

BIBLIOTEKA
POLSKIEGO KRÓTKOFALOWCA

43

KRZYSZTOF DĄBROWSKI
OE1KDA

MIERNICTWO
TOM 2

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 2

Krzysztof Dąbrowski OE1KDA

Wydanie 1
Wiedeń, kwiecień 2019

Spis treści

5. Wykres Smitha	6
6. Pomiary szumowe	13
6.1. Pomiar impedancji anteny za pomocą generatora szumów	21
6.2. Pomiar szumów własnych czwórnik	24
6.3. Pomiar wzmocnienia	26
6.4. Pomiar czułości granicznej odbiornika	27
6.5. Pomiar tłumienia kabli	28
6.6. Sprawdzenie wskazań miernika siły odbioru	28
6.7. Pomiary charakterystyk przenoszenia	29
7. Pomiary przy użyciu generatorów sygnałowych	32
7.1. Generator na LTC1799	34
7.2. Generatory dwutonowe do pomiaru nadajników i odbiorników SSB	37
7.3. Generatory sygnałowe	42
7.4. Pomiary współczynnika skrócenia kabli antenowych	47
7.5. Pomiary anten	47
7.6. Wobulowany generator do pomiaru charakterystyk filtrów	53
7.7. Wykorzystanie nadajnika jako generatora pomiarowego	53
7.8. Programowalny generator na obwodzie Si5351	54
Literatura i adresy internetowe	56

Sommaire

Mesures pour radioamateurs

5. Abaque de Smith	6
6. Mesures avec signaux de bruit	13
6.1. Mesure d'impédance d'antenne avec générateur de bruit	21
6.2. Mesure de bruit de quadripôle	24
6.3. Mesure d'amplification	26
6.4. Mesure de seuil de sensibilité de récepteur	27
6.5. Mesure d'atténuation de ligne	28
6.6. Vérification de S-mètre	28
6.7. Mesure de fonction de transfert	29
7. Mesures avec générateurs des signaux HF	32
7.1. Générateur avec LTC1799	34
7.2. Générateurs deux tons pour mesure des émetteurs et récepteurs BLU	37
7.3. Générateurs HF et BF	42
7.4. Mesure de facteur de vélocité	47
7.5. Mesure d'antenne	47
7.6. Générateur avec balayage de fréquence pour mesure des fonction de transfert de filtre	53
7.7. Usage d'émetteur en tant que générateur de mesure	53
7.8. Générateur programmable avec Si5351	54
Bibliographie et les pages WEB	56

5. Wykres Smitha

Dla prądu stałego podzespoły biernie charakteryzuje wnoszona przez nie do obwodu oporność ograniczająca natężenie przepływającego prądu przy danym napięciu zasilania. Kondensatory wnoszą przerwę do obwodu prądu stałego, cewki w przypadku idealnym wnosząby oporność zerową, natomiast cewki rzeczywiste wnoszą oporność wynikającą z oporności przewodu, z którego zostały wykonane.

Po doprowadzeniu do cewki napięcia zmiennego indukujące się w wyniku przepływu prądu pole magnetyczne przeciwdziała narastaniu natężenia prądu i powoduje, że odbywa się ono wolniej (z pewnym opóźnieniem) w stosunku do zmian napięcia. Po wyłączeniu lub zmniejszeniu wartości napięcia energia zawarta w polu magnetycznym cewki podtrzymuje przepływ prądu i powoduje, że jego natężenie zmienia się z opóźnieniem w stosunku do zmian napięcia. To przesunięcie fazy powoduje, że w przypadku cewki nie można mówić o jej oporności rzeczywistej, a jedynie o oporności pozornej – reaktancji. Reaktancja cewki rośnie od zera proporcjonalnie do częstotliwości napięcia zasilającego (częstotliwości prądu płynącego w obwodzie) i indukcyjności cewki zgodnie ze wzorem $X_L = \omega L$, gdzie L jest indukcyjnością cewki, a ω pulsacją prądu zmiennego równą $2\pi f$, przy czym f z kolei oznacza częstotliwość zmian prądu lub napięcia. Przyjęło się, że reaktancja indukcyjna ma wartość dodatnią. Sytuacja dla kondensatora wygląda odwrotnie niż w przypadku cewki. Po włączeniu kondensatora do obwodu zaczyna płynąć prąd i dopiero w miarę gromadzenia się ładunku elektrycznego na jego okładkach narasta napięcie – przyrost napięcia jest więc opóźniony w stosunku do przyrostu prądu. W przypadku wyłączenia napięcia lub zmiany jego polaryzacji zaczyna płynąć prąd rozładowania okładek i dopiero z pewnym opóźnieniem następują zmiany napięcia na okładkach kondensatora. Reaktancja kondensatora zmienia się od nieskończonej (przerwy w obwodzie) dla częstotliwości 0 Hz asymptotycznie do wartości zerowej dla nieskończonej częstotliwości. Dla zaznaczenia odwrotnych zależności fazowych oporność pozorna kondensatora (jego reaktancja) ma wartość ujemną i jest obliczana ze wzoru $X_C = -1/\omega C$, gdzie ω jest pulsacją, a C pojemnością kondensatora.

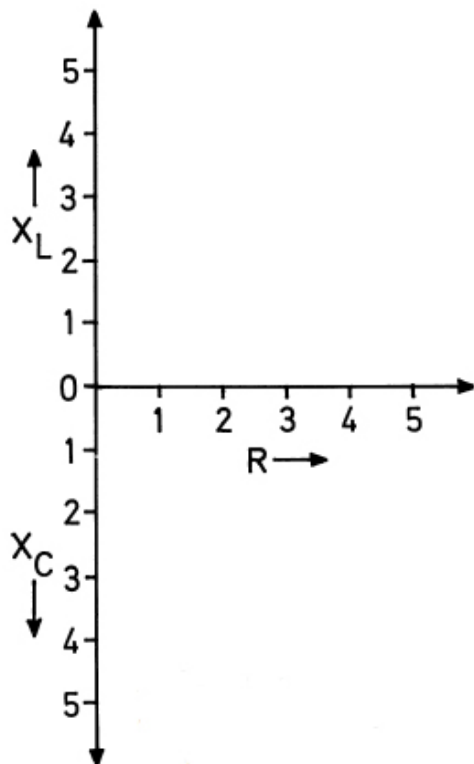
W elementach rzeczywistych dodatkowo do ich głównej właściwości (oporności, indukcyjności, pojemności) występują dodatkowe i przeważnie niepożądane parametry takie jak oporności doprowadzeń, okładek, przewodu, z którego wykonana jest cewka, indukcyjności doprowadzeń, zwłaszcza dla kondensatorów i oporników, indukcyjności materiału, z którego wykonane są oporniki, pojemności własne cewek, pojemności między wyprowadzeniami dowolnych elementów, indukcyjności ścieżek w układach drukowanych i pojemności między nimi itd. Wszystkie te niepożądane efekty odgrywają coraz większą rolę w funkcji częstotliwości przebiegów w obwodzie.

W układach rzeczywistych występują wszystkie rodzaje elementów biernych: oporności, indukcyjności i pojemności. Połączenie oporności rzeczywistej i urojonej nosi nazwę impedancji, czyli oporności zespolonej. Impedancję obwodu wyraża się wzorem $Z = R + jX$, gdzie j oznacza jednostkę urojoną odpowiadającą matematycznie pierwiastkowi kwadratowemu z -1 , a X dowolną oporność pozorną o charakterze indukcyjnym lub pojemnościowym. Geometrycznie można przedstawić impedancję w postaci punktu na płaszczyźnie we współrzędnych prostokątnych. Przyjęło się zaznaczać oporność na osi poziomej (osi X ; osi odciętych), a reaktancję na osi pionowej (osi Y ; osi rzędnych). Każdej z wartości impedancji odpowiada więc punkt we współrzędnych prostokątnych, a impedancja jest przedstawiona bezpośrednio w postaci wektora. Kąt pomiędzy wektorem a osią rzeczywistą jest równy kątowi przesunięcia fazy między napięciem i prądem dla tej impedancji. Zaletą wykresu prostokątnego w stosunku do wykresu Smitha jest możliwość bezpośredniego dodawania wektorów impedancji.

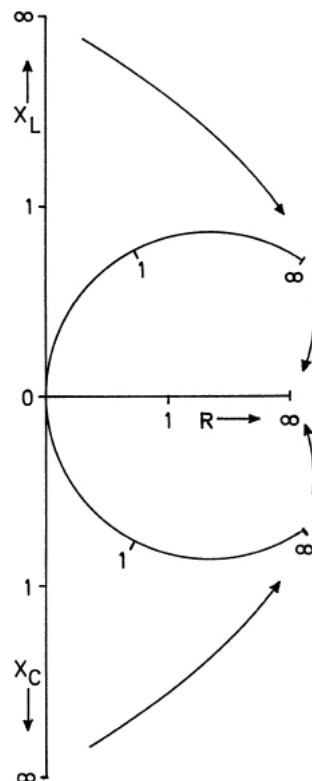
Impedancja podzespołu lub obwodu zmienia się wraz z częstotliwością, z czego wynika, że zmieniając częstotliwość otrzymujemy szereg punktów obrazujących impedancję tego samego obwodu w funkcji częstotliwości. Zmieniając częstotliwość w sposób ciągły otrzymuje się wykres impedancji w zależności od częstotliwości (patrz przykładowy wykres impedancji anteny dipolowej z rozdziału 7.5).

Impedancja na zaciskach anten zmienia się również w sposób ciągły w zależności od częstotliwości i przyjmuje wartości rzeczywiste tylko dla nielicznych częstotliwości rezonansowych. Wartości te w przypadku ogólnym też nie odpowiadają warunkom dopasowania, co wymaga zastosowania układów sprzęgających. Dodatkowo impedancja obciążenia kabla w.cz. ulega transformacji wzdłuż ich długości i w pewnej odległości od anteny lub innego obciążenia jest zupełnie inna niż na końcowych zaciskach kabla. Transformacja 1:1 występuje tylko dla kabli o długościach równych połowie długości fali lub ich wielokrotnościach. Dla kabli o długości ćwierci fali lub nieparzystej jej wielokrotności następuje transformacja na stan mówiąc potocznie przeciwny: zwarcie jest transformowane na rozwarcie, impedancje

niskie na wysokie, impedancje o charakterze pojemnościowym na impedancje o charakterze indukcyjnym i odwrotnie. Dla wszystkich długości pośrednich stopień i charakter transformacji jest trudny do pobieżnego określenia. Oczywiście na wszystko istnieją odpowiednie wzory matematyczne, ale przeważnie wygodniej jest wykonać odpowiednie pomiary i sporządzić wykresy na ich podstawie.



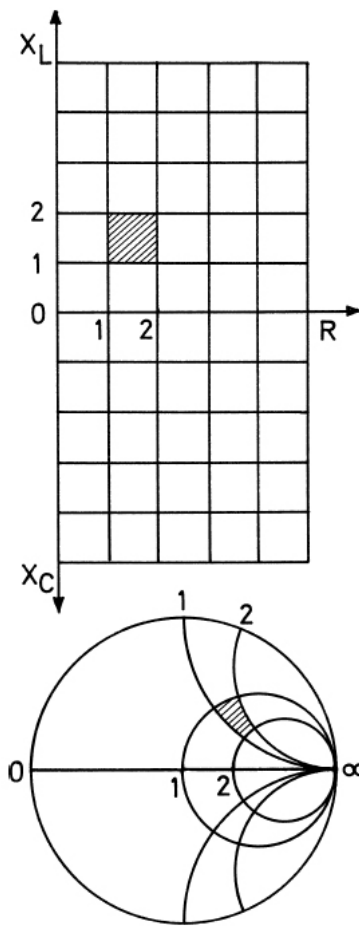
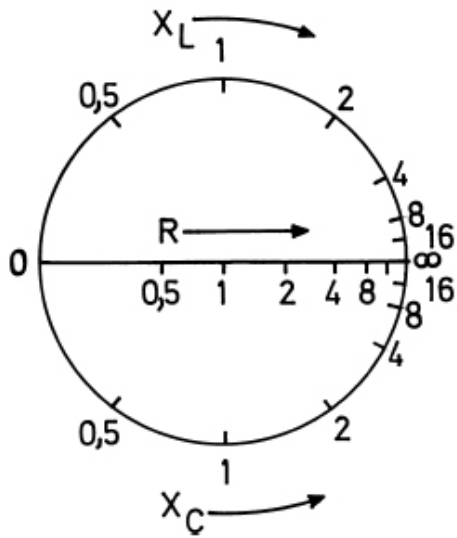
Rys. 5.1. Płaszczyzna impedancji w układzie prostokątnym (kartezjańskim). Przedstawienie dużych wartości wymaga znacznych rozmiarów wykresu albo ograniczenia dokładności



Rys. 5.2. Zasada przekształcenia prostokątnego układu współrzędnych na układ biegunowy. Punkty nieskończoności dla R, X_L i X_C zbiegają się w jedno miejsce. Na środku osi R znajduje się wartość 1

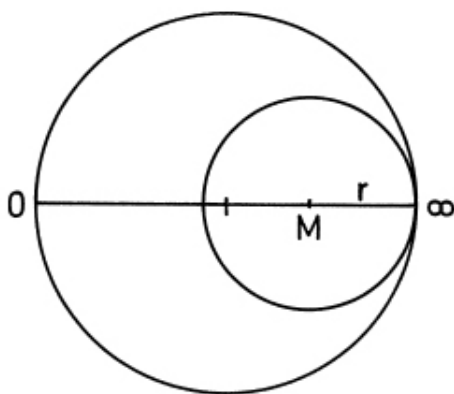
Pewnym ułatwieniem w ich sporządzaniu jest okresowość zmian w zależności od stosunku długości odcinka kabla do długości fali albo dla kolejnych wielokrotności częstotliwości początkowej (od której rozpoczęto pomiary), ale przy uwzględnieniu strat rosnących na dodatek w miarę wzrostu częstotliwości wyniki nie są całkowicie identyczne dla kolejnych cykli. W najprostszym przypadku wykres można sporządzić we współrzędnych prostokątnych, ale nawet jeśli uwzględni się fakt występowania w układach biernych jedynie oporności dodatnich, co ogranicza o połowę wykorzystywaną płaszczyznę przedstawienie na wykresie wysokich i niskich wartości impedancji i jej składowych może być trudne do praktycznego wykonania z dostateczną dokładnością, ponieważ wykres przyjmuje bardzo duże rozmiary. Przedstawienie impedancji nieskończonych jest wogóle niemożliwe. Przyjmując na obu osiach skale logarytmiczne zamiast liniowych można znacznie rozszerzyć zakresy przedstawianych impedancji bez konieczności nadmiernego zwiększania rozmiarów wykresu, ale praktycznym rozwiązaniem okazał się wykres we współrzędnych biegunowych znany pod nazwą wykresu Smitha. Układ współrzędnych prostokątnych zostaje w wyniku transformacji typu $r(z) = (z - 1) / (z + 1)$ zwinięty do takiej postaci, że można go zamknąć w okręgu. Jednocześnie osie o skali od zera do nieskończoności pozwalają na przedstawienie wszystkich możliwych wartości impedancji aż do nieskończoności, jedynie skala dla większych wartości na osiach staje się coraz bardziej zagęszczona. Wykres Smitha ma właściwości symetryczne, co oznacza, że zamieniając miejscami punkty zera i nieskończoności oraz kierunek skali można z niego odczytać przewodność – admitancję – będącą odwrotnością impedancji i w szczególnym przypadku oporności rzeczywistej. Środek okręgu – liczba 1 – odpowiada impedancji systemowej,

a więc 50Ω dla systemów 50-omowych, 75Ω w systemach 75-omowych itd. Linie oporności i reaktancji są w dalszym ciągu prostopadłe do siebie w punktach przecięcia.

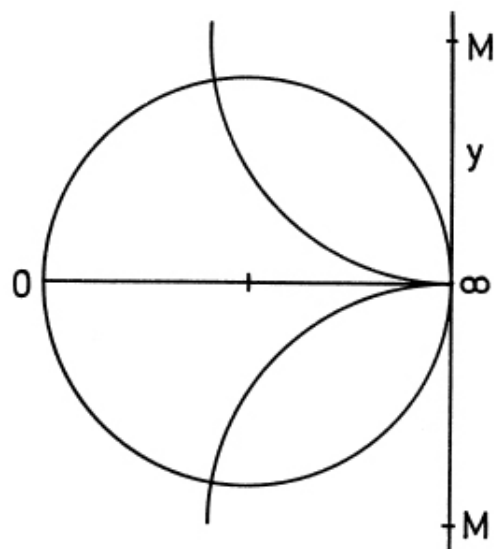


Rys. 5.3. Wykres biegunowy z naniesionymi na osiach przykładowymi wartościami. Skala na osiach jest nieliniowa i zagęszcza się w kierunku nieskończoności

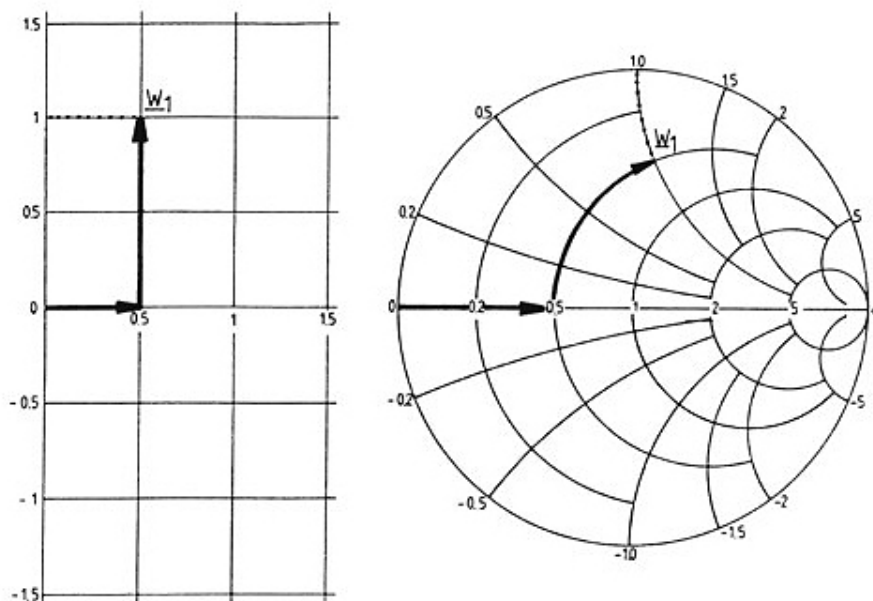
Rys. 5.4. Przekształcenie kwadratu siatki. Jego kształt uległ wprawdzie wyraźnej zmianie, ale krawędzie pozostają w dalszym ciągu prostopadłe do siebie



Rys. 5.5. Okrąg stałej oporności na wykresie Smitha



Rys. 5.6. Łuki stałych impedancji X_L u góry i X_C u dołu



Rys. 5.7. Graficzna reprezentacja impedancji we współrzędnych prostokątnych i biegunowych. W przykładzie przedstawiono szeregowe połączenie oporności i reaktancji indukcyjnej

W stosunkowo łatwy i przejrzysty sposób daje się przedstawić na wykresie Smitha przebieg impedancji lub admitancji w szerokim zakresie częstotliwości, odczytać skutki transformacji impedancji wzdłuż linii zasilającej, odczytać stopień niedopasowania (współczynnik WFS) itd. Okręgi o środkach leżących w środku wykresu (w punkcie $R = 1$) i promieniach dających się odczytać ze skali pomiędzy jednością a nieskończonością są okręgami stałego WFS, tak więc dla każdej impedancji na wykresie można w prosty sposób odczytać jej stopień dopasowania (a raczej niedopasowania) do impedancji systemowej.

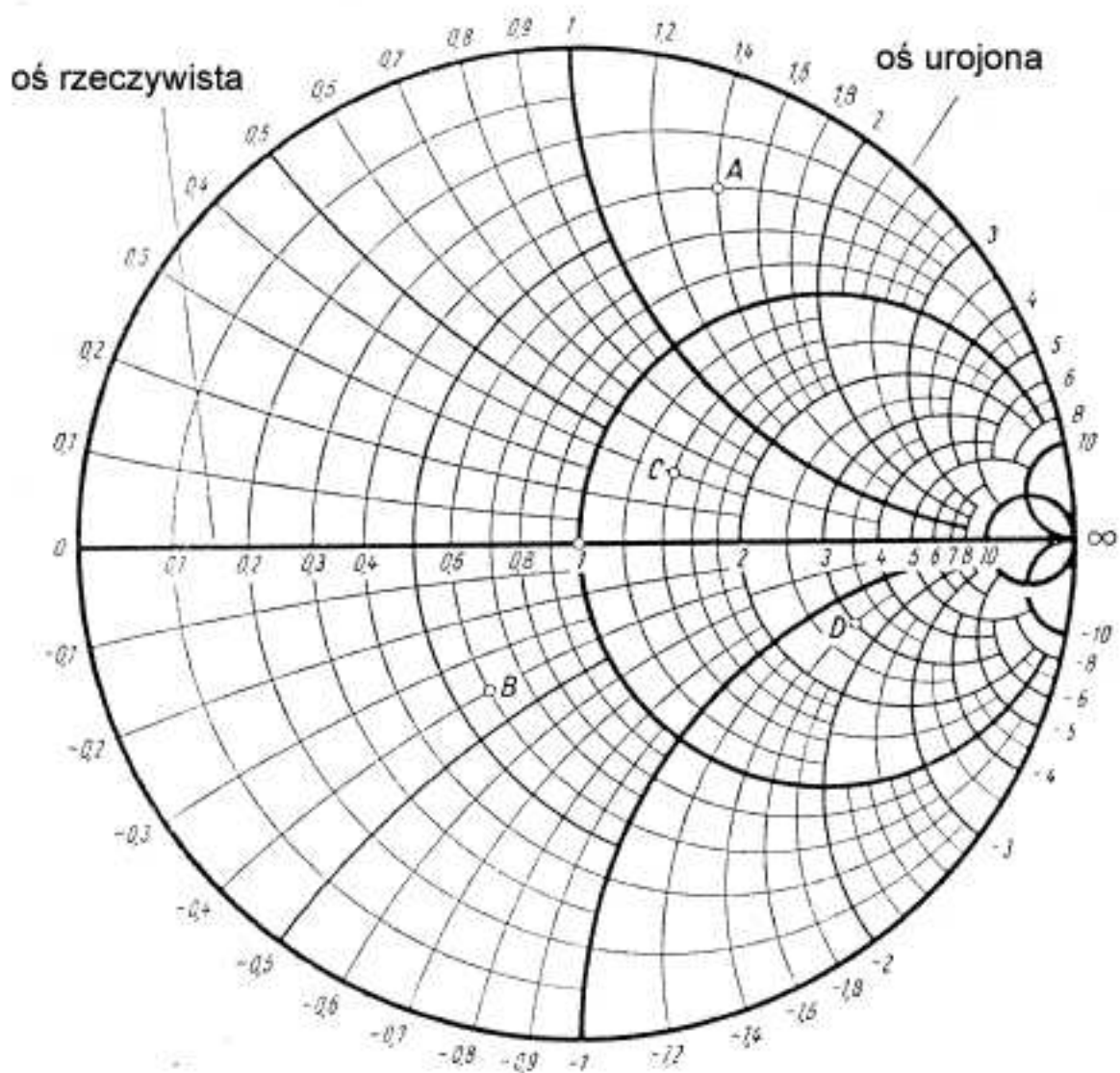
Impedancję przetransformowaną przez linię zasilającą można odczytać z wykresu poruszając się po okręgu o środku w punkcie $R = 1$ o odpowiednią odległość w stosunku do długości fali. Całkowity obwód okręgu odpowiada połowie długości fali, a jego połowa – ćwiartce tej długości. Ruch w kierunku generatora odbywa się po okręgu w kierunku zgodnym z ruchem wskazówek zegara, a w kierunku obciążenia – w przeciwną stronę.

Głównymi zaletami wykresu Smitha nad wykresem prostokątnym są:

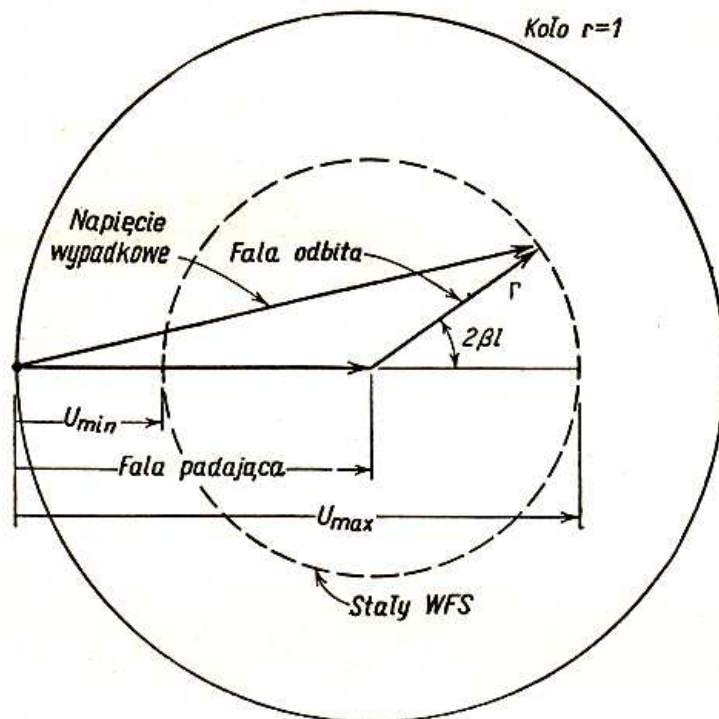
1. Wszystkie możliwe impedancje leżą na powierzchni wykresu.
2. Dane doświadczalne wykreślone na wykresie Smitha przedstawiające zmiany impedancji w funkcji pewnego parametru mają tę samą konfigurację geometryczną niezależnie od punktu odniesienia, podczas gdy przedstawienie danych na wykresie prostokątnym jest w znacznym stopniu uzależnione od wyboru punktu odniesienia.
3. Jednakowym przemieszczeniom wzdłuż linii odpowiadają na wykresie obroty o jednakowe kąty. Na wykresie prostokątnym pewne odcinki są znacznie ściśnięte, podczas gdy inne są rozciągnięte.
4. Jeśli występuje tłumienie, to może ono być łatwo skompensowane przez odpowiednią zmianę promienia przy obrocie.

Wykres Smitha stał się już od dawna jednym z podstawowych narzędzi dla inżynierów i techników zajmujących się techniką w.cz. i mikrofalową, a także dla wielu krótkofalowców-konstruktorów.

Wyboru między wykresem prostokątnym i wykresem Smitha dokonuje się w zależności od charakteru zagadnienia. O wyborze tym często decyduje przyzwyczajenie do danej interpretacji geometrycznej. Obecnie coraz większa część skomputeryzowanych przyrządów pomiarowych dla wielkiej częstotliwości może przedstawiać wyniki serii pomiarów między innymi na wykresie Smitha.



