

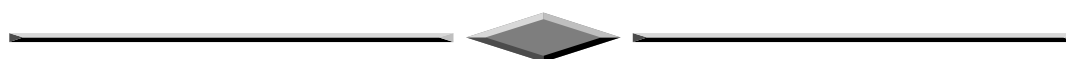


Ćwiczenie **D**

Pomiary wektorowe

Instrukcja

v.3.0



opracowanie
dr inż. Jacek Cichocki
dr inż. Ryszard Michnowski



**Instytut Radioelektroniki
Warszawa 2011**

1. Cel i zakres ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest praktyczne zapoznanie się z możliwościami wykorzystania woltomierza wektorowego i wektorowego analizatora obwodów do pomiaru właściwości transmisyjnych obiektów radioelektronicznych.

Ćwiczenie realizowane jest na dwóch stanowiskach pomiarowych.

Na pierwszym stanowisku pomiary przeprowadzane są za pomocą woltomierza wektorowego (w którym stosuje się koherentne próbkowanie sygnału pomiarowego). Ta część ćwiczenia obejmuje badania właściwości woltomierza, wyznaczanie parametrów mostka kierunkowego oraz pomiary impedancji dwójników realizowane z wykorzystaniem tego mostka. Wykonanie zadań pomiarowych wspomagane jest za pomocą programu zrealizowanego z wykorzystaniem pakietu *Microsoft Excel*.

Na drugim stanowisku wykorzystywany jest wektorowy analizator obwodów (HP8712ET), który umożliwia wektorowe pomiary transmitancji i współczynnika odbicia. Obiektami pomiarów są m.in.: linie transmisyjne, filtry, wzmacniacze i mieszacze.

2. Przegląd wybranych zagadnień

2.1. Wprowadzenie

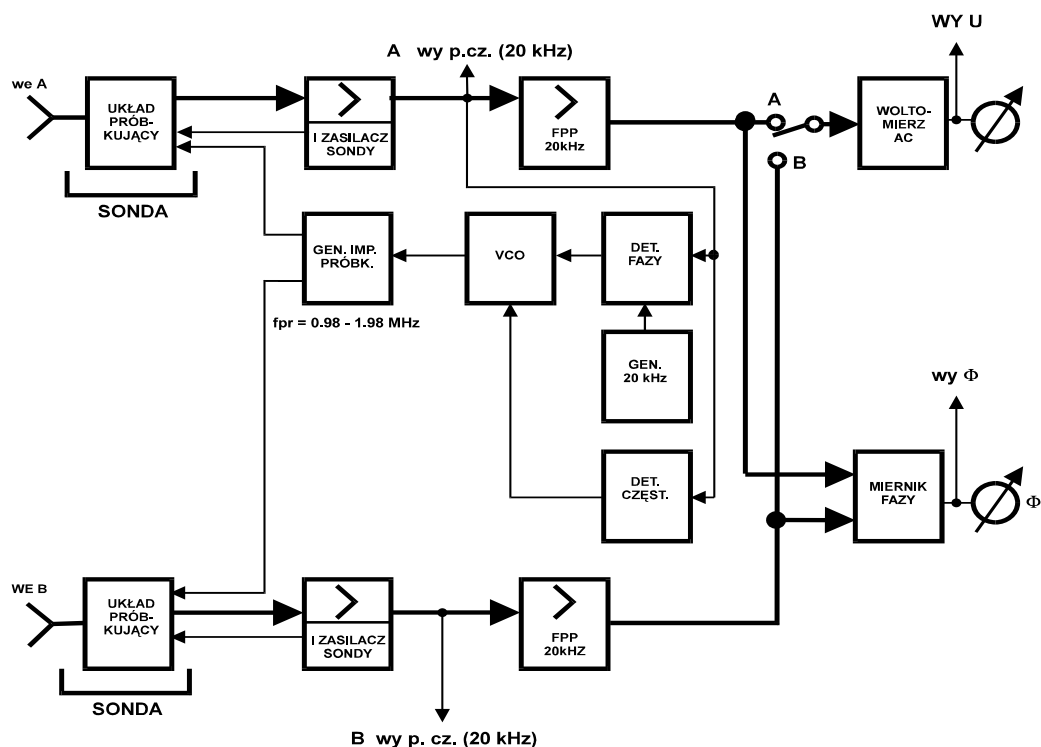
Wiele istotnych właściwości obiektów radioelektronicznych opisywanych jest za pomocą parametrów zespolonych (transmitancja, impedancja, współczynnik odbicia). Wyznaczanie tych parametrów realizowane jest zazwyczaj poprzez pomiar amplitud napięć (lub prądów) oraz przesunięć fazowych między nimi.

W wielu przyrządach pomiarowych służących do tego celu wykorzystuje się próbkowanie koherentne sygnału pomiarowego. Pozwala ono na zmniejszenie częstotliwości przetwarzanych sygnałów przy zachowaniu informacji przenoszonej przez ich amplitudy i przesunięcia fazowe.

2.2. Woltomierz wektorowy

2.2.1. Układ blokowy i zasada działania

Uproszczony schemat blokowy dwukanałowego woltomierza wektorowego przedstawiony jest na rys.2.1.



Rys.2.1.

Przykładowy schemat blokowy woltomierza wektorowego

Sygnały wejściowe przetwarzane są za pomocą próbkowania koherentnego w układach próbkująco-pamiętających, które w woltomierzach pracujących do 1GHz umieszczone są wewnątrz sond pomiarowych charakteryzujących się dużą impedancją wejściową (np. 50kΩ || 2 pF). Przewody łączące sondy z wnętrzem woltomierza mogą mieć do 2 m długości. Woltomierze pracujące w zakresie wyższych częstotliwości nie mają na ogół sond - wyposażane są w **wejścia 50-omowe**.

Próbkowanie koherentne przeprowadzane jest z częstotliwością f_p mniejszą od częstotliwości przebiegu poddawanego próbkowaniu (f_i). Skuteczność tej metody ograniczona jest w zasadzie do przebiegów okresowych, a wynika to z faktu pobierania próbek z różnych okresów tego samego przebiegu.

Sygnały próbkujące wytwarzane są w układzie kształtowania impulsów, czas trwania impulsu wynosi ok. 50 ps. Częstotliwość próbkowania f_p równa jest częstotliwości sygnału wyjściowego generatora VCO. Dostosowywanie częstotliwości f_p do wartości f_i na wejściu kanału, jest realizowane w pętli fazowej regulacji częstotliwości (PLL). Wejścia detektora fazy pobudzane są: sygnałem wyjściowym z układu próbkującego i sygnałem odniesienia o ustalonej częstotliwości (np. $f_{out}=20$ kHz). Sygnał wyjściowy z detektora oddziałuje na częstotliwość generatora VCO.

Pomocniczą rolę w procesie dostrajania odgrywa detektor częstotliwości. W przypadku, gdy pętla fazowa nie znajduje się w stanie synchronizmu, uruchamiany jest proces "poszukiwania" właściwej częstotliwości poprzez sterowanie wejścia generatora VCO wolnozmiennym przebiegiem piłokształtnym.

