Folien-Trimm.-Kond: 5 Stk x 30pF

Berechnung des Tiefpaß: $f_g \approx 20,7\text{ MHz}$ (gewählt)

$U = 1:3 \Rightarrow 50\Omega$ auf $450\Omega = R_L$ Formeln für Halbglied:

$$Z_{0\pi} = \frac{R_L \cdot \pi}{1,25} = 360\Omega$$

$$C = \frac{1}{\omega_g \cdot Z_0} = \frac{1}{2\pi \cdot 20,7 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 360\Omega} =$$

$$C = 21 \cdot 10^{-12} \text{ Ss} = 21 \text{ p} \rightarrow 2C = 42 \text{ pF}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \rightarrow L = Z_0^2 \cdot C$$

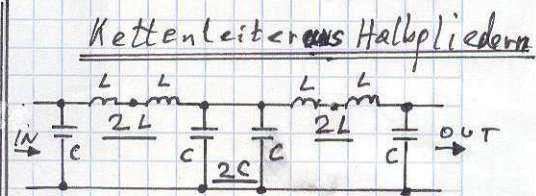
$$L = (360\Omega)^2 \cdot 21 \cdot 10^{-12} \text{ Ss} =$$

$$L = 2,7 \cdot 10^{-6} \Omega_s = 2,7 \mu\text{H}$$

$$2L = 5,4 \mu\text{H}$$

5,4 μH im Schaltplan

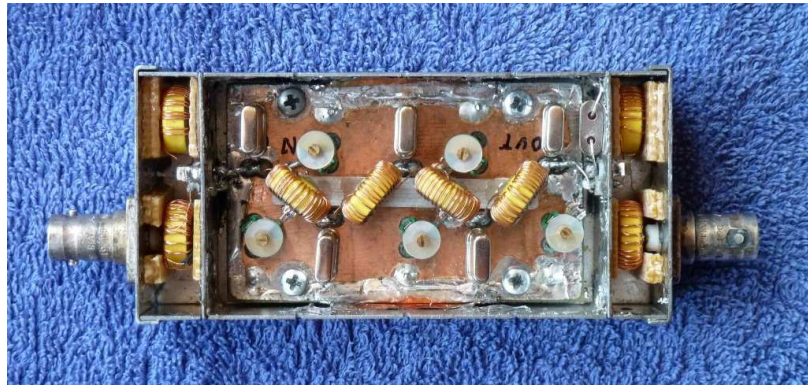
$$f_g = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{2,7 \cdot 10^{-6} \Omega_s \cdot 21 \cdot 10^{-12} \text{ Ss}}} = 21 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1} = 21 \text{ MHz}$$



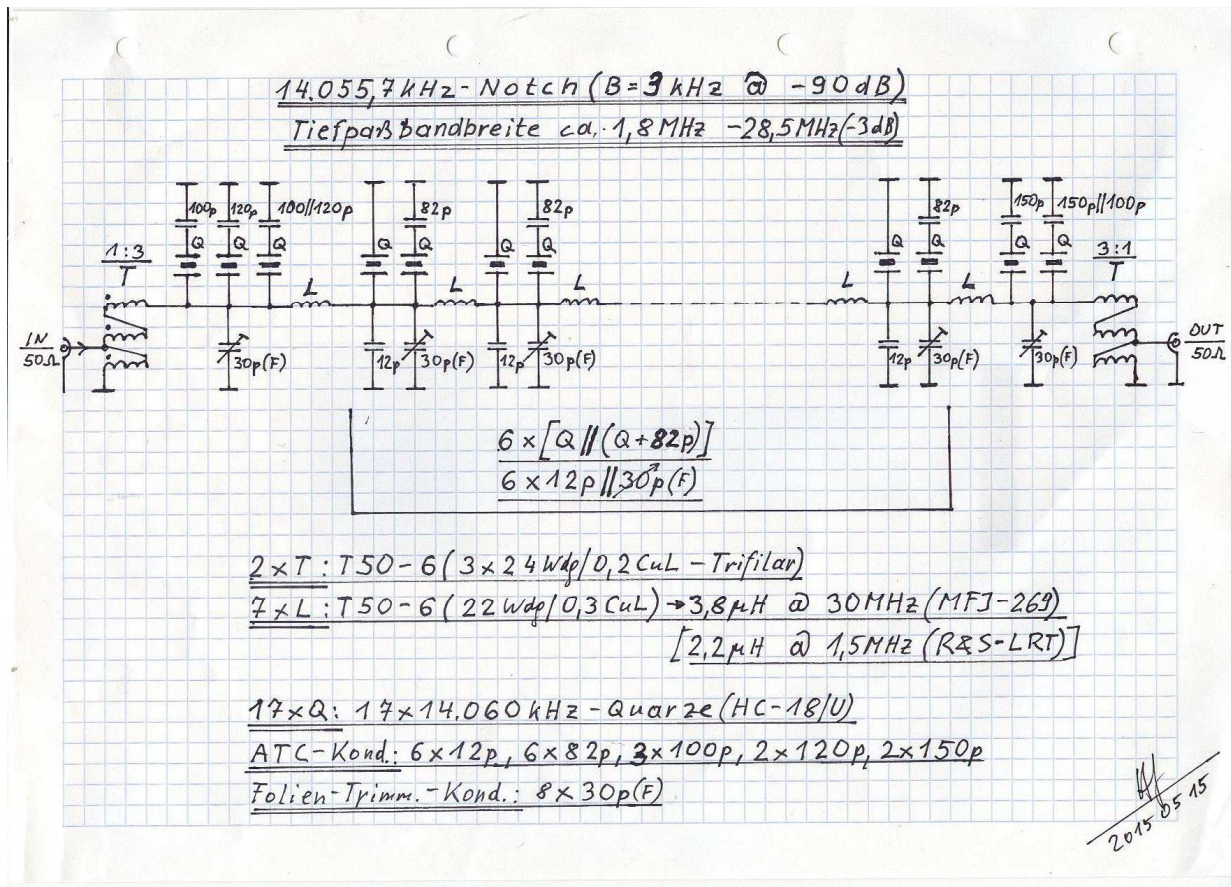
L sollte bei $f_g = 21\text{ MHz}$ gemessen werden, dann ergibt sich f_g gerechnet aufgemessen!

20.05.2019

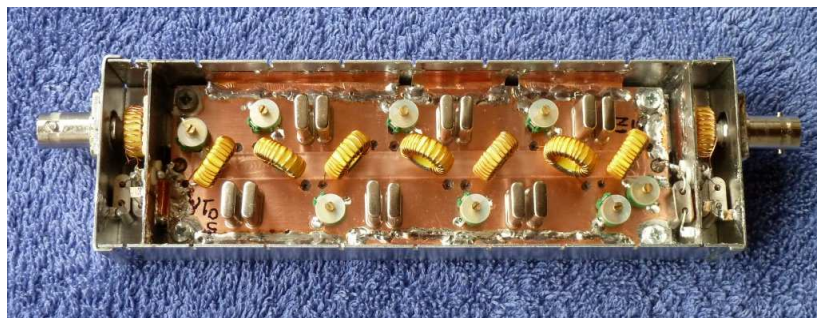
Rys. 9.0.10. Schemat ideowy filtru zaporowego CW (pasma 1 kHz) na zakres 20 m konstrukcji OE3HKL



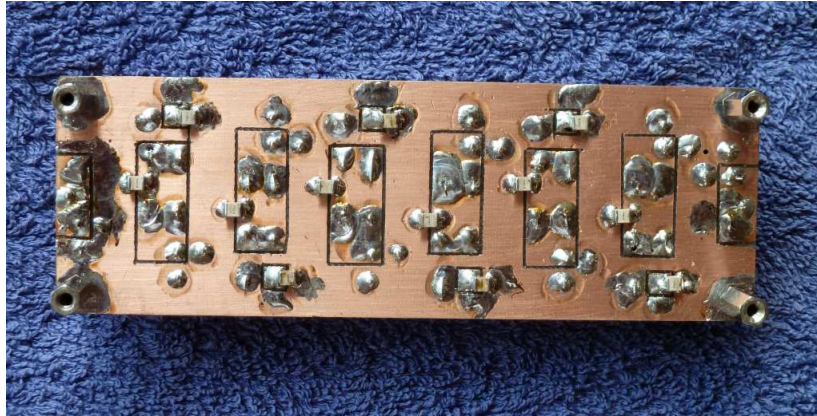
Fot. 9.0.11. Konstrukcja mechaniczna



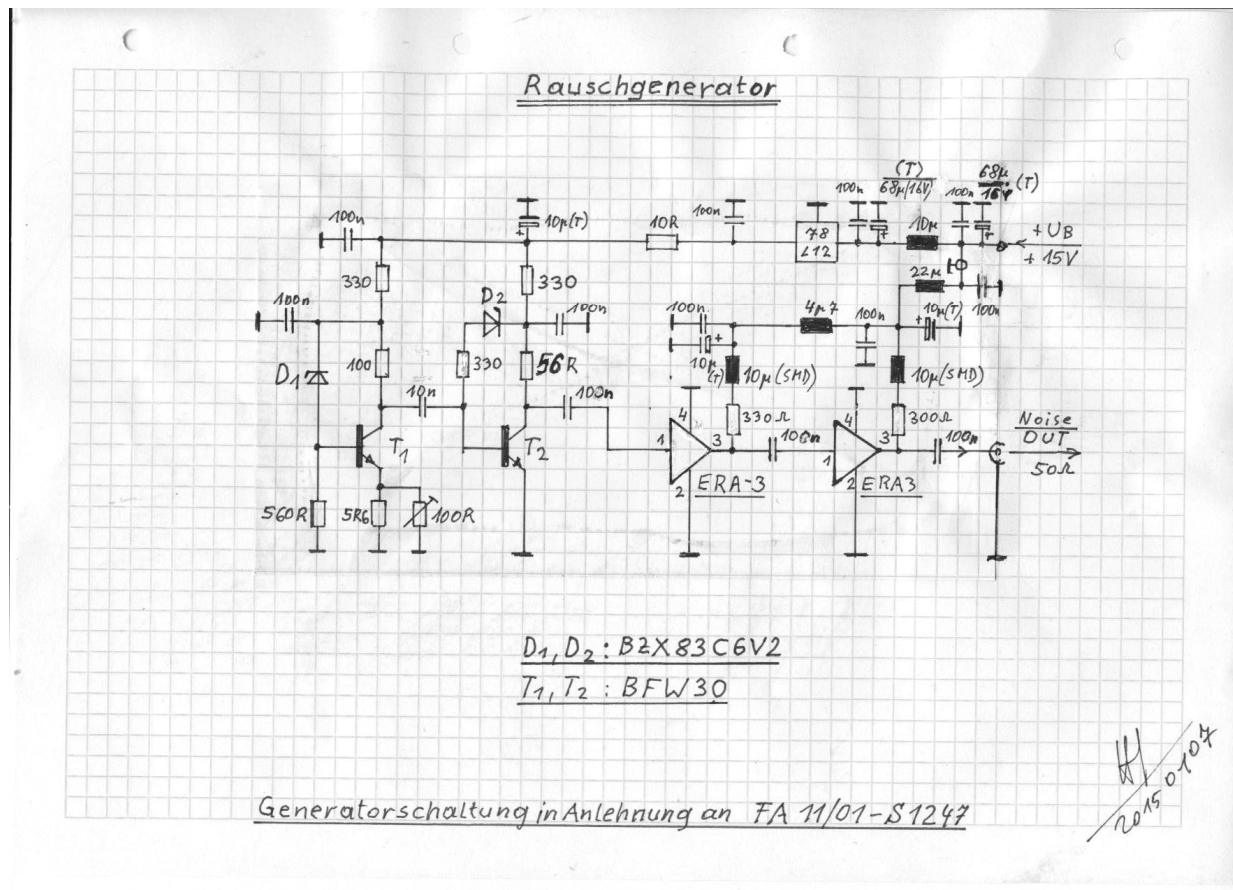
Rys. 9.0.12. Schemat ideowy filtru zaporowego SSB (pasmo 3 kHz) na zakres 20 m konstrukcji OE3HKL