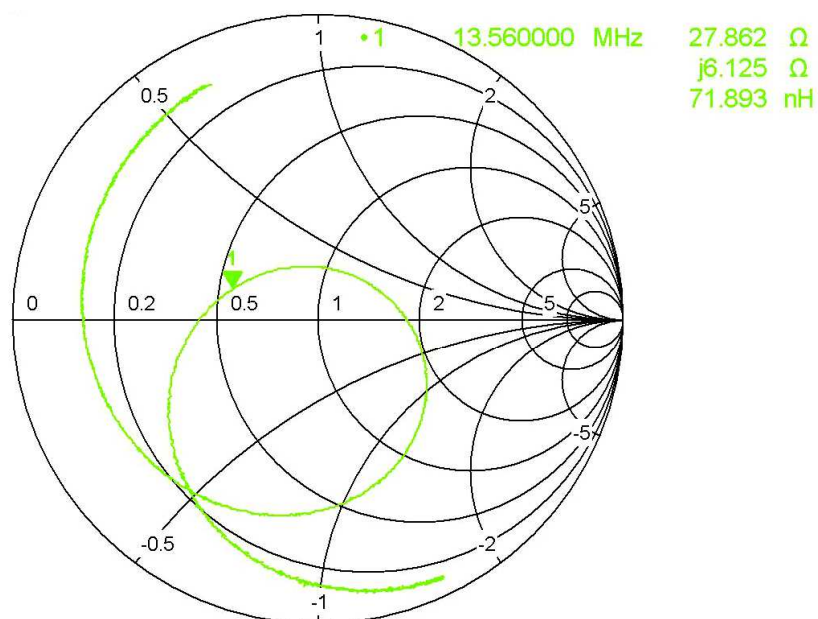
Rys. 5.8. Wykres Smitha w praktycznie używanej postaci z wartościami na osiach unormowanymi w stosunku Z/Z_0 . Dla odczytu faktycznych impedancji należy przeskalować wartości na osiach mnożąc je przez impedancję systemową. W miarę zagęszczania się siatki następuje stopniowa eliminacja niektórych linii aby zachować przejrzystość wykresu



Pomocniczy wykres wektorowy dla zrozumienia przedstawienia współczynnika odbicia na wykresie Smitha

Rys. 5.9

S11

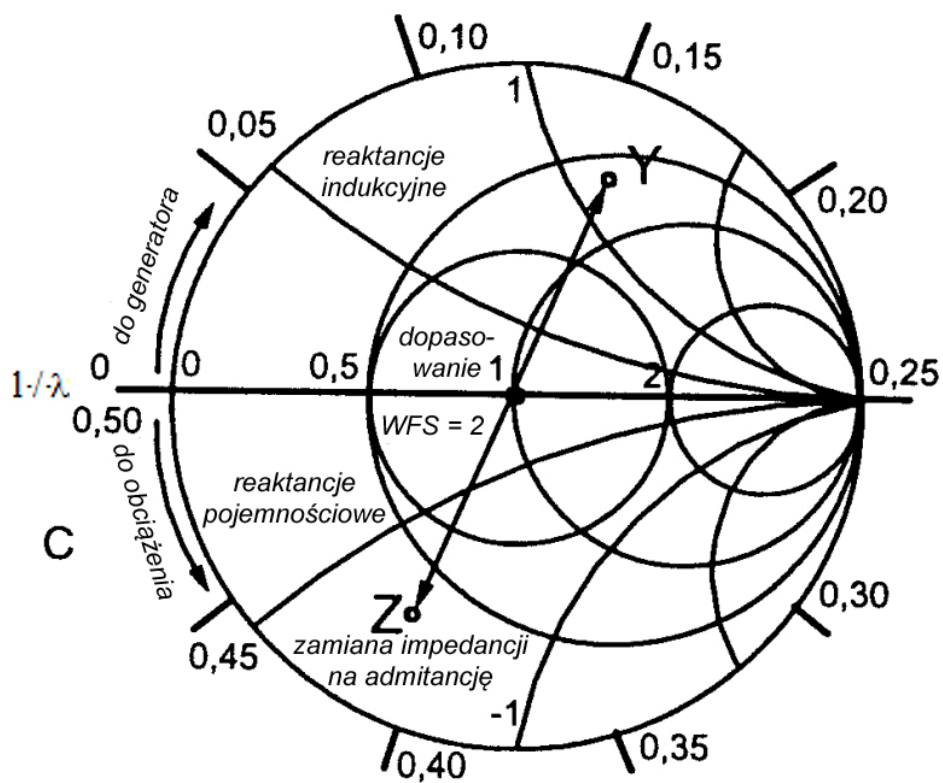


Ch1 Start 10 MHz

Pwr 0 dBm

Stop 20 MHz

Rys. 5.10. Przykładowy wykres impedancji anteny na pasmo 13,56 MHz badanej w zakresie 10 – 20 MHz. W prawym górnym rogu podane są wartości zmierzone dla punktu wskazanego przez trójkątny znacznik



Rys. 5.11. Okrąg dopasowania (WFS) i ruch wzdłuż linii przesyłowej na wykresie Smitha

6. Pomiary szumowe

Szumy są sygnałami o przypadkowym przebiegu w funkcji czasu i przypadkowym rozkładzie w funkcji częstotliwości. Zasadniczo ich energia powinna być równomiernie rozłożona w widmie częstotliwości o nieskończonej szerokości, co oznaczałoby, że ich źródło musiałoby mieć nieskończenie wielką moc, co jest fizycznie niemożliwe. W praktyce jednak rozważamy zakresy częstotliwości o skończonej szerokości, a więc również i moc szumów pozostaje ograniczona. Przebiegi szumowe są ze sobą nieskorelowane w funkcji czasu i teoretycznie po nieskończenie długim czasie nastąpiłoby uśrednienie do przebiegu stałego (prądu stałego).

Fizycznie powodem powstawania szumów są zderzenia poruszających się elektronów z drgającymi atomami materiału. Amplituda tych drgań jest zależna od temperatury materiału przewodzącego. Teoretycznie drgania ustają w temperaturze zera bezwzględnego $-273,15^{\circ}\text{C}$ czyli 0°K , ale ponieważ fizycznie nie można jej osiągnąć więc praktycznie każdy materiał przewodzący prąd elektryczny stawia mu opór i jest jednocześnie źródłem szumów zwanych szumami termicznymi. Ich moc jest zależna od temperatury, ale nie zależy od oporności elektrycznej przewodnika. Idealne impedancje – pojemności i indukcyjności nie są źródłem sygnałów szumowych, ale elementy takie nie występują w rzeczywistości.

W każdej cewce występuje opór elektryczny przewodu, z którego została wykonana, podobnie w kondensatorach istnieje opór ich okładek i doprowadzeń. W elementach czynnych takich jak tranzystory, diody i lampy elektronowe występują dodatkowe źródła szumów – szumy śrutowe, szumy rozprywu prądów między elektrodami, szumy rekombinacji itp. – dlatego też poziom wytwarzanych wewnątrz nich szumów jest wyższy od szumów termicznych. Podawane dla niskoszumnych układów (wzmacniaczy, stopni przemiany) współczynniki szumów w rodzaju 0,7 dB odnoszą się właśnie do tej różnicy między całkowitym poziomem szumów wszelakiego pochodzenia i szumami termicznymi.

Moc szumów termicznych obliczana jest ze wzoru

$P = kTB$, gdzie k jest stałą Boltzmana ($1,38 \times 10^{-23}$ Ws/K), T – temperaturą bezwzględną (w stopniach Kelvina), a B – szerokością pasma w Hz. W szczególności poziom szumów termicznych w paśmie 1 Hz w temperaturze 20°C wynosi -174 dBm (4×10^{-18} mW) lub inaczej mówiąc gęstość szumów termicznych wynosi -174 dBm/Hz.

Napięcie szumów natomiast zależy dodatkowo od wartości oporności źródła R i wyraża się wzorem:

$$U = \sqrt{4kTBR}$$

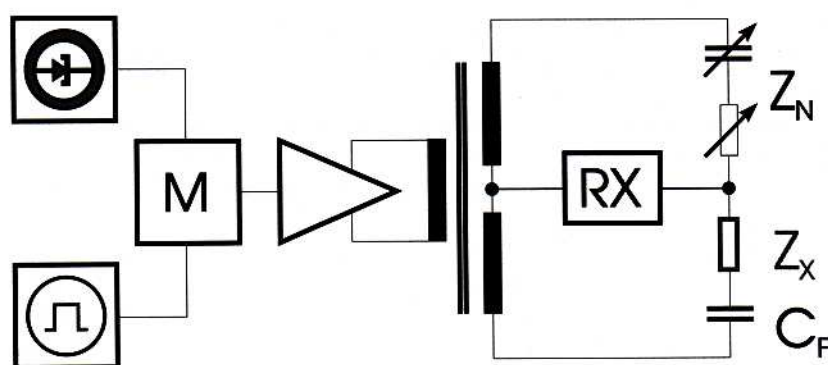
Dla źródła szumów (podzespołu, anteny, otoczenia) na podstawie poziomu wytwarzanych szumów można określić zastępczą temperaturę szumów. Nie jest to rzeczywista temperatura ciała, a jedynie temperatura opornika, który dostarczałby takiej samej mocy szumów (termicznych).

W komunikacji radiowej i nie tylko szumy są czynnikiem szkodliwym utrudniającym zrozumiałość (dekodowanie dla sygnałów cyfrowych) i ograniczającym czułość urządzeń odbiorczych. W technice pomiarowej sygnały szumowe znajdują zastosowanie w pomiarach kształtu i szerokości charakterystyki przenoszenia czwórników, czułości, w pomiarach mostkowych itp. W pomiarowych generatorach szumów najczęściej ich źródłem jest spolaryzowane zaporowo półprzewodnikowe złącze p-n (tranzystora, diody Zenera itp.). Uzyskiwany w ten sposób szum jest bardzo zbliżony do szumu białego. Szum biały jest szumem o równomiernie rozłożonej gęstości widmowej w szerokim (teoretycznie nieskończonym) widmie częstotliwości i jedynie on jest interesujący w dziedzinie w.cz. W definicjach technicznych jako górną granicę widma w tym przypadku przyjmuje się często 26 GHz. Natomiast wymieniany w literaturze szum różowy charakteryzuje się opadaniem widmowej gęstości mocy na oktawę o 3 dB czyli zgodnie z funkcją $1/f$. Na każdą oktawę w szumie różowym przypada więc taka sama energia szumu. W przypadkach szczególnych korzysta się również z szumów o innych właściwościach i nazwach kolorów.

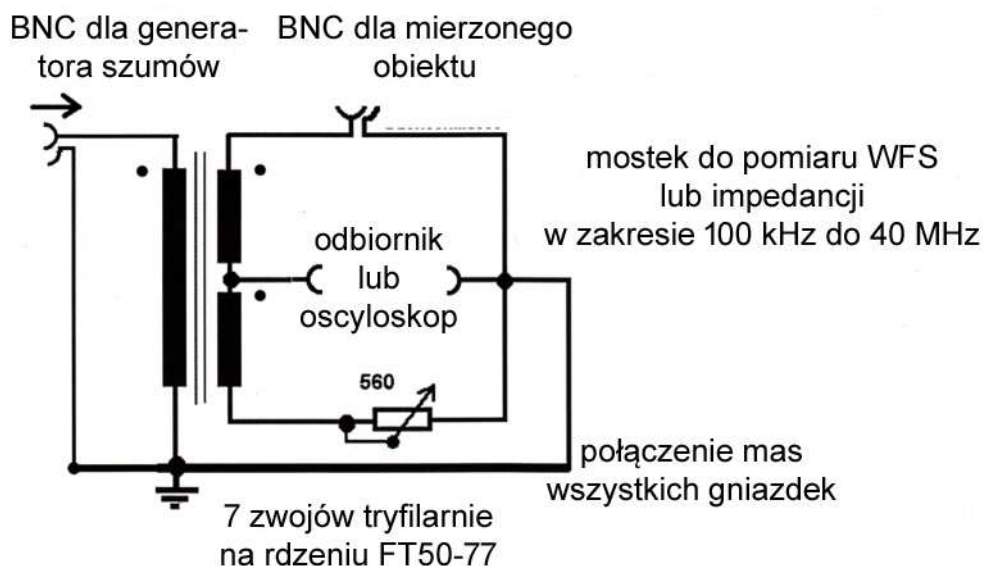
O ile w zakresach poniżej 30 MHz dominują szumy i zakłócenia o charakterze technicznym i to one ograniczają czułość odbiorników, o tyle w zakresach UKF i mikrofalowym wpływ zakłóceń technicznych stopniowo maleje i decydującą rolę w ograniczaniu czułości odbiorników odgrywają szumy własne układów elektronicznych, anten i kabli doprowadzających sygnał (wśród nich znaczącą pozycję zajmują szumy termiczne), szumy termiczne otoczenia i szumy kosmiczne. W torze odbiorczym każdy z jego stopni wnosi swój wkład pogarszający całkowity stosunek sygnału do szumu (decydujący o dekodowalności izrozumiałości odbieranego sygnału) przez dodanie szumów własnych, ale najistotniejszą rolę odgrywają stopnie początkowe, w których poziom sygnału użytecznego jest jeszcze niski.

W pomiarach impedancji stosowany bywa mostek zasilany sygnałem szumowym. Sygnał tego rodzaju jest dobrze wykrywalny nawet w pobliżu minimum (w pobliżu stanu równowagi mostka) za pomocą odbiornika. Sygnał szumowy jest szerokopasmowy więc o częstotliwości (wąskim paśmie sygnału szumów) decyduje jedynie dostrojenie odbiornika.

Zasadę mostkowego pomiaru impedancji przedstawiono na rys. 6.0.1. Dla ułatwienia wykrywania szumów sygnał z generatora szumów może być kluczowany (włączany i wyłączany naprzemiennie) dzięki czemu łatwiej się zauważa jego obecność i odróżnia od szumów pochodzących z innych źródeł. Dla zapewnienia symetrii zasilania mostka szumem użyto transformatora. Układ mostka tego typu jest znany jako mostek Robinsona. Pojemność kondensatora C_F wynosi w przybliżeniu połowę maksymalnej pojemności kondensatora w drugiej gałęzi, dzięki czemu możliwy staje się również pomiar indukcyjności. Przy ustawieniu w trakcie pomiarów kondensatora zmiennego w drugiej gałęzi na połowę pojemności obie pojemności kompensują się i oznacza to, że impedancja badanego elementu ma charakter rzeczywisty. Mniejsze pojemności kondensatora zmiennego oznaczają, że impedancja badanego elementu ma charakter indukcyjny.



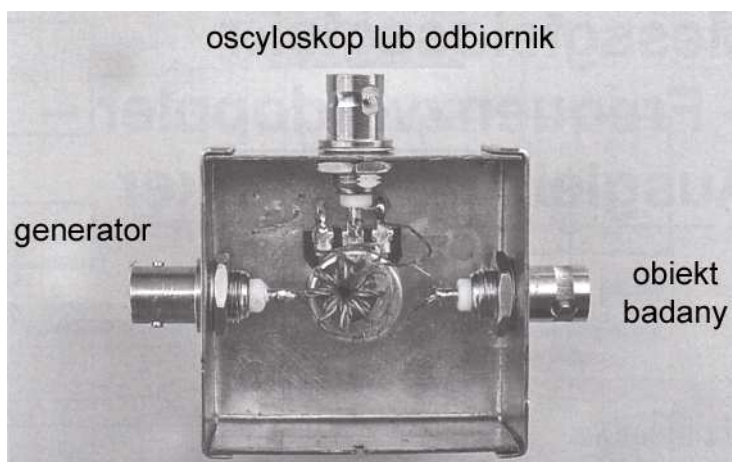
Rys. 6.0.1. Pomiar impedancji za pomocą mostka szumowego. C_F jest kondensatorem stałym, M – modulatorem kluczującym sygnał z generatora szumów, Z_X mierzona impedancją, a Z_N impedancją służącą do ustawienia równowagi mostka. Przykładowe wartości elementów Z_N 220 Ω , C_N 200 pF, C_F 100 pF



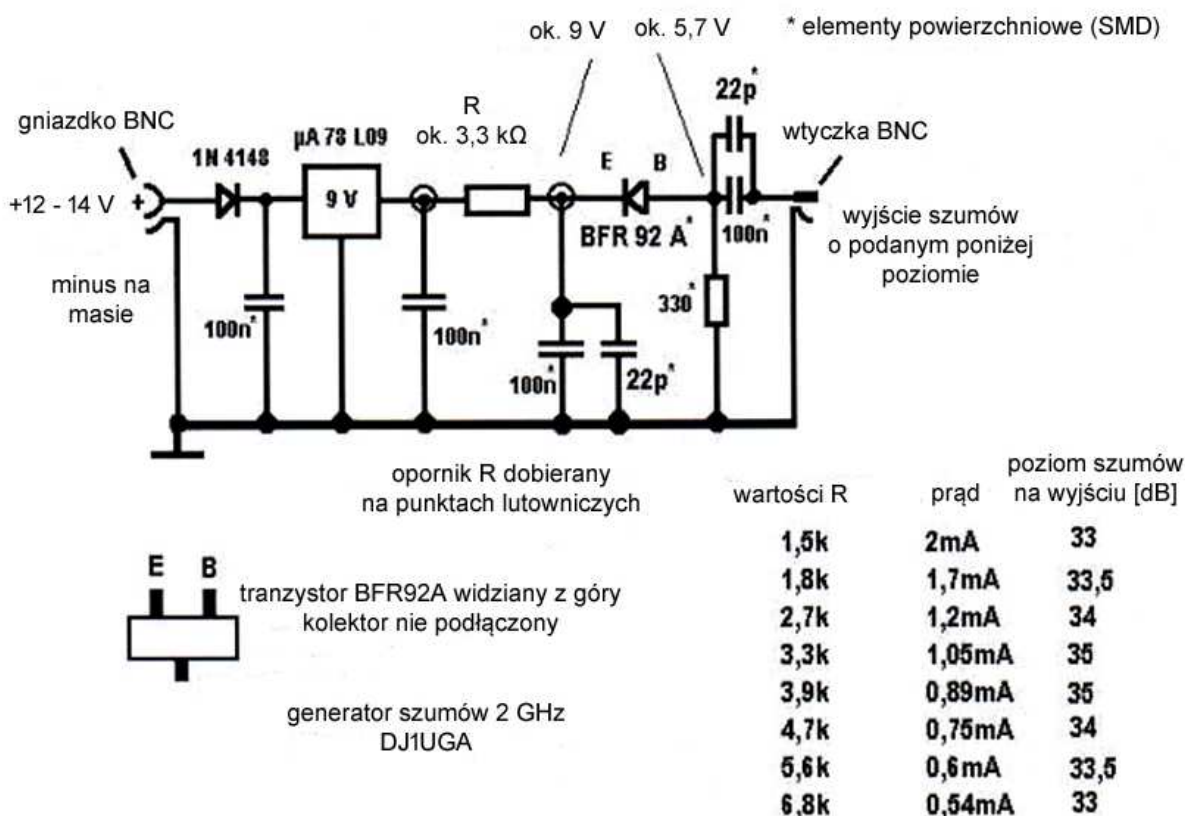
Rys. 6.0.2. Schemat mostka pomiarowego na zakres do 40 MHz

Włączając jako impedancję Z_X szeregowy obwód rezonansowy złożony ze znanej pojemności i nieznannej indukcyjności lub odwrotnie pozwala na pomiar nieznanego (drugiego) elementu. Oporność obwodu szeregowego w rezonansie jest rzeczywista i ma małą wartość dlatego też konieczne jest ustawienie

pojemności C_n na połowę, oporności R_n na małą wartość (minimum) i przestrajanie odbiornika aż do znalezienia częstotliwości, przy której występuje minimum szumów. Znając częstotliwość rezonansową obwodu można na podstawie znanego elementu obliczyć wartość nieznanego ze wzoru na rezonans (wzoru Thompsona).



Fot. 6.0.3. Konstrukcja mostka w obudowie z białej blachy



Rys. 6.0.4. Generator szumów szerokopasmowych (źródło [5]) od 50 kHz do ponad 1 GHz

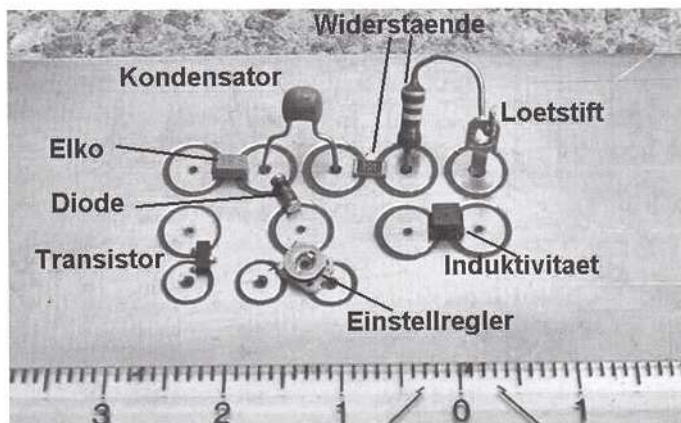
W celu wykonania pomiaru częstotliwości rezonansowej obwodu równoległego należy sprząć go z wejściem mostka za pomocą pętli sprzęgającej (np. 2-zwojowej) i przestrajając odbiornik aż do znalezienia częstotliwości, przy której występuje minimum szumów. Minimum szumów występuje z powodu pobierania energii z układu mostka przez obwód będący w rezonansie.

Mostka szumowego można także użyć do pomiaru impedancji wejściowej anten w celu obliczenia obwodów dopasowujących, do poszukiwania częstotliwości rezonansu anten w trakcie ich uruchamiania.

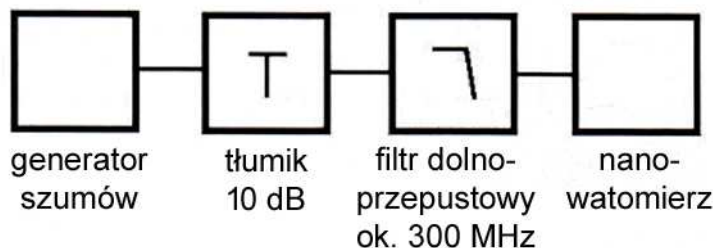
nia, pomiaru impedancji linii zasilających, pomiaru elektrycznej długości linii zasilających, rezonansu obwodów LC, pomiaru elementów RLC, badania symetryzatorów itp.

Układ generatora szumów z rys. 6.0.4. został przez jego konstruktora zmontowany na dwustronnym laminacie metodą wysepkową.

Zasilając mostek pomiarowy z przykładów z rozdziału 7 sygnałem szumowym i stosując selektywny wskaźnik minimum czyli odbiornik można również przeprowadzać wiele z opisanych tam pomiarów, takich jak pomiary impedancji anten i ich dopasowania, pomiary transformatorów w.cz. itd.



Fot. 6.0.5. Montaż wysepkowy – elementy przewlekane i powierzchniowe (źródło [5])



Pomiar mocy szumów generatora

Rys. 6.0.6. Pomiar mocy wyjściowej generatora szumów

Pomiaru mocy wyjściowej generatora dokonuje się za pomocą mikro- lub nanowatomierza, ale konieczne jest ograniczenie ich pasma przez filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości granicznej zależnej od potrzeb czyli zakresu zastosowań generatora albo przez filtr pasmowy. W zależności od zakresu pomiarowego miernika mocy konieczne może być użycie tłumika o odpowiednio dobranym tłumieniu. Użycie tłumika zapewnia też poprawę dopasowania generatora do filtra i podnosi dokładność pomiaru.

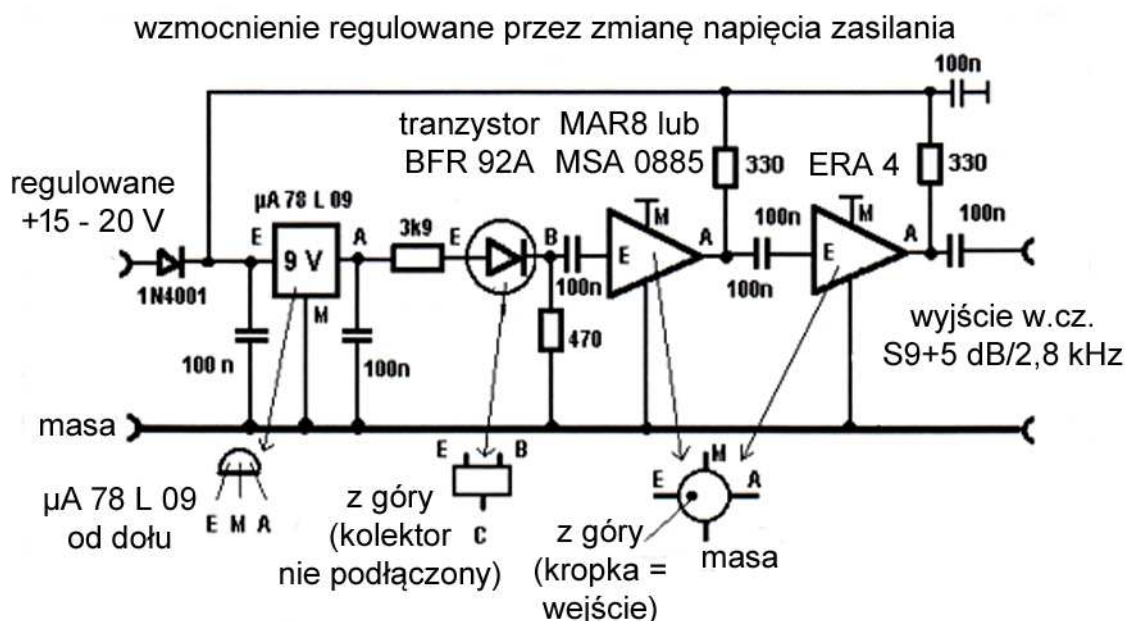
Do pomiarów można użyć także analizatora widma, a do orientacyjnej oceny oscyloskopu o paśmie 60 MHz i czułości 1 mV albo zbliżonej. Odczytany na mierniku mocy wynik należy skorygować o tłumienie filtra i tłumika, przykładowo dla tłumika 10 dB i przy założeniu tłumienia filtra 1 dB do zmierzonego wyniku należałoby dodać 11 dB. Zakładając przykładowo odczyt z watomierza -65,2 dBm po skorygowaniu otrzymuje się -54,2 dBm.

Przy zastosowaniu filtra o szerokości pasma 300 MHz dla obliczenia mocy szumów generatora przypadającej na 1 Hz należy wynik skorygować o $10 \log(300 \times 10^6)$ [dB], a więc odejmując od niego w tym przypadku 84,8 dB. Odejmując od -54,2 dB współczynnik +84,8 dB otrzymuje się -139 dBm/Hz.

