



Wielokanałowy odbiornik natychmiastowego pomiaru częstotliwości sygnałów mikrofalowych

ADAM KONRAD RUTKOWSKI

Wojskowa Akademia Techniczna, Wydział Elektroniki, Instytut Radioelektroniki, Zakład Mikrofal,
00-908 Warszawa, ul. S. Kaliskiego 2

Streszczenie. Podzespoły mikrofalowe rzeczywistych układów natychmiastowego pomiaru częstotliwości NPCz charakteryzują się skończonym stopniem dopasowania oraz zniekształceniami parametrów transmisyjnych. W związku z tym charakterystyki przejściowe układów NPCz są odkształcone, co jest źródłem błędów pomiaru parametrów rozpoznawanych sygnałów mikrofalowych. W pracy opisano wielokanałowe układy pomiaru częstotliwości zbudowane w oparciu o jednofunkcyjne mikrofalowe dyskryminatory częstotliwości typu cosinus JMDCzC. Opisano trzy odmiany struktur dyskryminatorów jednofunkcyjnych: układ z dwoma sprzęgaczami kwadraturowymi, układ z jednym sprzęgaczem i jednym dzielnikiem mocy oraz układ, który można zbudować przy użyciu wyłącznie dzielników mocy i szerokopasmowych przesuwników fazy. Przedstawiono algorytm pomiaru częstotliwości z dokładnością do podpasma, którego granice wyznaczono metodą *porównania w kanałach* PwK. Wskazano na możliwości powstania niejednoznacznych oznaczeń kodowych poszczególnych podpasm. Zaproponowano trzy metody usuwania tych niejednoznaczności. Pierwsza z nich polega na modyfikacji długości linii w układach wypracowania proporcjonalnej różnicy faz oraz na zastosowaniu elementów korekcji amplitudowo-fazowej EKAF. Podzespołami EKAF są szerokopasmowe przesuwniki fazy i tłumiki o odpowiednio dobranych parametrach. Istotą drugiej metody jest zastosowanie dodatkowego JMDCzC, którego granice rozdziału podpasm znajdują się pomiędzy podpasмами posiadającymi pierwotnie takie same oznaczenia kodowe. Trzecia metoda zapewnienia jednoznaczności pomiaru przewiduje zastosowanie dodatkowego dyskryminatora oraz adaptacyjnego algorytmu estymacji częstotliwości, który wynik pomiaru uzupełnia o bit rozstrzygający (z kanału dodatkowego) tylko wówczas, gdy bieżącym wynikiem pomiaru będzie oznaczenie kodowe przypisane pierwotnie co najmniej dwóm podpasmom. Wskazano na możliwość dodatkowego zwiększenia rozdzielczości pomiaru poprzez analizę napięć wyjściowych dyskryminatora metodą *porównania każdy z każdym* KzK zaproponowaną przez autora w [6].

Słowa kluczowe: odbiornik natychmiastowego pomiaru częstotliwości, NPCz, mikrofałe, odbiornik wielokanałowy

Symbole UKD: 621.396.96

Wstęp

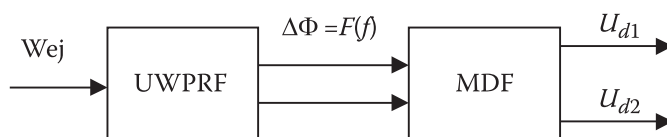
Do natychmiastowego szerokopasmowego pomiaru chwilowych wartości parametrów sygnałów wielkiej częstotliwości są wykorzystywane mikrofalowe dyskryminatory częstotliwości MDCz. Na ich wyjściach otrzymuje się napięcia wolnozmiennie proporcjonalne do częstotliwości badanego sygnału mikrofalowego [1-12]. Pojedynczy MDCz pozwala obserwować szerokie pasmo częstotliwości, ale z ograniczoną rozdzielczością. Aby pogodzić wymagania dotyczące szerokości pasma pracy i dokładności, buduje się wielokanałowe mikrofalowe dyskryminatory częstotliwości WMDCz [2, 8, 9, 11-14, 16-21]. Dodatkową cechą układów wielokanałowych jest możliwość poprawy wyników pomiaru sygnałów odbieranych w zagęszczonym środowisku elektromagnetycznym [9, 11, 12, 18].