Fot. 9.0.13. Konstrukcja mechaniczna

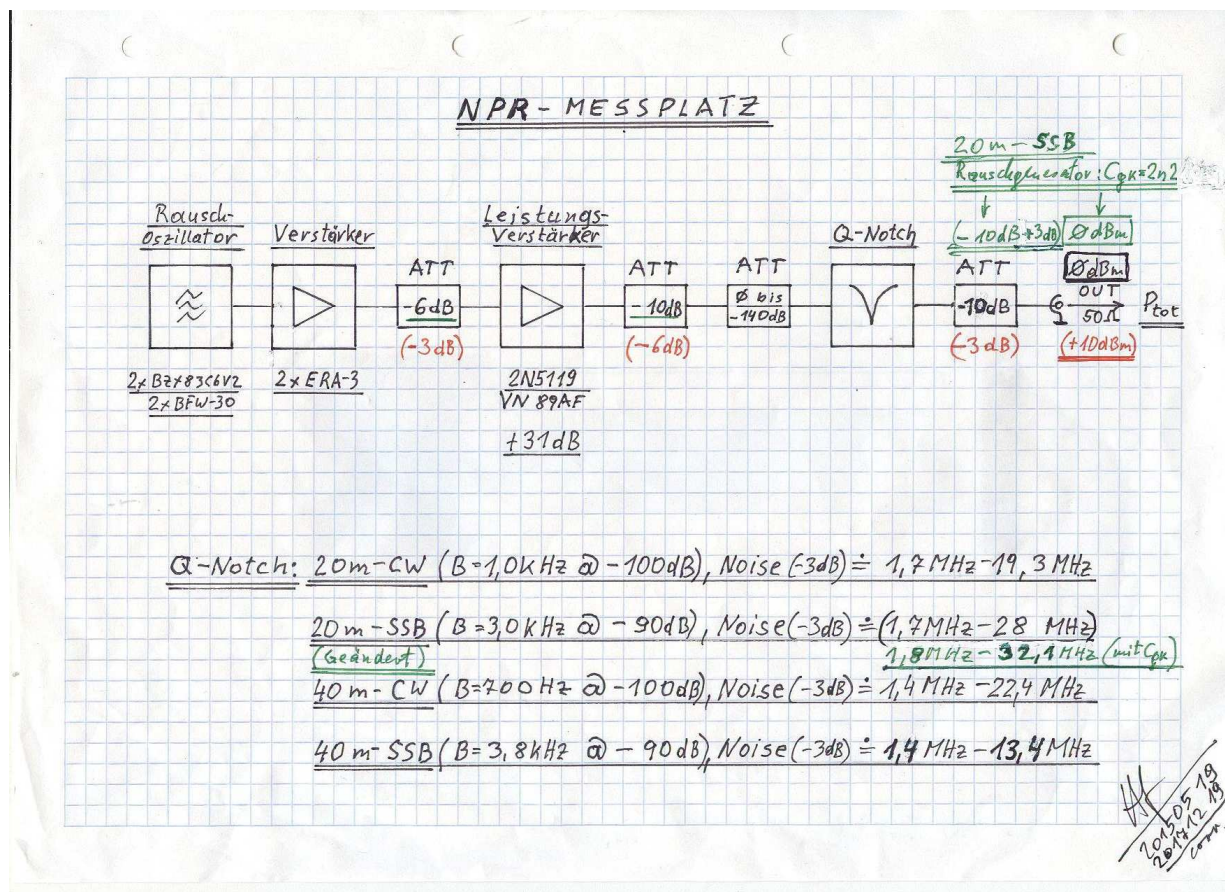


Fot. 9.0.14. Dolna strona płytki drukowanej

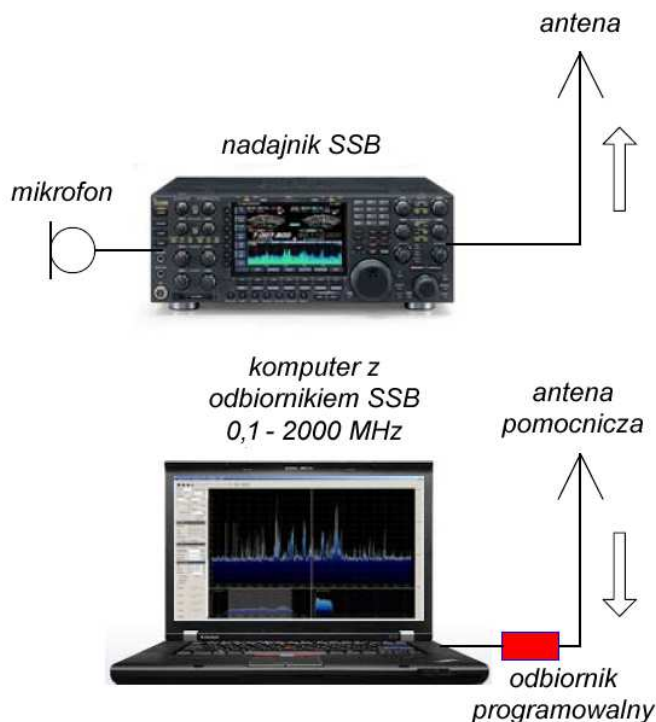


Rys. 9.0.15. Generator szumów OE3HKL

Układ pomiarowy OE3HKL składa się z generatora szumów i wzmacniacza na dwóch układach scalonych MMIC ERA-3 z rys. 9.0.15, tłumika -3 lub -6 dB, wzmacniacza mocy na tranzystorze 2N5119, tłumika -10 (-6) dB, tłumika regulowanego 0 – 140 dB, jednego z przedstawionych filtrów zaporowych i tłumika -10 (-3) dB. Sygnał wyjściowy z toru pomiarowego o poziomie maks. 0 lub +10 dBm jest doprowadzony do wejścia badanego odbiornika.



Rys. 9.0.16. Układ pomiarowy OE3HKL



Rys. 9.0.17. Analiza widma własnego sygnału nadawanego. Na wejście mikrofonowe nadajnika można podłączyć generator dwutonowy

10. Pomiary różne

10.1. Pomiar dewiacji częstotliwości

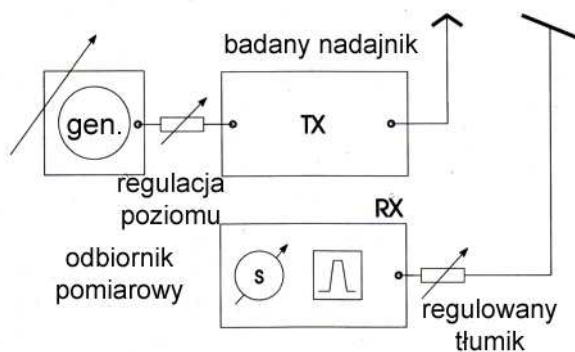
W praktyce amatorskiej pomiary dewiacji są wprawdzie rzadziej potrzebne, ale czasami zachodzi konieczność jej sprawdzenia. Zbyt szeroka dewiacja powoduje rozszerzenie widma nadawanego sygnału poza używany kanał i może zakłócać stacje pracujące w kanałach sąsiednich. Zbyt wąska powoduje z kolei nadmierne obniżenie siły głosu w stosunku do korespondentów, utrudnienia w dekodowaniu przez przemienniki tonów DTMF, CTCSS itd. Istnieją wprawdzie specjalne mierniki dewiacji, ale jest to w warunkach amatorskich zakup nieopłacalny.

W warunkach amatorskich można dokonać pomiaru korzystając z generatora sygnałowego m.cz. i odbiornika SSB/CW. Wykorzystuje się do tego celu fakt, że widmo sygnału zmodulowanego częstotliwościowo jest opisywane za pomocą szeregu funkcji Bessela, z których funkcja o indeksie 0 odpowiada fali nośnej. Wartości funkcji ulegają zmianom w zależności od indeksu modulacji, czyli stosunku dewiacji do częstotliwości modulującej. Dla pewnych wartości indeksu przyjmują one również wartości zerowe. Dla fali nośnej dzieje się to przykładowo przy indeksie równym 2,4.

W celu wykonania pomiaru należy więc do wejścia mikrofonowego doprowadzić sygnał z generatora akustycznego. Poziom sygnału należy ustawić tak, aby odpowiadał on średniej sile głosu przy mówieniu do mikrofonu. Sygnał ten można także podać na głośnik i zbliżyć do niego mikrofon badanej radiostacji. Odbiornik pomocniczy należy dostroić do częstotliwości nadawania badanej radiostacji i nastawić na odbiór CW, a nie FM. Dzięki wąskiej charakterystyce przenoszenia filtra telegraficznego możliwy jest pomiar, a przynajmniej dostatecznie dokładna obserwacja poziomu nośnej i możliwość stwierdzenia jej zaniku. Do tego celu wystarczy miernik siły odbioru („S”). Częstotliwość generatora modulującego należy powoli zmieniać począwszy od 300 Hz aż do wystąpienia zera odbieranej fali nośnej.

Dewiacja $\Delta f = 2,4 f_{\text{mod}}$, gdzie f_{mod} jest częstotliwością generatora m.cz.

Należy zwrócić uwagę na to, aby generator modulujący dostarczał możliwie czystego i niezniekształconego sygnału m.cz. oraz aby odbiornik pomocniczy nie był przesterowany przez odbierany sygnał.

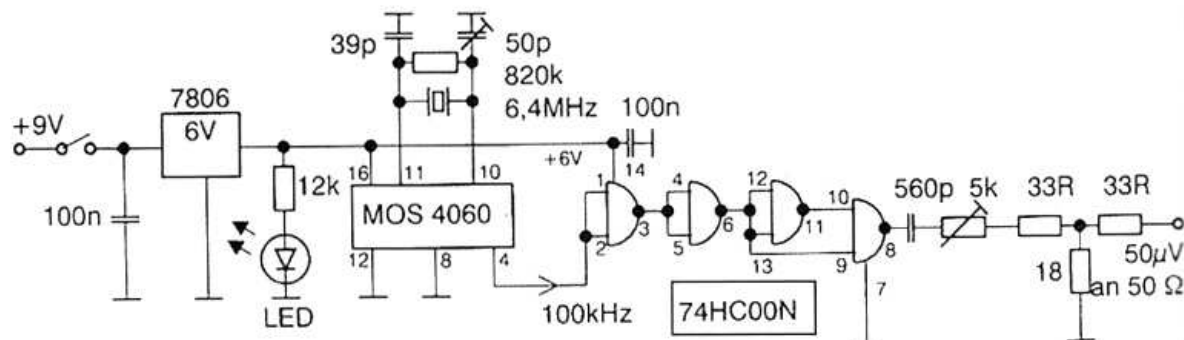


Rys. 10.1.1. Pomiar dewiacji

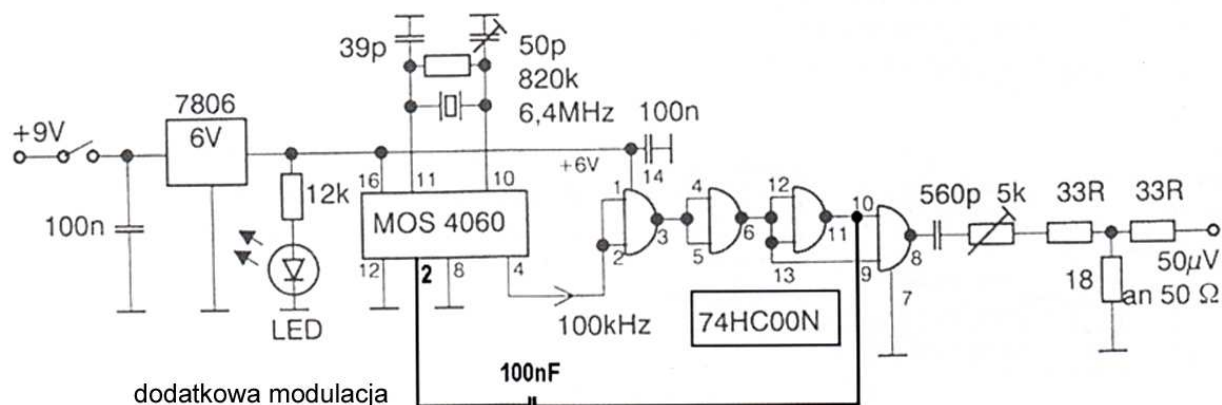
10.2. Pomiary generatorem impulsów szpilkowych

Przedstawiony na schemacie 10.2.1 generator dostarcza impulsów szpilkowych o szerokości 12 ns (przy zastosowaniu obwodów logicznych z serii HC). Ich harmoniczne zachowują stałe amplitudy do ponad 100 MHz. Po ustawieniu (na oscyloskopie) amplitud impulsów na 60 mV za pomocą potencjometru 5 kΩ na wyjściu generator dostarcza przynajmniej do 60 MHz poziomu S9 (50 μV na 50 Ω) do kalibracji miernika siły odbioru. Do obserwacji impulsów szpilkowych należy użyć oscyloskopu o częstotliwości granicznej co najmniej 60 MHz. Harmoniczne mają odstępy 100 kHz i mogą służyć również do sprawdzania i kalibracji skali odbiorników. Dokładną częstotliwość generatora kwarcowego ustawia się za pomocą trymera 50 pF. Częstotliwość 6,4 MHz występuje m.in. na nóżce 9 obwodu 4060. Innym sposobem korekcji częstotliwości generatora jest odebranie jej 4400 harmonicznej na 440 MHz i dostrojenie trymerem na maksimum odbioru.

Po dokonaniu drobnej modyfikacji układu sygnał wyjściowy jest zmodulowany częstotliwością 800 Hz i umożliwia badanie odbiorników AM. Do tego celu wygodnie jest włączyć na wyjście generatora pętlę sprzęgającą z fot. 4.2.7 i zbliżyć ją do badanego odbiornika.



Rys. 10.2.1. Schemat ideowy generatora impulsów szpilkowych (źródło [5])



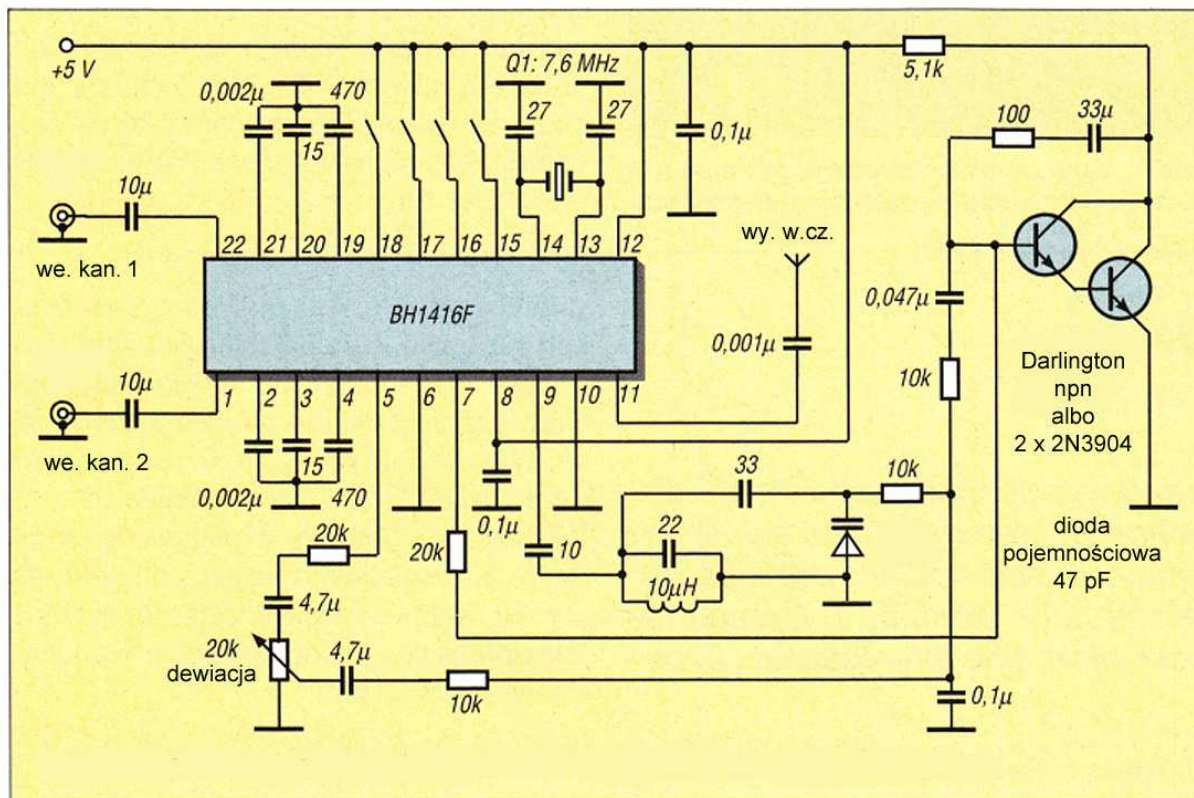
Rys. 10.2.2. Generator z modyfikowany o układ modulacji

10.3. Generator sygnału stereofonicznego

Układ scalony BH1416F jest kompletnym nadajnikiem stereofonicznym małej mocy i może służyć do transmisji programu stereofonicznego (np. dźwięku z CD lub DVD) w paśmie UKF 75 – 110 MHz w obrębie mieszkania albo w samochodzie, albo też jako generator sygnałowy do sprawdzania odbiorników czy do innych eksperymentów. Niedozwolone jest natomiast połączenie go z anteną zewnętrzną i transmitowanie dźwięku w szerszym zasięgu.