Poziom szumów termicznych wynosi jak wiadomo -174 dBm/Hz, więc w tym przykładzie generator dostarcza efektywnej mocy szumów $-174 - (-139) = 35$ – o 35 dB wyższej od szumu termicznego.

Pomiaru mniej dokładnego, ale wystarczającego do celów amatorskich można dokonać korzystając z oscyloskopu. Po doprowadzeniu sygnału szumów do wejścia Y oscyloskopu i wyłączeniu odchylenia poziomego, lub jeżeli nie jest to możliwe – nastawieniu możliwie najwolniejszej podstawy czasu można

odczytać międzyszczytową wartość napięcia szumów. Załóżmy odczyt 1,5 mV. Przyjmując impedancję wyjściową generatora 50 Ω zauważamy, że przy obciążeniu generatora tą samą opornością napięcie międzyszczytowe zmaleje o połowę – do 750 μ V. Dla przeliczenia wartości międzyszczytowej na wartość skuteczną posługujemy się współczynnikiem szczytu (ang. *crest factor*), równym w tym przypadku 6, wartość skuteczna byłaby więc równa 125 μ V, co odpowiada mocy -65 dBm na 50 Ω . Dla przykładowej szerokości pasma oscyloskopu 30 MHz współczynnik przeliczenia na 1 Hz jest równy 74,7 dB, a więc moc sumów wynosiłaby -65 dBm – 74,7 dB = -139,7 dBm/Hz, czyli byłaby o 34,2 dB wyższa od szumów termicznych. Wynik ten jest bardzo zbliżony do otrzymanego w poprzednim przykładzie. Częstotliwość graniczna oscyloskopu należy odczytać z jego danych katalogowych. Jej odchyłki o ± 5 MHz od wartości katalogowej dają niedokładności pomiaru rzędu 1 dB, a więc możliwe do zaakceptowania w warunkach amatorskich. Dla zwiększenia dokładności pomiaru należałoby włączyć na wyjście generatora filtr dolnoprzepustowy o większej stromości zbrocza charakterystyki. W takim przypadku filtr powinien być obciążony na wyjściu opornością 50 Ω .



Generator szumów do sprawdzania poziomu S9

Rys. 6.0.7. Generator szumów większej mocy ze wzmacniaczami MMIC (źródło [5])

Generator z rys. 6.0.7 dostarcza napięcia szumów rzędu 100 μ V, co oznacza wzmocnienie sygnału z generatora o około 35 dB. Wzmocnienie toru przy 12 V zasilania wynosi około 25 dB, a przy 20 V – około 40 dB. Poziom sygnału z samego generatora nie ulega zmianie ponieważ jest on zasilany napięciem stabilizowanym. Całość układu najlepiej zmontować metodą wysepkową na płytce z dwustronnego laminatu i umieścić w obudowie z białej blachy. Przy zasilaniu napięciem 20 V i po podłączeniu na wyjście filtra dolnoprzepustowego 10 MHz konstruktor uzyskał na ekranie oscyloskopu międzyszczytową wartość napięcia 40 mV, co po przeliczeniu przy użyciu współczynnika szczytu równego 6 (dla szumu) daje 6,7 mV czyli moc 898 mW na 50 Ω . Moc ta równa -30,5 dBm dla 10 MHz odpowiada -30,5 [dBm] – 10 x log (10⁷ [Hz]) = -100,5 dBm/Hz.

Porównując z -174 dBm/Hz otrzymujemy 73,5 dB mocy skutecznej powyżej szumów termicznych. Jest to o 38,5 dB więcej niż dla poprzedniego układu, i tyle właśnie wynosi wzmocnienie obydwu stopni MMIC. Ta zwiększona moc pozwala na wygodniejsze pomiary tłumików, charakterystyk przenoszenia filtrów itp.

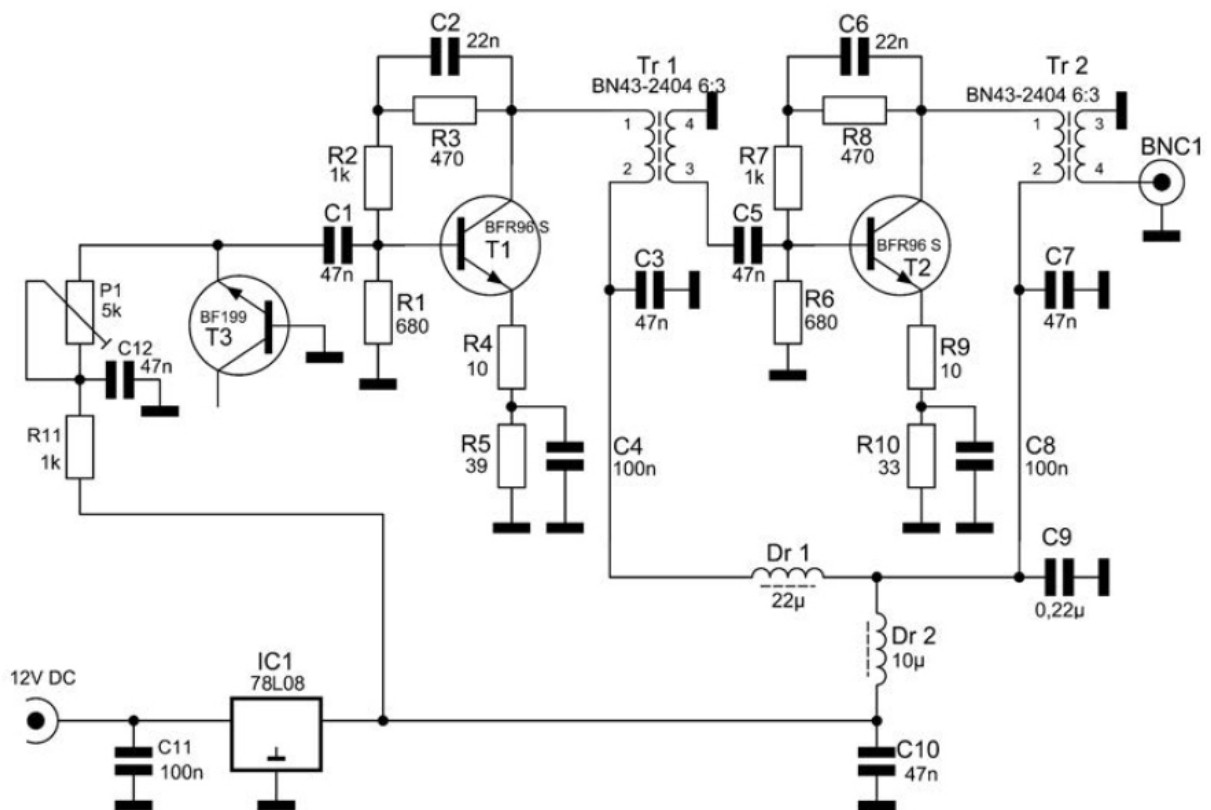
Dla kalibracji mierników siły odbioru na poziomie S9 konieczne jest dla pasma 10 MHz napięcie międzyszczytowe 18 mV – co dla pasma 2,8 kHz i przy uwzględnieniu współczynnika szczytu 6 odpowiada napięciu 50 μ V na 50 Ω na wejściu antenowym:

50 μ V x 60 x 6 = 18 mV, uwzględniając poprawkę związaną z kształtem charakterystyki przenoszenia filtra odbiornika można przyjąć 20 mV (należy dobrać odpowiednie napięcie zasilania),

czynnik 60 otrzymuje się z przeliczenia $10 \log(10 \text{ MHz}/2,8 \text{ kHz} = 35,3 \text{ dB} \rightarrow 3571 \text{ razy} \rightarrow$ a pierwiastek kwadratowy z 3571 wynosi około 60).



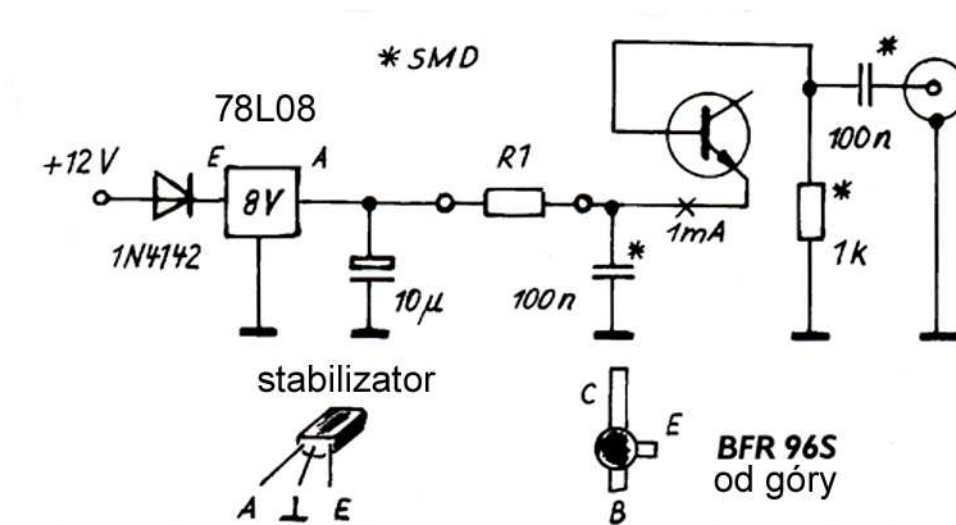
Fot. 6.0.8. Konstrukcja generatora i dodatkowego wzmacniacza MMIC o wzmacnieniu 35 dB



Rys. 6.0.9. Generator szumów ze wzmacniaczem tranzystorowym (źródło „QRP Report” 4/2008)

Źródłem szumów w generatorze ze wzmacniaczem tranzystorowym jest złącze baza-emiter tranzystora T3. Generator dostarcza szumów o poziomie -13 dBm w zakresie 1 – 30 MHz, ale może być używany

także w zakresie UKF. Transformatory nawinięto na UKF-owych rdzeniach dwuotworowych, ich uzwojenia pierwotne składają się z 6 zwojów DNE 0,2 mm, a wtórne z 3 zwojów DNE 0,3 mm. Każde przewleczenie przewodu przez oba otwory jest liczone jako pełny zwoj.



Rys. 6.0.10. Jednotranzystorowy generator szumów

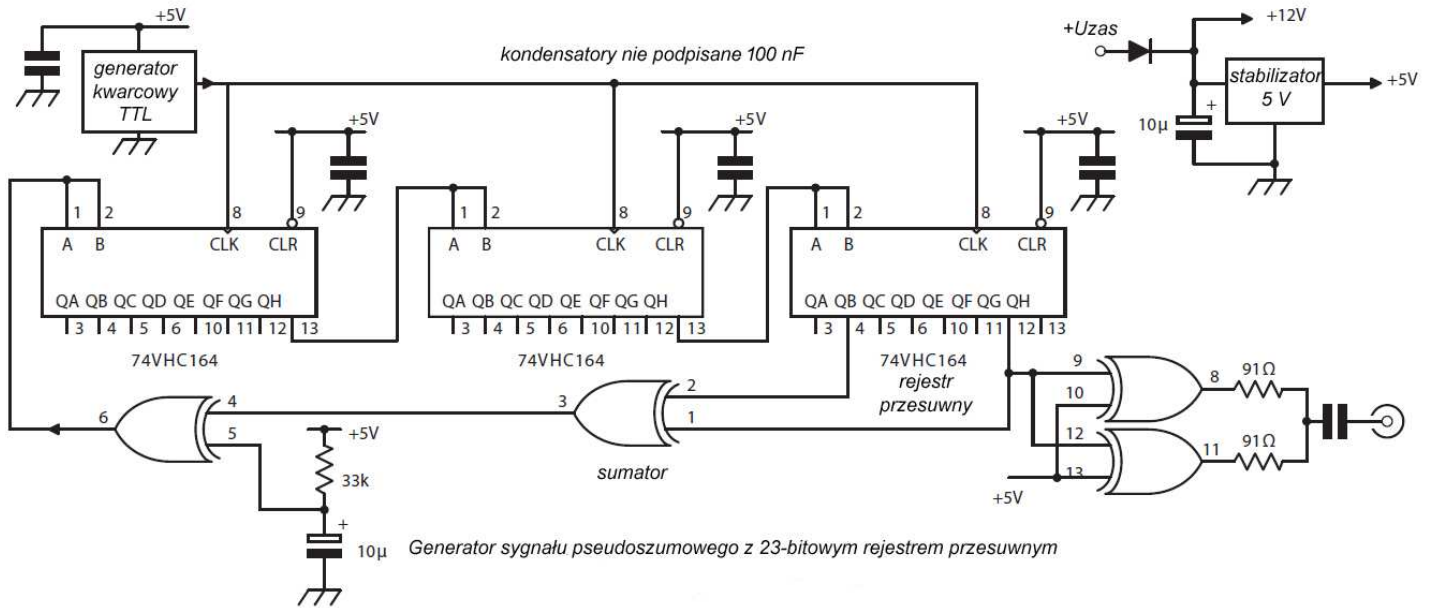
Jednotranzystorowy generator szumów konstrukcji DJ1UGA („Funk” 7/2002) dostarcza szumu białego o poziomie ok. 36 dB powyżej szumów termicznych w zakresie do 1 GHz. Źródłem szumu jest spolaryzowane zaporowo i pracujące jako dioda Zenera 5,4 V złącze baza-emiter tranzystora BFR96S. Opornik R1 należy dobrać tak aby prąd płynący przez złącze wynosił 1 mA. Dioda szeregowo w obwodzie zasilania (dowolnego typu) zabezpiecza układ przed zniszczeniem w przypadku odwrotnego podłączenia napięcia. Elementy zaznaczone gwiazdkami są elementami montowanymi powierzchniowo.

Cyfrowy generator sygnału pseudoszumowego (pseudolosowego) wytwarza cyfrowe ciągi pseudoprzypadkowe przy użyciu rejestrów przesuwanych ze sprzężeniami zwrotnymi. Wyjściowe sygnały logiczne z wybranych stopni rejestrów są sumowane w bramkach logicznych „wyłączni-i” (XOR) czyli ćwierćsumatorach. Układy tego typu są stosowane w systemach łączności z rozpraszaniem widma sygnału, a sposób generacji ciągów i wyboru sprzężeń zwrotnych jest opisany dość rozbudowaną matematyczną teorią ciągów pseudoprzypadkowych.

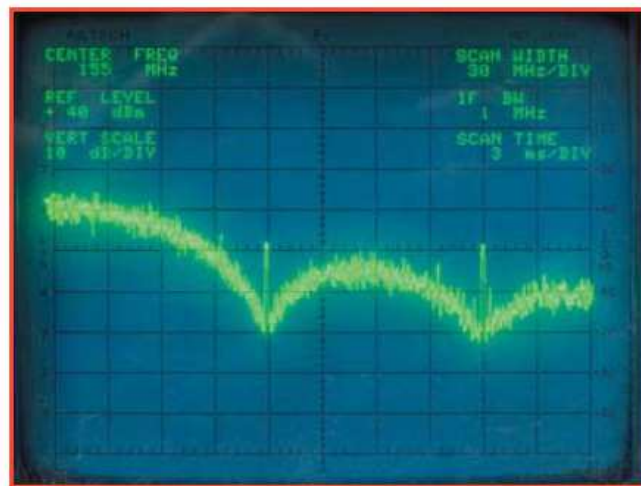
Generator z rys. 6.0.11 wykonany na układach logicznych z serii 74VHC jest taktowany sygnałem zegarowym 125 MHz z modułu generatora TTL, a więc pierwsze zero widma sygnału wypada dla częstotliwości 125 MHz (amplituda widma jest opisana funkcją typu $\sin(x)/x$). W zakresie do 60 MHz różnice amplitudy widma wynoszą około 3 dB, dla 50 MHz jest to -2,4 dB. Sygnały dla sprzężenia zwrotnego są pobierane z wyjść 23 i 18, ale po zapoznaniu się z teorią można wybrać inne kombinacje wyjść albo długości ciągu. Częstotliwość zegarowa 125 MHz przewyższa zasadniczo częstotliwość graniczną podaną w danych katalogowych i w przypadku wystąpienia nieregularności w pracy generatora można zastosować niższą – w okolicach 100 MHz lub poniżej.

Widmo sygnału szumowego generatora nie jest ciągłe, a prążkowe z odstępami prążków 14,9 Hz, ale do wielu zastosowań pomiarowych gęstość ta jest wystarczająca. Dodatkowe opóźnienia wnoszone przez bramki logiczne mogą spowodować, że częstotliwość powtarzania ciągu i odstępy prążków będą odbiegać od obliczonych teoretycznie.

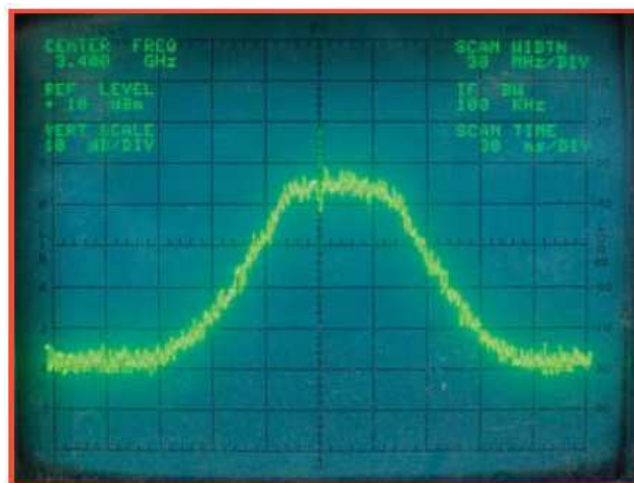
Drugi z sumatorów zapewnia właściwy ciąg startowy.



Rys. 6.0.11. Cyfrowy generator szumów (źródło „RadCom” 7/2018)



Fot. 6.0.12. Widmo szumów generatora cyfrowego



Fot. 6.0.13. Widmo szumów na wyjściu filtra mikrofalowego po przemianie sygnału szumów w górę

6.1. Pomiar impedancji anteny za pomocą generatora szumów

Impedancja wejściowa anteny dla częstotliwości odbiegających od jej częstotliwości rezonansowych zawiera składową urojoną (reaktancję) o charakterze indukcyjnym bądź pojemnościowym dodatkowo do składowej rzeczywistej. Na wejściu anteny występuje wówczas niedopasowanie – współczynnik fali stojącej (WFS) odbiega od jedności. W przypadku anten dłuższych w stosunku do długości fali w rezonansie impedancja wejściowa anteny ma charakter indukcyjny, natomiast w przypadku krótszych – pojemnościowy. Jedynie w rezonansie składowe o charakterze indukcyjnym i pojemnościowym kompensują się i impedancja wejściowa anteny ma charakter rzeczywisty – po ewentualnej transformacji pożądaną 50 omów.

Dopasowanie anteny w pewnej odległości od rezonansu wymaga bądź to odpowiedniej zmiany jej wymiarów (co nie zawsze jest możliwe) bądź też dodania odpowiednich elementów kompensujących o przeciwnym znaku reaktancji. Wartości elementów kompensujących można obliczyć ze wzorów:

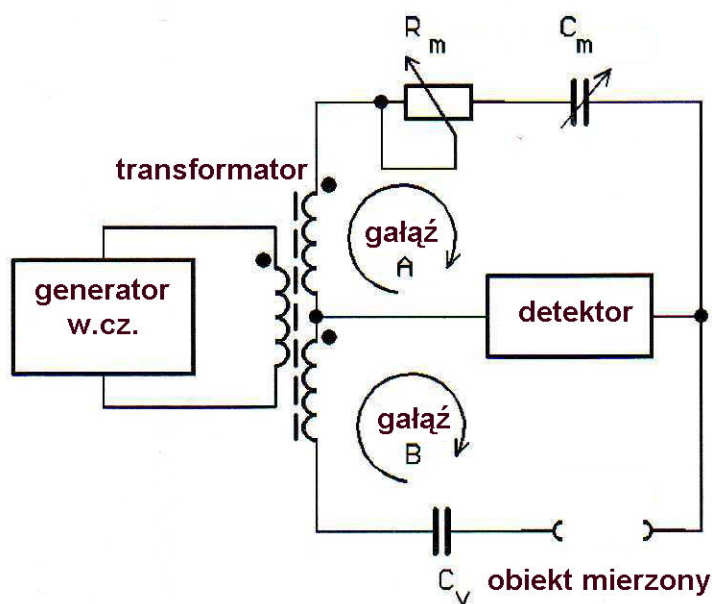
$$L = 0,16 \times X_L / f$$

$$C = 160 / (f \times X_C)$$

W praktyce impedancje wygodnie jest podać w omach, a częstotliwość w MHz – w wyniku otrzymujemy indukcyjność w μH i pojemność w nF.

Przykładowo dla kompensacji składowej pojemnościowej wynoszącej $-j40 \Omega$ konieczne jest użycie indukcyjności $+j40 \Omega$ – dla częstotliwości 28 MHz otrzymujemy więc

$$L = 0,16 \times 40 / 28 = 6,4 / 28 = 0,23 \mu\text{H}.$$



Rys. 6.1.1. Zasada pomiaru

Obliczenie wartości elementów kompensacyjnych wymaga oczywiście dokonania pomiaru impedancji wejściowej anteny dla pożądanego częstotliwości pracy. Jedną z metod pomiaru impedancji jest metoda mostkowa polegająca na znalezieniu mierzonej wielkości za pomocą elementu o znanej wartości.

Mierzony na przekątnej mostka sygnał wyjściowy osiąga wówczas minimum, a w idealnym przypadku wartość zerową. Zasadę mostkowego pomiaru impedancji wejściowej anteny przedstawia rys. 6.1.1.

Sygnał z generatora w.cz. jest doprowadzony przez transformator symetryczny do obu gałęzi mostka.

Gałąź A składa się z połączonych szeregowo opornika R_m i C_m , natomiast gałąź B z kondensatora C_v

połączonego w szereg z mierzonym obiektem (wejściem anteny). Do pomiaru poziomu sygnału na

przekątnej mostka służy detektor w.cz. Zrównoważenie mostka wymaga ustawienia wartości $R_m = R_x$

i $C_m v$. Pomiar pojemności względnie indukcyjności mierzonego obiektu wymaga ustalenia częstotli-

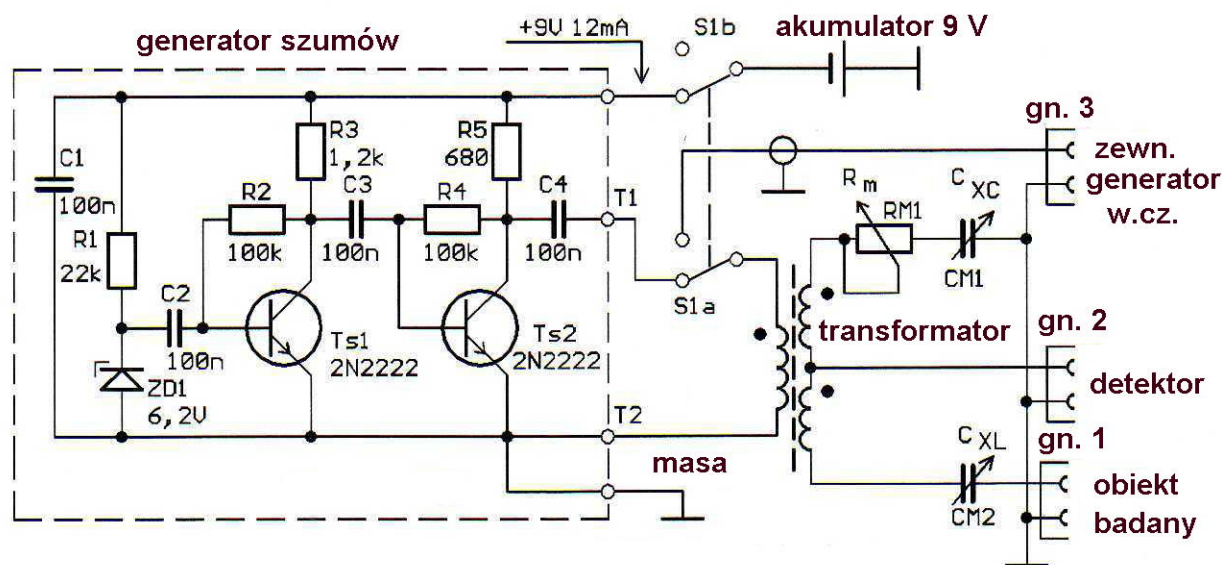
wości, przy której przeprowadzany jest pomiar - zastosowania przestrajanego generatora pomiarowego lub selektywnego detektora. W warunkach amatorskich często stosowany jest generator szumów dostarczający sygnału szerokopasmowego i detektor selektywny – najczęściej odbiornik krótkofalowy. Wadą

tej metody pomiarowej jest fakt, że sygnały odbierane przez antenę mogą zafałszować wyniki pomiaru. Sposobem pewniejszym, ale wymagającym bardziej skomplikowanego wyposażenia jest zastosowanie przestrajanego generatora sygnałowego dostarczającego sygnału pomiarowego o poziomie znacznie wyższym od poziomu sygnałów odbieranych przez antenę. Ich wpływ na wyniki pomiarów jest wówczas pomijalnie mały. Opracowany przez DM2AUO ("Funk" 11/2003) pozwala na korzystanie z obydwu metod pomiarowych.

Przy pomiarze impedancji o charakterze pojemnościowym (schemat zastępczy obiektu mierzonego składa się z szeregowo połączonych elementów Rx i Cx) włączenie w szereg z nią kondensatora Cv powoduje rozszerzenie zakresu pomiarowego ponieważ wypadkowa pojemność szeregowo połączonych Cx i Cv nie może przekroczyć Cv. Dla wartości Cx znacznie większych od Cm skala ma charakter nieliniowy i zagęszczający się w miarę wzrostu mierzonej pojemności.

Pojemność Cv wynosi połowę maksymalnej pojemności Cm. Zmierzona oporność Rx jest równa Rm. Do skalowania mostka należy użyć elementów RC o znanych wartościach i operację przeprowadzić przy jednej, dowolnie wybranej częstotliwości np. 3,5 albo 28 MHz. Dla pozostałych pasm należy skalę przeliczyć proporcjonalnie, przykładowo po wyskalowaniu dla częstotliwości 3,5 MHz otrzymujemy dla 10,1 MHz przelicznik reaktancji $3,5/10,1 = 0,35$ itd, dla 3,8 MHz $3,5/3,8 = 0,92$ itd. Jako elementów do skalowania praktycznie jest użyć kondensatorów dających przy częstotliwości pomiarowej reaktancje 10, 20, 40, 60, 80, 100, 160, 200, 300 i 400 Ω . Dla uzyskania dokładnych wartości można mierzone kondensatory łączyć równolegle. Skalowanie polega na znalezieniu takiego ustawienia elementów mostka aby uzyskać minimum szumów, przy czym należy najpierw znaleźć położenie potencjometru mostka, następnie kondensatora i ew. ponownie skorygować kolejno ustawienie obu elementów, tak aby uzyskać możliwie głębokie i wyraźne minimum na wyjściu mostka.