Stan synchronizmu dla określonej częstotliwości wejściowej może być uzyskiwany przy różnych częstotliwościach f_p (i różnych wartościach n). Zależy to od tego, przy jakim napięciu na wejściu generatora został rozpoczęty proces "poszukiwania" synchronizmu. Jeśli stan synchronizmu nie został osiągnięty, jest to sygnalizowane na płycie czołowej przyrządu.

Pomiary wartości napięć i przesunięcia fazowego są dokonywane na częstotliwości pośredniej (20 kHz).

2.3.2. Właściwości

Zakres częstotliwości pracy.

Zakres częstotliwości sygnałów, które mogą być mierzone za pomocą woltomierza wektorowego, zależy głównie od parametrów impulsów próbkujących: czasu trwania impulsu próbkującego τ i zakresu przestrajania generatora VCO $f_{pmin} \dots f_{pmax}$.

Dolna częstotliwość zakresu f_{imin} zależy bezpośrednio od f_{pmin} : $f_{imin} = f_{pmin} + f_{out}$ (dla $f_i < f_{imin}$ nie może dojść do zsynchronizowania woltomierza). Natomiast częstotliwość górna zakresu pracy f_{imax} związana jest z pogorszeniem dokładności przetwarzania (wzrostem błędu pomiaru poziomu sygnału). Efekt ten wynika ze zjawiska uśredniania wartości chwilowej przebiegu w czasie trwania impulsu próbkującego. Można ogólnie napisać że:

$$f_{imax} = \eta / \tau$$

($\eta < 0.2$ - dokładna wartość współczynnika η zależy monotonicznie od dopuszczalnej wartości błędu).

Spełnienie warunku $f_{pmax}/f_{pmin} > 2$ zapewnia ciągłość częstotliwościowego zakresu pracy od f_{imin} do f_{imax} .

Przykładowo: jeśli zakres częstotliwości pracy woltomierza miałby zawierać się między 500kHz a 500MHz - zakres przestrajania generatora VCO musiałby (przy $f_{out} = 20$ kHz) wynosić co najmniej 480...960 kHz (przyjmijmy z zapasem - od 0.45 do 1 MHz), a czas trwania impulsu próbkującego nie więcej niż 0.4 ns.

Selektywność.

Zastosowanie w torze pomiarowym p.cz. wzmacniacza pasmowego o częstotliwości środkowej równej 20 kHz powoduje, że spośród wielu składowych przebiegu na wyjściu układu próbkowania jedynie te o częstotliwościach leżących w paśmie toru p.cz. mogą wpływać na wskazanie woltomierza. Tak więc - dla sygnałów niepożądanych o częstotliwościach leżących w bliskim otoczeniu częstotliwości, do której dostrojony jest woltomierz - krzywa selektywności może być utożsamiana z charakterystyką filtra (przeniesioną na częstotliwość dostrojenia woltomierza).

Z zastosowania próbkowania powoduje wynika występowanie tzw. **kanałów zakłócających**. Jeśli wejście układu próbkującego pobudzane jest sygnałem o widmie wielokązkowym i jeśli inna częstotliwość na wejściu f_{ii} również spełnia równanie próbkowania koherentnego:

$$f_{ii} = n f_p \pm f_{out} \text{ (dla innej wartości } n \text{),}$$

to również ona zostanie przetworzona na częstotliwość f_{out} . Tak więc dla każdej wartości częstotliwości próbkowania f_p istnieje wiele częstotliwości f_{ii} przetwarzanych na tę samą częstotliwość f_{out} , a więc nieodróżnianych na wyjściu układu próbkowania. Częstotliwości f_{ii} tworzące ciąg określony powyższą zależnością (f_{ii} różnią się od kolejnych harmonicznych f_p o wartość $\pm f_{out}$) nazywane są **częstotliwościami kanałów zakłócających**.

Każdy sygnał o częstotliwości kanału zakłócającego przetwarzany jest na f_{out} z takim samym **nachyleniem przetwarzania**¹ jak sygnał pożądaný. Ponadto sygnały o częstotliwościach bliskich częstotliwościom kanałów zakłócających wpływają na wskazanie miernika z wagą zależną od tłumienia w torze p.cz. dla częstotliwości powstającej na wyjściu układu próbkującego. Odpowiada to przeniesieniu charakterystyki toru p.cz. na wszystkie częstotliwości kanałów zakłócających. Można napisać, że woltomierz wektorowy charakteryzuje się "**rozproszoną**" selektywnością, a jej charakterystyka (odniesiona do wejścia przyrządu) ma postać rodziny charakterystyk toru p.cz. umieszczonych na każdej częstotliwości spełniającej równanie próbkowania koherentnego (dla ustalonej częstotliwości próbkowania).

W przypadku rzeczywistym, gdy czas trwania impulsu próbkującego $\tau \neq 0$, nachylenie przetwarzania maleje wraz ze zbliżaniem się wartości okresu przebiegu zakłócającego do wartości czasu τ . Dla zakłóceń o częstotliwościach f_i bliskich f_{imax} niepożądaný wpływ zakłóceń znacznie maleje wraz ze wzrostem f_i .

Dynamika

Dynamika woltomierza rozumiana jest jako różnica poziomów (w [dB]) między najsilniejszym i najłagodniejszym sygnałem mierzonym z określoną jakością. Rozważmy sytuacje skrajne:

- możliwość pomiaru → ze względu na efekty nieliniowe i możliwość uszkodzeń w układach silnych sygnałów próbkujących - zakres napięć jest ograniczony typowo do 1..2 V;
- możliwość pomiaru → ograniczenie stanowi poziom zakłóceń pochodzących z wejścia i szumów słabych sygnałów powstających w woltomierzu, zależy on od zastępczego pasma szumowego.

Maksymalny zakres dynamiki uzyskuje się z reguły dla wejścia B woltomierza. Wejście A wykorzystywane jest do synchronizacji i dlatego minimalny poziom dopuszczalny na tym wejściu jest wyższy niż na wejściu B i określany za pomocą odrębnego parametru.

Aby uzyskać dynamikę woltomierza należy **dążyć do zmniejszenia zastępczego pasma szumowego**. Można to osiągnąć zmniejszając pasmo w torze p.cz. (istnieją tu istotne ograniczenia) lub zmniejszając liczbę kanałów zakłócających (np. zwiększając częstotliwość lub/i czas trwania impulsów próbkujących - są to działania na ogół niedostępne dla użytkownika i ograniczające zakres częstotliwości pracy woltomierza). W woltomierzach o najszerszych zakresach pracy stosuje się często dwa generatory VCO (wybierane automatycznie) pracujące w różnych zakresach częstotliwości. W takich rozwiązaniach sygnały o wyższych częstotliwościach f_i mogą być próbkowane impulsami o wyższych częstotliwościach f_p , co ogranicza liczbę kanałów zakłócających.

2.3.3. Zastosowania

Woltomierze wektorowe z próbkowaniem koherentnym znalazły powszechne zastosowanie w pomiarach dwójników i czwórników w szerokim zakresie częstotliwości (typowo 0.1....2000 MHz). Dzięki możliwości pomiaru napięć w dwóch (lub trzech) kanałach - wykorzystywane są przede wszystkim do pomiaru transmitancji (zespolonej).