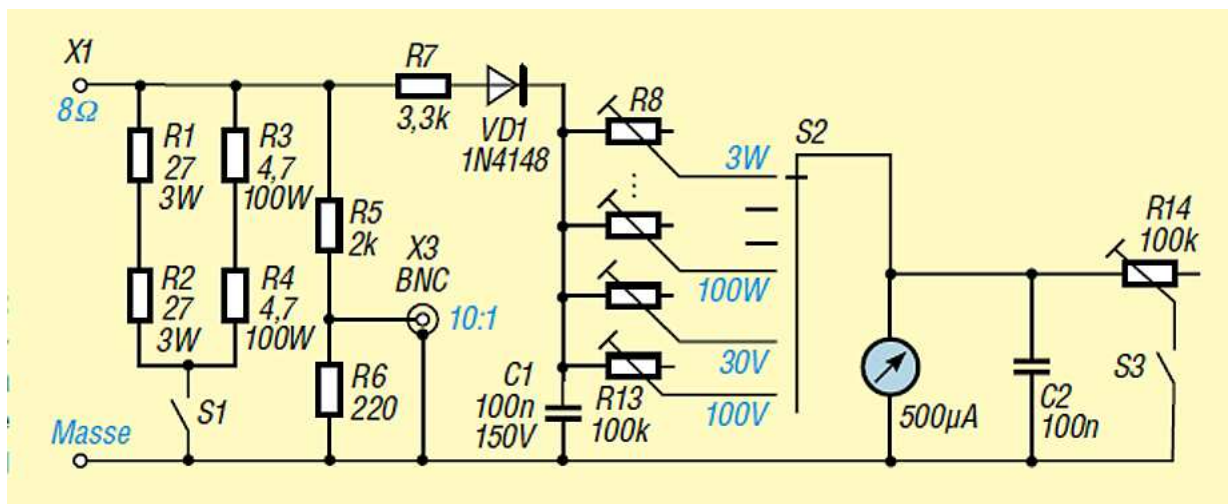
Częstotliwość pracy ustawia się przełącznikami podłączonymi do wyprowadzeń 15 – 18 z krokiem 200 kHz. W układzie użyty jest kwarc 7,6 MHz.

Separacja kanałów lewego i prawego wynosi wg danych producenta) 40 dB. Do regulacji dewiacji służy potencjometr 20 kΩ.



Rys. 10.3.1. Schemat ideowy generatora (źródło „Funkamateur” 2/2002)

10.4. Pomiar mocy m.cz.



Rys. 10.4.1. Watomierz małej częstotliwości (źródło „Funkamateur” 9/2017)

Pomiaru mocy niskiej częstotliwości (akustycznej) dokonuje się tutaj przez pomiar napięcia na znanej oporności obciążenia zgodnie ze wzorem $P = U^2/R$. Typowe oporności głośników i systemów głośnikowych leżą pomiędzy 4 – 16 Ω, w opisanym mierniku oporność obciążenia wynosi 8 Ω, ale w razie potrzeby można dobrać oporniki wejściowe dla uzyskania innej potrzebnej oporności. Jako obciążenie zastosowano cementowe oporniki drutowe, ale można użyć także oporników grubowarstwowych. Oporniki nie powinny znajdować się na płytce drukowanej, ale powinny zostać umieszczone oddzielnie tak, aby umożliwić dobre odprowadzenie wydzielającego się ciepła. Wyłącznik S1 służy do odłączenia oporności obciążenia w trakcie kalibracji woltomierza. Równolegle do oporności obciążenia włączony

jest wysokoomowy dzielnik napięcia o stosunku 10:1 na opornikach R5 i R6. Do gniazdka BNC X3 można podłączyć oscyloskop albo analizator widma w celu sprawdzenia liniowości, przesunięć fazowych i charakterystyki częstotliwościowej. Prostownik pomiarowy zawiera elementy R1, VD1 i C1, a potencjometry R8 – R13 służą do kalibracji zakresów pomiarowych.

Tabela 10.4.1

Napięcia mierzone w zależności od obciążenia i mocy

Moc [W]	Napięcie [V]		
	4 Ω	8 Ω	16 Ω
1	2,00	2,83	4,00
3	3,46	4,90	6,93
10	6,32	8,94	12,65
30	10,95	15,49	21,91
50	14,14	20,00	28,28
100	20,00	28,28	40,00

10.5. Monitor jakości nadawanego sygnału

Układ kontroli jakości nadawanego sygnału jest po prostu homodynowym odbiornikiem SSB dostrojonym do stałej częstotliwości i sprzężonym z nadajnikiem przez tłumik mocy w.cz. W przykładzie z rys. 10.5.1 odbiornik jest dostrojony do częstotliwości 3,6864 MHz (zależnej od użytego kwarcu lub modułu oscylatora) i składa się z detektora iloczynowego do odbioru SSB pracującego na mieszaczu zrównoważonym TFM-2 oraz ze wzmacniacza akustycznego na TDA7052. Dostosowanie układu do mieszaczy i wzmacniaczy m.cz. innych typów nie powinno sprawić większych trudności ze względu na prostotę układu. Wyjściowy sygnał m.cz. z odbiornika można doprowadzić do wejścia oscyloskopu w celu obserwacji jego przebiegu, do wejścia komputera w celu zobrazowania jego widma i wykrycia w ten sposób zniekształceń nieliniowych powstających w wyniku przesterowania, do oceny jakości dźwięku albo jakości sygnałów emisji cyfrowych (PSK31 i innych) itd. Odbiornik pozwala także na pomiary charakterystyki przenoszenia toru nadawczego. Jakość własnej modulacji można także ocenić na słuch korzystając ze słuchawek (mogą być to słuchawki stereofoniczne o systemach połączonych szeregowo). Zasadniczo nie ma potrzeby przeprowadzania takich badań na różnych częstotliwościach nadawania, dlatego wystarczy wybrać jedną z nich w dowolnym paśmie amatorskim KF. Zastosowanie komputerowego modułu generatora TTL spowodowało konieczność włączenia na jego wyjściu filtra dolnoprzepustowego w celu otrzymania fali sinusoidalnej z prostokątnej.

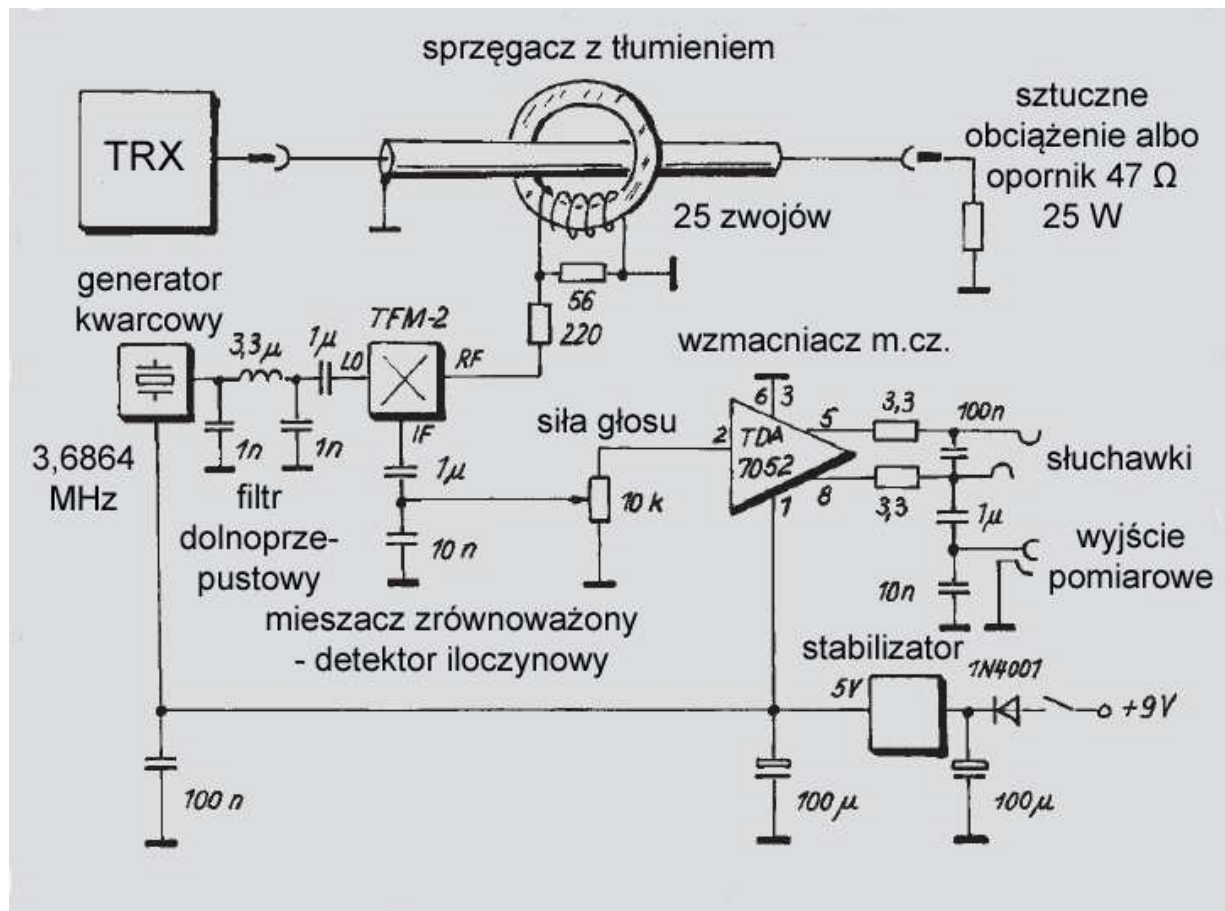
Sprzęgacz pobierający cząstkę nadawanego sygnału jest wykonany jako transformator prądowy, którego uzwojenie wtórne jest nawinięte na rdzeniu pierścieniowym, a uzwojenie pierwotne stanowi odcinek kabla koncentrycznego, którego ekran jest uziemiony tylko z jednej strony. Przekładnia prądowa (i napięciowa) transformatora wynosi więc 1:25, a oporowa 1:625. Konstruktor użył w nim rdzenia o średnicy zewnętrznej 20 mm i wewnętrznej 10 mm wykonanego z materiału N30, ale równie dobrze można zastosować rdzeń firmy Amidon o zbliżonych wymiarach.

Detektor iloczynowy pracuje w szerokich zakresach częstotliwości i dynamiki co pozwala na prowadzenie pomiarów przy dowolnych mocach nadawania 1 – 100 W, ograniczonych jedynie przez dopuszczalną moc strat sztucznego obciążenia. Doprowadzając do gniazdka mikrofonowego wobulowany sygnał m.cz. lub podając go akustycznie z głośnika na mikrofon badanej radiostacji można zmierzyć charakterystykę przenoszenia modulatora. Prostym sposobem zmierzenie częstotliwości granicznej modulatora jest doprowadzenie do gniazdka mikrofonowego sygnału m.cz. o częstotliwości 1 kHz, zmierzenie jego amplitudy oscyloskopem, a następnie podwyższanie częstotliwości aż do momentu kiedy mierzone napięcie m.cz. spadnie do połowy. Częstotliwość doprowadzonego sygnału odpowiada 6 dB częstotliwości granicznej toru. Dla 3 dB częstotliwości granicznej napięcie powinno spaść do 0,71 wartości początkowej. Warto wykonać pomiary niezależnie dla filtrów SSB, CW, RTTY i innych, w które jest wyposażona badana radiostacja.

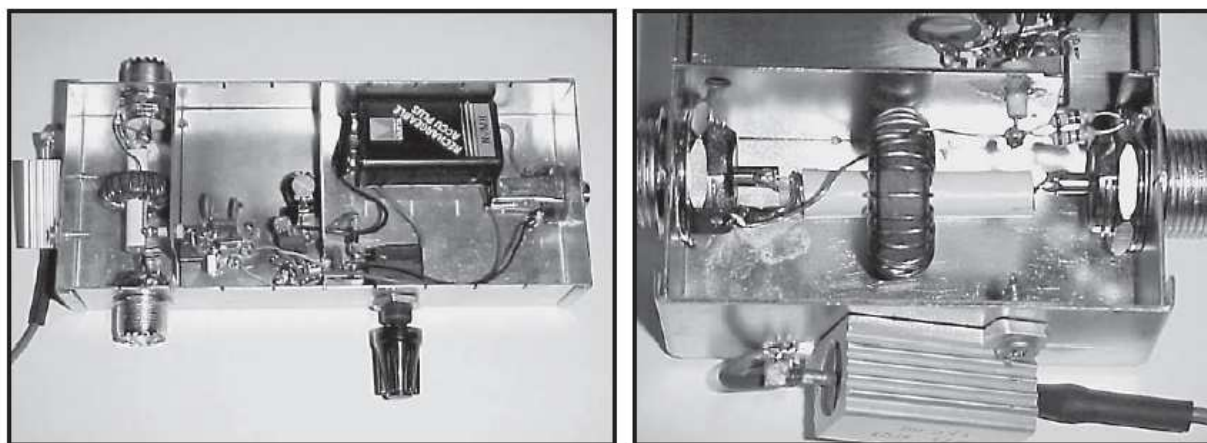
Szeregowe oporniki na wyjściu wzmacniacza m.cz. zabezpieczają TDA7052 przed uszkodzeniem w momencie wkładania słuchawek do gniazdka.

Przy zasilaniu napięciem 9 V odbiornik pobiera prąd 25 mA. Odbiornik powinien być umieszczony w metalowej obudowie ekranującej.

Opis konstrukcji DJ1UGA pochodzi z nr 2/2001 miesięcznika „Funk”.