Analogicznie należy przeprowadzić skalowanie posługując się szeregowym połączeniem oporności Rx i Lx.



Rys. 6.1.2. Schemat ideowy

Dla uproszczenia skalowania w układzie zastosowano dwa identyczne kondensatory: zamiast Cm i C są one oznaczone na schemacie odpowiednio jako CM1 i CM2. Kondensator CM1 służy do odczytu składowej Xc natomiast CM2 - do odczytu Xl. Ze względu na jednakową konstrukcję obu kondensatorów wystarczy więc przenieść skalę z CM1 na CM2 co znacznie upraszcza proces skalowania. Potencjometr Rm ma oporność 250 Ω natomiast oba kondensatory pojemności 110 pF. Skalowanie potencjometru jest proste – wymaga tylko pomiaru jego oporności w zależności od położenia suwaka za pomocą omiernicza cyfrowego. W praktyce wystarczy wyskalowanie np. co 20 Ω z dodatkowym zaznaczeniem na skali punktu 50 Ω .

Transformator jest nawinięty na rdzeniu pierścieniowym T50-2 (czerwonym), tryfilarnie – 3 x 8 zwojów przewodu 0,3 mm Cuem (długość każdego ze skręconych ze sobą przewodów wynosi 25 cm, uzwojenie jest równomiernie rozmieszczone na całym obwodzie rdzenia). Na rdzeniu T50-77 może to być uzwojenie 3 x 7 zwojów dla zakresu pracy 100 kHz – 40 MHz.

W generatorze szumów pracuje dowolna dioda Zenera – korzystne jest wybranie egzemplarza dającego maksymalne napięcie szumów w paśmie 28 MHz. Przełącznik S1 służy do włączenia zasilania generatora i jednocześnie do połączenia jego wyjścia z uzwojeniem pierwotnym transformatora. Po wyłączeniu generatora można do gniazda 3 podłączyć zewnętrzny generator sygnałowy (może to być również generator rezonansomierza – *Dip-Metra*). W tym drugim przypadku zamiast odbiornika krótkofalowego można do detekcji użyć woltomierza w.c.z. o dostatecznej czułości.

Przebieg pomiarów jest stosunkowo prosty. Po podłączeniu mierzonej anteny do wejścia należy wybrać częstotliwość wolną od zakłóceń i innych sygnałów odbieranych, ustawić potencjometr w położeniu środkowym, a oba kondensatory na maksimum pojemności. Następnie należy włączyć generator szumów i znaleźć minimum za pomocą potencjometru RM. Przeszajając kondensator CM1 należy poprawić zrównoważenie mostka albo w przypadku gdy nie jest to możliwe ustawić maksymalną pojemność kondensatora CM1 i do zrównoważenia użyć kondensatora CM2. Następnie należy przeprowadzić korektę zrównoważenia kolejno za pomocą RM i CM1 lub CM2.

Niemożność znalezienia minimum za pomocą potencjometru RM oznacza, że oporność wejściowa anteny leży poza zakresem pomiarowym. Można tutaj rozróżnić dwa przypadki: zwarcie w obwodzie antenowym (dające się łatwo wykryć za pomocą omomierza) i wysoką oporność wejściową. W tym drugim przypadku można równolegle do zacisków anteny podłączyć opornik o wartości leżącej w zakresie pomiarów np. 200 Ω .

Antena musi być podłączona do zacisków mostka bezpośrednio lub za pomocą kabla zasilającego o elektrycznej długości 1/2 fali lub jej wielokrotności. Inne długości kabla powodują transformację impedancji anteny co oznacza, że wyniki pomiarów będą mało przydatne w praktyce.

Podłączenie do zacisków mostka kabla zasilającego obciążonego opornikiem o wartości równej jego oporności falowej pozwala na ocenę jego jakości – np. stopnia zawilgocenia, stanu wtyków itp.

Z pomiarami anten i ich dopasowania wiążą się pomiary impedancji charakterystycznej linii zasilających w celu zbadania kabli nieznanymi typów albo sprawdzenia jaki negatywny wpływ na używany kabel wywarł upływ czasu i długotrwały wpływ otoczenia, nacisków mechanicznych itp. Do wykonania pomiaru konieczny jest opornik obciążenia 50 Ω i bezindukcyjny potencjometr o oporności 250 Ω lub zbliżonej. Do pomiaru równowagi mostka potrzebny jest odbiornik krótkofalowy dostrojony do wolnej częstotliwości najlepiej w zakresie 10 – 20 MHz. Na początek należy podłączyć opornik obciążenia 50 Ω do wejścia pomiarowego mostka i ustawić mostek na minimum odbieranych szumów wskazujące stan równowagi (skala oporności powinna wskazywać 50 Ω). Następnie należy do wejścia mostka podłączyć badany kabel obciążony na drugim końcu potencjometrem 250 Ω . Przez naprzemienną regulację gałki R mostka i potencjometru obciążenia należy uzyskać minimum szumów w odbiorniku (zbliżyć się jak najbardziej do stanu równowagi mostka). Powinno być ono równie silne jak przy podłączeniu do mostka opornika 50 Ω . Impedancję charakterystyczną badanego kabla można odczytać ze skali R mostka lub przez pomiar oporności ustawionej na potencjometrze obciążającym. W przypadku gdy minimum będzie wyraźnie słabsze lub zmierzona oporność będzie znacznie odbiegała od spodziewanej (jednej z typowych dla danego rodzaju kabli) można podejrzewać uszkodzenie kabla. Pomiar można wykonać dla kabli o dowolnej długości.

Pomiar częstotliwościowej charakterystyki symetryzatorów i transformatorów dopasowujących polega na podłączeniu pierwotnego uzwojenia do wejścia mostka przy obciążeniu właściwą opornością uzwojenia drugiego – 50 Ω dla transformatora o przekładni 1:1, 200 Ω dla transformatora o przekładni 1:4 itd. i sprawdzeniu na różnych częstotliwościach czy minimum szumów występuje dla zmierzonych oporności 50 Ω i zerowej reaktancji. Prawidłowo wykonany transformator powinien zapewnić takie dopasowanie w pożądanym lub w podanym w specyfikacji zakresie częstotliwości.

6.2. Pomiar szumów własnych czwórnika

Każdy rzeczywisty układ elektroniczny w temperaturze wyższej od zera bezwzględnej jest źródłem szumów termicznych oraz ewentualnie także dodatkowych szumów o charakterze wynikającym z zastosowanych elementów czynnych. Po wyłączeniu zasilania układ jest źródłem wyłącznie szumów termicznych – -174 dBm/Hz w temperaturze pokojowej – gdyż posiada on w dalszym ciągu swoją oporność wyjściową. Właściwość tą wykazuje oczywiście także generator szumów. W układzie pomiarowym z rys. 6.2.1 na wejście badanego czwórnika (wzmacniacza) doprowadzony jest sygnał szumowy z generatora, którego napięcie zasilania jest włączane i wyłączane w trakcie pomiaru. Wzmacniacz jest obciążony opornością 50Ω i jego sygnał wyjściowy jest doprowadzony do wejścia X oscyloskopu.

Dokładniejsze wyniki uzyskuje się stosując zamiast oscyloskopu miernik mocy albo analizator widma, ale pomiar oscyloskopowy jest wystarczająco dobry do celów amatorskich. Zasada pomiaru opiera się na wzorze (w skali liniowej)

(6.2.1) $Y = (F_{\text{gen}} / F_{\text{wzm}}) + 1$, gdzie F_{gen} jest skutecznym poziomem szumów generatora (przyjmijmy wartość 35 dB z poprzednich przykładów), a F_{wzm} – nieznanym współczynnikiem szumów badanego czwórnika. Pomiar możliwy jest tylko wówczas gdy wzmacniacz sam z siebie jest źródłem mierzalnych (w danych warunkach) szumów. Jeżeli włączanie i wyłączanie generatora szumów nie daje zauważalnych zmian na wyjściu wzmacniacza nie można wykonać pomiaru. Sam pomiar jest stosunkowo prosty i polega na zmierzeniu mocy szumów na wyjściu wzmacniacza z włączonym generatorem i z wyłączonym. Stosunek mocy zmierzonych na pomocą watomierza albo analizatora widma, albo napięć zmierzonych oscyloskopem daje współczynnik Y ze wzoru 6.2.1. Po podstawieniu wartości Y ze wzoru oblicza się współczynnik szumów badanego układu. Pasma przenoszenia oscyloskopu jest w tym pomiarze nieistotne, ale wyniki otrzymuje się tylko dla zakresów w nim leżących. Współczynnik szumów wzmacniacza o zakresie pracy do 1 GHz zmierzony przy użyciu oscyloskopu o częstotliwości granicznej 60 MHz dotyczy więc tylko tej części zakresu. Dla pomiaru w węższych podzakresach, przykładowo w pasmach amatorskich na wyjściu wzmacniacza włącza się odpowiednie filtry pasmowe. Może to jednak spowodować, że sygnał szumów nie da się zmierzyć oscyloskopem (zależnie od jego czułości).
Przykład:

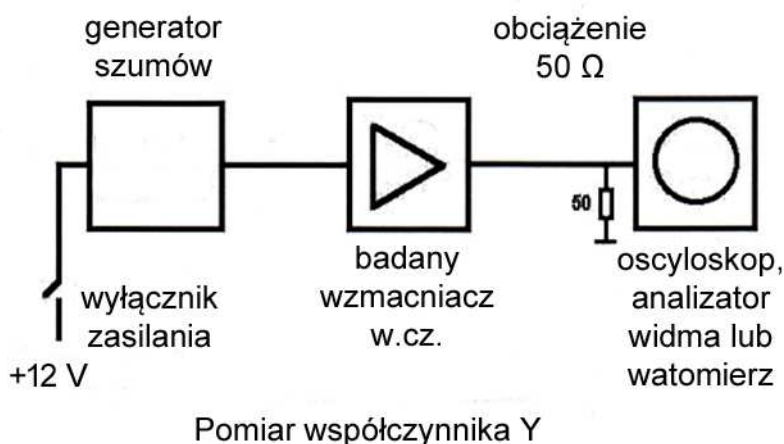
Przy włączonym generatorze zmierzono oscyloskopem napięcie szumów 40 mV, przy wyłączonym – 2 mV.

$F_{\text{wzm}} [\text{dB}] = F_{\text{gen}} [\text{dB}] - 20 \log (Y - 1) = 35 [\text{dB}] - 20 \log (20 - 1) = 35 [\text{dB}] - 20 \log (19) = 35 [\text{dB}] - 25,5 [\text{dB}] = 9,5 [\text{dB}]$.

Przy pomiarze za pomocą analizatora widma otrzymuje się dwie wartości w dBm. Należy obliczyć antylogarytm ich różnicy i podstawić do wzoru (ważnego dla odczytanych mocy)

$F_{\text{wzm}} [\text{dB}] = F_{\text{gen}} [\text{dB}] - 10 \log (Y - 1)$.

Metoda ta jest stosowana również w pomiarach profesjonalnych.



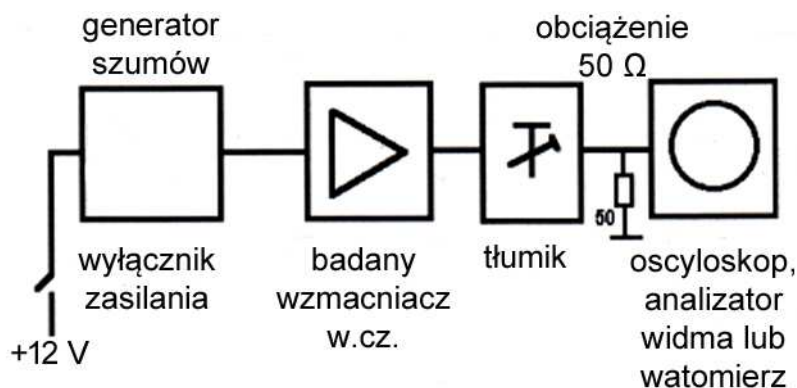
Rys. 6.2.1. Pomiar szumów własnych metodą współczynnika Y

Stosując tłumik o regulowanym tłumieniu pomiar przeprowadza się tak, aby przy włączonym generacie uzyskać te same wskazania na przyrządzie pomiarowym co przy wyłączonym i różnicę odczytuje z ustawień tłumika. W pierwszym kroku generator jest wyłączony i tłumik ustawiony na 0 dB. Po odczytaniu mocy (napiecia) na przyrządzie następuje włączenie generatora, po czym należy ustawić tłumienie tak, aby otrzymać te same wskazania. Tłumienie to odpowiada bezpośrednio współczynnikowi Y .

Przykładowo dla tłumienia 25 dB otrzymujemy

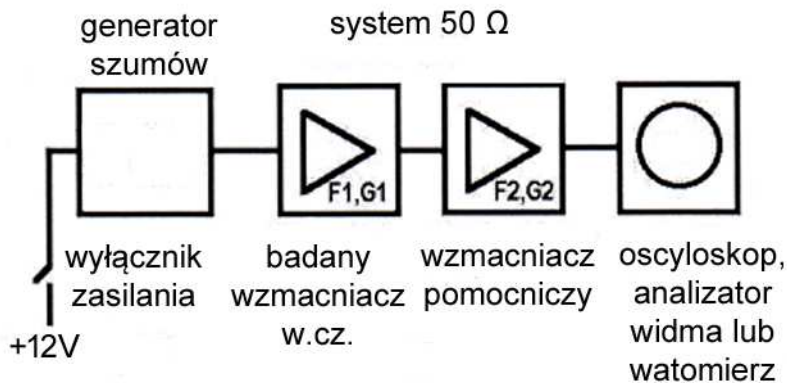
$$Y - 1 = \text{antylog}(25 \text{ dB}/10) = 316 - 1 = 315.$$

Logarytm 315 wyosi 24,98, a więc niewiele mniej niż 25 dB, w wyniku otrzymuje się współczynnik szumów badanego wzmacniacza $35 - 25 \text{ dB} = 10 \text{ dB}$. Dokładność pomiaru jest ograniczona krokiem regulacji tłumika – dla tłumika z dodatku A jest to 1 dB.



Pomiar współczynnika Y

Rys. 6.2.2. Pomiar z użyciem regulowanego tłumika



Pomiar współczynnika Y z dodatkowym wzmacniaczem

Rys. 6.2.3. Pomiar z użyciem wzmacniacza pomocniczego

Przy zbyt niskim poziomie szumów na wyjściu badanego wzmacniacza można posłużyć się wzmacniaczem pomocniczym o znanym współczynniku szumów (rys. 6.2.3). Badany wzmacniacz ma znane wzmocnienie G_1 i nieznaną współczynnik szumów F_1 , natomiast wzmacniacz pomocniczy ma znany współczynnik szumów F_2 . Znajomość jego wzmocnienia G_2 nie jest konieczna. Włączając i wyłączając generator dokonuje się pomiaru współczynnika Y dla obydwu wzmacniaczy razem. Pozwala to na obliczenie współczynnika szumów całości toru w opisany poprzednio sposób. Współczynnik wypadkowy rozkłada się na współczynniki szumów obu stopni zgodnie ze wzorem:

$$F_{\text{całk}} = F_1 + (F_2 - 1)/G_1, \text{ skąd}$$

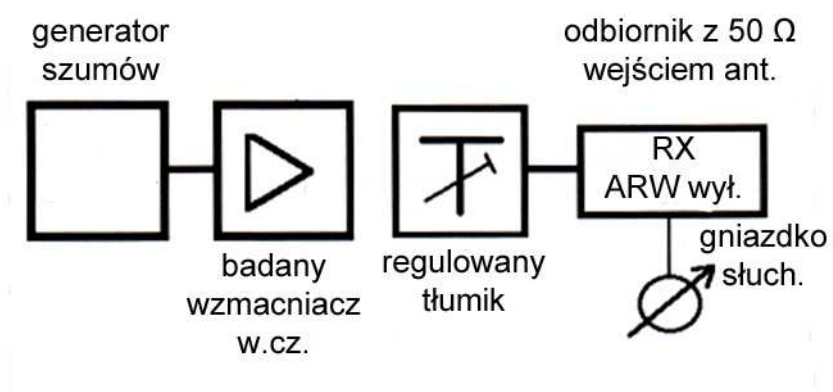
$$F_1 = F_{\text{całk}} - [(F_2 - 1)/G_1].$$

We wzorach występują wartości w skali liniowej, a nie w decybelach. Ostateczny wynik należy przeliczyć na dB według zależności $10 \times \log F_1$.

6.3. Pomiar wzmacnienia

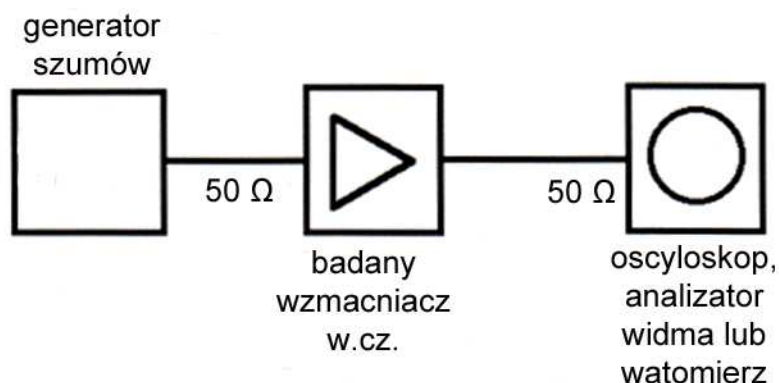
Jedną z możliwych metod pomiaru ilustruje schemat blokowy 6.3.1. Metoda daje prawidłowe wyniki w systemach 50-omowych i w miarę znośnie przybliżone dla systemów 60- lub 75-omowych. Nie nadaje się natomiast dla wzmacniaczy wysokoomowych. Zakres częstotliwości, w którym jest dokonywany pomiar zależy od dostrojenia odbiornika SSB. Pozwala to na wykonanie pomiarów w pasmach 2 m, 70 cm albo nawet 23 cm zależnie od dostępnego odbiornika. ARW w odbiorniku musi być wyłączona.

W pierwszym kroku odbiornik jest połączony bezpośrednio z wyjściem generatora szumów, bez badanego wzmacniacza i tłumika. Poziom szumu na wyjściu słuchawkowym odbiornika należy ustawić potencjometrem siły głosu tak aby na oscyloskopie lub na woltomierzu m.cz. uzyskać wygodne wskazanie, np. 100 mV. Regulator siły głosu musi pozostać w tej pozycji przez cały czas wykonywania pomiaru. Następnie pomiędzy generator i odbiornik włączany jest badany wzmacniacz wraz z regulowanym tłumikiem, który początkowo jest nastawiony na 0 dB. Poziom szumów na wyjściu odbiornika wzrasta. Następnie należy ustawić tłumienie tak, aby wskazania wróciły do nastawionej na początku wartości (np. 100 mV). Wzmocnienie badanego wzmacniacza jest równe tłumieniu nastawionemu na tłumiku.



Pomiar wzmacnienia przy użyciu odbiornika

Rys. 6.3.1. Pomiar wzmacnienia z wykorzystaniem odbiornika amatorskiego



Pomiar wzmacnienia przy użyciu oscyloskopu

Rys. 6.3.2. Pomiar wzmacnienia z wykorzystaniem oscyloskopu

W pomiarze z wykorzystaniem oscyloskopu należy najpierw podłączyć generator szumów bezpośrednio do wysokoomowego wejścia oscyloskopu i odczytać z niego międzyszczytową wartość napięcia

U_{SS1} . Następnie pomiędzy generator i oscyloskop włączany jest badany wzmacniacz obciążony na wyjściu opornikiem 50Ω . Międzyszczytowa wartość napięcia szumów na oscyloskopie wzrasta do U_{SS2} . Wzmocnienie G oblicza się ze wzoru

$$G = 20 \log (2 \times U_{SS2}/U_{SS1}).$$

Jest to pomiar szerokopasmowy o paśmie ograniczonym charakterystyką częstotliwościową oscyloskopu. Możliwy jest więc pomiar wzmocnienia wzmacniaczy o paśmie przenoszenia leżącym w zakresie pomiarowym oscyloskopu.

6.4. Pomiar czułości granicznej odbiornika

Czułość odbiorników jest ograniczona przez poziom ich szumów własnych. Pomiar czułości granicznej odbiornika przy użyciu generatora szumów jest stosunkowo prosty (rys. 6.4.1). Na pierwszym etapie należy wyłączyć generator i tłumik ustawić na maksimum (30 – 40 dB). Stanowi on jedynie 50Ω obciążenie wejścia odbiornika. Odbiornik pomiarowy jest nastawiony na odbiór SSB przy wyłączonej ARW. Do gniazdka słuchawkowego odbiornika jest podłączony woltmierz napięcia skutecznego m.cz. lub oscyloskop (mierzona jest wtedy wartość międzyszczytowa). Regulatorem siły głosu należy nastawić równą i wygodną wartość napięcia szumów, np. 100 mV.

Następnie po włączeniu generatora szumów należy zmienić tłumienie tak, aby na woltmierz uzyskało napięcie 1,4 raza większe, a więc przykładowo 140 mV (to samo dotyczy wartości międzyszczytowej w przypadku korzystania z oscyloskopu).

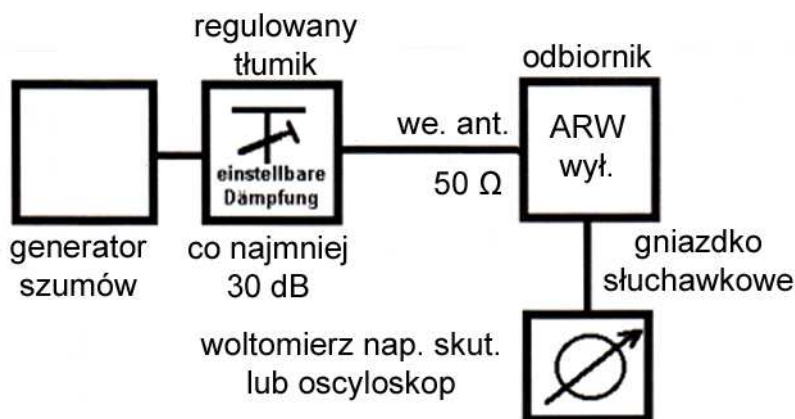
Zakładamy, że moc szumów generatora wynosi $-104,5 \text{ dBm}$ w paśmie $2,8 \text{ kHz}$ (co wynika z przeliczenia z -139 dBm/Hz na pasmo $2,8 \text{ kHz}$). W obliczeniach czułości granicznej uwzględniamy tłumienie wnoszone przez tłumik co oznacza, że do odbiornika dociera moc odpowiednio mniejsza.

Jeżeli więc dla badanego odbiornika konieczne było ustawienie tłumienia 25 dB to jego czułość graniczna wynosi

$$-104,5 \text{ dBm}/2,8 \text{ kHz} - 25 \text{ dB} = -129,5 \text{ dBm}/2,8 \text{ kHz}.$$

Moc w watach obliczamy ze wzoru (pamiętając, że $-129,5 \text{ dBm}$ równa się $-159,5 \text{ dBW}$)
 $\text{antylog}_{10}(-159,5 \text{ dBW}/2,8 \text{ kHz}) = 1,1 \times 10^{-15} \text{ W}$.

Moc ta odpowiada napięciu 70 nV na 50Ω oraz napięciu $0,16 \mu\text{V}$ dla 10 dB odstępu od szumów (podawanego często w danych katalogowych).

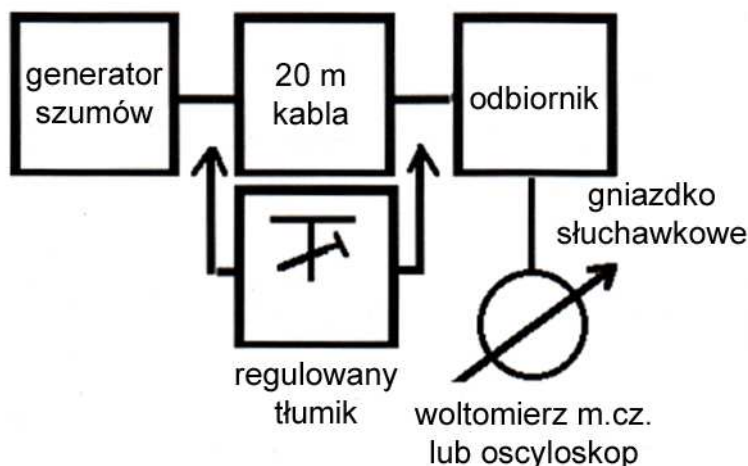


Pomiar czułości granicznej odbiornika

Rys. 6.4.1. Zasada pomiaru granicznej czułości odbiornika

Dla wykonania bezpośredniego pomiaru przy odstępie 10 dB należy zamiast wartości 1,4 raza wyższej nastawić na przyrządzie pomiarowym wartość trzykrotnie wyższą – 300 mV . W przykładzie tym tłumienie musiałoby wynosić 19 dB co odpowiadałoby napięciu $0,15 \mu\text{V}$. Niedokładności pomiaru wynikające z kształtu charakterystyki filtra SSB odbiornika i z wpływu demodulatora nie przekraczają 2 dB . Dokładność pomiaru jest również ograniczona wartością skoku regulacji tłumienia.

6.5. Pomiar tłumienia kabli



Pomiar tłumienia kabli koncentrycznych

Rys. 6.5.1. Pomiar tłumienia kabli

Schemat blokowy układu pomiarowego przedstawia ilustracja 6.5.1. Odcinek badanego kabla powinien mieć przynajmniej 20 m długości. W odbiorniku pomiarowym należy wyłączyć ARW (automatyczną regulację wzmacnienia) i regulatorem siły głosu ustawić na woltomierzu lub oscyloskopie równą i wygodną wartość napięcia, przykładowo 100 mV. Odbiornik powinien być dostrojony do górnej częstotliwości zakresu krótkofalowego – 30 lub nawet 50 MHz. W miarę potrzeby można też dokonywać pomiarów w paśmie 2 m lub wyższym. Następnie zamiast badanego kabla do obwodu włącza się tłumik o regulowanym tłumieniu i nastawia jego wartość tak, aby powrócić do początkowych wskazań (100 mV). Odczytana wartość tłumienia odpowiada tłumieniu badanego odcinka kabla. Ponieważ w danych katalogowych podawane jest tłumienie na 100 m otrzymaną wartość należy proporcjonalnie przeliczyć na tę właśnie długość, przy odcinku o długości 20 m oznacza to przemnożenie przez 5. Tłumienność kabla w funkcji częstotliwości zmienia się proporcjonalnie do pierwiastka kwadratowego ze stosunku częstotliwości. Na podstawie zmierzonej tłumienności dla 30 MHz można więc przykładowo obliczyć wartość tłumienia dla 60 MHz mnożąc przez 1,41 albo dla 100 MHz mnożąc przez 1,83 (pierwiastek kwadratowy ze 100/30).