Przedmiotem rozważań niniejszego opracowania jest propozycja odbiornika wielokanałowego, którego wszystkie kanały dokonują pomiarów w całym wymaganym pasmie częstotliwości. Tylko jeden z tych kanałów dokonuje pomiaru jednoznacznego, ale z ograniczoną rozdzielczością. Pozostałe kanały charakteryzują się większą rozdzielczością, ale za to dają wyniki jednoznaczne tylko w podpasmach. Odpowiednio duża rozdzielczość i szerokie pasmo jednoznacznego pomiaru są osiągalne na drodze ciągłej analizy informacji pozyskiwanych ze wszystkich kanałów. W pracy zaproponowano wersję wielokanałowego odbiornika NPCz ze zmodyfikowanymi jednofunkcyjnymi mikrofalowymi dyskryminatorami częstotliwości typu *cosinus*. Prezentowany odbiornik może się składać tylko z tak zwanych kanałów podstawowych lub też może być wyposażony w jeden lub kilka dodatkowych kanałów pełniących rolę pomocniczą.

1. Budowa i zasada pracy mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości

Jednymi z rozwiązań mikrofalowych dyskryminatorów częstotliwości MDCz są układy wykorzystujące związek pomiędzy przesunięciem fazy i częstotliwością sygnału mikrofalowego propagującego się w linii transmisyjnej o określonej długości fizycznej. Wśród tych układów wyróżnia się między innymi tzw. jednofunkcyjne mikrofalowe dyskryminatory częstotliwości JMDCz. Na wyjściach JMDCz uzyskuje się dwa napięcia wolnozmiennie $Ud1$ i $Ud2$ proporcjonalne do *sinusa* lub *cosinusa* częstotliwości wejściowego sygnału mikrofalowego. Ze względu na tę właściwość układy te dzieli się na jednofunkcyjne dyskryminatory częstotliwości typu *sinus* JMDCzS oraz na jednofunkcyjne mikrofalowe dyskryminatory częstotliwości typu *cosinus* JMDCzC [1, 5, 6, 10, 13, 14, 19, 20]. Dyskryminatory jednofunkcyjne mogą pracować samodzielnie lub mogą być stosowane w urządzeniach wielokanałowych. Struktury wielokanałowe mogą składać się z jednego lub obydwu typów JMDCz.

Jednofunkcyjne mikrofalowe dyskryminatory częstotliwości (rys. 1) składają się z układu wypracowania proporcjonalnej różnicy faz UWPRF oraz z mikrofalowego dyskryminatora fazy MDF. Sygnał wejściowy o nieznannej częstotliwości f rozdzielany jest w UWPRF na dwa sygnały o jednakowych mocach. Fazy tak uzyskanych sygnałów różnią się o wartość $\Delta\Phi$ proporcjonalną do częstotliwości f . Różnica faz $\Delta\Phi$ mierzona jest za pomocą MDF. Ponieważ znana jest relacja pomiędzy f na wejściu UWPRF, a $\Delta\Phi$ na wyjściu tego układu, zmierzona wartość $\Delta\Phi$ pozwala, po uwzględnieniu charakterystyki przejściowej MDF, wyznaczyć nieznaną częstotliwość f sygnału wejściowego.



Rys. 1. Struktura jednofunkcyjnego mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości

2. Jednofunkcyjny mikrofalowy dyskryminator częstotliwości typu *cosinus*

Strukturę jednofunkcyjnego mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości typu *cosinus* JMDCzC przedstawiono na rysunku 2. Transmitancje T_{w1} i T_{w2} od wrót wejściowych dyskryminatora do wrót wejściowych detektorów D1 i D2 opisane są zależnościami:

$$T_{w1} = S_{S1} \cdot S_{E1} \cdot S_{L1} \cdot S_{S2} + S_{B1} \cdot S_{E2} \cdot S_{L2} \cdot S_{B2} \quad (1)$$

$$T_{w2} = S_{S1} \cdot S_{E1} \cdot S_{L1} \cdot S_{B2} + S_{B1} \cdot S_{E2} \cdot S_{L2} \cdot S_{S2}, \quad (2)$$