Zastosowanie źródła sygnału pobudzającego oraz dodatkowych układów sprzęgających pozwala na pomiar również innych parametrów, które mogą być określone (obliczone) na podstawie wyniku pomiaru stosunku amplitud i przesunięcia fazowego między sygnałami o tej samej częstotliwości. Są to m.in.:

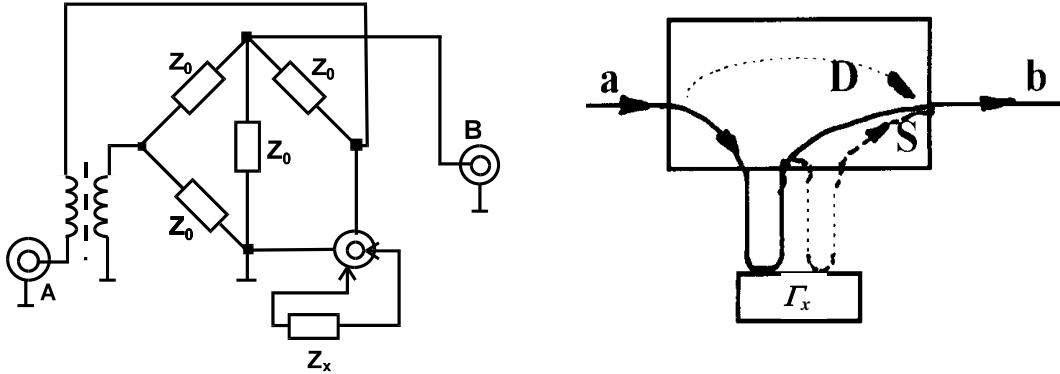
- impedancja i admitancja,
- zespolony współczynnik odbicia,
- współczynnik fali stojącej i straty odbicia,
- współczynniki macierzy rozproszenia [S] czwórnika.

¹ przez nachylenie przetwarzania jest tu rozumiany stosunek napięcia sygnału na wyjściu układu próbkującego do napięcia na wejściu (określany dla wybranej składowej częstotliwościowej)

Przyrządy których oprogramowanie umożliwi obliczanie ww. parametrów nazywane są często analizatorami wektorowymi (*Vektor Analyzer*).

2.4 Mostek kierunkowy

Schemat mostka kierunkowego przedstawiono na rys.2.2. Jest to **mostek nierównoważony** (nie ma elementu regulacyjnego) o strukturze mostka Wheatstone'a, stosowany do pomiaru cech impedancyjnych dwójników i dwuwrotników głównie w zakresie częstotliwości radiowych i mikrofalowych.



Rys.2.2 Uproszczony schemat mostka kierunkowego

Mierzona impedancja Z_x umieszczana jest w jednej z gałęzi mostka (między zaciskiem X a masą). W pozostałych gałęziach (również na przekątnych) znajdują się impedancje Z_0 . W przypadku idealizowanym, gdy wszystkie impedancje Z_0 są rzeczywiste i równe, napięcie U_b na zaciskach wyjściowych określone jest zależnością:

$$U_b = \frac{U_a}{8} \cdot \frac{Z_x - Z_0}{Z_x + Z_0}$$

Jeśli przyjmąc, że nieznaną dwójnik Z_x dołączany jest do wrot X kończących linię o impedancji charakterystycznej Z_0 to zespolony współczynnik odbicia Γ_x w tej płaszczyźnie określony jest wzorem:

$$\Gamma_x = \frac{Z_x - Z_0}{Z_x + Z_0}. \quad \text{Zatem:} \quad U_b = \frac{U_a}{8} \Gamma_x \dots$$

Tak więc: napięcie wyjściowe mostka kierunkowego jest wprost proporcjonalne do zespolonego współczynnika odbicia Γ_x na wrotach X (dla $Z_x=Z_0 - U_b=0$, czyli mostek jest zrównoważony). Oznacza to, że mostek reaguje podobnie do sprzęgacza kierunkowego. Co więcej: zastosowanie struktury rezystancyjnej zamiast ferrytowych sprzęgaczy kierunkowych umożliwia pomiary dla znacznie mniejszych częstotliwości. W badanym mostku ograniczenie zakresu pracy w zakresie najmniejszych częstotliwości wynika z właściwości zastosowanego transformatora.

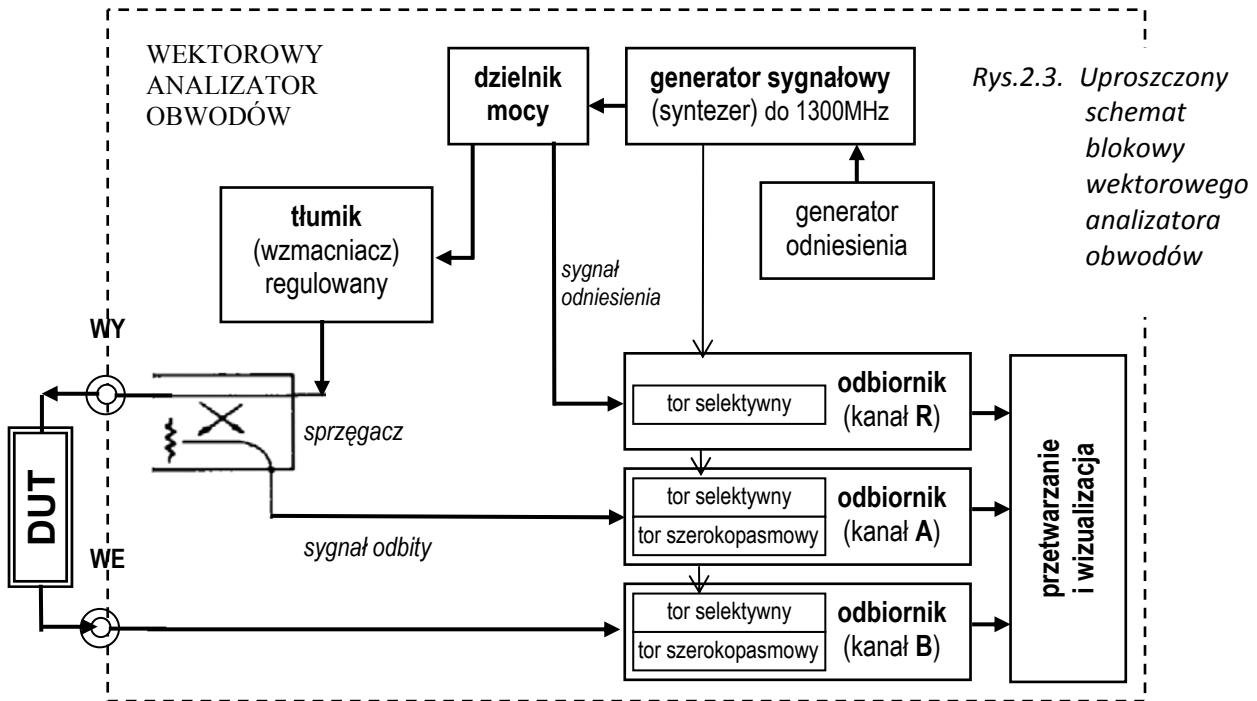
W rzeczywistym mostku kierunkowym, zwłaszcza dla wyższych częstotliwości, nie udaje się uzyskać pełnej izolacji między wrotami dołączenia generatora (A) i woltomierza (B). Występują również niedopasowania tych wrot. Oznacza to, że w przypadku rzeczywistym zależność wiążąca U_b i Z_x jest bardziej skomplikowana, a w celu dokładnego określenia tej zależności posłużyć się należy bardziej złożonym modelem mostka (por. p.2.8).