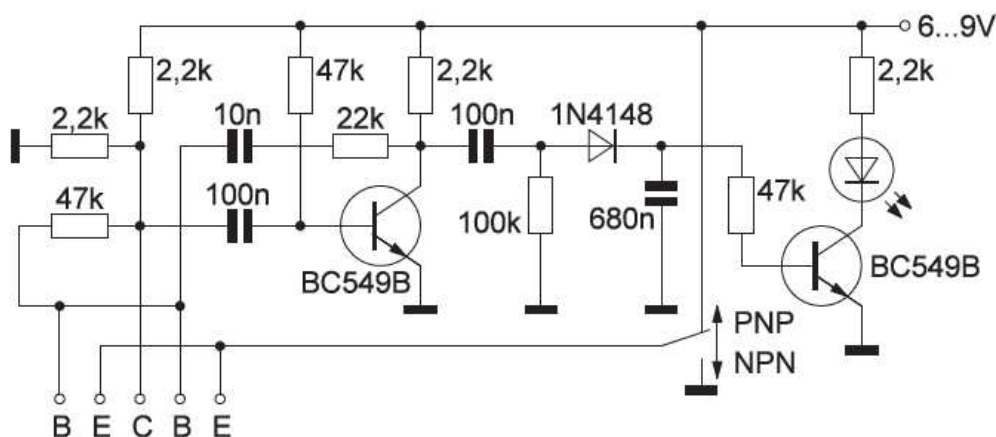
Rys. 10.5.1. Odbiornik kontrolny



Fot. 10.5.2. Wykonanie całości i sprzęgacza

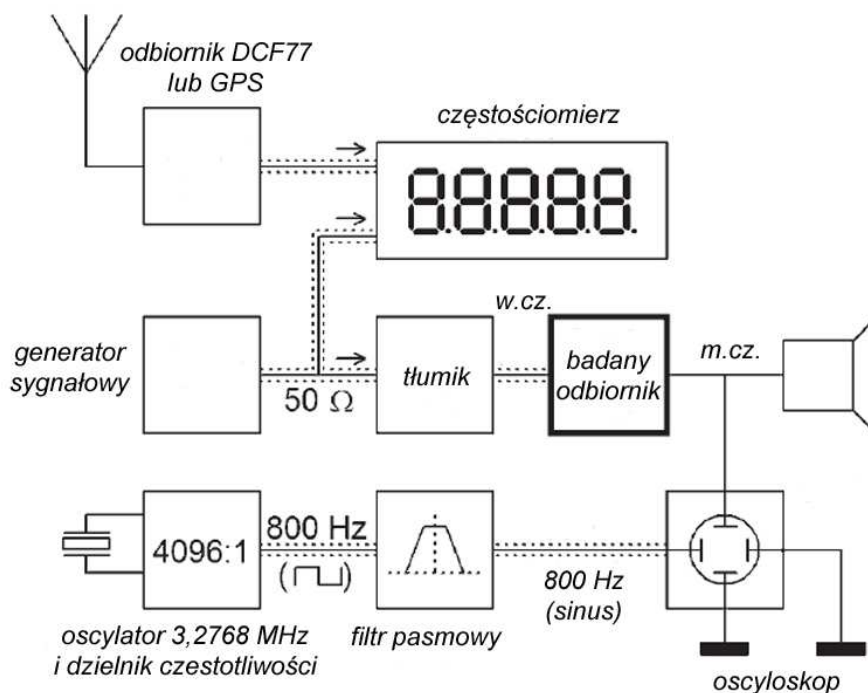
10.6. Próbnik tranzystorów

Opracowany przez DL7FVS próbnik („QRP Report” 1/2012) służy do identyfikacji wyprowadzeń tranzystorów. Na początek należy ustawić przełącznik PNP/NPN w pozycję zgodną z przypuszczeniami a następnie wetknąć tranzystor do trzech kontaktów po lewej stronie. Jeżeli nie spowoduje to zaświecenia się diody elektroluminescencyjnej należy przesunąć tranzystor o jeden kontakt w prawo (patrz na kolejność kontaktów na schemacie), tzn. wyjąć go i włożyć do przesuniętej o jeden trójki gniazdek i postępować tak aż do zaświecenia się diody albo dojścia do ostatniej trójki gniazdek. Gdyby nie dało to pozytywnych rezultatów konieczne jest przełączenie próbnika na drugi rodzaj tranzystorów. Świecenie diody sygnalizuje znalezienie rzeczywistej kolejności elektrod. W trakcie pracy należy zadbać o dobry kontakt wszystkich trzech elektrod, gdyż brak kontaktu którejś z nich może doprowadzić do mylącego świecenia lub migotania diody.



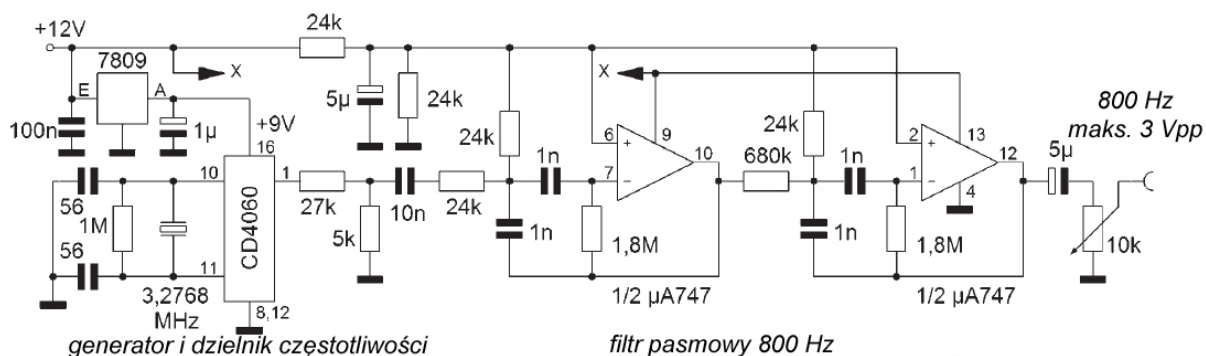
Rys. 10.6.1. Schemat ideowy próbnika wyprowadzeń tranzystorów

10.7. Pomiar stabilności częstotliwościowej odbiorników



Rys. 10.7.1. Schemat blokowy układu do pomiaru stabilności odbiorników (źródło „QRP Report” 3/2004)

Schemat blokowy układu do pomiaru stabilności częstotliwościowej odbiorników bez ich przeróbek przedstawia rys. 10.7.1 („QRP Report” 3/2004). W oryginalnym rozwiązaniu podstawa czasu częstotliwościomierza była stabilizowana sygnałem stacji DCF77, ale obecnie można skorzystać do tego celu z sygnałów GPS. Schemat kwarcowego generatora m.cz. 800 Hz z filtrem aktywnym przedstawia rys. 10.7.2. Oprócz tego potrzebny jest generator sygnałowy w.cz., oscyloskop i tłumik regulowany w zakresie 0 – 100 dB. Po nastawieniu odbiornika na pożądaną częstotliwość należy generator sygnałowy dostroić tak aby uzyskać ton dudnień 800 Hz. Dokładność dostrojenia sprawdza się na podstawie figury Lissajous na ekranie oscyloskopu powstających przez zdudnienie z sygnałem kwarcowego generatora 800 Hz. Generator sygnałowy należy w stałych odstępach czasu dostrojać tak, aby przywrócić częstotliwość dudnień 800 Hz, zmieniająca się w wyniku niestabilności generatorów odbiornika. Częstotliwość generatora sygnałowego jest kontrolowana częstotściomierzem cyfrowym. Wyniki pomiaru mogą stanowić podstawę do sporządzenia wykresu.



Rys. 10.7.2. Kwarcowy generator 800 Hz (źródło „QRP Report” 3/2004)

11. „Red Pitaya”

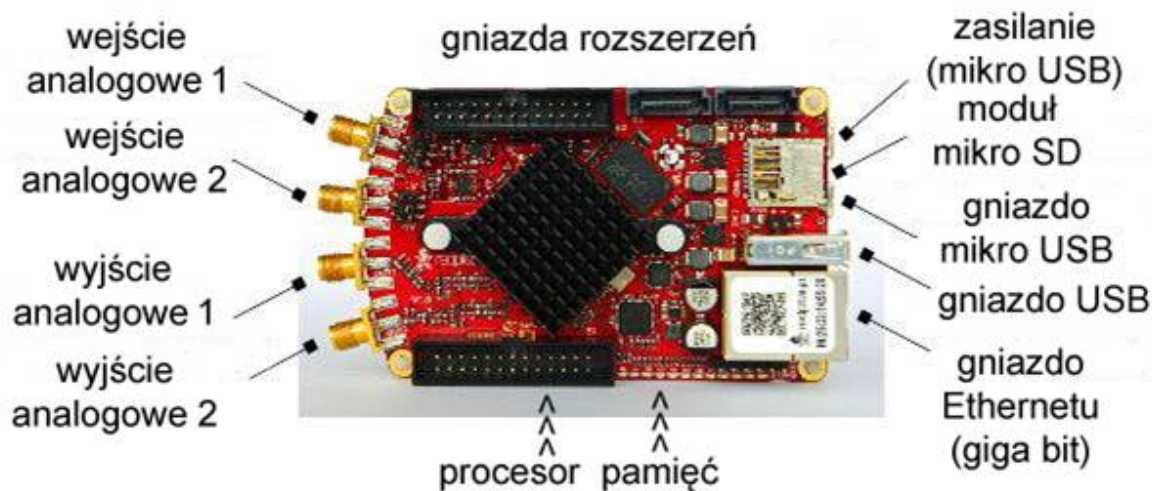


Fot. 11.1. Konstrukcja „Red Pitaya”

„Red Pitaya” jest uniwersalnym systemem pomiarowym wyposażonym we własny procesor sygnałowy oparty o programowalną matrycę logiczną FPGA Xilinx realizujący cyfrową obróbkę sygnałów, procesor sterujący ARM Cortex (wykonuje on także część funkcji obróbki cyfrowej), 4 GB pamięci roboczej, wejścia i wyjścia analogowe, złącze USB 2.0 OTG, listwę rozszerzeń, modem WiFi oraz złącze sieciowe Ethernet 1 GB/s. Nie posiada gniazd dla podłączenia monitora i klawiatury i komunikacja z nim może odbywać się wyłącznie przez sieć lokalną.

Płytkę „Red Pitaya” ma rozmiary zbliżone do „Arduino”. W nowszych wersjach strona frontowa jest prosta, a nie zaokrąglona.

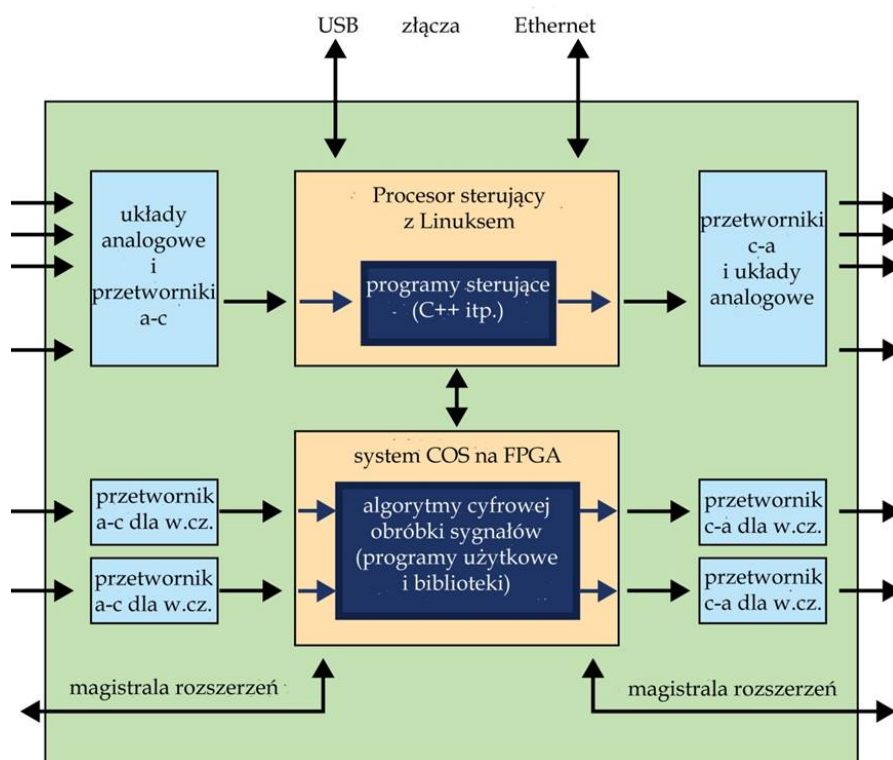
Częstotliwość próbkowania wynosi 125 MHz co oznacza, że pasmo mierzonych sygnałów jest zgodnie z zasadą Nyquista ograniczone do około 50 MHz. Teoretycznie byłoby to 62,5 MHz, ale należy uwzględnić kształt charakterystyki wejściowego filtru dolnoprzepustowego. Rozdzielczość przetwornika analogowo-cyfrowego wynosi 14 bitów. Impedancja wejść analogowych 1 i 2 wynosi 1 M Ω , a pojemność 10 pF. Zakresy napięć wejściowych ± 1 V i ± 20 V są przełączane za pomocą zworek znajdujących się w pobliżu gniazd SMA. W systemach 50-omowych i zastosowaniach odbiorczych konieczne może być zastosowanie transformatorów podwyższających o przekładniach 1:9, 1:14 itp., przykładowo T-622. Impedancje wyjść 1 i 2 wynoszą 50 Ω .



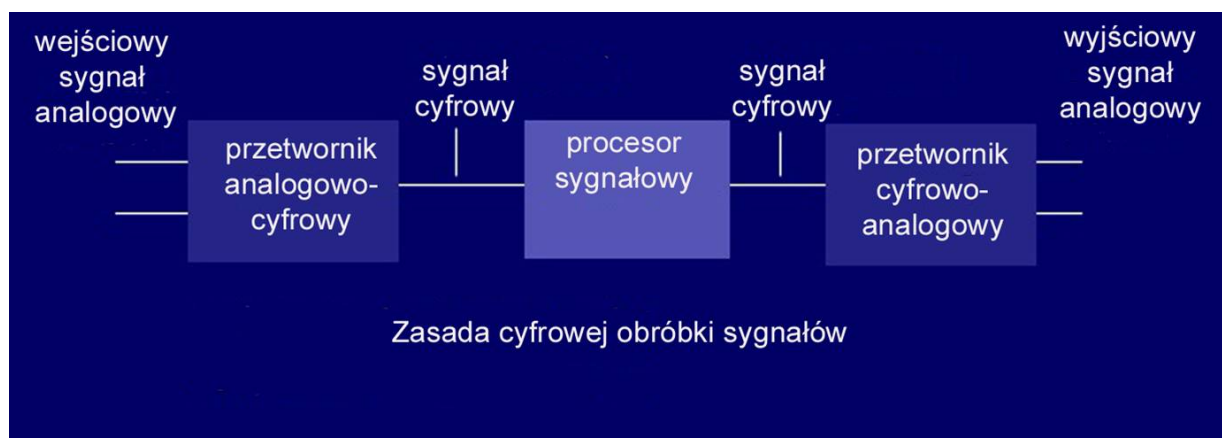
Fot. 11.2. Wyprowadzenia

Oprócz tego „Pitaya” posiada pomocnicze wejścia analogowe na listwie rozszerzeń. Ich zakres napięć wejściowych wynosi 0 – 3,5 V, częstotliwość próbkowania 100 kHz, a rozdzielczość bitowa 12 bitów. Na listwie znajdują się również pomocnicze wyjścia z modulacją szerokości impulsów o rozdzielczości czasowej 4 ns i napięciu wyjściowym 1,8 V. Do kontaktów ze światem zewnętrznym (podłączonymi urządzeniami peryferyjnymi) służą magistrale I2C, SPI oraz UART.