6.6. Sprawdzenie wskazań miernika siły odbioru

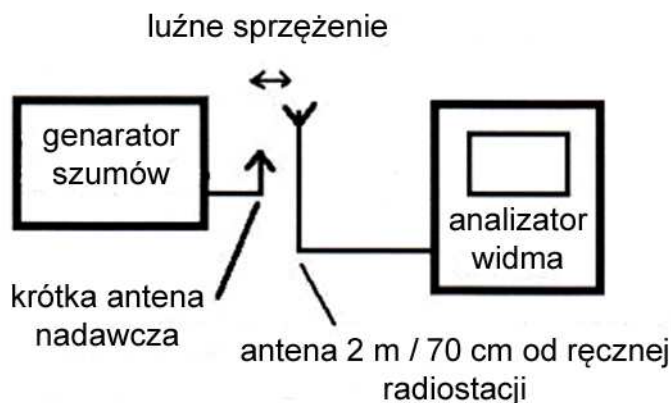
Do sprawdzenia lub kalibracji miernika siły odbioru w odbiorniku należy skorzystać z generatora szumów większej mocy – przykładowo drugiego z rozwiązań opisanych na początku rozdziału. Po ustaleniu poziomu wyjściowego 20 mV wartości międzyszczytowej (na oscyloskopie) dla pasma 10 MHz sygnał szumów jest podawany na wejście antenowe odbiornika. Dla odbioru SSB z filtrem o szerokości pasma 2,8 kHz lub zbliżonej prawidłowe wskazania miernika powinny wynosić S9 w szerokim zakresie częstotliwości.

Dla odbioru AM z filtrem o szerokości około 4,5 – 5 kHz wskazania wzrastają o $10 \times \log(9 \text{ kHz}/2,8 \text{ kHz}) = 2,5 \text{ dB}$. Dla odbioru FM z filtrem 15 kHz wskazania wzrastają o około 6 dB w stosunku do S9. Dodatkowo możliwe jest także sprawdzenie wpływu tłumika wejściowego odbiornika. Włączanie kolejnych stopni tłumienia powinno powodować odpowiednie obniżanie się wskazań miernika, przykładowo dla tłumika o stopniowaniu 6 dB z S9 – na S8, S7 itd. Łatwo w ten sposób zauważyć wszelkie odchyłki charakterystyki miernika od przebiegu standardowego.

Z kolei włączenie przedwzmacniacza w odbiorniku powinno spowodować wzrost wskazania o podaną wartość wzmacnienia.

6.7. Pomiary charakterystyk przenoszenia

Korzystając z analizatora widma albo szerokokresowego odbiornika programowalnego (ang. *SDR*) i generatora szumów większej mocy można w wygodny sposób oglądać na ekranie charakterystyki przenoszenia filtrów, częstotliwościowe charakterystyki anten itp. Na schemacie blokowym z rys. 6.7.1. badana antena przenośnej radiostacji jest podłączona na wejście analizatora widma, a generator szumów jest z nią luźno sprzężony np. za pomocą pętelki lub linii sprzęgającej. Przykładową charakterystykę anteny i widok układu pomiarowego przedstawia fot. 6.7.2. Do pomiaru nadaje się równie dobrze przedstawiony dalej generator impulsów szpilkowych. Zamiast obrazu ciągłego otrzymuje się na ekranie obraz prążkowy.

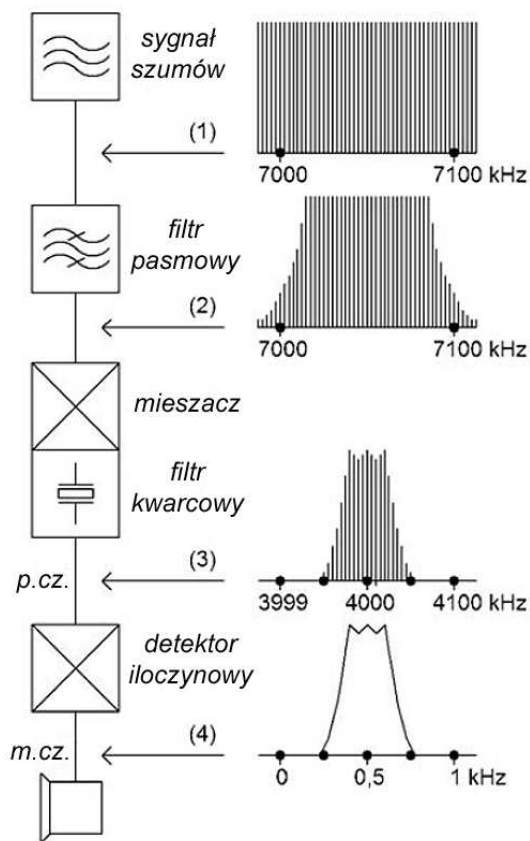


Pomiar częstotliwościowej charakterystyki anteny

Rys. 6.7.1. Pomiar częstotliwościowej charakterystyki anten

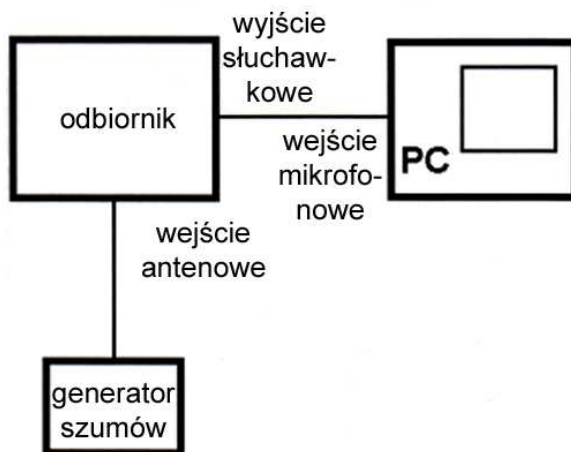


Fot. 6.7.2. Pomiar anteny i jej charakterystyka



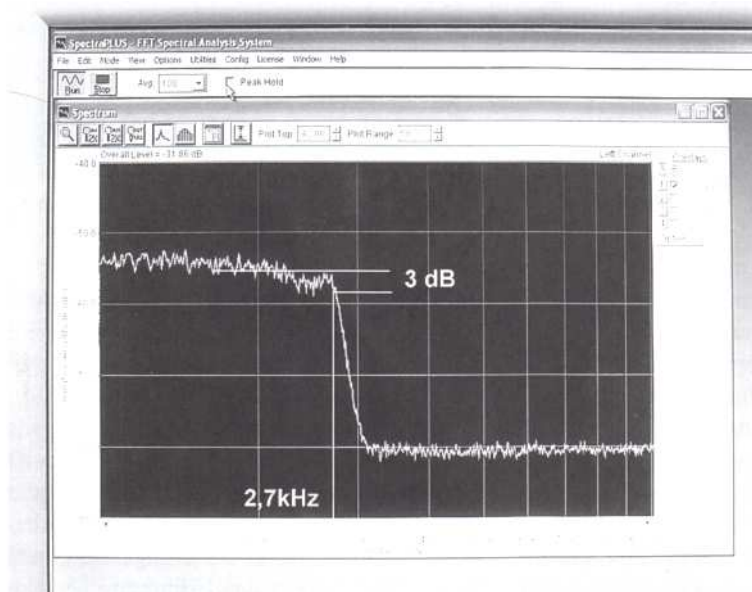
Rys. 6.7.3. Pomiar charakterystyk przenoszenia odbiornika za pomocą szumów

W dziedzinie niskich częstotliwości (m.cz.) do analizy widma sygnałów można wykorzystać komputer PC z odpowiednim oprogramowaniem. Pozwala to przykładowo na pomiary charakterystyk przenoszenia odbiorników albo dodatkowych filtrów.

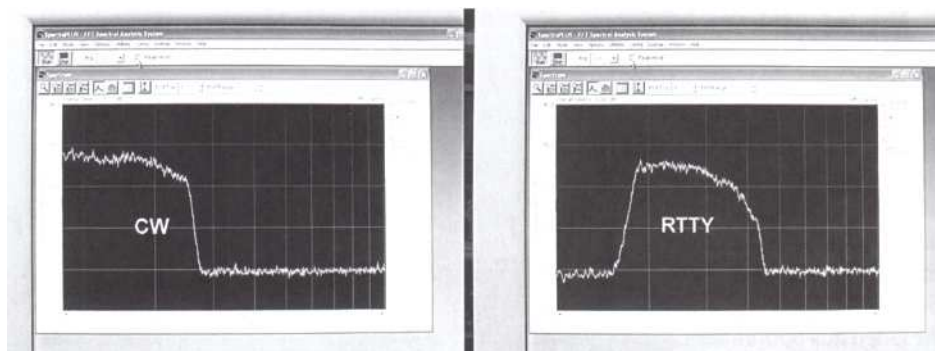


Analiza widma sygnałów za pomocą komputera

Rys. 6.7.4. Analiza widma sygnałów wyjściowych odbiornika za pomocą komputera



Rys. 6.7.5. Charakterystyka przenoszenia odbiornika dla SSB zmierzona za pomocą komputera



Rys. 6.7.6. Charakterystyki przenoszenia odbiornika dla CW i RTTY zmierzone w powyższy sposób

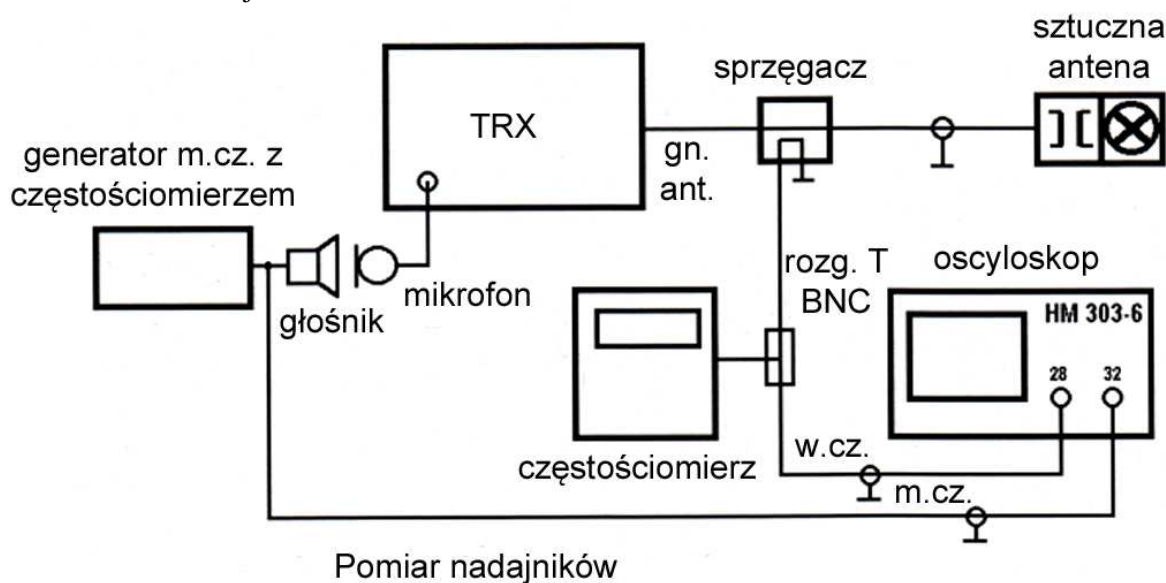
7. Pomiary przy użyciu generatorów sygnałowych

Generatory sygnałowe małej lub wielkiej częstotliwości są przyrządami przydatnymi w bardzo wielu rodzajach pomiarów. Służą one do pomiarów charakterystyk przenoszenia, strojenia obwodów, strojenia anten, pomiarów współczynników skrócenia kabli, do zasilania mostków pomiarowych itd. Wiele przykładów zastosowań i praktycznych układów pomiarowych podano w rozdziałach poświęconych rezonansomierzom i analizatorom obwodów, które z samej zasady działania zawierają układy generatorów przestrajanych nawet w dość szerokich zakresach częstotliwości i wyposażonych w skalę analogową lub częstotlicznik cyfrowy. Oprócz generatorów fabrycznych krótkofalowcy stosują także generatory własnej konstrukcji. W wielu przypadkach konstrukcje takie nie muszą być nawet skomplikowane.

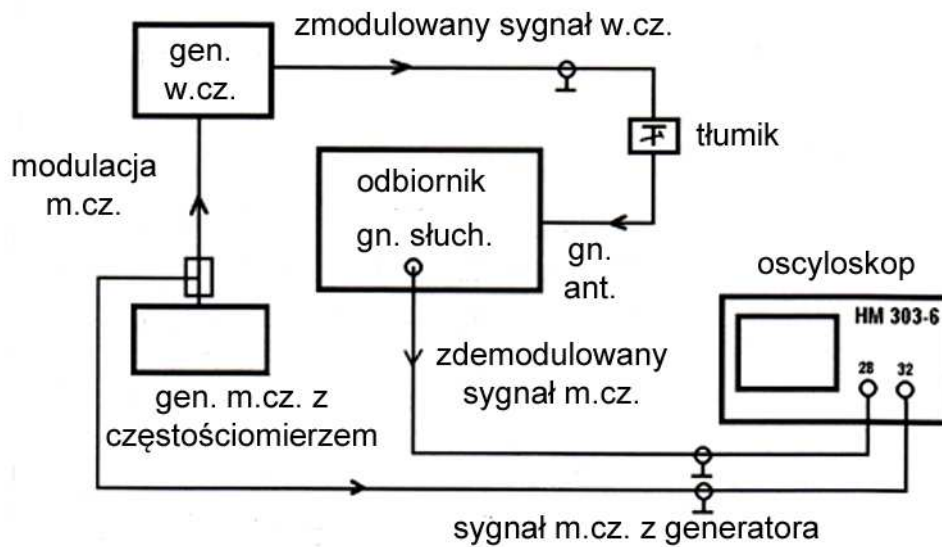
Niektóre z rozwiązań pomiarowych przedstawiono wprawdzie na przykładzie generatora opartego na scalonym VFO typu LTC1799, ale oczywiście zamiast niego można użyć dowolnego innego rozwiązania generatora. Przykłady niektórych rozwiązań generatorów podano w dalszej części rozdziału.

Dobrym rozwiązaniem są też moduły syntezerów cyfrowych (ang. *DDS*) sterowanych przez „Arduino” albo przez podobne mikrokomputery.

W dziedzinie małej częstotliwości jako generator sygnałowy może służyć komputer PC z odpowiednim oprogramowaniem, lub mikrokomputer „Arduino” albo „Malina”. W zależności od możliwości programu może on dostarczać pojedynczych sygnałów sinusoidalnych albo o innym kształcie albo również dwutonowych przydatnych do pomiarów nadajników SSB. W zależności od sytuacji sygnały te można doprowadzać do badanego układu przewodowo z wyjścia komputera lub przez głośnik komputerowy do mikrofonu radiostacji.



Rys. 7.0.1. Pomiary nadajników. Przestrajając generator m.c. w zakresie 100 Hz – 3 kHz i mierząc napięcie na oscyloskopie otrzymuje się charakterystykę przenoszenia nadajnika. Sygnał m.c. najlepiej doprowadzić bezpośrednio do gniazda mikrofonowego aby wyeliminować wpływ charakterystyk częstotliwościowych głośnika i mikrofonu. Częstotliwość w.c. jest dowolna, ale moc należy ograniczyć do około 10 W, aby nie przegrzewać sztucznego obciążenia. Dla 3 dB szerokości pasma napięcie wyjściowe musi spaść do 0,707 napięcia maksymalnego, a dla 6 dB – do połowy



Pomiar charakterystyki przenoszenia odbiornika

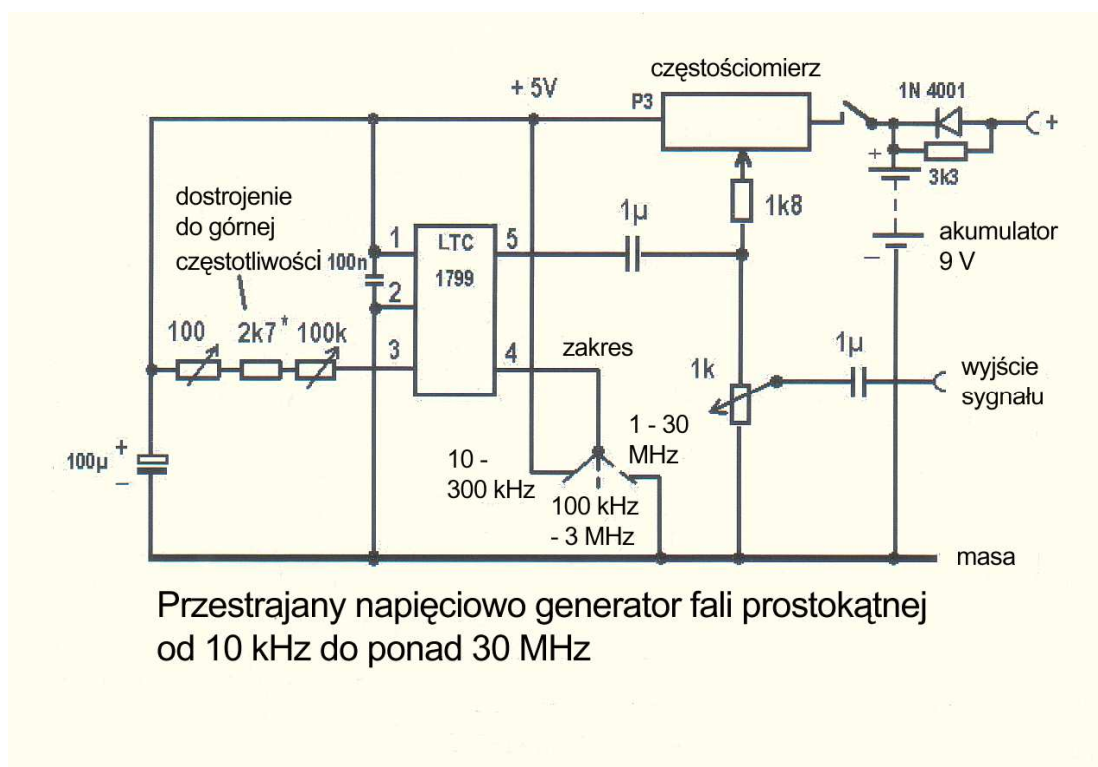
Rys. 7.0.2. Pomiar charakterystyki przenoszenia odbiornika przy użyciu generatorów m.cz. i w.cz. i oscylloskopu. Poziom zmodulowanego sygnału doprowadzonego do gniazda antenowego odbiornika powinien wynosić około $S_9 - 50 \mu V$. Sposób pomiaru szerokości pasma jak dla nadajników

Tabela 7.0.1
Skala S

Stopień S	f < 30 MHz	f < 30 MHz	f > 30 MHz	f > 30 MHz
	P [dBm]	U [μV]	P [dBm]	U [μV]
1	-121	0,2	-141	0,020
2	-115	0,39	-135	0,039
3	-109	0,78	-129	0,078
4	-103	1,56	-123	0,176
5	-97	3,125	-117	0,3125
6	-91	6,25	-111	0,625
7	-85	12,5	-105	1,25
8	-79	25	-99	2,5
9	-73	50	-93	5
9+10	-63	158,3	-83	15,83
9+20	-53	500	-73	50
9+30	-43	1583	-63	158,3
9+40	-33	5000	-53	500
9+50	-23	15830	-43	1583
9+60	-13	50000	-33	5000

oznacza możliwość wyboru dwóch różnych kombinacji stosunku podziału i wartości opornika dostrojczego. Niższe częstotliwości pracy generatora sterującego zapewniają nie tylko wyższą dokładność ale i zmniejszenie poboru mocy przez układ.

Przykładowo częstotliwość wyjściową 100 kHz można uzyskać dostrajając generator sterujący do 10 MHz ($R_{str} = 10\text{ k}$) i wybierając dzielnik przez 100 lub dostrajając generator sterujący do 1 MHz przy stosunku podziału 10 ($R_{str} = 100\text{ k}$). Ta druga kombinacja okazuje się korzystniejsza ze względu na dokładność i mniejszy pobór mocy.



Rys. 7.1.2. Schemat ideowy generatora do użytku ogólnego

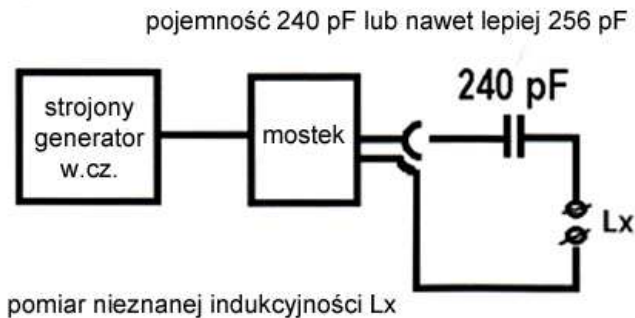


W układzie z rys. 7.1.1. można zastosować mostek zasilany przez transformator, jak w przykładach z poprzednich rozdziałów. Układ może służyć nie tylko do pomiaru impedancji anten, ale również do pomiaru innych dowolnych impedancji, nieznanych indukcyjności lub pojemności w obwodach rezonansowych zawierających drugi znany element, do pomiarów częstotliwości rezonansowej obwodów itd. W tym ostatnim przypadku przydatna może być pętla sprzęgająca, taka jak opisana w rozdziale 4 albo coś w tym stylu. Pomiar indukcyjności nawiniętej na rdzeniu pierścieniowym pozwala na obliczenie współczynnika A_L dla rdzeni nieznanego typu i z nieznanego materiału.

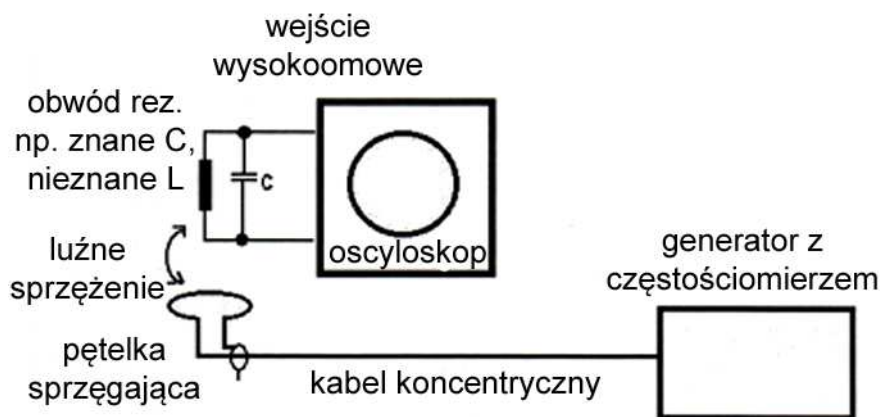
W układzie z rys. 7.1.2. do strojenia zgrubnego służy potencjometr 100 k Ω , a do precyzyjnego 100 Ω . Częstotliwość jest odczytywana z częstościomierza cyfrowego.

Dla uzyskania przebiegu sinusoidalnego należy dołączyć na wyjściu filtry dolnoprzepustowe o pasującej do zakresu częstotliwości granicznej.

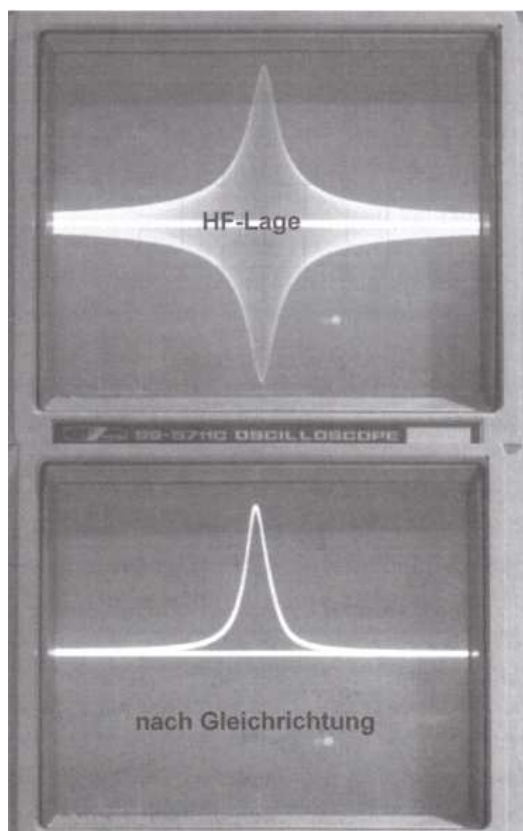
Fot. 7.1.3. Konstrukcja generatora na obwodzie LTC1799



Rys. 7.1.4. Pomiar impedancji w obwodzie rezonansu szeregowego na przykładzie pomiaru indukcyjności

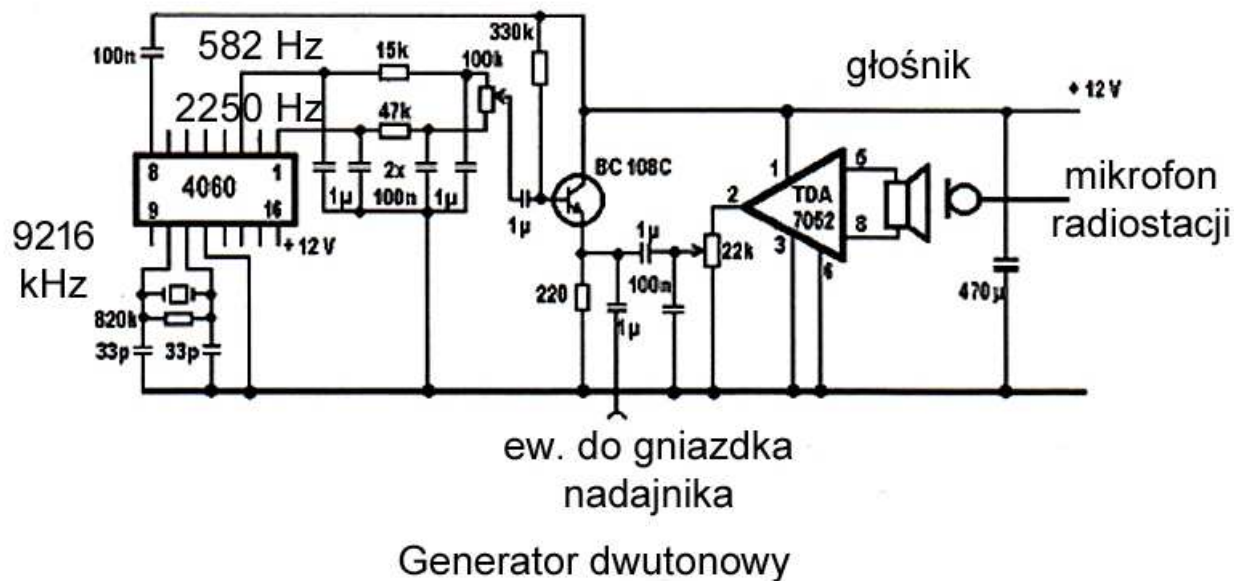


Rys. 7.1.5. Pomiar rezonansu i elementów LC z użyciem generatora i oscyloskopu



Fot. 7.1.6. Przebieg krzywej rezonansowej na ekranie oscyloskopu w dziedzinie w.cz. u góry i sygnał wyprostowany u dołu

7.2. Generatory dwutonowe do pomiaru nadajników i odbiorników SSB



Rys. 7.2.1. Schemat ideowy generatora dwutonowego

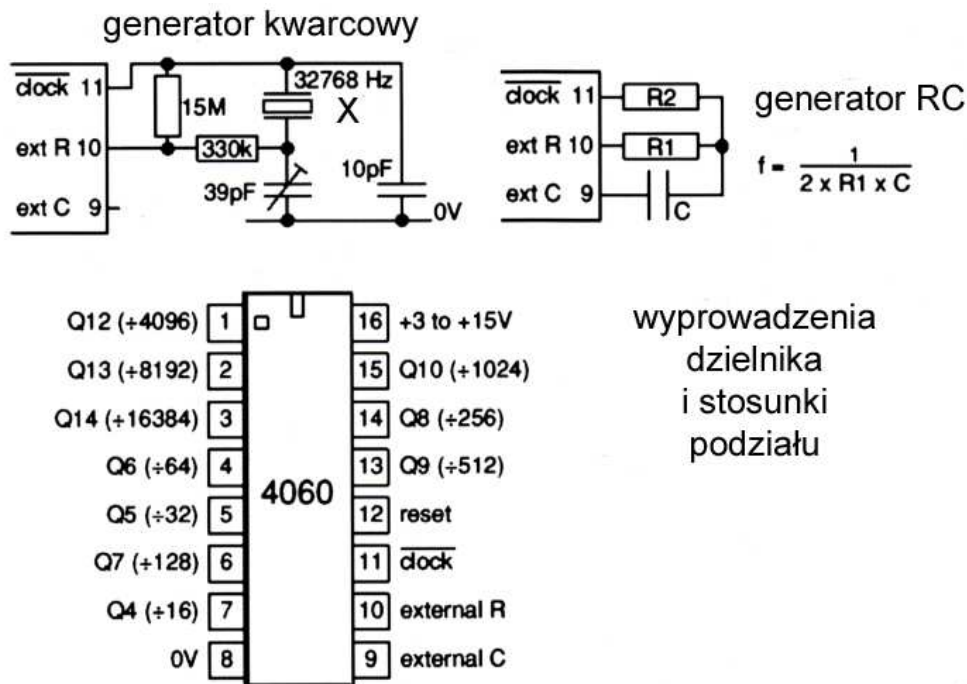
Tabela 7.2.1
Spis elementów

Oporniki	220 Ω , 15 k Ω , 47 k Ω , 330 k Ω , 820 k Ω
Potencjometry	22 k Ω , 100 k Ω
Kondensatory	2 x 33 pF, 4 x 100 nF, 4 x 1 μ F, 470 μ F
Układy scalone	74HC4060, TDA7052
Tranzystor	BC 108C
Kwarc	9216 kHz
Głośniczek	

Dwutonowy generator do pomiaru nadajników SSB jest sterowany kwarcem 9216 kHz. Po podziale częstotliwości otrzymywane są dwa sygnały o częstotliwościach nie leżących w stosunku harmonicznym do siebie: 582 i 2250 Hz. Po odfiltrowaniu za pomocą dwóch filtrów dolnoprzepustowych otrzymywane są przebiegi sinusoidalne. Potencjometr 100 k Ω na wyjściu filtrów służy do wyrównania poziomów obu sygnałów. Są one następnie przez wtórnik emiterowy podawane na wzmacniacz pracujący na układzie scalonym TDA7052.