2.5. Wektorowy analizator obwodów.

Rozbudowaną wersję analizatora wektorowego stanowi **analizator obwodów** (*Vector Network Analyzer*). Jest to przyrząd wyposażony w wewnętrzny generator sygnału testowego oraz oprogramowanie umożliwiające m.in. wizualizację częstotliwościowych charakterystyk mierzonych obiektów.

W ćwiczeniu wykorzystywany jest wektorowy analizator obwodów HP8712ET. Jego podstawowe możliwości pomiarowe obejmują zespolone pomiary współczynnika odbicia i transmitancji. Na podstawie wyników tych pomiarów wyznaczane są również: wartości impedancji, strat odbicia, współczynnika fali stojącej i grupowego czasu przejścia. Dzięki możliwości szybkiego przestrajania wewnętrznego generatora sygnałowego, wyżej wymienione parametry mogą być wizualizowane jako funkcje częstotliwości (charakterystyki częstotliwościowe) w różnych skalach (liniowych, logarytmicznych) i w różnych układach współrzędnych (również - na wykresie Smitha).

Uproszczony układ blokowy **wektorowego analizatora obwodów** przedstawiono na rys.2.3.



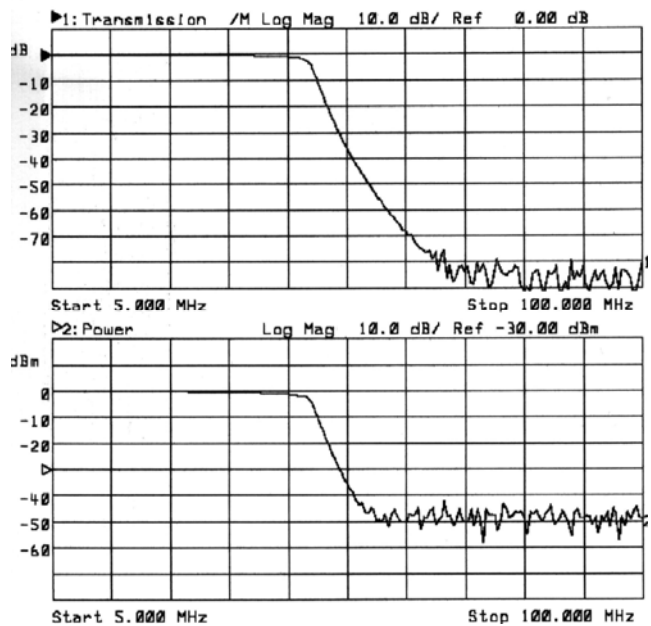
Rys.2.3. Uproszczony schemat blokowy wektorowego analizatora obwodów

Analizator wyposażony jest w trzy kanały odbioru i przetwarzania sygnałów pomiarowych. W kanale **R** przetwarzany jest sygnał odniesienia reprezentujący pobudzenie badanego obiektu (sygnał odniesienia pobierany jest z wyjścia symetrycznego dzielnika mocy sterowanego wprost z generatora sygnałowego). Na wejście kanału **A** podawany jest sygnał z wyjścia pomiarowego sprzęgacza, sygnał ten reprezentuje falę odbitą od wejścia badanego obiektu. Kanał **B** sterowany jest sygnałem pobieranym z wyjścia badanego czwórnik.

W kanałach odbiorczych **A** i **B** można alternatywnie korzystać z toru selektywnego automatycznie dostrajanego do bieżącej częstotliwości sygnału testowego lub - z toru detekcji szerokopasmowej.

W torze selektywnym realizowana jest podwójna przemiana częstotliwości, sygnały heterodyn doprowadzane są z syntezera. Częstotliwość pierwszej heterodyny jest tak dobierana, aby w wyniku pierwszej przemiany dochodziło do przeniesienia sygnału na częstotliwość 1 MHz. Po drugiej przemianie uzyskuje się częstotliwość pośrednią równą 4 kHz, co pozwala na cyfrową realizację filtracji i detekcji poziomu oraz na wyznaczanie przesunięć fazowych między sygnałami w poszczególnych kanałach. Dzięki zastosowaniu toru selektywnego możliwa jest zatem realizacja pomiarów wektorowych i uzyskanie wysokiej dynamiki pomiarów (pasmowy filtr ogranicza poziom szumów).

Detekcja szerokopasmowa charakteryzuje się znacznie gorszą czułością (i mniejszą dynamiką), ale umożliwia pomiary obiektów, w których częstotliwości wejściowa i wyjściowa są różne (np. mieszaczy).



Rys.2.4. Charakterystyki przenoszenia filtru dolnoprzepustowego zmierzone z wykorzystaniem toru selektywnego (rys. górny) i szerokopasmowego (rys. dolny)

Przykłady charakterystyk filtru uzyskanych w trybie detekcji selektywnej i szerokopasmowej pokazano na rys. 2.4. Jak łatwo zauważyć zastosowanie detekcji szerokopasmowej w omawianym przykładzie doprowadziło do zmniejszenia zakresu dynamiki o ponad 30 dB.

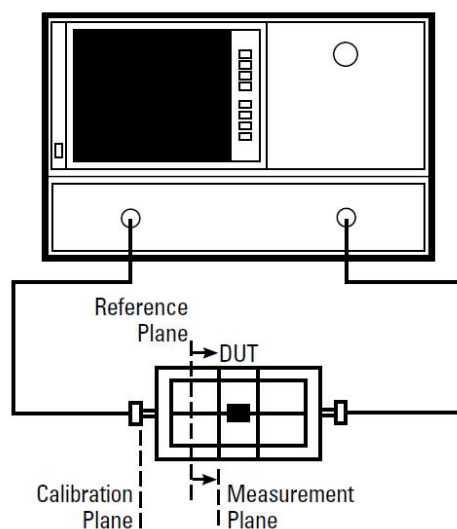
2.6 Kalibracja analizatora wektorowego

Przed przystąpieniem do pomiarów konieczne jest wykonanie kalibracji stanowiska pomiarowego. Kalibracja umożliwia zminimalizowanie błędów systematycznych, które powstają w trakcie pomiarów. Do pomiarów transmisyjnych są stosowane różnego typu przewody w.cz, przejściówki i złącza - kalibracja zapewnia wyeliminowanie wpływu ich parametrów na wynik pomiaru a także umożliwia wyznaczenie płaszczyzny pomiarowej, względem której dokonujemy pomiaru.

Kalibracja powinna zostać przeprowadzona po zestawieniu i podłączeniu toru pomiarowego, a w miejsce badanego układu należy podłączyć zestaw kalibracyjny. Na początku procedury kalibracyjnej należy określić zakres częstotliwości pomiarowych, liczbę punktów pomiarowych (np. 201, 401, 801, 1601) oraz poziom mocy sygnału pobudzającego na wyjściu A (np. -10dBm). Zdefiniowanie powyższych parametrów na tym etapie jest konieczne i narzuca ograniczenia na wartości tych parametrów w czasie właściwych pomiarów. Po przeprowadzeniu całej procedury nie należy dokonywać zmian w nastawach tych parametrów, bo spowoduje to wyłączenie korekcji błędów.