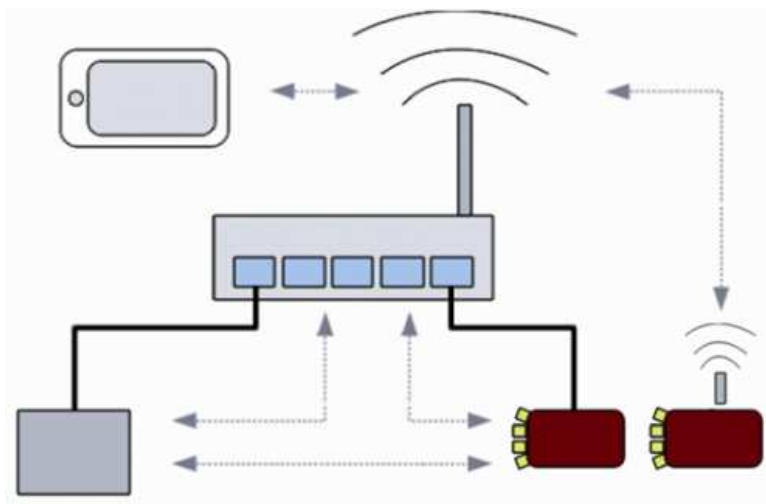
Oprogramowane robocze znajduje się na modułach pamięciowych mikro SD, a sposób jego instalacji jest identyczny jak dla „Maliny” i polega na pobraniu z Internetu lub z innego źródła obrazu pamięci, zapisaniu go w module przy użyciu programu z kategorii „DiskImager”, a następnie umieszczenia modułu w kieszeni na płycie „Pitayi”. W miarę upływu czasu pojawiają się coraz to bardziej rozbudowane wersje oprogramowania zawierające nowe lub udoskonalone funkcje pomiarowe. Oprócz tego istnieją przeróżne pakiety przeznaczone dla krótkofalowców.



Rys. 11.3. Schemat blokowy

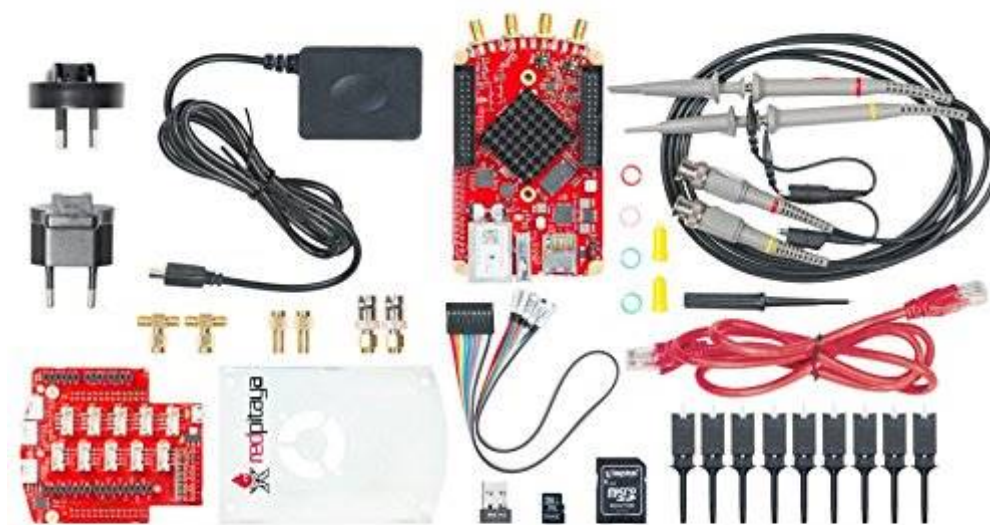


Rys. 11.4. Zasada cyfrowej obróbki sygnałów. W „Pitayi” funkcje obróbki i przetwarzania z postaci analogowej na cyfrową lub odwrotnie są podzielone między programowalną matrycę FPGA i procesor ARM. Problematykę cyfrowej obróbki sygnałów przedstawiono szczegółowo w tomie 36 „Biblioteki polskiego krótkofalowca”



Rys. 11.5. „Red Pitaya” w sieci lokalnej

„Red Pitaya” kontaktuje się z komputerami albo telefonami komórkowymi, na których pracuje oprogramowanie sterujące i wyświetlające wyniki jedynie poprzez sieć lokalną bezprzewodowo lub po połączeniu przez złącze ethernetowe z modemem internetowym. Bezpośrednie połączenie z komputerami nie jest możliwe, ale ma to swoje dodatnie strony ponieważ chroni komputer przed uszkodzeniem w przypadku dostania się zbyt wysokiego napięcia na wejście pomiarowe itp. Do obsługi „Pitayi”, wywoływania programów i wyświetlania wyników służy zwykła przeglądarka internetowa.



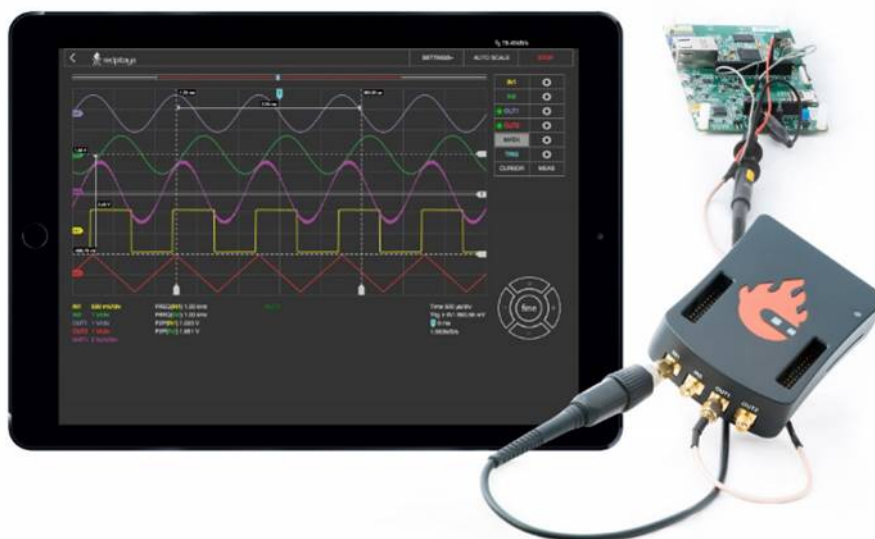
Fot. 11.6. Zestaw pomiarowy STEMLab

„Pitaya” jest dostępna również w zestawach pomiarowych zawierających dodatkowe wyposażenie i oprogramowanie. Jednym z takich zestawów jest STEMLab. Dla krótkofalowców przeznaczony jest natomiast zestaw HAMLAB który oprócz funkcji pomiarowych zawiera również wyposażenie krótkofalowej radiostacji nadawczo-odbiorczej o mocy wyjściowej 10 W. Radiostacja pokrywa zakres do pasma 6 m włącznie, ma parametry porównywalne z IC-7300 i współpracuje z programami *Power SDR*, *HPDSDR*, *Gqrx* i *GNU Radio*.

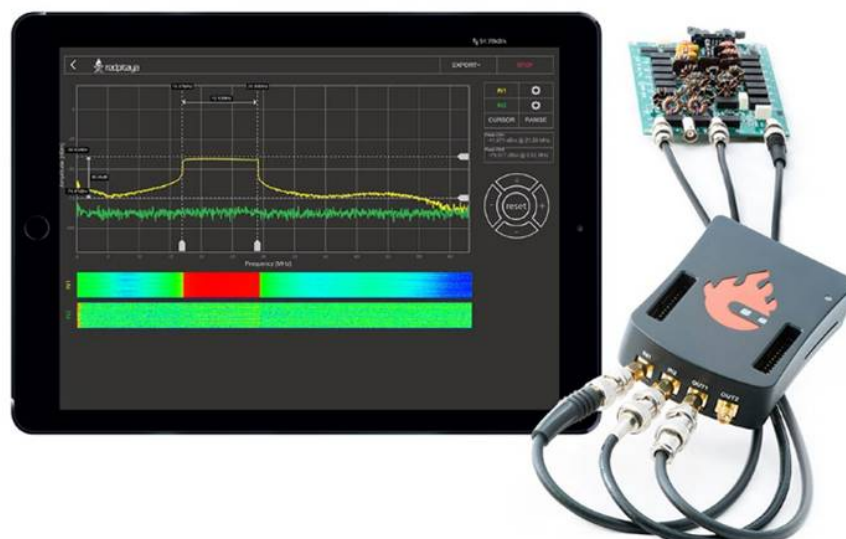
Oprogramowanie oscyloskopu oferuje 2 kanały o paśmie 50 MHz, pamięci 16384 próbek i czułości 0,224 mV oraz 2,44 mV. Generator sygnałowy dysponuje również dwoma kanałami o zakresie do 50 MHz i dostarcza sygnałów o amplitudzie 1 V. Oprócz tego do dyspozycji są generatory sygnałów FM, RTTY i SSB.

Analizator widma oparty o transformatę DFT (zoptymalizowaną odmianę szybkiej transformaty Fouriera FFT) posiada dwa kanały o paśmie 50 MHz, dynamice 80 dB, a analizator stanów logicznych dysponuje ośmioma kanałami, dekodernami protokołów SPI, I2C i złącza COM (UART), pamięcią 1 Mpr, jest dostosowany do poziomów logicznych 2,5, 3,3 i 5 V. Minimalna długość analizowanych impulsów wynosi 10 ns.

Miernik oporności, impedancji i elementów LC wymaga dodatkowego modułu, a pomiary można przeprowadzać przy częstotliwościach 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz i 100 kHz. Przydałyby się jeszcze możliwości pomiarowe w zakresie fal krótkich. Pakiet programów STEM pozwala także na wykreślanie przebiegów amplitudy i fazy w funkcji częstotliwości.



Fot. 11.7. Oscyloskop i generator sygnałowy



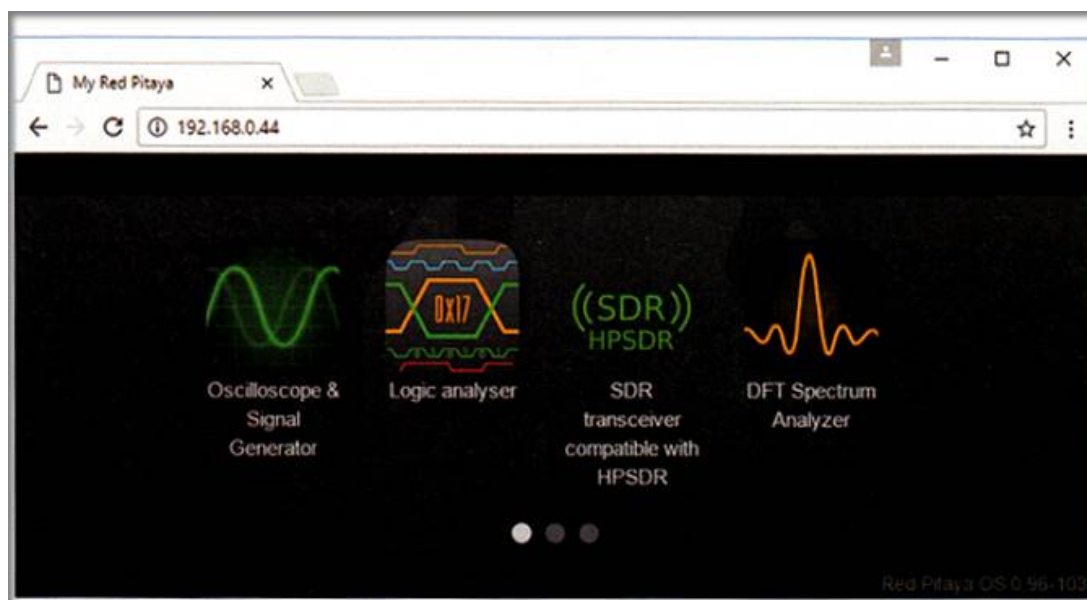
Fot. 11.8. Analizator widma

Oprogramowanie wektorowego analizatora obwodów pozwala na pomiary współczynników S_{11} , S_{21} macierzy rozproszenia, współczynnika fali stojącej WFS przy użyciu dodatkowego mostka pomiarowego. Zakres dynamiki pomiarów wynosi 74 dB, a poziom szumów własnych -88 dBm. Wyniki są obrazowane na wykresie Smitha.

Krótkofalowcy opracowali również rozwiązania odbiorników krótkofalowych, UKF-FM, WSPR i innych, a także dekodernów telegrafii i RTTY.



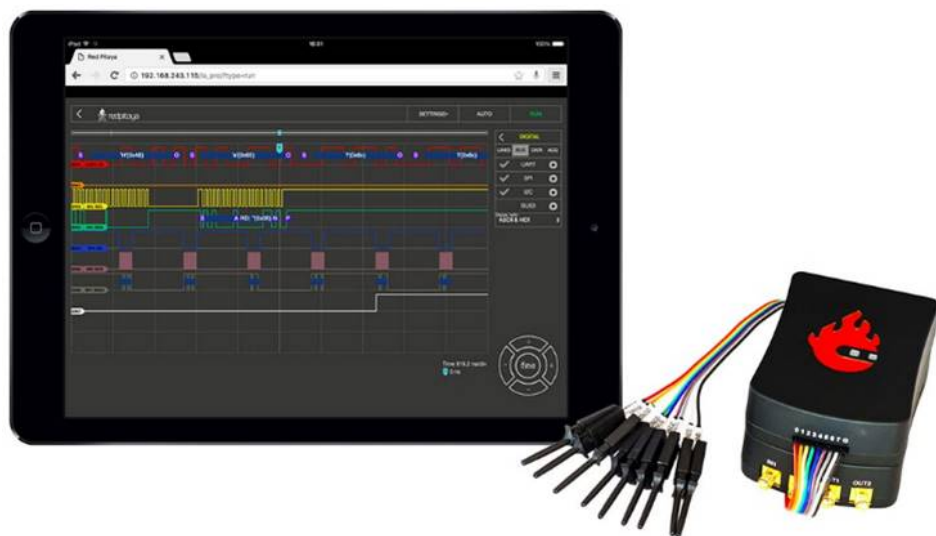
Fot. 11.9. Miernik oporności, indukcyjności, pojemności i impedancji



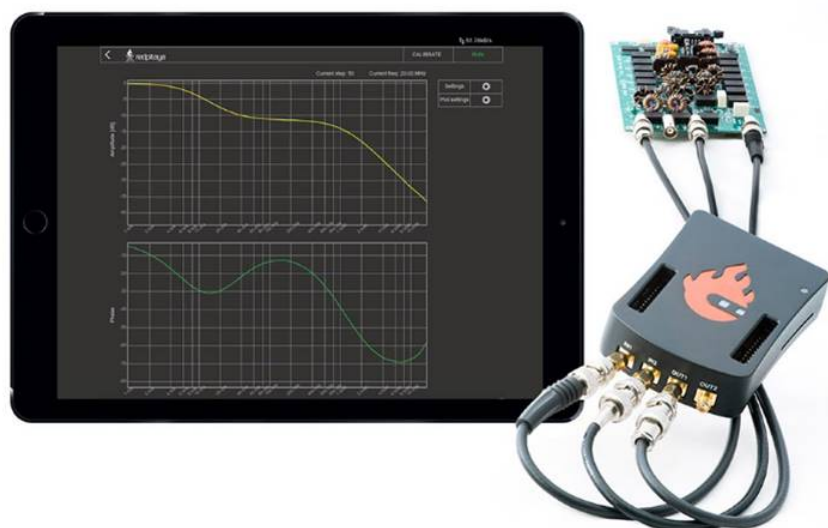
Fot. 11.10. Przykład okna z wyborem programów „Pitayi” w przeglądarce internetowej. Z biegiem czasu przybywa nowych programów