Nie wymaga wysokiej stabilności częstotliwości, można więc zamiast generatora kwarcowego zastosować generator RC. Krytyczne nie są również dokładne wartości częstotliwości, co pozwala na użycie kwarców o innych częstotliwościach i dobór innych pasujących wyjść dzielnika. Stosując kwarc o częstotliwości 4096 kHz otrzymuje się na wyjściu Q12 dzielnika częstotliwość 1000 Hz przydatną przy kalibracji skali częstotliwościowej za pomocą odbioru wzorcowych stacji czasu i częstotliwości.

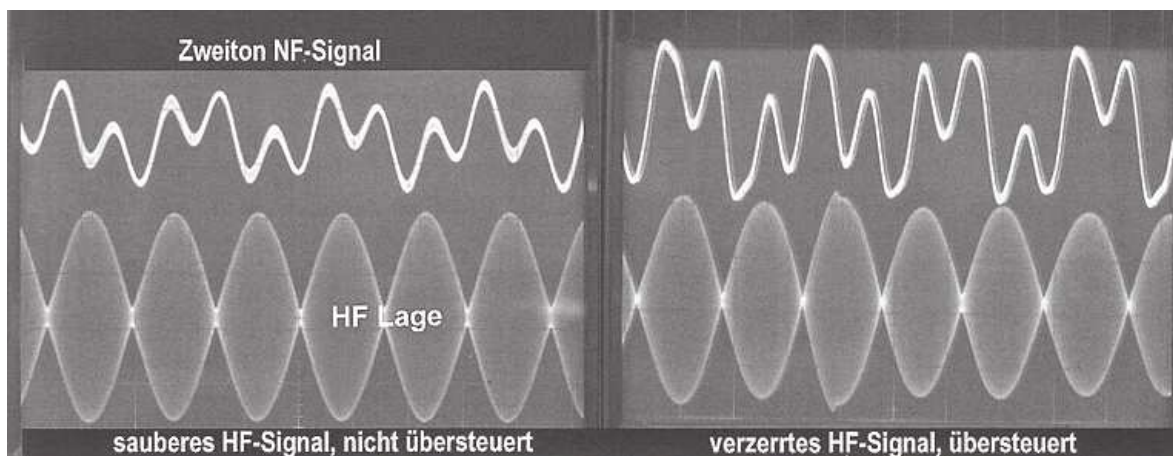
Kalibracja polega na dostrojeniu odbiornika nastawionego na emisję SSB do stacji wzorcowej tak aby otrzymać częstotliwość dudnień 1 kHz (do porównania z częstotliwością generatora mogą służyć figury Lissajous na ekranie oscyloskopu).



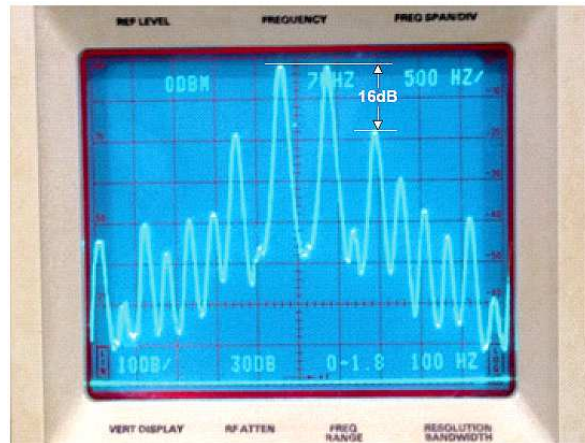
Rys. 7.2.2. Układ scalony 74HC4060 i jego zastosowania

Pomiar dwutonowy pozwala na ocenę parametrów nadajnika SSB przy maksymalnej mocy i optymalnym występowaniu. Czysty sygnał dwutonowy przypomina sygnał AM ze 100% modulacją ale w rzeczywistości powstaje ze zdudnienia obydwu składowych w.cz. W warunkach przesterowania sygnał w.cz. jest spłaszczony (obwiednia ograniczona) u góry i u dołu. W przypadku nieliniowości toru obwiednia sygnału jest zniekształcona, a w przypadku niedostatecznego stłumienia nośnej obwiednie dolna i górna nie przecinają się w zerze.

W porównaniu z pełnym wymodulowaniem nadajnika SSB moc nadawania przy sygnale dwutonowym zmniejsza się do połowy.



Fot. 7.2.3. Pomiar dwutonowy: po lewej stronie czysty sygnał, po prawej widoczne zniekształcenia i spłaszczenie obwiedni u góry



Fot. 7.2.4. Widmo przemodulowanego sygnału SSB przy modulacji dwutonowej na ekranie analizatora widma. Czysty sygnał zawierałby tylko dwa (środkowe) prążki



Fot. 7.2.4. Dwutonowy generator w.cz. do pomiaru dynamiki odbiorników pracuje na częstotliwościach 7030 i 7050 kHz

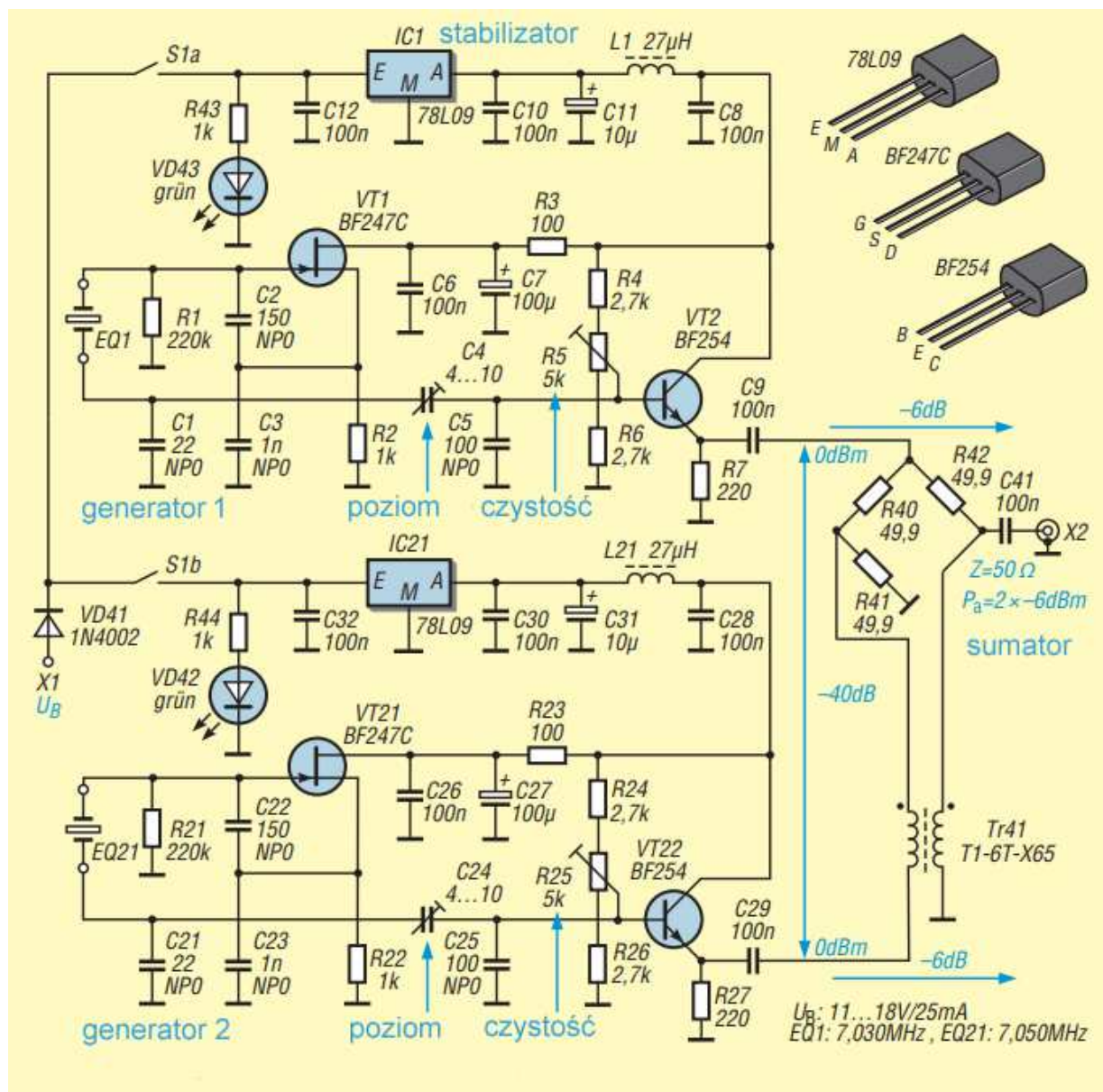
Generator „FA-2-HF” dostępny w postaci zestawu konstrukcyjnego w sklepie internetowym miesięcznika „Funkamateu” zawiera dwa generatory kwarcowe w układzie Colpittsa pracujące na częstotliwościach 7030 i 7050 kHz (ale można w miarę potrzeby wymienić je na inne w zakresie 1 – 30 MHz) i sumator. Dostarcza on sygnałów o mocy 2×-6 dBm przy napięciu zasilania 12 – 15 V. Zawartość harmonicznych w sygnale wejściowym nie przekracza -50 dBc. Generator jest przeznaczony do pomiaru dynamiki odbiorników i ich odporności na modulację skrośną. Sygnały wyjściowe są pobierane bezpośrednio z elektrod kwarców aby uniknąć zniekształceń nieliniowych wnoszonych przez tranzystory. Trymery C4 i C24 służą do regulacji poziomu sygnałów w.cz. Za pomocą potencjometrów montażowych R5 i R25 dobiera się punkt pracy tranzystorów VT2 i VT22 tak, aby zminimalizować zniekształcenia nieliniowe. Tranzystory te pracują w klasie A.

Transformator TR41 typu T1-6T-X65 produkcji firmy „Mini-Circuits” w obudowie DIL ma przekładnię 1 : 1 i jest przeznaczony do pracy w zakresie 15 kHz – 300 MHz (z tłumieniem 3 dB). Dopuszczalna moc doprowadzona wynosi 0,25 W. Transformator można wykonać samodzielnie nawijając bifilarnie 2×8 zwojów na rdzeniu pierścieniowym FT37-72 albo FT37-77.

Dla zwiększenia odporności generatora modulację skrośną można oporniki R7 i R27 w emiterach wtórników wyjściowych zmienić na oporności 110Ω i w przewody wyjściowe włączyć oporniki szeregowo 27Ω . Mostek wyjściowy zapewnia dobrą separację obu generatorów i uniknięcie wzajemnej modulacji jednego przez drugi z nich. Współczynnik separacji obu torów wynosi 40 dB, a tłumienie przelotowe 6 dB. Wyjściowa moc PEP wynosi 0 dBm. Do kalibracji poziomu wyjściowego na obciążeniu 50Ω najwygodniej jest posłużyć się oscyloskopem o odpowiednio szerokim paśmie przenoszenia.

Dla pomiaru zniekształceń nieliniowych torów nadajników SSB odstęp częstotliwości może leżeć w zakresie 5 – 50 kHz, natomiast dla pomiaru modulacji skrośnej odbiorników powinien wynosić nie mniej niż 20 – 25 kHz.

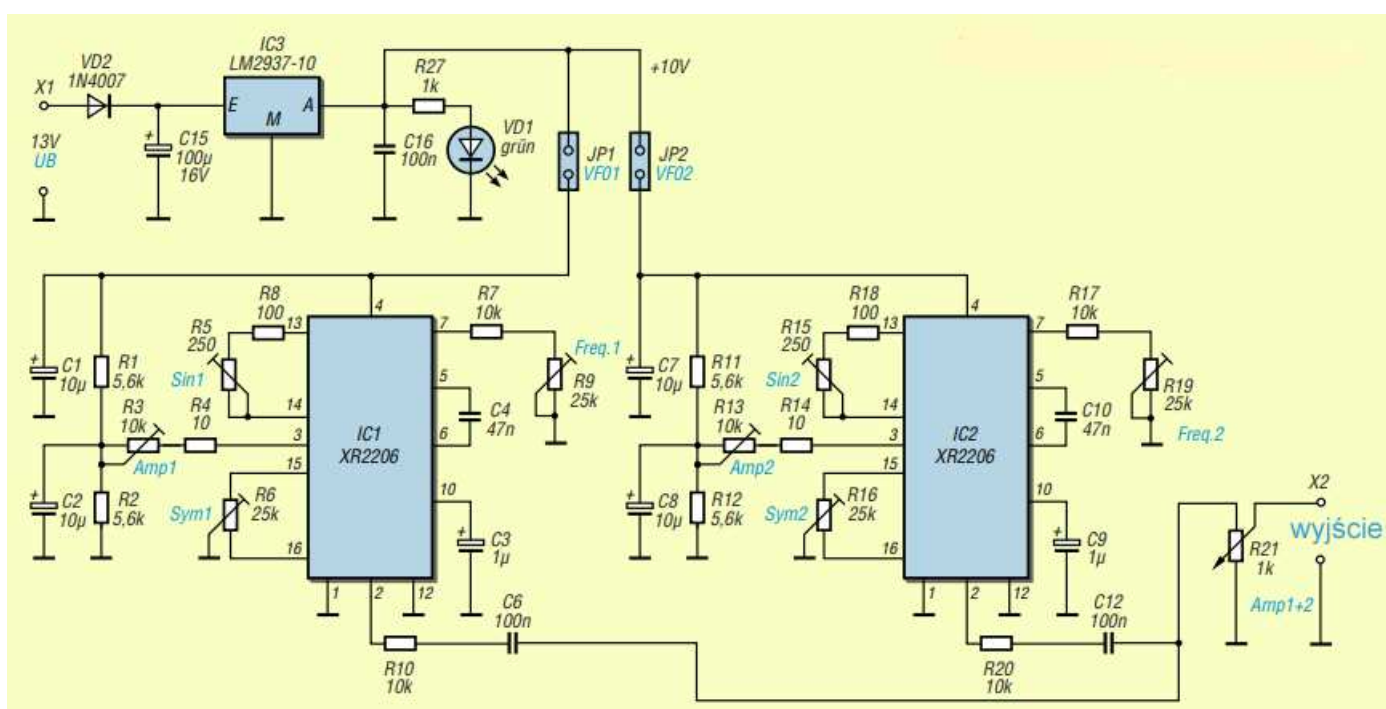
Do pomiaru poziomu składowych niepożądanych w sygnale nadawanym stosuje się najczęściej analizatory widma, ale przy ograniczeniu się do zmniejszonego zakresu dynamiki równie dobrze wystarczy użycie szerokopasmowego odbiornika programowalnego, nawet popularnego i taniego odbiornika DVB-T na obwodach RTL2832U i R820T lub podobnych z ewentualnym dodatkowym konwerterem częstotliwości w zależności od pasma, w którym dokonywane są pomiary.



Rys. 7.2.5. Schemat ideowy dwutonowego generatora w.cz. 1 – 30 MHz
 (źródło: „Funkamateurl” 8/2016)



Fot. 7.2.6. Dwutonowy generator m.cz. do pomiaru nadajników SSB



Rys. 7.2.7. Schemat ideowy dwutonowego generatora m.cz. (źródło: „Funkamateu”)

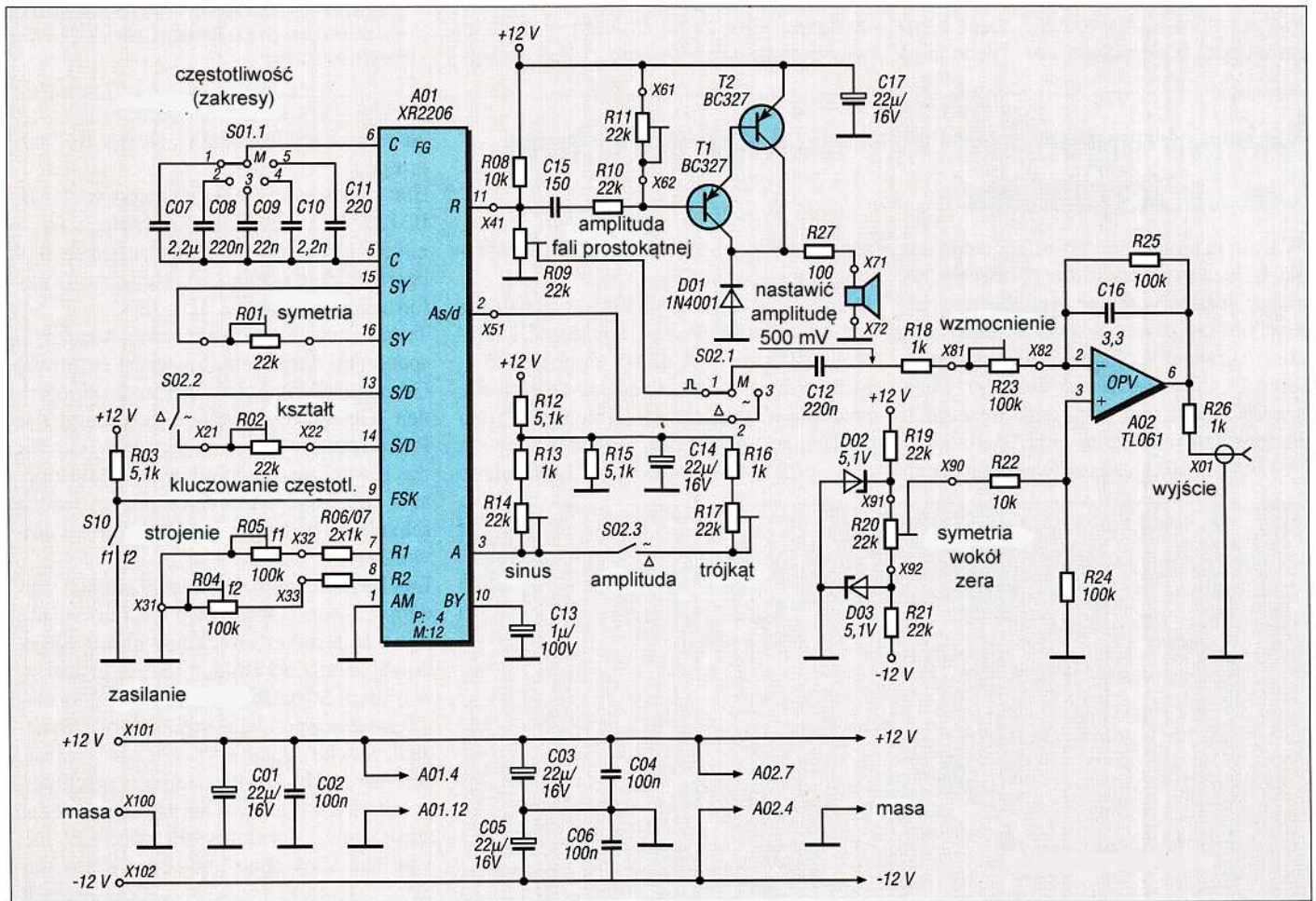
Dostępny z tego samego źródła dwutonowy generator m.cz. dostarcza dwóch sygnałów o częstotliwości dowolnie wybranej w zakresie 600 – 2100 Hz i napięciu 60 mV na oporności obciążenia 600 Ω .

Współczynnik zniekształceń nieliniowych sygnałów nie przekracza 0,5%.

Układ składa się z dwóch identycznych generatorów na układach scalonych XR2206 IC1 i IC2.

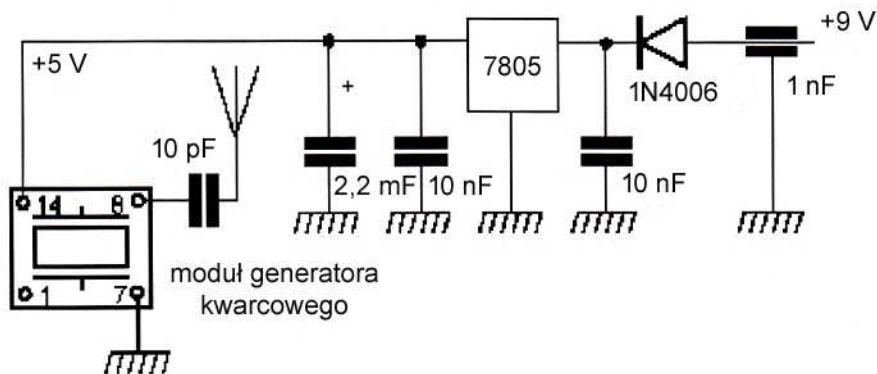
W każdym z nich przewidziano możliwość optymalizacji kształtu sinusoidy, symetrii, częstotliwości i amplitudy sygnału wyjściowego. Napięcie zasilania 10 V jest stabilizowane stabilizatorem LM2937-10. Zielona dioda elektroluminescencyjna VD1 sygnalizuje włączenie generatora. Potencjometr R21 służy do regulacji napięcia wyjściowego sygnału sumarycznego.

7.3. Generatory sygnałowe



Rys. 7.3.1. Uniwersalny generator m.cz. na układzie scalonym XR2206 (źródło „Funkamateur” 5/1999)

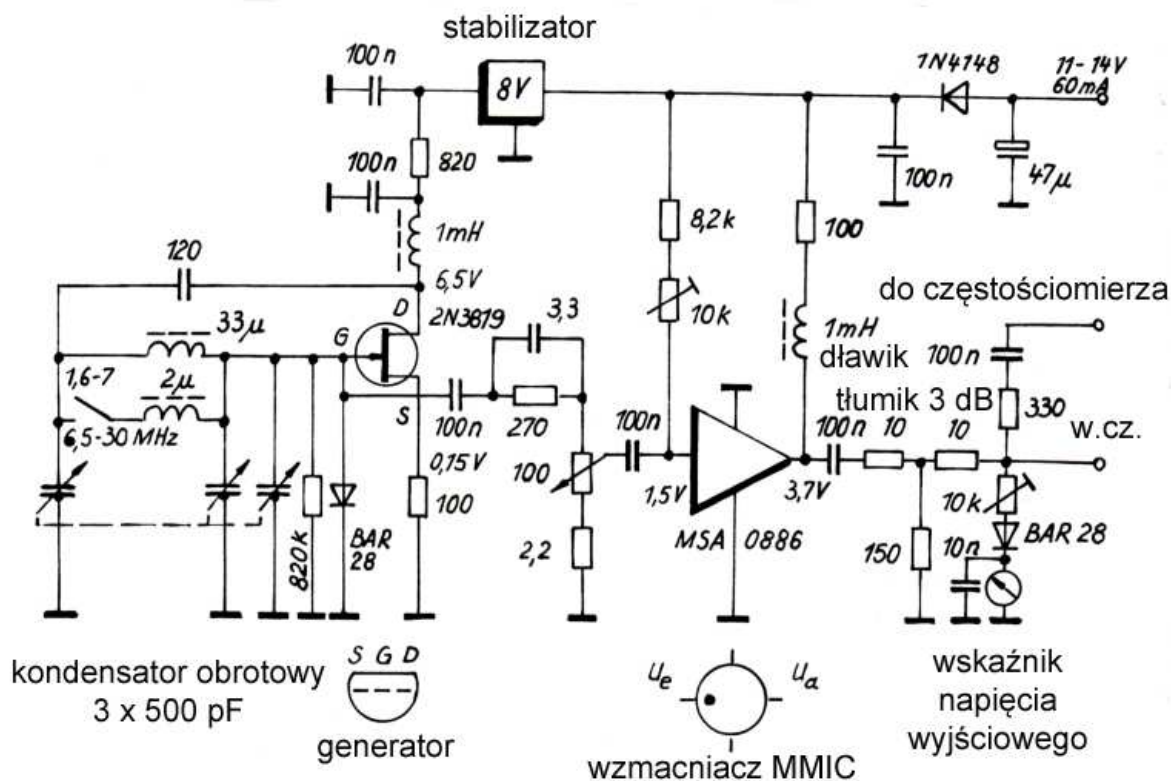
Generator z rys. 7.3.1. dostarcza przebiegu prostokątnego, trójkątnego lub sinusoidalnego w zakresie częstotliwości do 1 MHz, ale górna częstotliwość sygnału wyjściowego zależy od parametrów wzmacniacza operacyjnego.