Do pomiarów transmisyjnych należy w menu **Cal** wybrać pomiary transmisyjne i jeden z trzech sposobów kalibracji w zależności od wymaganej dokładności pomiaru układu (*Default Response*, *Response & Isolation*, *Enhanced Response*). Następnie należy w miejsce DUT podłączyć odpowiedni standard kalibracyjny np. rozwarcie (*Open*) i potwierdzić klawiszem Enter. Po wciśnięciu przycisku analizator wykona pomiar w zadanym paśmie częstotliwości, po czym pojawi się komunikat informujący o konieczności podłączenia kolejnego standardu np. zwarcia (*Short*), dopasowania (*Load*), lub bezpośredniego połączenia wrót tzw. *przejścia* (*Thru*). Po wykonaniu kalibracji dane kalibracyjne mogą zostać zapisane do pamięci. W wyniku działania powyższej procedury płaszczyzna kalibracji oraz płaszczyzna pomiarowa zostaną ustawione w tym samym miejscu.

W przypadku, gdy płaszczyzna kalibracji i pomiarowa nie mogą być zdefiniowane w tym samym miejscu a tłumienie pomiędzy płaszczyznami jest pomijalne, wówczas można dokonać odpowiedniej korekcji tj. wysunięcia lub przybliżenia płaszczyzny pomiarowej względem płaszczyzny kalibracyjnej (rys.2.5). Do tego celu służy funkcja *Extention Port*, która uwzględni przesunięcie fazowe wynikające z długości linii łączącej badany układ DUT z płaszczyzną kalibracyjną.



Rys. 2.5. Definicja płaszczyzny pomiarowej zaczerpnięta z dokumentacji analizatora wektorowego HP7820

2.7 Pomiary transmitancji i grupowego czasu przejścia.

2.7.1 Pomiary transmitancji

Pomiary transmitancji dostarczają wielu cennych informacji o badanym czwórniku (lub wielowrotniku).

Właściwości czwórników przedstawiane są w postaci:

- modułu transmitancji (tłumienia lub wzmocnienia),
- kąta fazowego transmitancji (ew. wartości grupowego czasu przejścia),
- parametrów macierzy rozproszenia [S].

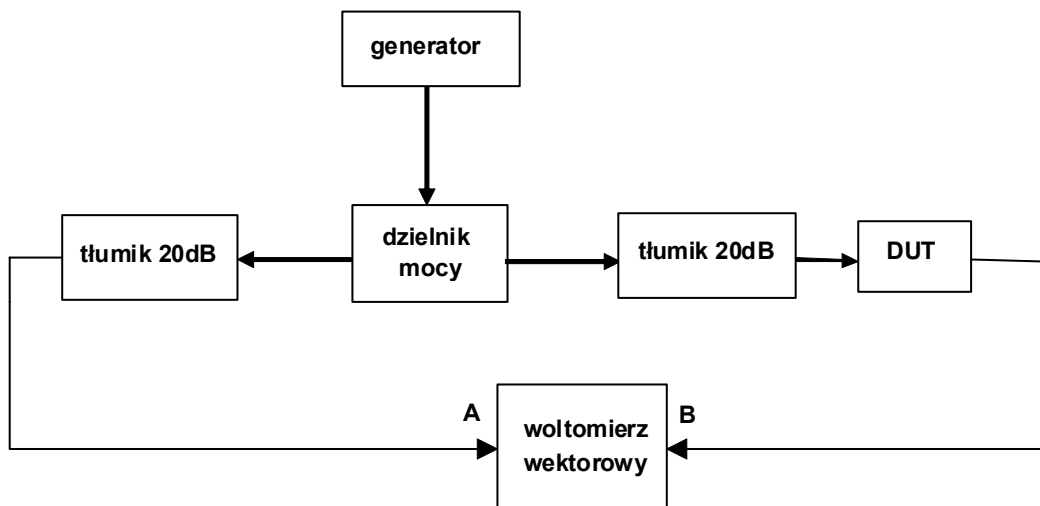
Jakość wyniku pomiaru zależy m.in. od:

- jakości dopasowania (obciążenia) na wyjściu badanego czwórnika,
- poziomu sygnału testowego (konieczność kompromisowego wyboru - zarówno za niskie jak i za wysokie poziomy nie są korzystne),
- zakresu niezależności poziomu sygnału pobudzającego czwórnik od zmian impedancji wejściowej,
- jakości zastosowanych przewodów i akcesoriów pomiarowych (konieczność ograniczenia promieniowania i odbić),
- symetryzacji lub obliczeniowej korekcji elektrycznej długości gałęzi toru pomiarowego.

Szczególnie trudne są pomiary kąta fazowego transmitancji (i parametrów pochodnych). Warto przypomnieć, że:

- przesunięcie fazy jest ściśle zdefiniowane tylko dla wybranych klas przebiegów (monochromatycznych, prostokątnych) a pomiarowo określane w przedziale $(-\pi, +\pi)$,
- każdy układ pomiarowy wprowadza własne przesunięcia fazowe (pojęcie zera fazy jest często umowne: oznacza ono - zerowe przesunięcie względem różnicy faz zmierzonej w warunkach odniesienia),
- wynik pomiaru zależy w znacznym stopniu od metody wyznaczania *zera fazy*, kształtu i amplitud obu sygnałów, a także od: częstotliwości sygnałów oraz poziomu szumów i zakłóceń.

Na rys. 2.6 przedstawiono układ pomiarowy, w którym sygnał z generatora za pomocą dzielnika rozdzielono na dwa tor. Stosując tłumiki wprowadzono dodatkową separację między tymi torami.



Rys.2.6. Uproszczony schemat układu do pomiaru transmitancji i grupowego czasu przejścia czwórników.

Pomiar składa się z dwóch etapów. Na początku dla ustalonej częstotliwości należy wykonać normalizację, która określi tzw. poziom odniesienia. W tym celu należy połączyć bezpośrednio ze sobą kable w miejscu badanego układu. W drugim etapie podłączamy badany układ i ponownie dokonujemy pomiaru. Transmitancję T_{DUT} można wyznaczyć z następującego wzoru:

$$T_{DUT}[dB] = T_{mierzone}[dB] - T_{odniesienia}[dB]$$
$$\Phi_{DUT}[^{\circ}] = \Phi_{mierzone}[^{\circ}] - \Phi_{odniesienia}[^{\circ}]$$

2.7.2. Grupowy czas przejścia czwórnika

Grupowy czas przejścia charakteryzuje zniekształcenia fazowe czwórników, stanowiąc użyteczną (łatwą w interpretacji) miarę tych zniekształceń. Zdefiniowany jest jako:

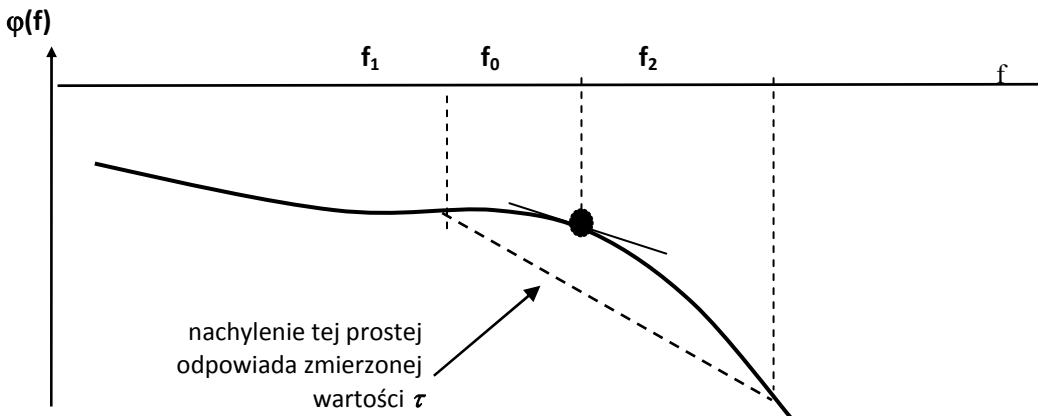
$$\tau_g = -\frac{d\varphi_k}{d\omega}$$

Przypomnijmy, że tzw **czwórnik nieznkształcający** (nie wprowadzający zniekształceń kształtu przenoszonych impulsów) powinien charakteryzować się stałością modułu transmitancji i stałością nachylenia charakterystyki fazowej w całym paśmie przenoszenia. Stałość nachylenia charakterystyki fazowej oznacza stałą wartość grupowego czasu przejścia, zakres zmian τ_g stanowi miarę zniekształceń czwórnika.

W praktyce pomiarowej pochodna w powyższej zależności przybliżana jest ilorazem różnicowym:

$$\tau_g = -\frac{\varphi(f_1) - \varphi(f_2)}{2\pi(f_1 - f_2)} = \frac{-\left[\varphi\left(f_0 + \frac{\Delta f}{2}\right) - \varphi\left(f_0 - \frac{\Delta f}{2}\right)\right]}{2\pi\Delta f} = \frac{-\Delta\varphi}{2\pi\Delta f}$$

Podstawową metodą pomiarową grupowego czasu przejścia jest metoda różnicowa polegająca na obliczeniu τ_g na podstawie wyników pomiaru przesunięcia fazy dla dwóch bliskich sobie częstotliwości pomiarowych (różniących się o Δf). Ilustrację metody przedstawiono na rys. 2.7. Niezerowa wartość Δf oznacza, że naprawdę wyznaczana jest średnia wartość grupowego czasu przejścia w przedziale (f_1, f_2) .



Rys.2.7. Ilustracja różnicowej metody pomiaru grupowego czasu przejścia.

Tak więc, z punktu widzenia jakości odwzorowania zmienności grupowego czasu przejścia badanego obiektu, dążyć należy do minimalizacji wartości Δf . Jednak małe wartości Δf oznaczają zazwyczaj niewielkie przyrosty fazy, a co za tym idzie - bardzo silny wzrost wpływu błędów pomiaru $\varphi(f)$ i błędów ustawienia częstotliwości pomiarowych na niedokładność wyznaczenia τ_g . Konieczny jest kompromisowy wybór wartości Δf , z uwzględnieniem cech mierzonego obiektu oraz możliwości wykorzystywanej aparatury pomiarowej.

2.8. Wykorzystanie mostka do pomiaru współczynnika odbicia i immitancji

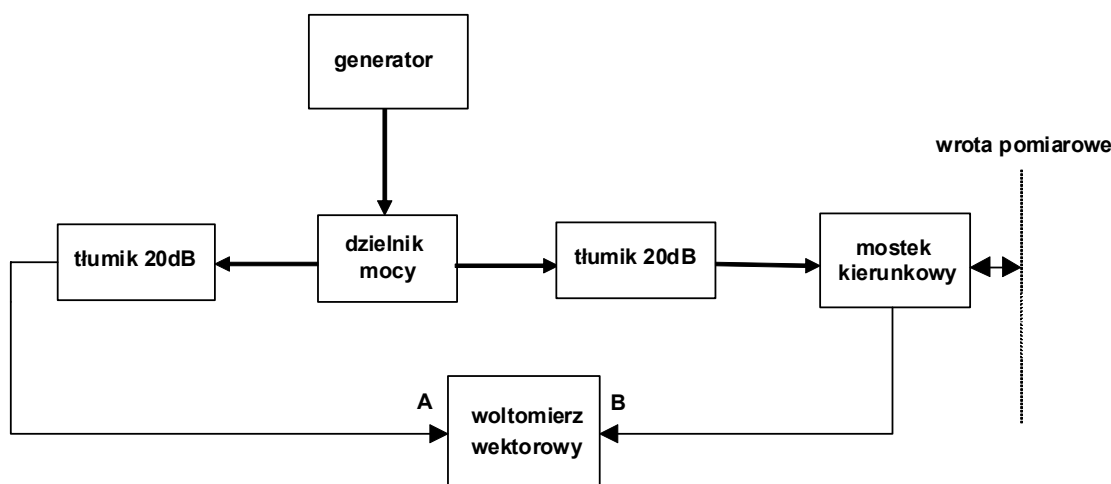
2.8.1. Zasada pomiaru

Rozważmy układ pomiarowy przedstawiony na rys.2.8., w którym wykorzystano mostek kierunkowy ZRB-2 i woltomierz wektorowy.

Zespolony stosunek napięć na wejściach sond A i B woltomierza wektorowego może być przedstawiony w postaci:

$$K_m = \frac{U_B}{U_A} = T(\Gamma_x + D + S\Gamma_x^2)$$

- T - transmitancja wtrąceniowa (napięciowa w [V/V]) między wrótami A i B mostka ,
- D - współczynnik kierunkowości (unormowana transmitancja napięciowa w [V/V] przy dopasowaniu wrót pomiarowych, czyli w sytuacji dołączenia do tych wrót obciążenia wzorcowego o impedancji 50 Ω),
- S - współczynnik wtórnego odbicia od wrót pomiarowych ([V/V]).



Rys.2.8. Układ do pomiaru impedancji z wykorzystaniem mostka kierunkowego

W przypadku korzystania z takiego modelu - obliczenie Γ_x na podstawie wyniku pomiaru K_m wymaga znajomości trzech parametrów mostka oraz rozwiązania powyższego równania (parametry T, D, S są z reguły zespolone).