Fot. 11.11. „Hamlab”



Fot. 11.12. Analizator stanów logicznych z pakietu programów STEM



Fot. 11.13. Pomiar charakterystyk częstotliwościowych i fazowych

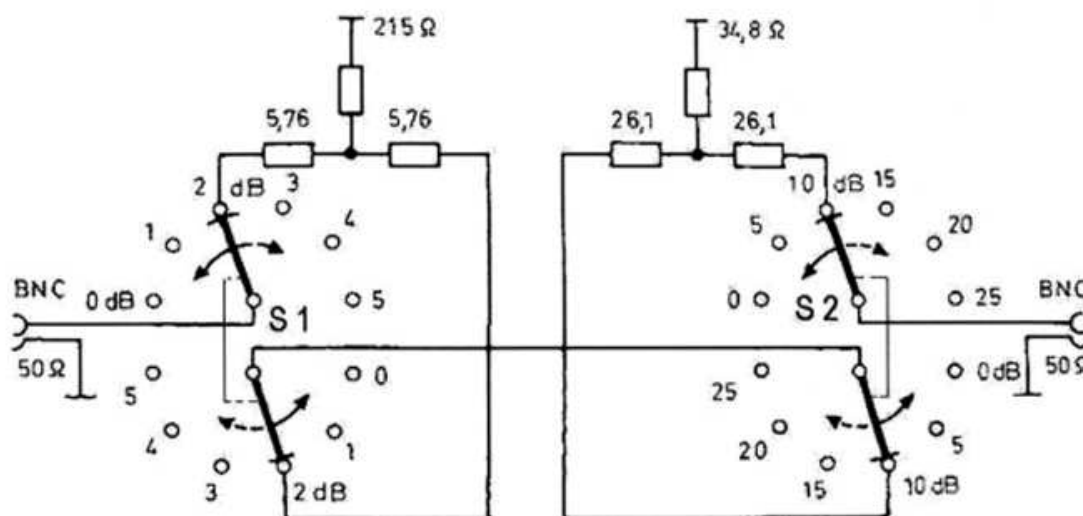


Fot. 11.14. Analizator obwodów

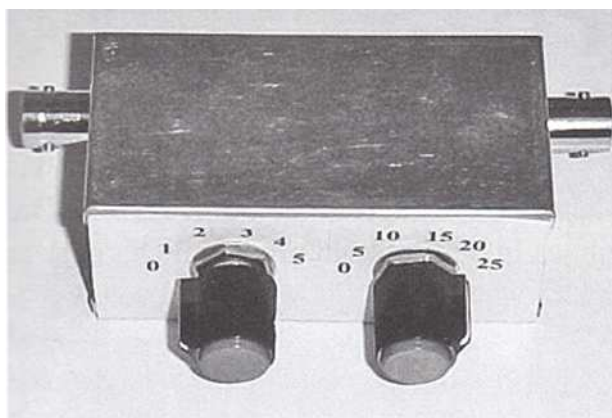
Dodatek A

Tłumiki w.cz.

W pomiarach w.cz. przydatne są tłumiki regulowane. Na rys. A.1. przedstawiono schemat ideowy tłumika konstrukcji DJ1UGA ([5]). Tłumienie jest regulowane w zakresie 0 – 29 dB co 1 dB. Układ zawiera dwa przełączniki, z których pierwszy (po lewej stronie) przełącza tłumienie w zakresie 0 – 5 dB co 1 dB, a drugi (prawy) co 5 dB w zakresie od 0 do 25 dB. W układzie zastosowano tłumiki oporowe typu T i dwa przełączniki 6-pozycyjne. Przy zastosowaniu odpowiednio dobrych przełączników (o konstrukcji otwartej) zakres pracy tłumika rozciąga się do 100 MHz. Wartości elementów podano w tabeli. W układzie zastosowano oporniki metalizowane o tolerancjach 1% (z serii E96). Nadają się one dobrze do zastosowań w zakresie do 500 MHz. Doprowadzenia oporników powinny być jak najkrótsze.



Rys. A.1. Schemat ideowy tłumika



Fot. A.2. Konstrukcja tłumika. Jest on umieszczony w obudowie z białej blachy o wymiarach 30 x 37 x 72 mm. Jako doprowadzenia zastosowano gniazda BNC

Dla sprawdzenia wartości tłumienia i poprawności połączeń należy najpierw przeprowadzić pomiary dla napięcia stałego 5 V (aby nie przeciążać oporników) przy obciążeniu tłumika możliwe dokładną opornością 50 Ω, przy czym wartość tłumienia oblicza się ze wzoru $a = U_{wy}/U_{we}$.

Następnie korzystając z generatora w.cz. i oscyloskopu można przeprowadzić pomiary dla wielkiej częstotliwości. W przedstawionej konstrukcji uzyskano w zakresie do 50 MHz dokładność poszcze-

gólnych stopni $\pm 0,3$ dB i tłumienie wnoszone przez układ 0,2 dB w zakresie do 30 MHz. Maksymalna dopuszczalna moc doprowadzonego sygnału wynosi 1 W.

Tabela A.1

Wartości oporników dla tłumików typu T

Tłumienie	1 dB	2 dB	3 dB	4 dB	
Oporniki szeregowe [Ω]	2 x 3	2 x 5,76	2 x 8,45	2 x 11,3	
Opornik poprzeczny [Ω]	432	215	142	105	
Tłumienie	5 dB	10 dB	15 dB	20 dB	25 dB
Oporniki szeregowe [Ω]	2 x 14	2 x 26,1	2 x 35	2 x 41,2	2 x 44,7
Opornik poprzeczny [Ω]	82	34,8	18,4	10	5,6

Oprócz przełączanego tłumika przydatne mogą okazać się również tłumiki o stałych wartościach, przykładowo 3, 6, 10, 20 i 30 dB. W handlu dostępne są m.in. tłumiki w rurkowych obudowach metalowych posiadające jako doprowadzenia gniazda BNC lub SMA. Ich zakres pracy dochodzi do 500 MHz w wariantach BNC lub do kilku GHz w wariantach SMA. Oczywiście możliwa jest również ich konstrukcja we własnym zakresie jako układy typu T lub typu Pi.

Dla tłumików typu T oporności szeregowe R_s i poprzeczną R_p oblicza się z poniższych wzorów, gdzie Z jest impedancją systemową (50 Ω):

$$R_s = Z \left| \frac{a-1}{a+1} \right| \quad (\text{A.1})$$

$$R_p = Z \left| \frac{2a}{1-a^2} \right| \quad (\text{A.2}).$$

Dla tłumików typu Pi obowiązują wzory na oporności poprzeczne R_p i oporność szeregową R_s

$$R_p = Z \left| \frac{1+a}{1-a} \right| \quad (\text{A.3})$$

$$R_s = Z \left| \frac{1-a^2}{2a} \right| \quad (\text{A.4}).$$

Tabela A.2

Wartości współczynnika a dla wzorów (A.1), (A.2), (A.3) i (A.4)

Tłumienie [dB]	a
3	1,41
6	2
10	3,16
20	10
30	31,6

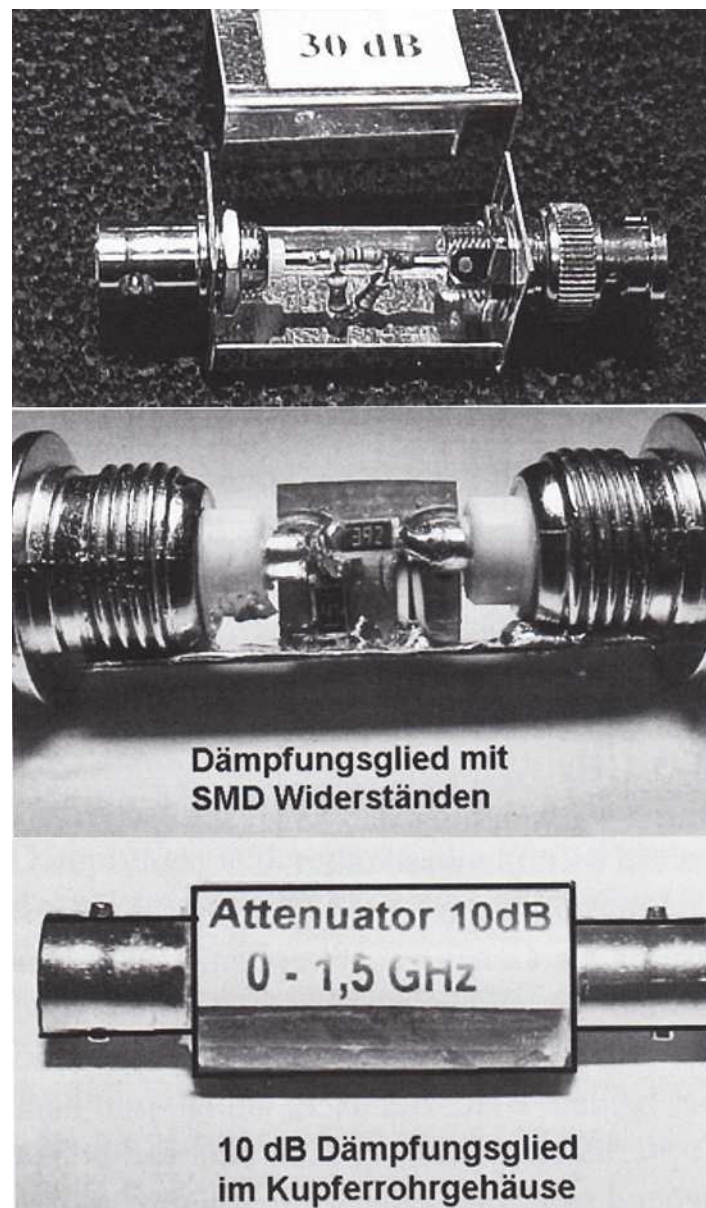
Matematycznie liczba a jest obliczana ze wzoru

$$(\text{A.5}) \quad a = \text{antylog}(x/20) = 10^{x/20}$$

gdzie x jest tłumieniem w dB.

Do budowy tłumika należy użyć oporników metalizowanych z serii E96 (o tolerancjach 1%) albo oporników do montażu powierzchniowego (SMD). W tym drugim przypadku górna granica częstotliwości

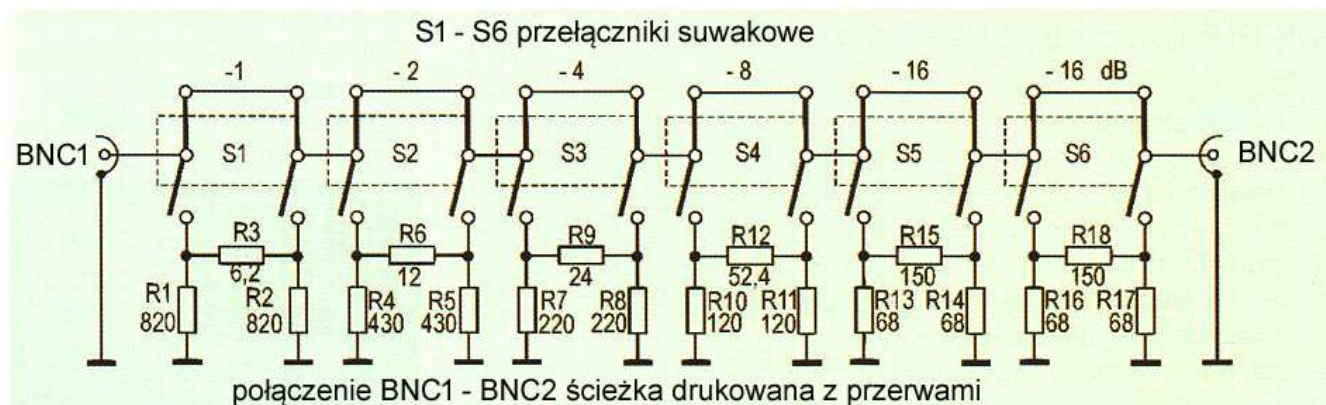
pracy dochodzi do 1 GHz (zależnie od typu obudowy). W konstrukcjach dla większych częstotliwości zamiast pudełek z białej blachy trzeba użyć rurek miedzianych.



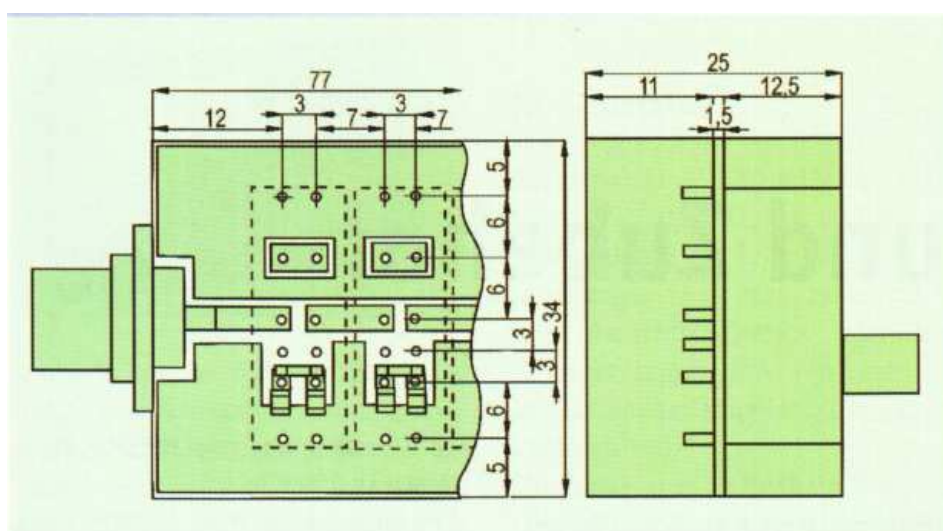
Fot. A.3. Przykłady konstrukcji tłumików stałych. Kolejno od góry tłumik na opornikach przewlekanych w pudełku metalowym, tłumik na opornikach powierzchniowych, i ten sam tłumik zamknięty w rurce miedzianej

Tłumik o dwójkowym stopniowaniu tłumienia (rys. A.4) jest wykonany na płycie drukowanej z dwustronnego laminatu epoksydowego umieszczonej w obudowie z białej blachy. Składa się ze stopni o tłumieniu 1, 2,4, 8 i 2×16 dB co pozwala na ustawienie całkowitego tłumienia w zakresie 0 – 47 dB. Do przełączania (włączania lub bocznikowania) poszczególnych stopni zastosowano przełączniki suwakowe, a w układzie pracują oporniki powierzchniowe o mocy strat 0,25 W w obudowach 1206. Dzięki temu tłumik pracuje w zakresie częstotliwości do 450 MHz. Wartość opornika R12 równą $52,4 \Omega$ uzyskano przez równoległe połączenie oporników 100 i 110Ω .