Rys. 7.3.2. Generator harmonicznych (źródło „TV-Amateur” 126, QSP 5/2002)

W generatorze harmonicznych z rys. 7.3.2 pracuje moduł generatora kwarcowego TTL stosowanego do generacji sygnałów zegarowych w układach logicznych i komputerowych. Jest on zasilany stabilizowanym napięciem 5 V. Częstotliwość generowanego sygnału może być dowolna w zależności od dostęp-

nych modułów i potrzeb: 16, 20, 24, 25, 33, 50 80 MHz itd. Zbocza generowanej fali prostokątnej są na tyle strome, że harmoniczne mogą być odbierane nie tylko w pasmach 2 m i 70 cm, ale nawet w paśmie 13 cm i w wyższych pasmach mikrofalowych. Układ najlepiej jest umieścić w metalowej obudowie ekranującej.



Rys. 7.3.3. Schemat ideowy generatora 1,6 – 30 MHz (źródło „Funk” 11/2001)

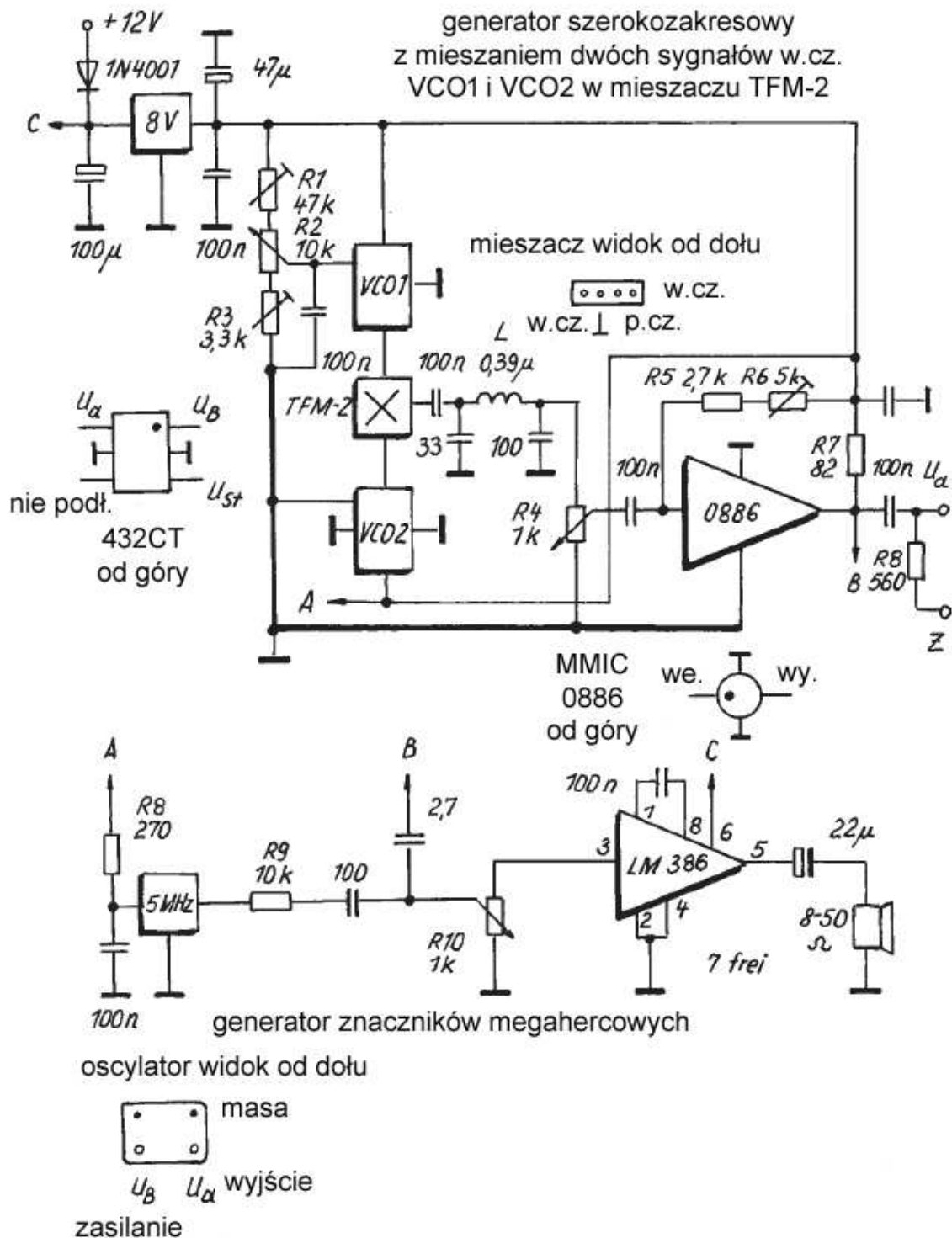
W generatorze 1,6 – 30 MHz uzyskano dzięki zastosowaniu kondensatora trójsekcyjnego rozszerzenie zakresów przestrajania tak, że cały zakres jest podzielony jedynie na dwa podzakresy. Cewki obwodu rezonansowego generatora mogą być nawinięte na rdzeniach pierścieniowych. Cewka 2 μH jest nawinięta przewodem DNE 0,6 mm na rdzeniu T68-6.

Układ można wykonać metodą wysepkową (z ew. użyciem elementów montowanych powierzchniowo) i umieścić w metalowej obudowie ekranującej. Wyjściowy tłumik 3 dB poprawia warunki dopasowania obciążenie wzmacniacza MMIC MSA0886. Dzięki niemu uzyskuje się również impedancję wyjściową 50 Ω. Napięcie wyjściowe generatora wynosi 0,2 – 3 V wartości międzyszczytowej. W mierniku napięcia sygnału zastosowano przyrząd wychyłowy 100 μA.

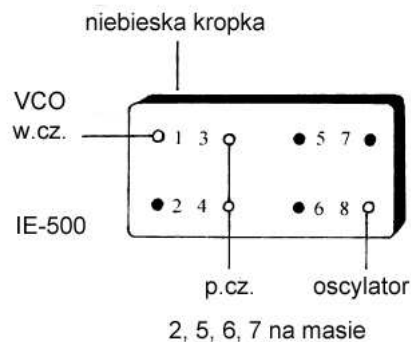
W generatorze rys. 7.3.4 konstrukcji DJ1UGA („Funk” 5/2001) uzyskano szeroki zakres przestrajania 0,1 – 31 MHz dzięki mieszaniu sygnałów z dwóch generatorów VCO typu 432CT przy użyciu mieszacza zrównoważonego TFM-2 firmy „Mini Circuits”. Generatory mogą być zasilane napięciem 5 – 9 V i pracują w zakresie 390 – 510 MHz. Generator VCO2 pracuje na stałej częstotliwości – jego wejście strojenia jest połączone z masą, natomiast VCO1 jest przestrajany za pomocą potencjometru R2. Zakres przestrajania ograniczają potencjometry montażowe R1 i R3. Na wyjściu mieszacza znajduje się filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości granicznej 35 MHz. Dodatkowy kwarcowy generator 5 MHz dostarcza znaczników częstotliwości, które po zdudnieniu z sygnałem generatora służą do akustycznej sygnalizacji dostrojenia i ułatwiają sporządzenie skali. Zamiast modułów 432CT można także zastosować generatory z serii POS firmy „Mini Circuits” lub inne o podobnych właściwościach. Dokładne typy generatorów zależą od pożądanego zakresu częstotliwości wyjściowych, przykładowo POS 25 pracuje w zakresie 15 – 25 MHz, POS 100 – w zakresie 50 – 100 MHz, POS 150 – w zakresie 75 – 150 MHz, POS 2000 – w zakresie 1,37 – 2 GHz itd. Dla generatora pokrywającego zakres fal krótkich 0,1 – 30 MHz pasuje typ POS 100. Układ generatora warto uzupełnić o generator wobulujący.

Konstrukcję można wykonać metodą wysepkową i powinna on być umieszczona w stabilnej metalowej obudowie ekranującej.

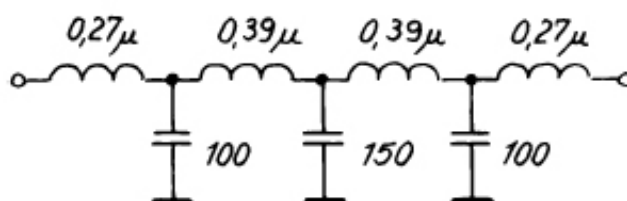
Przy zasilaniu napięciem 8 V układ pobiera 120 mA prądu.



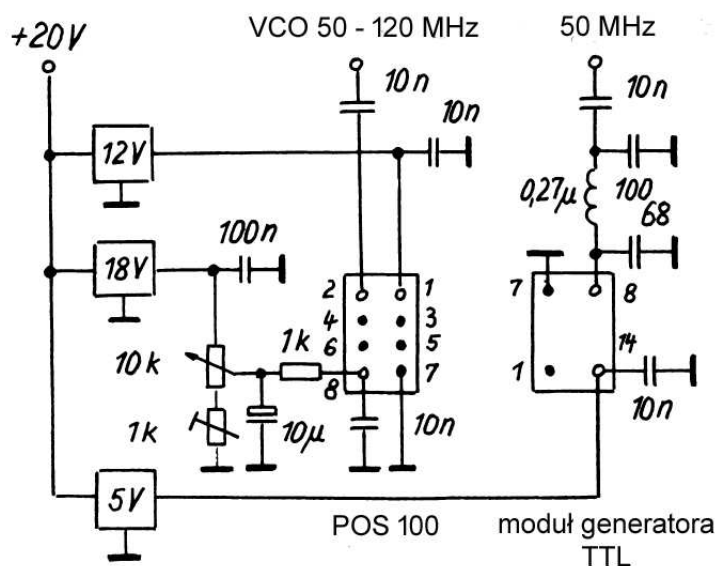
Rys. 7.3.4. Schemat ideowy generatora sygnałowego 0,1 – 31 MHz (źródło „Funk” 5/2001)



Rys. 7.3.5. Wyprowadzenia mieszacza IE-500

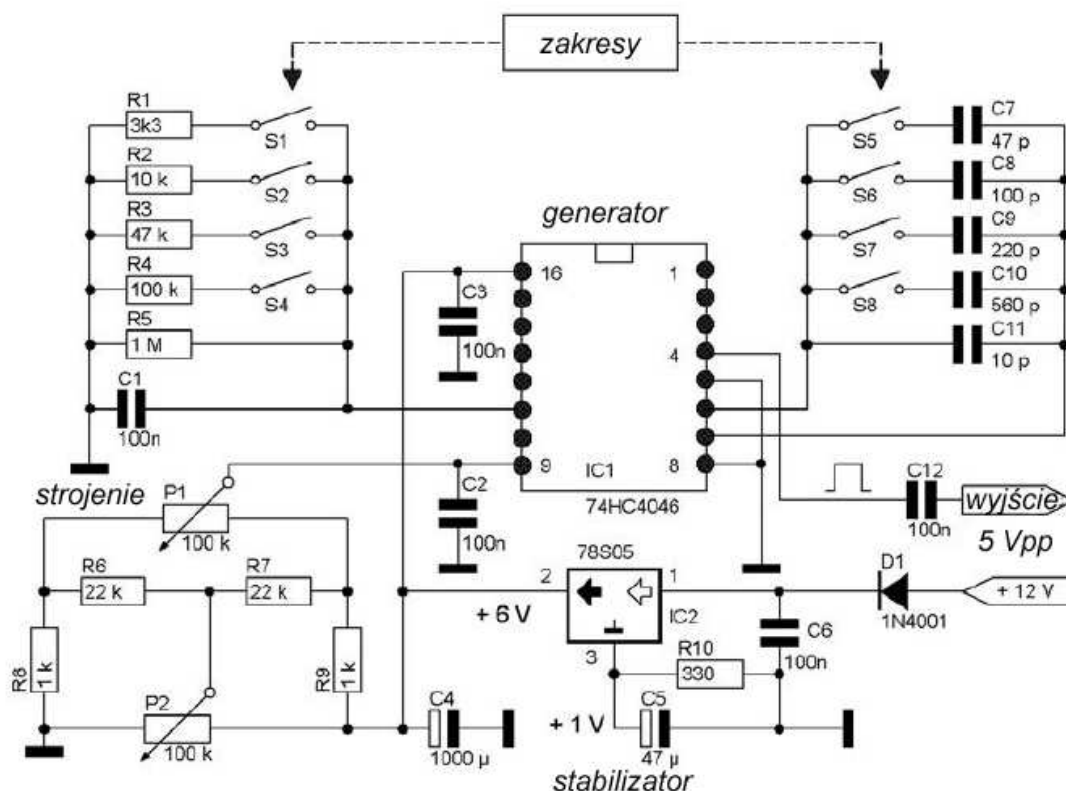


Rys. 7.3.6. 7-elementowy filtr dolnoprzepustowy 35 MHz

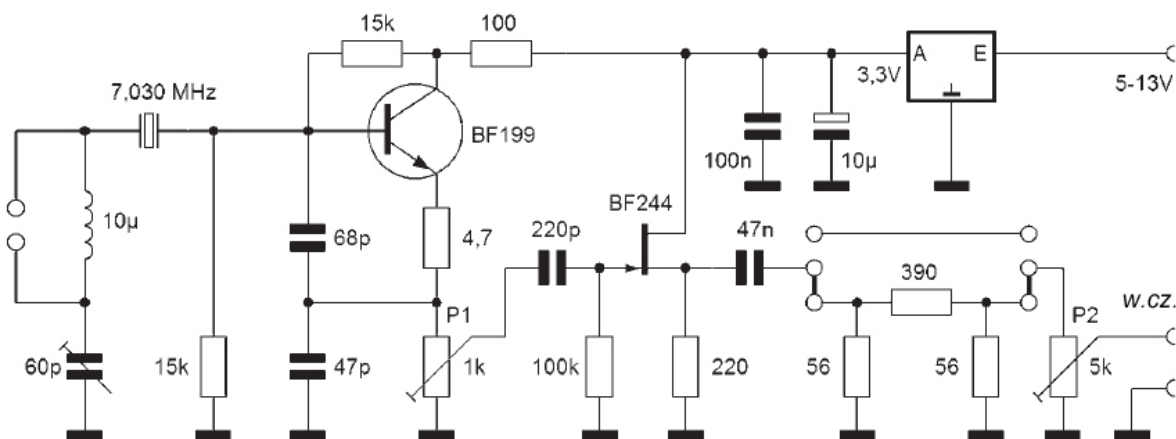


Rys. 7.3.7. Fragment układu: przestrajany generator na module POS 100 i stały na module TTL. Wyprowadzenie nr 1 jest zaznaczone kolorową kropką, nóżki 3, 4, 5, 6 i 7 są połączone z masą (źródło „Funk” 9/2000)

W generatorze fali prostokątnej z „QRP Report” 1/2007 wykorzystano generator ze scalonej pętli synchronizacji fazy 74HC4046. Generator pokrywa zakres 10 Hz – 33 MHz. Do strojenia zgrubnego służy potencjometr P1, a do precyzyjnego – P2.



Rys. 7.3.8. Generator fali prostokątnej 10 Hz – 33 MHz (źródło „QRP Report” 1/2007)

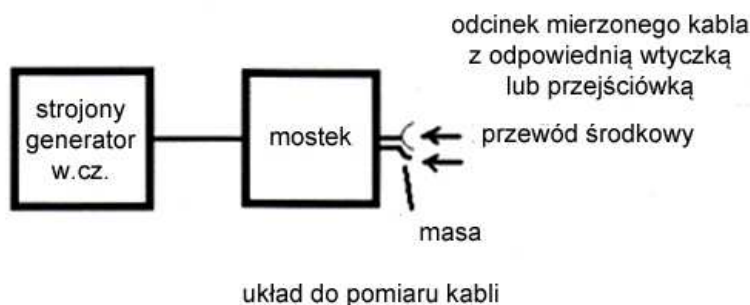


Rys. 7.3.9. Generator-próbnik kwarców (źródło „QRP Report” 4/2004)

Generator-próbnik pracuje w układzie Colpittsa z włączonymi w szereg z kwarcem trymerem 60 pF i indukcyjnością 10 μ H. Pozwalają one na przeciąganie częstotliwości kwarcu w wąskich granicach. Na wyjściu generatora znajduje się wtórnik źródłowy na tranzystorze BF244 dostarczający napięcia 600 – 800 mV. Tłumik w układzie pi ma tłumienie 24 dB, a włączony za nim potencjometr P2 pozwala na zmniejszanie poziomu wyjściowego do wartości odpowiadających wskazaniom S1 – S9. Generator może służyć do sprawdzania krawców, pomiarów filtrów, dobierania elementów filtra kwarcowego, kalibracji wskaźnika siły odbioru na S9 itd. Generator można wykorzystać i do innych celów, np. w nadajnikach QRP albo w stopniach przemiany częstotliwości. Równoległe połączenie dwóch kwarców o tej samej częstotliwości drgań pozwala na poszerzenie zakresu przeciągania.

7.4. Pomiary współczynnika skrócenia kabli antenowych

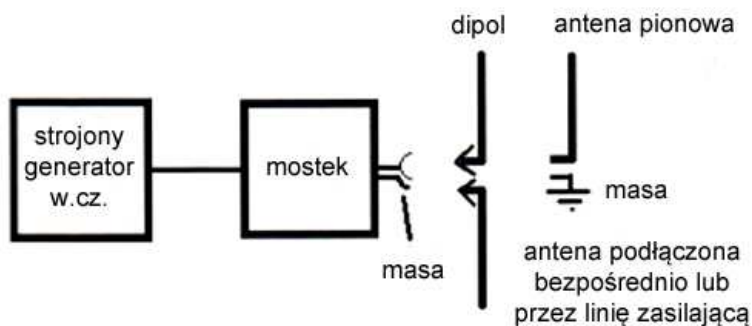
Podłączając do wejścia mostka odcinek kabla koncentrycznego rozwartego na końcu można przestraja-
jąc częstotliwość generatora znaleźć minimum (zero) impedancji wejściowej kabla. Odcinek badanego
kabla ma wówczas elektryczną długość $1/4$ fali o tej częstotliwości. Ze stosunku długości mechanicznej
do elektrycznej (długości $1/4$ fali w powietrzu) można obliczyć następnie współczynnik skrócenia
kabla. Współczynnik ten zależy od rodzaju dielektryka. Kolejne minimum impedancji występuje dla
 $3/4 \lambda$. Dla kabla zwartego na końcu minimum występuje przy długości połówki fali. Oczywiście takie
same pomiary można wykonać dla dowolnej symetrycznej linii zasilającej (drabinkowej itp.). W odróż-
nieniu od kabla koncentrycznego kabel nieekranowany (płaski) nie może być ułożony lub zwinięty
dowolnie, a powinien leżeć wyprostowany lub swobodnie zwisać. Stykanie się ze sobą kabla w różnych
miejscach wpływa ujemnie na dokładność pomiaru. Dokładność pomiaru rośnie wraz z długością
odcinka mierzonego kabla.



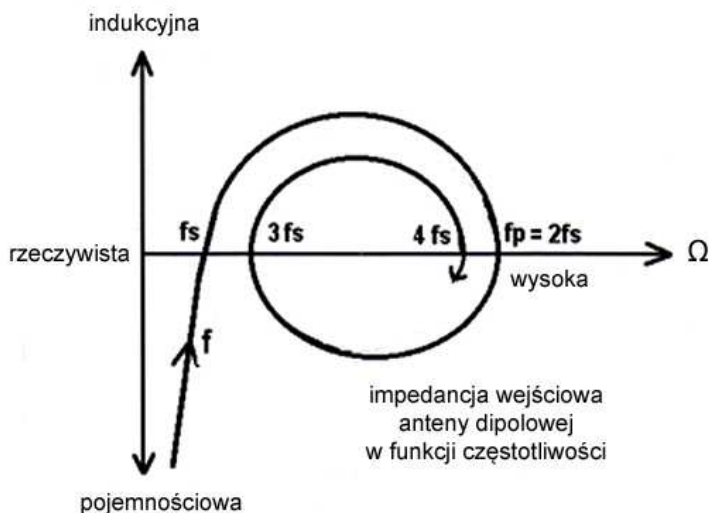
Rys. 7.4.1. Pomiar właściwości kabli

7.5. Pomiary anten

Podłączenie anteny do wejścia mostka pomiarowego pozwala na pomiar jej impedancji wejściowej
w funkcji częstotliwości. Przy ustawieniu opornika wzorcowego na około 60Ω minima znajdujące
w trakcie przestrajanego generatora odpowiadają częstotliwościom rezonansu dla nieparzystej liczby po-
łówek fali. Impedancja wejściowa dla parzystej liczby połówek fali jest wysoka – opornik wzorcowy
należy nastawić na wartość przekraczającą $1 \text{ k}\Omega$. Pomiar mostkowy pozwala na wyznaczenie przebiegu
impedancji w funkcji częstotliwości. Dla częstotliwości poniżej rezonansu f_s impedancja wejściowa ma
charakter pojemnościowy, a dla częstotliwości powyżej – indukcyjny. Wyniki te mogą zostać zafałszo-
wane w wyniku transformacji impedancji w kablu łączącym mostek z anteną w tym większym stopniu
im dłuższy i bardziej stratny jest kabel.



Rys. 7.5.1. Pomiar impedancji wejściowej anten



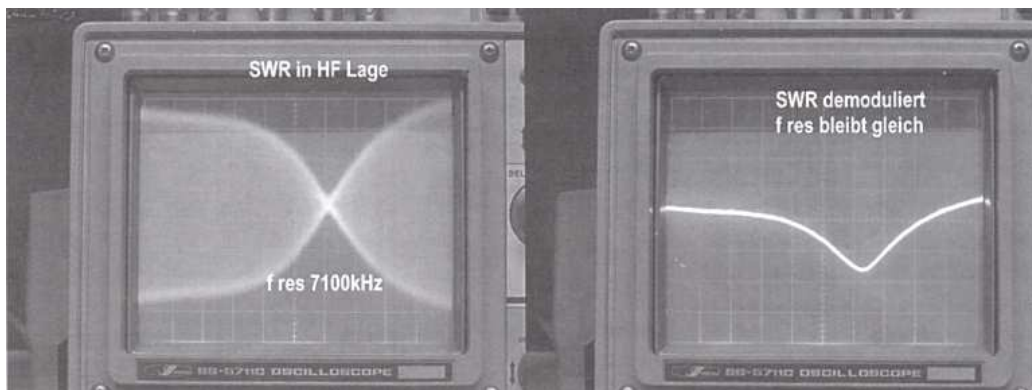
Rys. 7.5.2. Przebieg impedancji wejściowej anteny dipolowej w funkcji częstotliwości we współrzędnych prostokątnych. Impedancja niska dla nieparzystych wielokrotności połówki fali i wysoka dla parzystych, pomiędzy nimi impedancja zawiera składowe pojemnościowe lub indukcyjne

Pomiar parametrów transformatorów dopasowujących, symetryzatorów itp. przeprowadza się podłączając transformator uzwojeniem $50\ \Omega$ do mostka i obciążając uzwojenie wtórne odpowiednią opornością (dla transformatora o przekładni $1 : 4$ będzie to oporność $200\ \Omega$, dla przekładni $1 : 1 - 50\ \Omega$). Potencjometr mostka jest ustawiany na oporność $50\ \Omega$. Dla prawidłowo skonstruowanego transformatora krótkofalowego minimum powinno się utrzymywać w całym zakresie do $30\ \text{MHz}$. Zmiany tego minimum w funkcji częstotliwości oznaczają przeważnie, że ma on albo rezonans własny albo uzwojenia składają się ze zbyt małej liczby zwojów albo też występują jakieś inne usterki wymagające dokładnego przebadania.

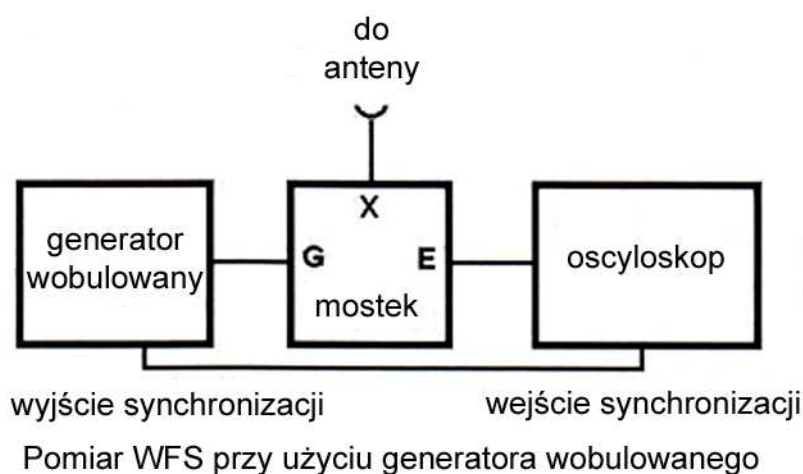
Podłączając do wejścia mostka gniazdko antenowe odbiornika można zmierzyć jego impedancję wejściową. Odbiornik musi być przy tym dostrojony do tej samej częstotliwości co generator. W odbiorniku włączony jest wówczas filtr wejściowy na właściwy podzakres i filtr ten powinien zapewnić możliwie najlepsze dopasowanie do anteny. Zmieniając częstotliwość pomiarów można przekonać się czy impedancja wejściowa odbiornika jest w szerokim zakresie zbliżona do $50\ \Omega$, tak jak być powinno.

Ciche, nie przeszkadzające innym użytkownikom pasma, dostrojenie obwodów dopasowujących antenę („skrzynki antenowej”) dla wybranej częstotliwości pracy można przeprowadzić podłączając skrzynkę do wejścia mostka. Potencjometr mostka należy nastawić na $50\ \Omega$, generator – na pożądaną częstotliwość i dostrajać obwody aż do uzyskania minimum czyli równowagi mostka. Po podłączeniu obwodu do wyjścia radiostacji łatwo przekonać się o uzyskanym dopasowaniu. Metoda ta jest szczególnie przydatna dla dopasowywania anteny do odbiorników. Dla wygody wyniki najlepiej zapisać w tabeli w celu późniejszego wykorzystania.