2.8.2. Określanie parametrów mostka

W celu wyznaczenia parametrów mostka należy dokonać pomiarów kalibracyjnych korzystając z trzech wzorcowych impedancji zwarcia, dopasowania i rozwarcia: Transmitancja K_m określona jest wówczas zależnościami:

Zwarcie	$\Gamma_x = -1$	wtedy	$K_m(r_{x=-1}) = K_{3-1} = T_3(D_3 + S_3 - 1)$	Indeks "3" oznacza, że parametry te dotyczą trójparametrowego modelu mostka.
Dopasowanie	$\Gamma_x = 0$	wtedy	$K_m(r_{x=0}) = K_{30} = T_3 D_3$	
Rozwarcie	$\Gamma_x = +1$	wtedy	$K_m(r_{x=1}) = K_{3+1} = T_3(D_3 + S_3 + 1)$	

Rozwiązując powyższy układ równań otrzymujemy następujące zależności:

zwarcie, dopasowanie rozwarcie	$T_3 = \frac{K_{3+1} - K_{3-1}}{2}$	$D_3 = \frac{2K_{30}}{K_{3+1} - K_{3-1}}$	$S_3 = \frac{K_{3-1} + K_{3+1} - 2K_{30}}{K_{3+1} - K_{3-1}}$
--------------------------------------	-------------------------------------	---	---

Stosowany bywa również model prostszy - dwuparametrowy, w którym zakłada się, że $S=0$.² Wówczas:

$$K_m(r_{x=-1}) = K_{2-1} = T_2(D_2 - 1)$$

$$K_m(r_{x=0}) = K_{20} = T_2 D_2$$

$$K_m(r_{x=1}) = K_{2+1} = T_2(D_2 + 1)$$

W tym przypadku do obliczenia T i D wystarczy skorzystanie z wyników pomiarów kalibracyjnych wykonanych dla dwóch impedancji wzorcowych.

Zwarcie rozwarcie:	$T_{21-1} = \frac{K_{2+1} - K_{2-1}}{2}$	$D_{21-1} = \frac{K_{2+1} + K_{2-1}}{K_{2+1} - K_{2-1}}$
zwarcie dopasowanie:	$T_{20-1} = K_{20} - K_{2-1}$	$D_{20-1} = \frac{K_{20}}{K_{20} - K_{2-1}}$
dopasowanie rozwarcie:	$T_{201} = K_{21} - K_{20}$	$D_{201} = \frac{K_{20}}{K_{2+1} - K_{20}}$

Wyniki będą się różnić, różnice między wynikami rosną na ogół ze wzrostem częstotliwości.

² Podejście takie jest uzasadnione jeśli można założyć, że $|\Sigma \Gamma_x^2| \ll |D|$ (niestety założenie to nie jest na ogół spełnione dla wartości $|\Gamma_x|$ bliskich 1).

Jeśli dysponujemy mostkiem kierunkowym bardzo wysokiej klasy (lub dopuszczamy możliwość popełnienia większego błędu) możemy przeprowadzić kalibrację z wykorzystaniem tylko jednego wzorca: zwarcia lub rozwarcia. Zakłada się wówczas, że $S=0$ i $D=0$, a T wyznacza jako:

zwarcie:	$T_{1-1} = -K_{1-1}$
rozwarcie:	$T_{11} = K_{11}$

Podobnie jak w przypadku modelu dwuparametrowego zaleca się wykorzystywanie wzorca zwarcia.

Wartości parametrów mostka zależą od częstotliwości, wpływ ten jest na tyle istotny, że powinien być uwzględniany. Najkorzystniej jest przeprowadzać kalibracje na każdej częstotliwości pomiarowej. W automatycznych analizatorach obwodów kalibracje są przeprowadzane dla zadanego zbioru częstotliwości. Dla częstotliwości leżących pomiędzy punktami kalibracji - wartości parametrów wyznacza się za pomocą interpolacji.

W ćwiczeniu wyznaczone będą parametry mostka dla modelu trójparametrowego, dwuparametrowego (trzy wersje) i jednoparametrowego (dwie wersje). Oznacza to, że utworzonych zostanie 6 zestawów parametrów mostka.

2.8.3. Wyznaczanie parametrów mierzonego dwójnika.

Sposób obliczenia wartości współczynnika odbicia Γ_x na podstawie pomiaru stosunku napięć K_m zależy od przyjętego modelu mostka. W przypadku modelu jedno i dwuparametrowego zależności są liniowe. W przypadku uwzględniania wartości parametru S (model trójparametrowy) wyznaczenie Γ_x wymaga rozwiązania zespolonego równania kwadratowego (por.p.2.4.2). Jeśli założyć, że $|S| \ll 1$, można posłużyć się metodą uproszczoną, w której wyznacza się przybliżoną wartość Γ_{przyb} z zależności wyprowadzonej dla modelu dwuparametrowego, a następnie oblicza poprawkę $\Delta\Gamma_x$ korzystając z rozwinięcia w szereg Taylora w punkcie $\Gamma = \Gamma_{przyb}$

Zależności podano w tabeli poniżej:

dla modelu trójparametrowego (T, D, S)	$\Gamma_x = \Gamma_{przyb} + \Delta\Gamma_x$; gdzie: $\Gamma_{przyb} = \frac{K_m}{T_3} - D_3$ $\Delta\Gamma_x = \frac{-S_3(K_m - D_3T_3)}{2S_3(K_m - D_3T_3) + T_3}$
dla modelu dwuparametrowego (T, D)	$\Gamma_x = \frac{K_m}{T_2} - D_2$ $T_2 : T_{20-1}, T_{201}$ lub T_{21-1} $D_2 : D_{20-1}, D_{201}$ lub D_{21-1} (odpowiednio)
dla modelu jednoparametrowego (T)	$\Gamma_x = \frac{K_m}{T_1}$ $T_1 : T_{1-1}$ lub T_{11} (odpowiednio)

Korzystając z wyznaczonej wartości zespolonego współczynnika odbicia można obliczyć również inne parametry charakteryzujące niedopasowanie w płaszczyźnie dołączenia mierzonego dwójnika:

współczynnik fali stojącej: $WFS = \frac{1 + |\Gamma_x|}{1 - |\Gamma_x|}$ i straty odbicia: $A_s [dB] = -20 \log |\Gamma_x|$

Parametry te stosowane są często do określenia jakości dopasowania impedancji (w przypadku, gdy $Z_x = Z_0$: $WFS=1.0$ a $A_s = \infty$).

W ćwiczeniu zostaną przeprowadzone obliczenia Γ_x i Z_x dla wszystkich (sześciu) zestawów parametrów mostka.

Porównanie tych wyników i wyciągnięcie wniosków stanowić będzie jedno z istotnych zadań w wykonywanym ćwiczeniu.

3. Przebieg ćwiczenia.

3.1. Organizacja pracy

Kolokwium wstępne realizowane jest w formie pisemnej (ok. 16 minut, 3 pytania).

Ćwiczenie realizowane jest na dwóch stanowiskach pomiarowych. Zespoły zamieniają się stanowiskami po upływie ok. 60% czasu przeznaczanego na wykonanie ćwiczenia.

Każdy zespół otrzymuje kartę z wykazem zadań pomiarowych. Stanowi ona załącznik do sprawozdania wykonywanego po zakończeniu zajęć. W czasie ćwiczenia drukowane są cząstkowe wyniki pomiarów.