Jak podaje konstruktor DK1PE tolerancje tłumienia nie przekraczają 0,5 dB (źródło: „CQDL Spezial. Messen und Entstören II”). Maksymalna dopuszczalna moc doprowadzona wynosi 0,5 W.



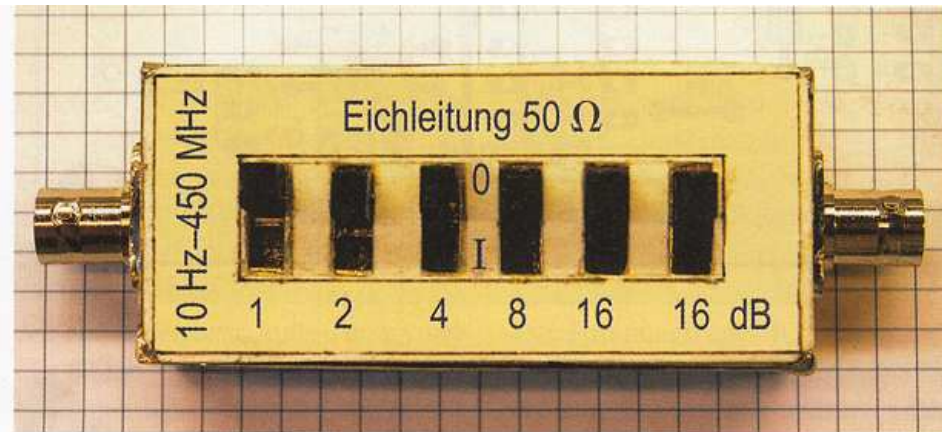
Rys. A.4. Schemat ideowy tłumika dwójkowego



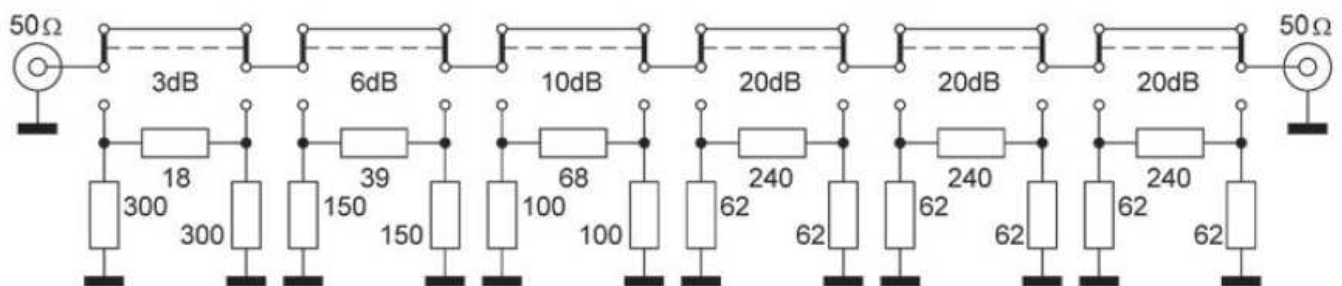
Rys. A.5. Widok płytki drukowanej od dołu i z boku. Widoczna wyraźnie jest linia przerywana połączona z gniazdami BNC oraz wyprowadzenia przełączników. Po prawej stronie widoczne są przełączniki od boku



Fot. A.6. Widok płytki w obudowie od dołu. Obudowa ma wymiary 78 x 34 mm

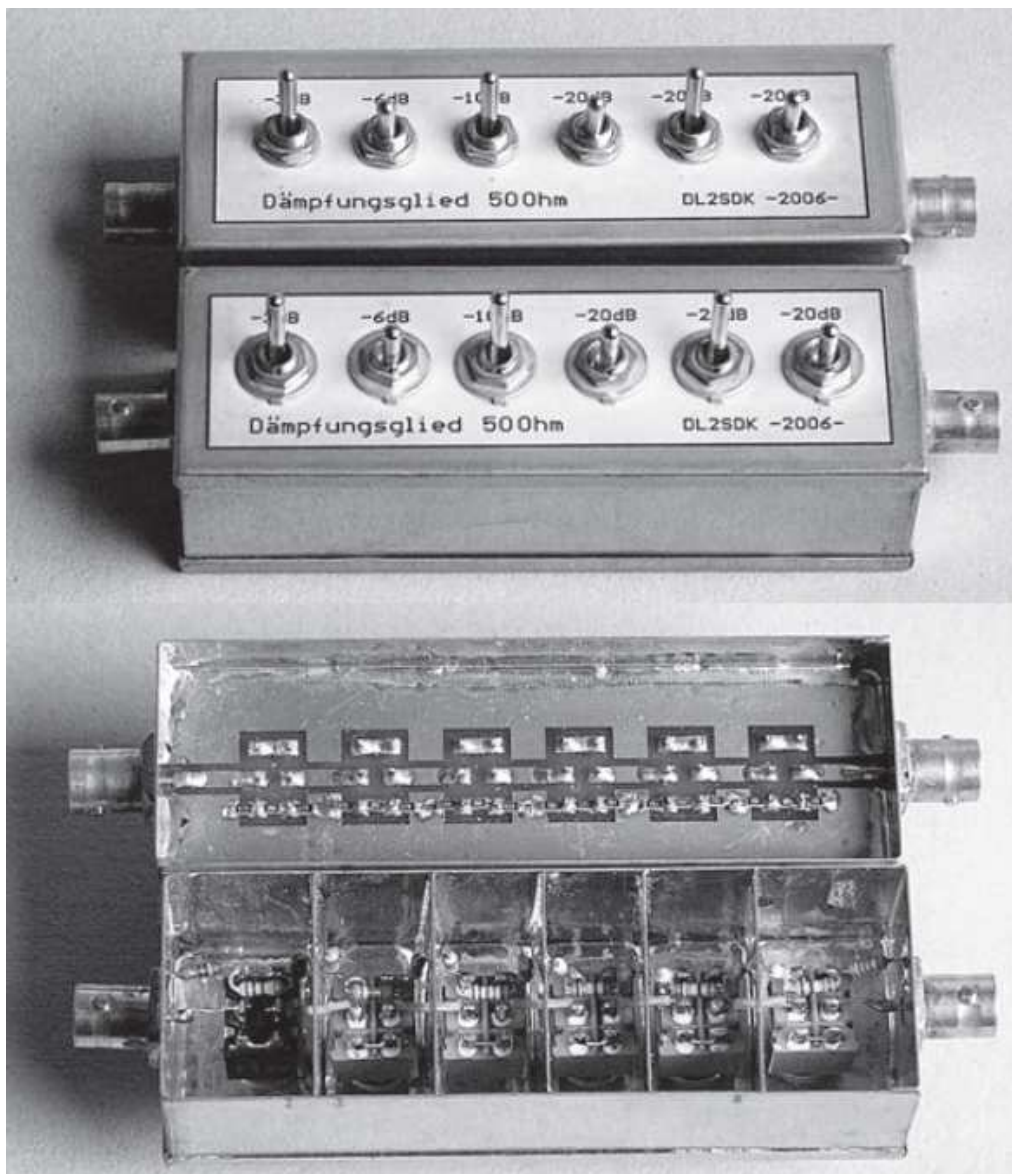


Fot. A.7. Widok przedniej ścianki



Rys. A.8. Inny wariant tłumika (źródło „QRP Report 3/2012)

W tłumiku dwójkowym można także wykorzystać scalony układ tłumika DAT-31R5A. Zawiera on połączone w szereg tłumiki 0,5 dB, 1 dB, 2 dB, 4 dB, 8 dB i 16 dB i pozwala na ustawienie tłumienia w zakresie od 0 do 31,5 dB (włącznie z wnoszonym tłumieniem podstawowym 1,6 dB) z rozdzielczością 0,5 dB. Tłumik pracuje w zakresie częstotliwości do 2,4 GHz. Wartość tłumienia jest regulowana za pomocą magistrali SPI, a więc do jego sterowania i wskazywania ustawień konieczny jest mikroprocesor. Produkowane są tłumiki dla systemów 50 Ω i 75 Ω. Maksymalna dopuszczalna moc wejściowa wynosi 8 dBm w zakresie poniżej 50 MHz i 24 dBm powyżej.

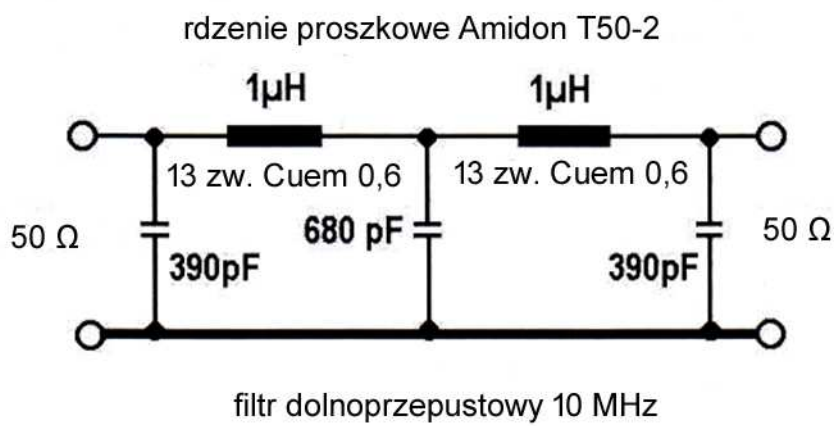


Fot. A.9. Warianty wykonania na opornikach powierzchniowych w obudowach 1206 i przewlekanych (źródło „QRP Report 3/2012)

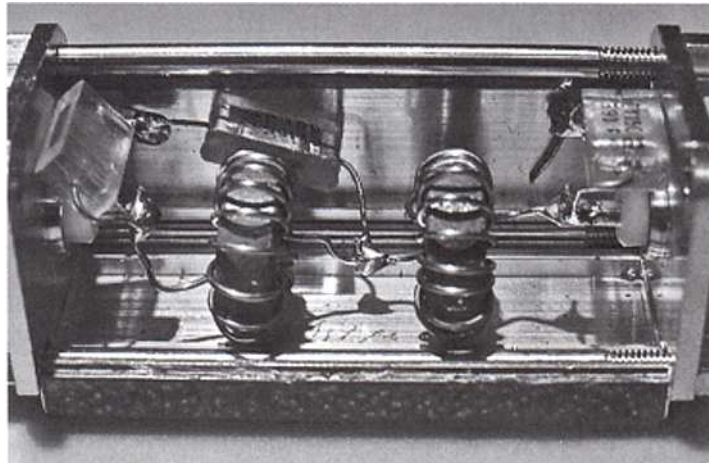
Dodatek B

Filtry pomiarowe

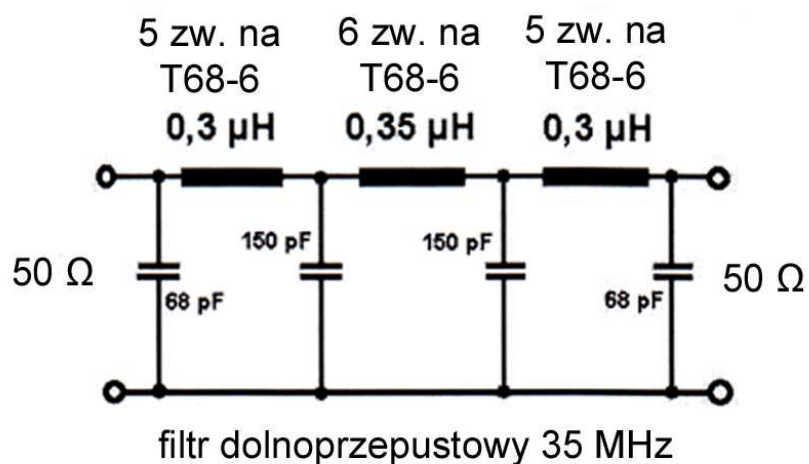
Dla ograniczenia szerokości pasma w trakcie pomiarów albo dla uzyskania przebiegów sinusoidalnych z prostokątnych itp. stosowane są różnego rodzaju filtry dolnoprzepustowe lub pasmowe. Dolnoprzepustowy filtr o charakterystyce Czebyszewa i częstotliwości granicznej 10 MHz zawiera dwie indukcyjności $1\ \mu\text{H}$ nawinięte na rdzeniach pierścieniowych T50-2 i trzy pojemności. Filtr jest umieszczony w obudowie z białej blachy. Drugi z przedstawionych filtrów zawiera trzy indukcyjności: $2 \times 0,3\ \mu\text{H}$ i $0,35\ \mu\text{H}$ nawinięte na rdzeniach pierścieniowych T68-6 i pięć pojemności. Filtry można wykonać również z elementów montowanych powierzchniowo (SMD) przylutowanych do wysepek wyfrezowanych na kawałku dwustronnego laminatu. Konstrukcję taką można zamknąć w obudowie z rurki miedzianej zakończonej z jednej strony gniazdem BNC, a z drugiej wyczką.