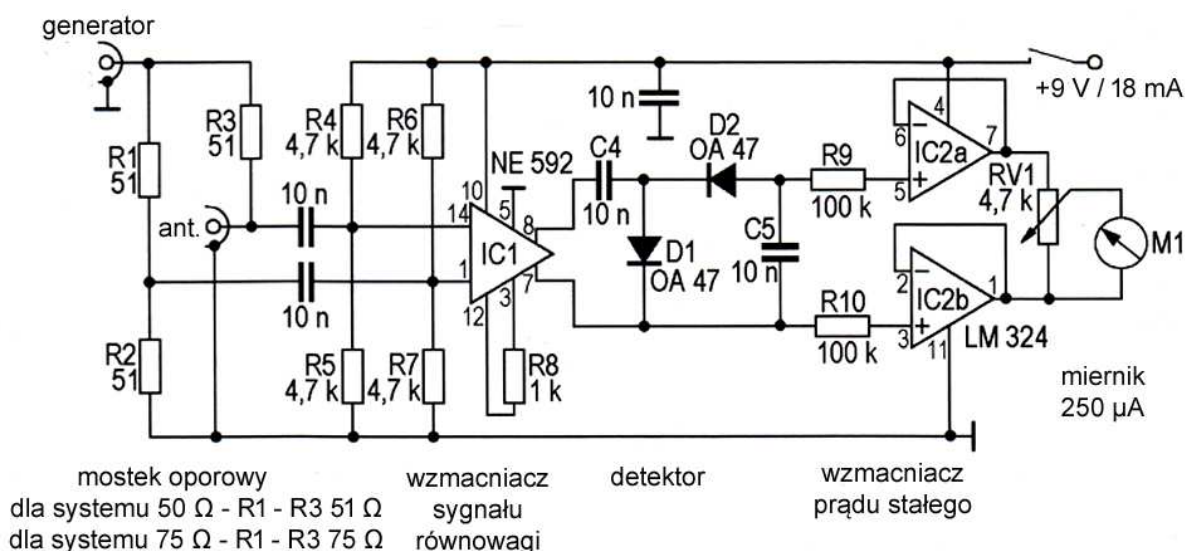
Podłączając do wejścia mostka WFS przestrajany lub wobulowany generator w.cz., a do jego wyjścia oscyloskop o wystarczająco szerokim paśmie przenoszenia można dokonywać pomiarów dopasowania anten podłączonych do wejścia pomiarowego mostka (rys. 7.5.4). Dla oscyloskopów o zbyt niskiej częstotliwości granicznej przydatny jest prostownik pomiarowy (sonda pomiarowa w.cz.), np. jeden z opisanych w rozdziale 1.



Fot. 7.5.3. Pomiar WFS: po lewej sygnał w.cz., po prawej zdemodulowany



Rys. 7.5.4. Pomiar WFS za pomocą generatora wobulowanego, mostka i oscylloskopu

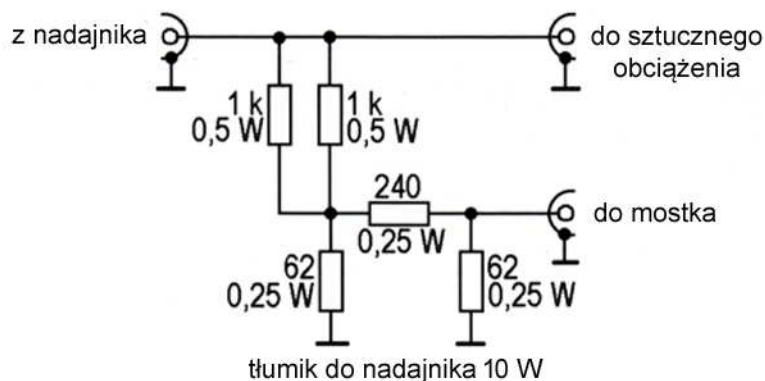


Rys. 7.5.5. Schemat ideowy mostka

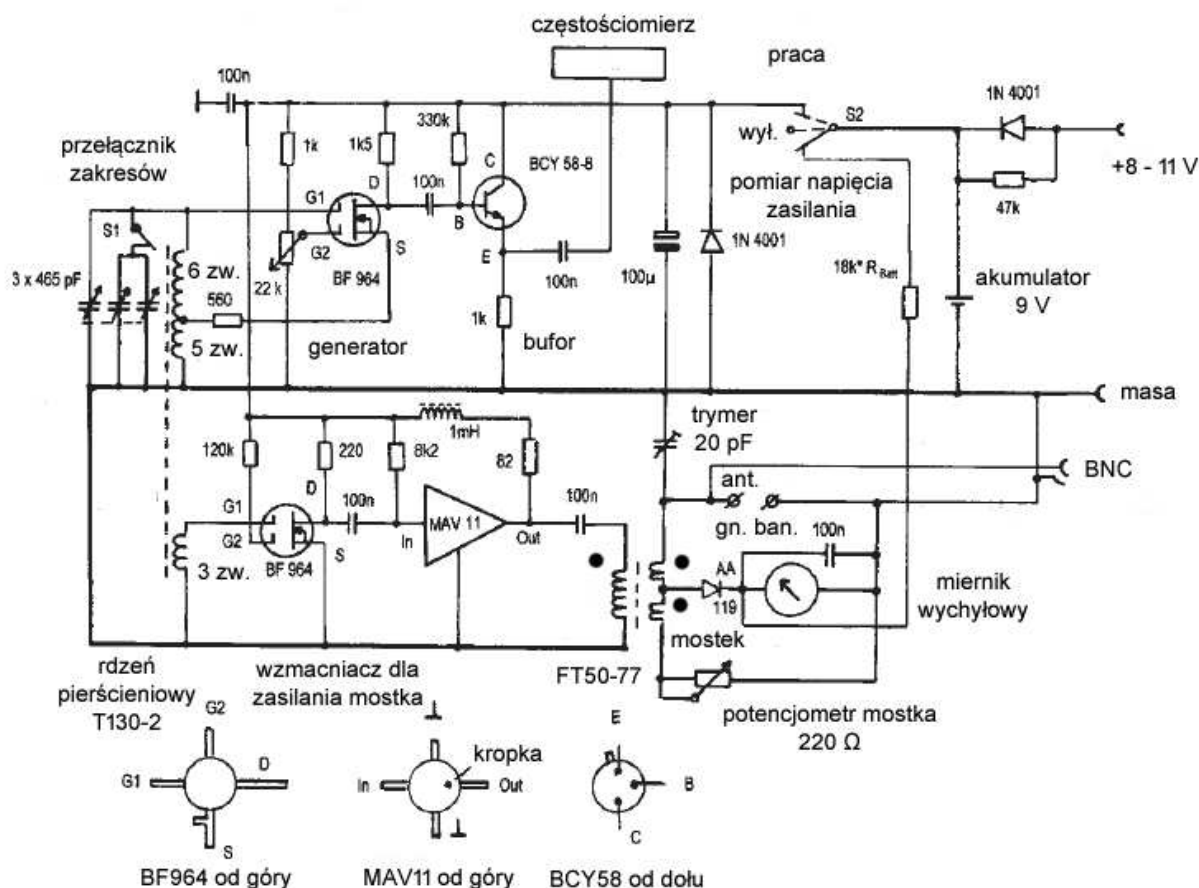
Schemat ideowy oporowego mostka do pomiaru WFS anten opracowanego przez G4COL („RadCom”) przedstawiono na ilustracji 7.5.5. Jako źródło sygnału może służyć dowolny generator w.cz., rezonansomierz, albo nadajnik radiostacji z odpowiednim tłumikiem. Poziom sygnału z generatora powinien

leżeć w zakresie -25 dBm – +3 dBm (3 μW – 2 mW). Miernik pracuje w zakresie częstotliwości 1,8 – 60 MHz.

Opornik R8 we wzmacniaczu sygnału równowagi służy do zmiany wzmocnienia NE592 (LM733) i zarazem jego częstotliwości granicznej. Diody D1, D2 są diodami germanowymi dowolnego typu albo diodami Schottkiego typu BAT42, BAR28 itp.

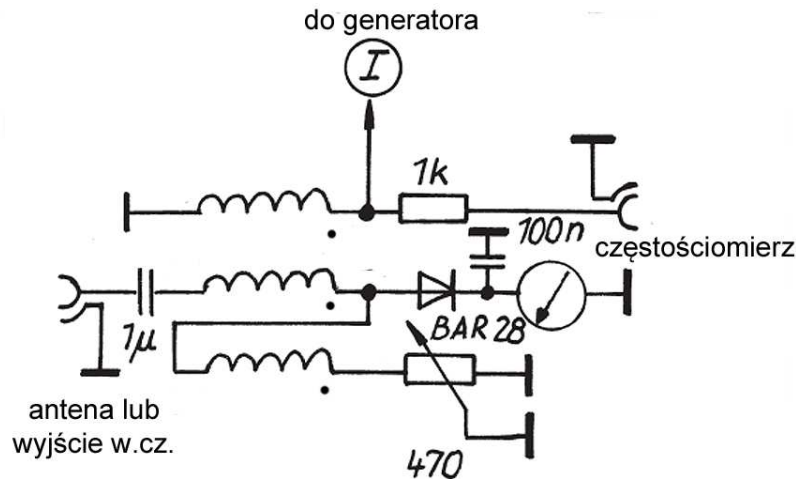


Rys. 7.5.6. Dodatkowy tłumik do nadajnika



Rys. 7.5.7. Schemat ideowy analizatora anten z geberatorem na dwubramkowym tranzystorze polowym

Analizator antenowy DJ1UGA („Funk” 1/2003) składa się z generatora na dwubramkowym tranzystorze polowym BF964 i mostka pomiarowego. Sygnał w.cz. zgeneratora pracującego w zakresie 3,4 – 30 MHz jest doprowadzony przez stopień separujący na BCY58 do częstościomierza. Dzięki użyciu kondensatora trójsekcyjnego cały zakres częstotliwości jest pokrywany w dwóch podzakresach.

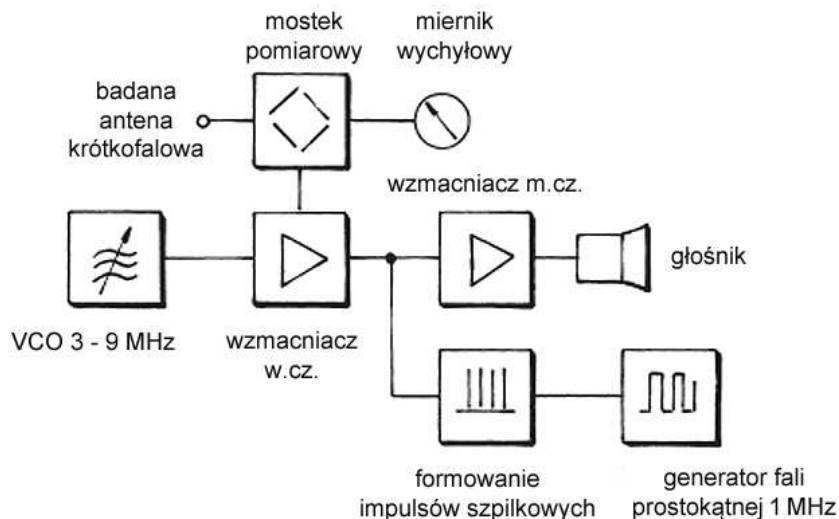


Rys. 7.5.9. Schemat mostka (źródło j.w.)

Generator fali prostokątnej 1 MHz steruje układ kształtowania impulsów szpilkowych o długości 5 ns dzięki czemu otrzymuje się harmoniczne co 1 MHz służące jako znaczniki częstotliwości. Po zsumowaniu sygnału impulsowego i z VCO otrzymuje się interferencje m.cz. w okolicach równych megaherców. Ułatwia to wykreślenie skali częstotliwości niezależnej od zmian częstotliwości VCO wskutek wyczerpywania się baterii (lub akumulatora) i spadku jej napięcia.

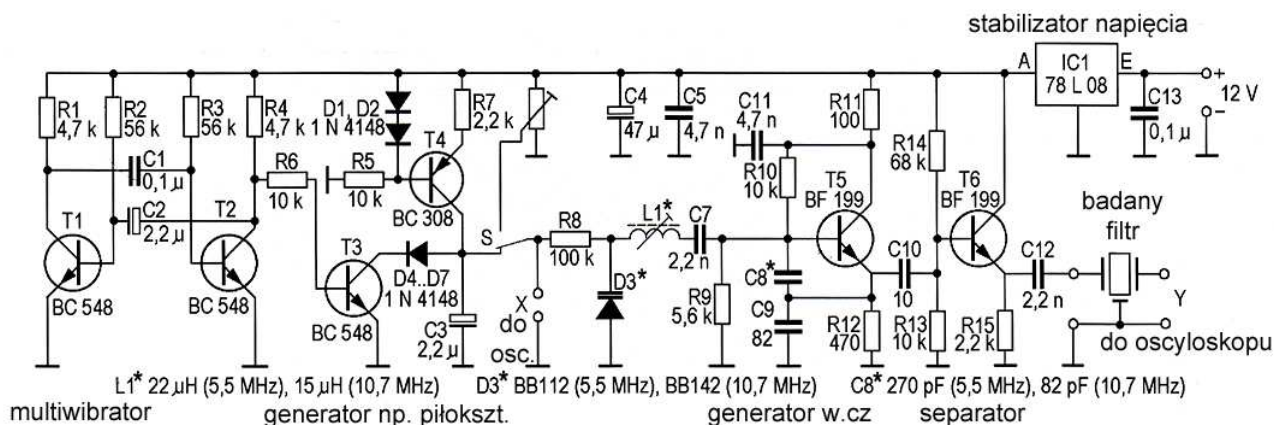
Transformator mostka jest nawinięty tryfilarnie na rdzeniu pierścieniowym typu RIK 20 i zawiera 3 x 5–7 zwojów DNE 0,8 mm.

Urządzenie umieszczono w metalowej obudowie ekranującej. Pobór prądu przy zasilaniu napięciem 9 – 12 V wynosi 140 mA.



Rys. 7.5.10. Schemat blokowy analizatora (źródło j.w.)

7.6. Wobulowany generator do pomiaru charakterystyk filtrów

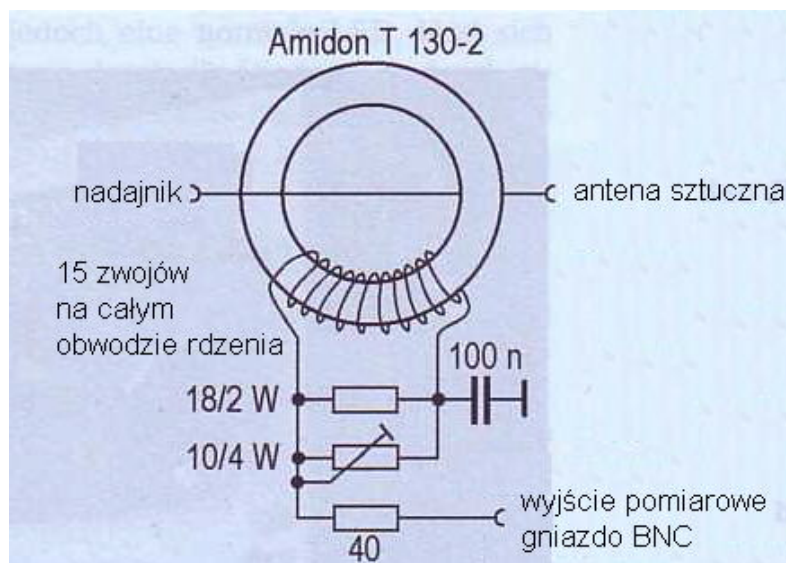


Rys. 7.6.1. Schemat ideowy układu pomiarowego (źródło: „CQDL Spezial. Welt der Schaltungen”)

Układ pomiarowy jest przeznaczony do pomiaru charakterystyk przenoszenia filtrów pośredniej częstotliwości 5,5 MHz lub 10,7 MHz. Oczywiście po dobraniu elementów generatora można go przystosować do pracy w innych zakresach częstotliwości. Multiwibrator na tranzystorach T1 i T2 steruje stopień wytwarzający napięcie piłokształtne przestrajające generator wielkiej częstotliwości. Generator napięcia piłokształtnego pracuje na tranzystorach T3 i T4, a samo napięcie powstaje w wyniku ładowania kondensatora C3 prądem o stałej wartości dostarczanym przez T4. Oscyloskop dołączany jest do zacisków X (przebieg piłokształtny) i Y (wyjście badanego filtru). Sposób konstrukcji jest mało krytyczny.

7.7. Wykorzystanie nadajnika jako generatora pomiarowego

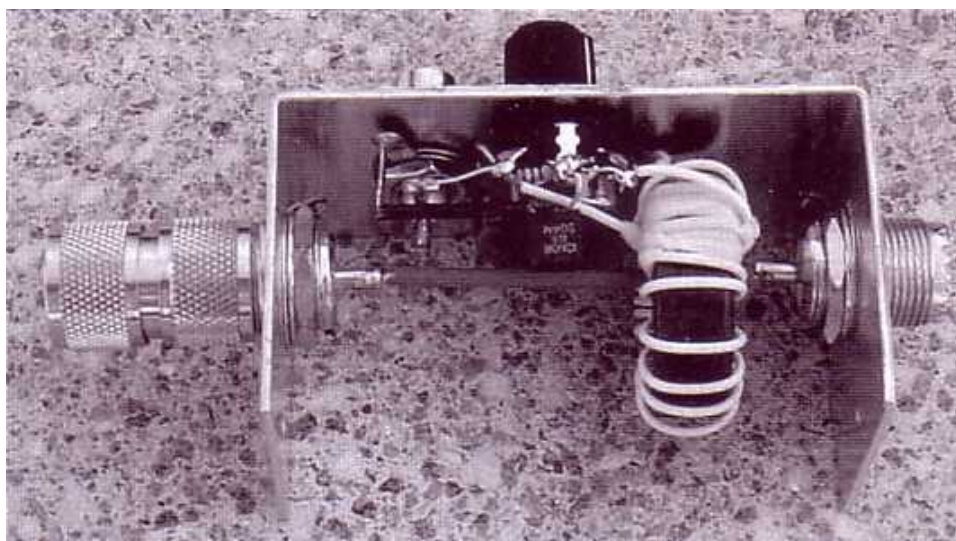
Przedstawiony na schemacie tłumik o regulowanym tłumieniu pozwala na użycie nadajnika amatorskiego jako generatora pomiarowego (nadajnik jest wówczas połączony z anteną sztuczną) albo na prowadzenie pomiarów sygnału nadawanego (nadajnik połączony z anteną). Tłumik pracuje w zakresie od 1 MHz do 40 MHz (w zakresie 1 – 30 MHz nieliniowość charakterystyki napięciowej nie przekracza 3 dB) i pozwala na uzyskanie tłumienia dochodzącego do 40 dB, co odpowiada słumieniu sygnału o mocy 100 W do poziomu 10 mW. Obwód wyjściowy transformatora jest galwanicznie izolowany od wyjścia antenowego nadajnika.



Rys. 7.7.1. Schemat ideowy. Uzwojenie może składać się z 12 – 15 zwojów

Obwód pierwotny transformatora stanowi przewód o średnicy 1,5 mm (np. używany w instalacjach elektrycznych) przewleczony przez rdzeń pierścieniowy T130-2 (Amidon) lub podobny. Uzwojenie wtórne składa się z 15 zwojów przewodu o średnicy 0,8 mm rozłożonych równomiernie na obwodzie rdzenia. Obciążeniem uzwojenia jest potencjometr drutowy o oporności 10 Ω i dopuszczalnej mocy strat 4 W (potencjometry węglowe mogą łatwo ulec przepaleniu) połączony równolegle z opornikiem 18 $\Omega/2$ W. Opornik zapobiega nadmiernemu wzrostowi napięcia na wyjściu w przypadku przepalenia się potencjometru. Uzwojenie wtórne jest połączone z masą nadajnika przez kondensator 100 nF co zapewnia jego galwaniczną izolację. Opornik szeregowy (40 – 47 Ω) razem z opornością wewnętrzną uzwojenia zapewnia oporność wyjściową zbliżoną do 50 Ω .

Układ najlepiej umieścić w metalowej obudowie ekranującej, do której też przymocowane są gniazda koncentryczne i potencjometr. Opracowanie zostało opublikowane w QSP i CQDL "Welt der Schaltungen".

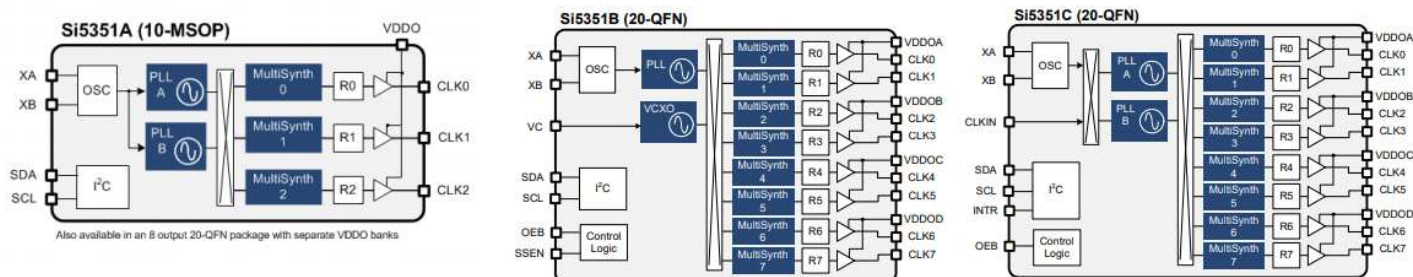


Fot. 7.7.2. Przykład konstrukcji

7.8. Programowalny generator na obwodzie Si5351

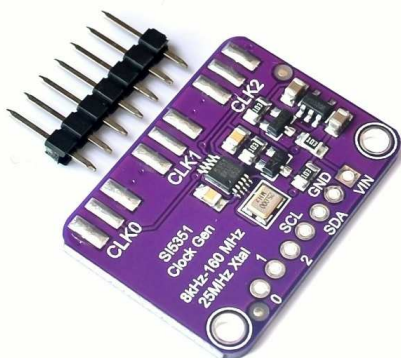
Programowalne generatory Si5351A/B/C CMOS produkcji *Silicon Labs* mogą dostarczać 3 – 8 zaprogramowanych częstotliwości w zakresie 2,5 kHz – 200 MHz, a więc dobrze nadaje się do różnych celów pomiarowych, radiokomunikacyjnych i w układach cyfrowych jako generatory podstawy czasu. Generator jest sterowany za pomocą magistrali I2C, a więc do jego przestrajania można użyć mikrokomputera. Programowanie polega na wpisaniu odpowiednich wartości do rejestrów konfiguracyjnych. Dla ułatwienia programowania w witrynie producenta dostępny jest program *Clock Builder*. Po skonfigurowaniu generatora połączenie I2C nie jest potrzebne w trakcie dalszej pracy. Obwód wymaga podłączenia kwarcu o częstotliwości 25 – 27 MHz.

Impedancja wyjściowa wynosi 50 Ω , a możliwe napięcia zasilania 2,5 V lub 3,3 V.

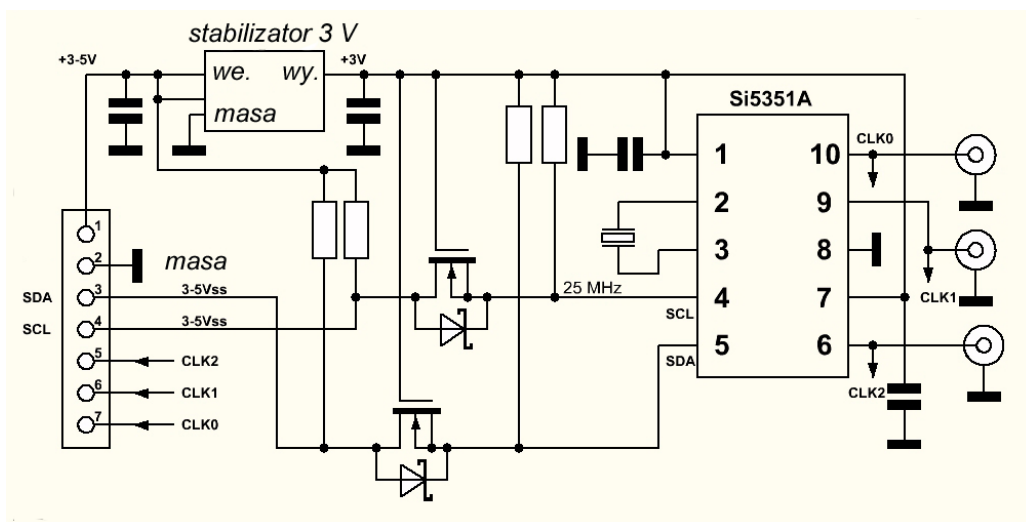


Rys. 7.8.1. Schematy blokowe generatorów Si5351A – C

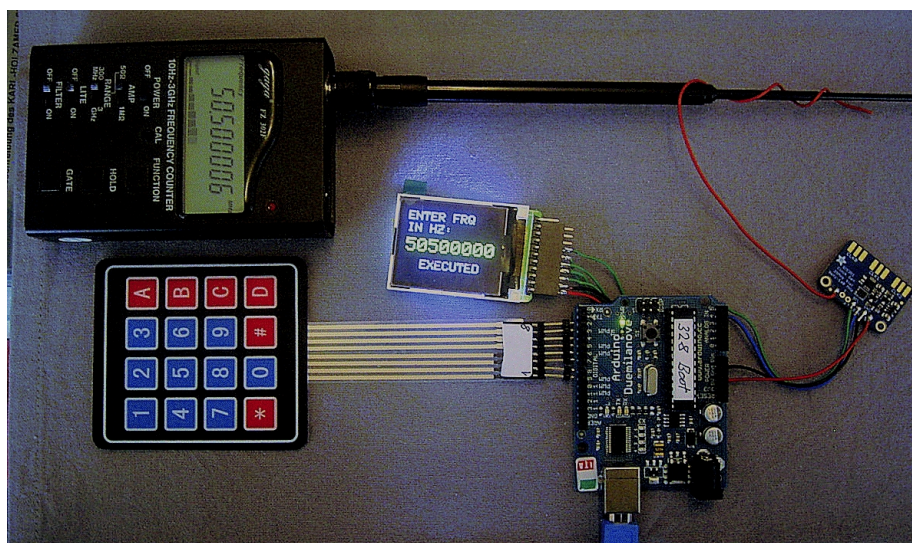
W handlu dostępne są też gotowe płytki generatora na Si5351, a biblioteki sterujące dla „Arduino” są dostępne w witrynach „Adafruit” i nt7s.com.



Fot. 7.8.2. Płytki generatora z Si5351



Rys. 7.8.3. Schemat płytki „Adafruit”. Jest ona przystosowana do sterowania przez 5-woltowe modele „Arduino”



Fot. 7.8.4. Konstrukcja generatora opartego na płytce „Adafruit” z „Arduino UNO”, klawiaturą foliową i wyświetlaczem

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