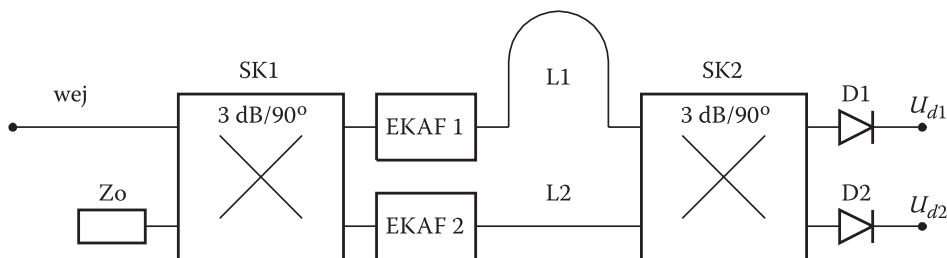
gdzie: S_S — transmitancja sprzęgacza do wrót sprzężonych;
 S_B — transmitancja sprzęgacza do wrót bezpośrednich;
 S_E — transmitancja elementu korekcji amplitudowo-fazowej EKAF;
 S_L — transmitancja linii transmisyjnej.

Po amplitudowej detekcji kwadratowej napięcia wyjściowe JMDCzC będą opisane funkcjami w postaci:

$$U_{d1} = K \cdot P_{we} \cdot [1 - \cos(W_k \cdot f + \Phi_{E1} + \Phi_{E2})] \quad (3)$$

$$U_{d2} = K \cdot P_{we} \cdot [1 + \cos(W_k \cdot f + \Phi_{E1} + \Phi_{E2})], \quad (4)$$

gdzie: K — amplitudowy współczynnik proporcjonalności;
 W_K — częstotliwościowy współczynnik proporcjonalności;
 P_{WE} — moc sygnału wejściowego;
 Φ_E — argument transmitancji EKAF (moduł transmitancji EKAF jest uwzględniany we współczynniku amplitudowym K).



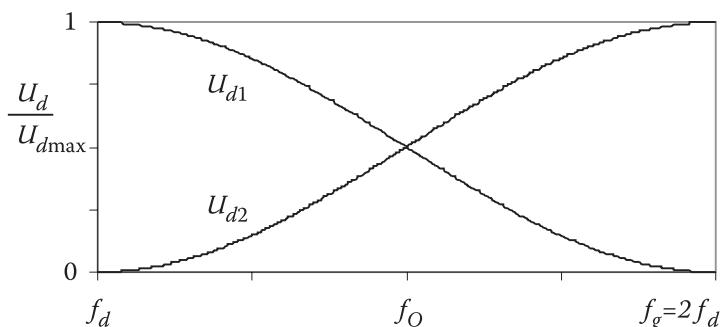
Rys. 2. Jednofunkcyjny mikrofalowy dyskryminator częstotliwości typu *cosinus*, z elementami korekcji amplitudowo-fazowej (struktura klasyczna)

Współczynnik W_K jest zdeterminowany parametrami sprzęgaczy kierunkowych i linii transmisyjnych oraz efektywnymi czułościami napięciowymi detektorów. O wartości tego współczynnika decyduje przede wszystkim różnica długości linii transmisyjnych L1 i L2. Jeżeli do pomiaru częstotliwości będzie wykorzystywany tylko jeden JMDCzC, wówczas długości linii L1 i L2 oraz parametry EKAF dobiera się tak, aby w wymaganym pasmie pracy dyskryminatora argumenty funkcji trygonometrycznych w równaniach (3) i (4) przyjmowały wartości leżące wokół miejsc zerowych funkcji *cosinus* [13].