Rys. B.1. Schemat ideowy dolnoprzepustowego filtra o częstotliwości granicznej 10 MHz (źródło [5])



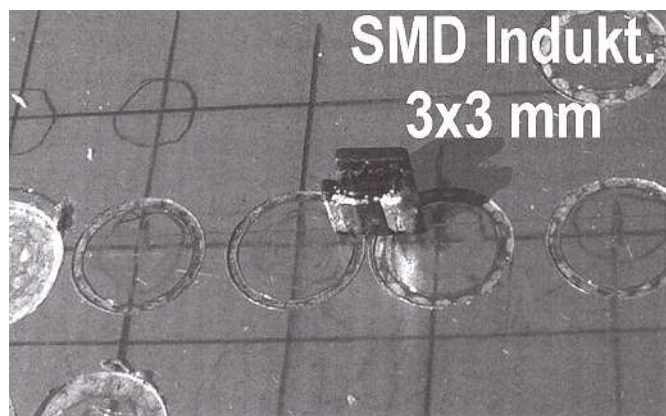
Fot. B.2. Konstrukcja filtra 10 MHz na elementach klasycznych (źródło [5])



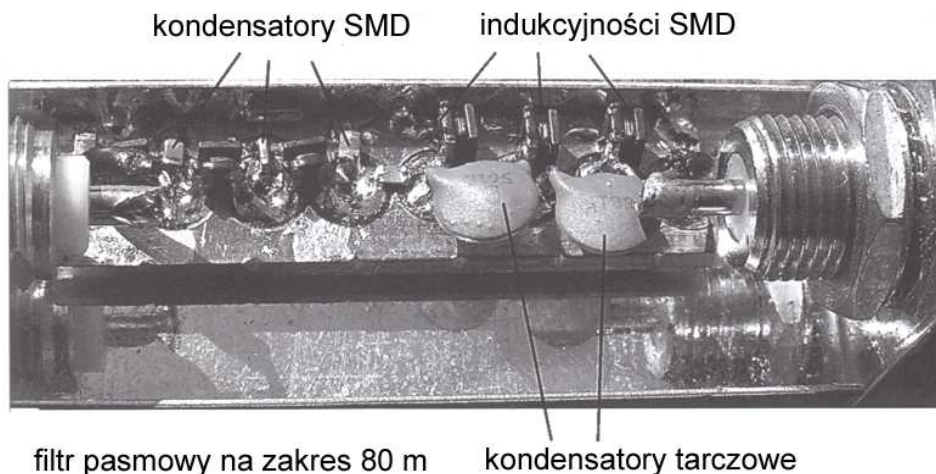
Rys. B.3. Schemat ideowy filtra dolnoprzepustowego o częstotliwości granicznej 35 MHz (źródło [5])



Fot. B.4. Filtr 35 MHz w obudowie z rurki miedzianej. Kreskami widocznymi u dołu zaznaczono miejsca przylutowania gniazd BNC do rurki (źródło [5])



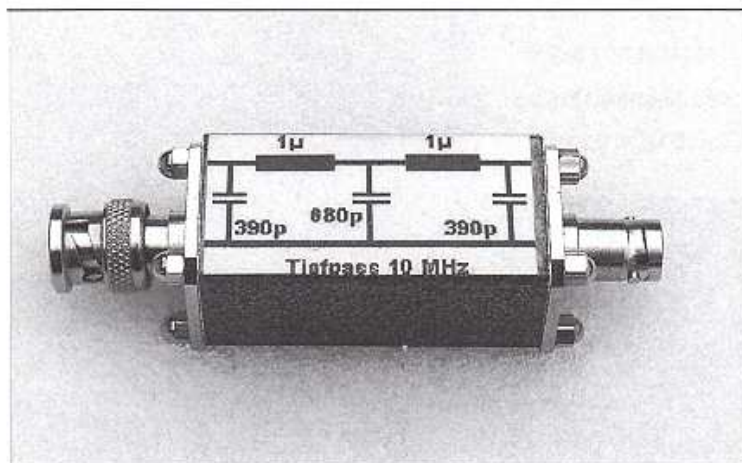
Fot. B.5. Przykład montażu wysepkowego elementów powierzchniowych – indukcyjność 3 x 3 mm (źródło [5])



Fot. B.6. Przykład konstrukcji filtra na pasmo 80 m w obudowie z rurki miedzianej (źródło [5])

Tabela B.1. Indukcyjności dla uzwojeń na rdzeniu T50-2

Liczba zwojów	Indukcyjność [nH]	Liczba zwojów	Indukcyjność [μH]
2	20	11	0,59
3	40	12	0,71
4	80	13	0,83
5	120	14	0,96
6	180	15	1,1
7	240	16	1,25
8	310	17	1,42
9	400	18	1,59
10	490	19	1,77



Rys. B.7. Filtr Czebyszewa o częstotliwościach granicznych 10, 20 i 30 MHz

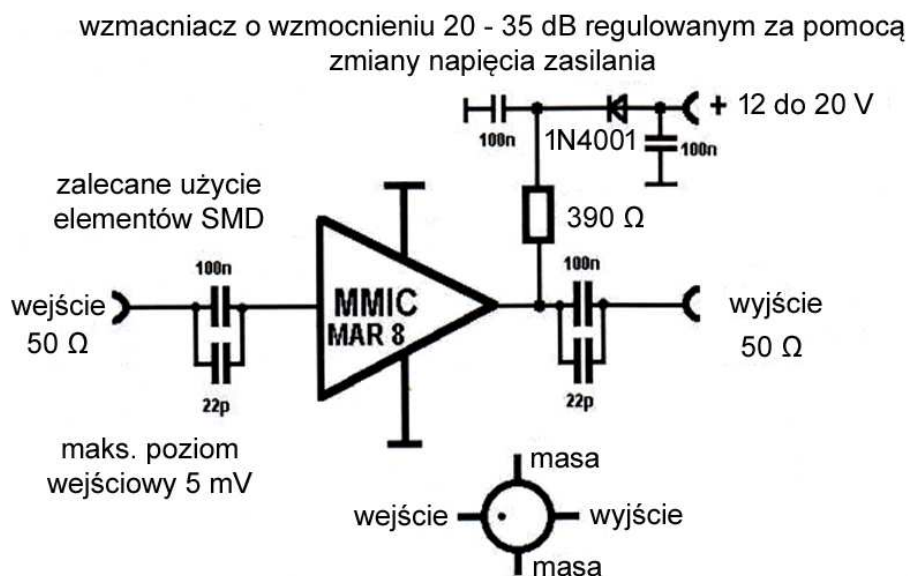
Tabela B2. Elementy filtru

Częstotliwość graniczna [MHz]	C 1 [pF]	C2 [pF]	L [μH]
10	390	680	1
20	180	330	0,5
30	82	180	0,38

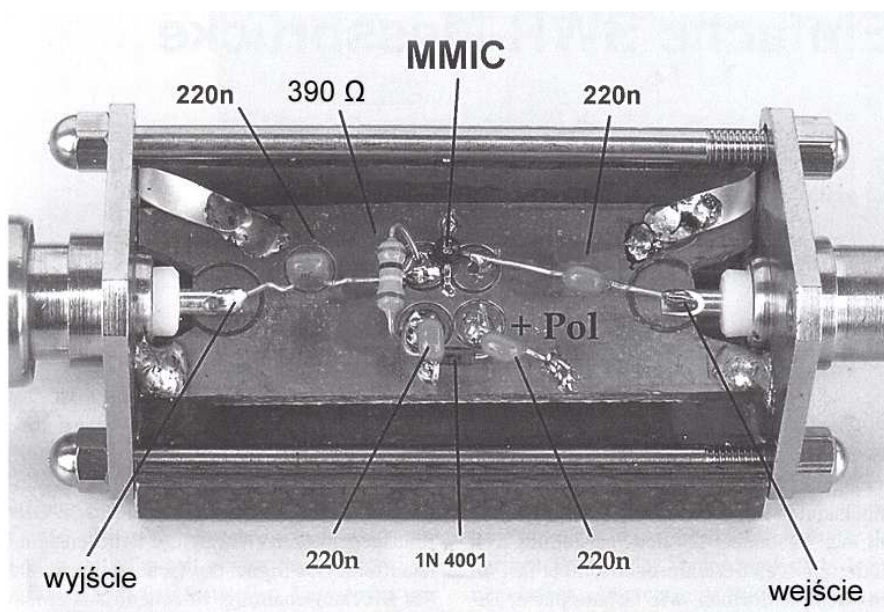
Dodatek C

Wzmacniacze pomiarowe

W wielu sytuacjach przydatny jest także niskoszumny wzmacniacz pomiarowy. Przykład rozwiązania na mikrofalowym obwodzie scalonym MMIC typu MAR-8 ([5]) przedstawiono na schemacie C.1. Daje on wzmocnienie 22,5 dB na częstotliwości 1 GHz, górna częstotliwość pracy wynosi 2 GHz, a współczynnik szumów 3,3 dB. Jego punkt kompresji 1 dB leży na poziomie 12,5 dBm. W zależności od wymaganego zakresu częstotliwości, wzmocnienia i dynamiki można zastawać inne typy wzmacniaczy. Przeważnie wymaga to odpowiedniego dobrania wartości opornika w obwodzie zasilania tak, aby nie przekroczyć dopuszczalnego napięcia i prądu zasilającego. W przedstawionym rozwiązaniu wzmocnienie jest regulowane poprzez zmianę napięcia zasilania w podanym zakresie i zmienia się w granicach 20 – 35 dB dla 30 MHz.



Rys. C.1. Schemat ideowy wzmacniacza pomiarowego

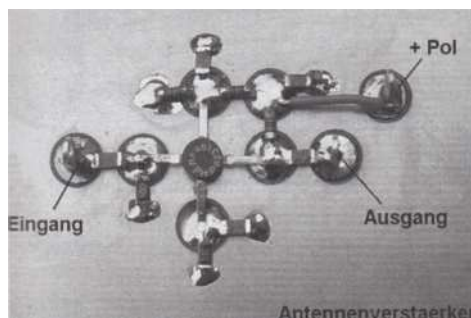


Fot. C.2. Konstrukcja wzmacniacza. Zasilanie („+ Pol”) doprowadzone przez przepust w bocznej ścianie obudowy

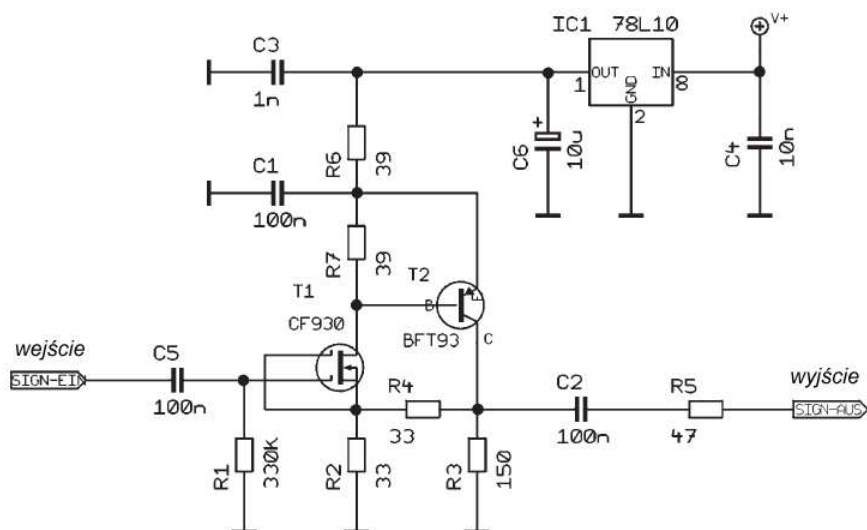
W układzie zasilania zastosowano diodę zabezpieczającą przed zniszczeniem wzmacniacza w wyniku podłączenia napięcia o odwrotnej polaryzacji. Wartość opornika jest stosunkowo duża, aby napięcie zasilania mogło dojść do 20 V. Równoległe połączenie kondensatorów sprzęgających na wejściu i wyjściu wzmacniacza umożliwia pracę w szerokim zakresie częstotliwości od 10 kHz do 1 GHz. W zależności od typu użytego wzmacniacza MMIC możliwe jest osiągnięcie szerszych zakresów pracy – kilku GHz.



Fot. C.3. Wzmacniacz w obudowie. U góry widoczne doprowadzenie zasilania



Fot. C.4. Przykład wysepkowej konstrukcji wzmacniacza na układzie MMIC, wejście po lewej stronie, wyjście – po prawej, plus zasilania u góry płytki z laminatu



Rys. C.5. Wzmacniacz separujący o niskiej pojemności wejściowej, szerokości pasma 900 MHz i wzmocnieniu 0 dB. Wzmacniacz zmontowany na płytce drukowanej należy zamknąć w obudowie metalowej (źródło „QRP Report” 1/2005)

Dodatek D Wzorce częstotliwości

Stabilizowane sygnałem GPS wzorce częstotliwości oferuje firma SDR-Kits (www.sdr-kits.net).



Fot. D.1. Wzorec jednosygnalowy o zakresie 400 Hz – 810 MHz

Przedstawiony na fot. D.1 wzorec „Mini Precision GPSDO” charakteryzuje się niską fluktuacją zboczy (ang. *jitter*) generowanego sygnału zegarowego, długookresową stabilnością dochodzącą do 10^{-12} , stabilnością 10^{-9} osiąganą w ciągu minuty od zasynchronizowania się sygnałem GPS, szerokim zakresem częstotliwości wyjściowych i mocą wyjściową dochodzącą do 13,3 dBm na 10 MHz.

Jest on zasilany przez gniazdko USB z PC, zasilacza sieciowego lub akumulatora 5 V. Wzorec posiada na wyjściu gniazdko SMA.

Jego starszy brat „Standard GPSDO” jest wyposażony w dwa gniazda wyjściowe BNC i może dostarczać dwóch niezależnych częstotliwości wzorcowych w zakresie 400 Hz – 810 MHz. Również i on osiąga stabilność 10^{-9} w ciągu minuty od zasynchronizowania się sygnałem GPS. Podobnie jak w pierwszym z przedstawionych wzorców moc wyjściowa jest programowalna w zakresie +7 – +13,3 dBm.

W skład kompletu wchodzi antena GPS z kablem o długości 3 m zakończonym wtykiem SMA.



Fot. D.2. Wzorec częstotliwości wraz z anteną GPS i kablem zasilającym



Fot. D.3. Wzorec dwusygnalowy. Gniazdko anteny GPS znajduje się po przeciwnej stronie

Dodatek E
Grubości przewodów według norm AWG i BWG

<i>AWG</i>			<i>BWG</i>		
#15	=	1,45 mm	#15	=	1,83 mm
#16	=	1,29 mm	#16	=	1,63 mm
#17	=	1,15 mm	#17	=	1,42 mm
#18	=	1,02 mm	#18	=	1,22 mm
#19	=	0,91 mm	#19	=	1,02 mm
#20	=	0,81 mm	#20	=	0,91 mm
#21	=	0,72 mm	#21	=	0,81 mm
#22	=	0,64 mm	#22	=	0,71 mm
#23	=	0,57 mm	#23	=	0,61 mm
#24	=	0,51 mm	#24	=	0,56 mm
#25	=	0,45 mm	#25	=	0,51 mm
#26	=	0,40 mm	#26	=	0,46 mm
#27	=	0,36 mm	#27	=	0,42 mm
#28	=	0,32 mm	#28	=	0,38 mm
#29	=	0,290 mm	#29	=	0,345 mm
#30	=	0,254 mm	#30	=	0,315 mm
#31	=	0,227 mm	#31	=	0,295 mm
#32	=	0,202 mm	#32	=	0,274 mm
#33	=	0,180 mm	#33	=	0,254 mm
#34	=	0,160 mm	#34	=	0,234 mm
#35	=	0,143 mm	#35	=	0,213 mm
#36	=	0,127 mm	#36	=	0,193 mm
#37	=	0,113 mm	#37	=	0,173 mm
#38	=	0,101 mm	#38	=	0,152 mm
#39	=	0,089 mm	#39	=	0,132 mm
#40	=	0,080 mm	#40	=	0,122 mm
			#41	=	0,112 mm
			#42	=	0,102 mm

AWG – norma oznaczeń amerykańskich

BWG – norma oznaczeń brytyjskich

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
- [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 - odbiornik stereofoniczny UKF
- [19] https://github.com/DF4IAH/RedPitaya_RadioBox/wiki
- [20] www.sdr-kits.net
- [21] 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