3.2. Zakres kolokwium wstępnego:

- a) Zasada działania i układ blokowy woltomierza wektorowego.
- b) Zakres częstotliwości pracy woltomierza wektorowego (omówienie wpływu parametrów impulsów próbkujących).
- c) Częstotliwości kanałów zakłócających w woltomierzu wektorowym.
- d) Czynniki wpływające na zakres dynamiki woltomierza wektorowego (określony przez poziom szumów i zakłóceń).
- e) Budowa i zasada działania mostka kierunkowego.
- f) Zasada działania wektorowego analizatora obwodów.
- g) Zalety i wady wykorzystanie selektywnego toru pomiarowego w wektorowym analizatorze obwodów.
- h) Kalibracja wektorowego analizatora obwodów.
- i) Celowość wykorzystywania szerokopasmowej detekcji poziomu w analizatorze obwodów.
- j) Metody pomiaru grupowego czasu przejścia czwórników.
- k) Wpływ różnicy częstotliwości pomiarowych na wynik pomiaru grupowego czasu przejścia czwórnikownika
- l) Wyznaczanie parametrów mostka kierunkowego.
- m) Obliczanie parametrów dwójnika na podstawie pomiaru transmitancji mostka kierunkowego.
- n) Kalibracja wektorowego analizatora obwodów
- o) Wykorzystanie analizatora wektorowego do pomiaru parametrów układów z przemianą częstotliwości.

Uwaga: powyżej przedstawiono przykładowe zagadnienia charakteryzujące zakres kolokwium, na ogół zadawane są pytania bardziej szczegółowe (niekiedy – istnieje konieczność przeprowadzenia prostych obliczeń).

3.3. Przykładowe zadania pomiarowe.

Pomiary dwójników z wykorzystaniem mostka kierunkowego.

1. Wyznaczenie parametrów mostka dla trzech częstotliwości pomiarowych.
2. Porównanie impedancji dwóch obciążeń o impedancji nominalnej $Z_0=50\Omega$.
Obliczyć współczynniki fali stojącej. Porównać wyniki.
3. Pomiar impedancji dwójnika nieznanego. Próba wyboru układu zastępczego dwójnika

Kalibracja wektorowego analizatora obwodów

Pomiary filtra dolnoprzepustowego

1. Pomiary tłumienia filtra w zakresie 1...600 MHz (skala decybelowa). Wyznaczenie nachylenia charakterystyki filtra w zakresie tłumień 10..40 dB. Ocena tłumienia filtra w paśmie zaporowym (porównać wyniki uzyskiwane przy zastosowaniu detekcji selektywnej i szerokopasmowej; zaobserwować wpływ uśredniania wyników).
2. Pomiar transmitancji w paśmie przepustowym. Ocenic nierównomierność charakterystyki tłumienia.
3. Pomiar współczynnika fali stojącej na wejściu filtra (w paśmie przepustowym filtra). Wyznaczyć również inną miarę jakości dopasowania wejścia.

Pomiary filtra duplexowego nadajnika

Pomiary należy przeprowadzić w zakresie od 450 do 470 MHz,

1. Pomiary tłumień między wejściami/wyjściami TX-RX, TX-ANT, RX-ANT (uwaga - nie wykorzystywane wejście/wyjście należy dopasować). Zanotować wartości tłumień w paśmie nadajnika i paśmie odbiornika. Omówić przebieg charakterystyk tłumienia filtra.
2. Zmierzyć i ocenić dopasowanie filtra od strony nadajnika w paśmie nadajnika.

Pomiary tłumienia przewodu koncentrycznego

Pomiary należy przeprowadzić w pełnym zakresie częstotliwości pracy analizatora.

1. Wyznaczyć zależność tłumienia od częstotliwości dla wskazanego przewodu koncentrycznego; podać wartości dla 100, 500, 900 i 1300 MHz.

- Zbadać częstotliwościową zależność współczynnika fali stojącej na wejściu kabla rozwartego na końcu. Korzystając z trybu *Fault location* wyznaczyć długość przewodu.

Pomiary czwórnika pasmowo-przepustowego

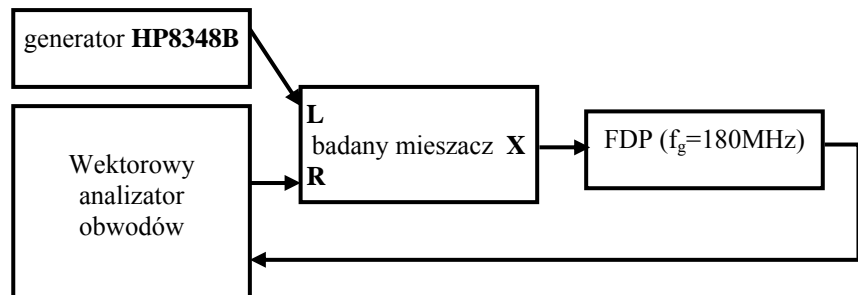
Przedmiotem pomiarów jest czwórnik pasmowo-przepustowy o częstotliwości 465 kHz

- Pomiar transmitancji czwórnika (moduł i faza) w zakres 449.....483. Ocena jakości tłumienia w paśmie przepustowym. Obliczenie grupowego czasu przejścia dla $f=454, 465, 475$ kHz (na podstawie charakterystyki fazowej; wykorzystując znaczniki do pomiaru fazy).
- Pomiar charakterystyki grupowego czasu (porównanie wyników dla $f=454,465, 475$ kHz).

Pomiary mieszacza

Badania należy przeprowadzić w układzie podanym na rys.3.1. Poziom na wejściu L nie może być większy od +10dBm, a na wejściu R - od +5dBm. Ustawić częstotliwość heterodyny równą 190 MHz. Wykorzystać tryb pomiarów selektywnych do badań izolacji między wejściem sygnałowym R a wyjściem częstotliwości pośredniej X oraz tryb pomiarów szerokopasmowych do badań tłumienia przemiany.

- Zbadać izolację między wejściem R a wyjściem X w zakresie od 20 do 180 MHz. Wyjaśnić fluktuacje wskazań dla częstotliwości charakterystycznych. Porównać wyniki uzyskane dla dwóch poziomów heterodyny (+2 i +7dBm)



Rys.3.1. Układ pomiaru właściwości mieszacza

- Zbadać tłumienie przemiany (między wejściem R a wyjściem X) w zakresie od 20 do 180 MHz. Porównać wyniki uzyskane dla dwóch poziomów heterodyny (+2 i +7dBm). Dla wyższego poziomu heterodyny - zaobserwować (i uzasadnić) wpływ filtra dolnoprzepustowego na wyjściu X .
- Wyznaczyć miarę odbicia sygnałów na wejściu R

3.4. Sprawozdanie

W sprawozdaniu należy zamieścić:

- cel ćwiczenia,
- wykaz aparatury pomiarowej,
- protokoły pomiarów (w tym wydruki),
- opis sposobu wyznaczania parametrów układów zastępczych; (należy podać wzory, z których korzystano i wskazać wartości podstawiane do wzorów) - dotyczy to zadań, w których parametry były obliczane przez Studentów,
- ocenę otrzymanych wyników,
- wnioski z pomiarów (część z nich jest omawiana w czasie podsumowania).

4. Lektury pomocnicze.

- J.Cichocki i A.Fiok, *Materiały pomocnicze do wykładu Miernictwo radioelektroniczne* (IR PW – 2010)
- B. Galwas, *"Miernictwo mikrofalowe"*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1985
- Agilent Network Analyzer Basics*, Agilent-Technologies, 2004 (www.agilent.com),
- 10 Hints for Making Better Network Analyzer Measurements*, AN 1291-1B Agilent-Technologies, 2001, (www.agilent.com),
- C.F. Coombs Jr (ed.) *Electronic Instrument Handbook*, McGraw –Hill, 1995