Gdy wymagana szerokość pasma pracy sięga jednej oktawy i parametry użytych podzespołów nie wymagają korekcji, wówczas różnica długości elektrycznych $\Delta\Theta_0$ linii L1 i L2 na częstotliwości środkowej powinna wynosić 270° , moduły transmitancji EKAF powinny być równe 1, a ich argumenty powinny przyjąć wartość 0. W rozwiązaniach wielokanałowych różnica długości linii L1 i L2 może być odpowiednio większa [20]. Przebiegi napięć wyjściowych pojedynczego JMDCzC przeznaczonego do pomiarów częstotliwości w pasmie o szerokości jednej oktawy przedstawiono na rysunku 3.

Napięcia opisane zależnościami (3) i (4) są wykorzystywane przede wszystkim do natychmiastowego określania częstotliwości wejściowego sygnału mikrofalowego. Na ich podstawie można również oszacować chwilowy poziom mocy P_{we} odebranego sygnału

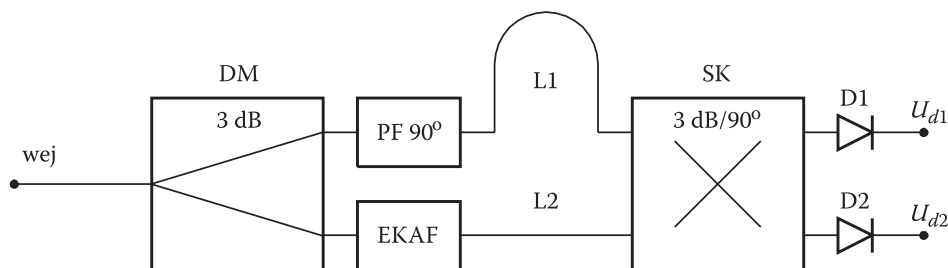
$$P_{we} = \frac{U_{d1} + U_{d2}}{2 \cdot K}. \quad (5)$$



Rys. 3. Kształt napięć wyjściowych jednofunkcyjnego mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości typu *cosinus* w pasmie o szerokości jednej oktawy

Zbiór chwilowych wartości mocy P_{we} pozwala wykreślić obwiednię sygnału i dostarcza dodatkowej informacji o jego strukturze.

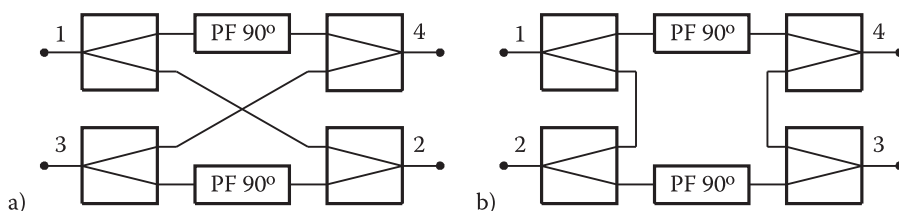
Sprzęgacze kierunkowe wykorzystane w układzie z rysunku 2 charakteryzują się nieliniowymi, w funkcji częstotliwości, charakterystykami amplitudowymi i fazowymi. Ponadto nachylenia modułów transmitancji do wrót bezpośrednich i sprzężonych poza środkiem pasma częstotliwości mają przeciwne znaki. W następstwie tych właściwości szerokość pasma pracy sprzęgacza kierunkowego, a więc i całego mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości, jest ograniczona. Jako jedną z możliwości rozwiązania problemu zaproponowano zastąpienie wejściowego sprzęgacza kierunkowego (element SK1 na rysunku 2) dzielnikiem mocy oraz szerokopasmowym przesuwnikiem fazy 90° [15]. Zmodyfikowaną strukturę dyskryminatora przedstawiono na rysunku 4.



Rys. 4. Jednofunkcyjny mikrofalowy dyskryminator częstotliwości typu *cosinus*, z dzielnikiem mocy i szerokopasmowym przesuwnikiem fazy

W celu dalszej poprawy parametrów dyskryminatora (szczególnie w wersjach przeznaczonych do pracy w wyższych zakresach pasma mikrofalowego) opracowano układ, który będzie pełnił rolę sprzęgacza kierunkowego, to jest podzespołu

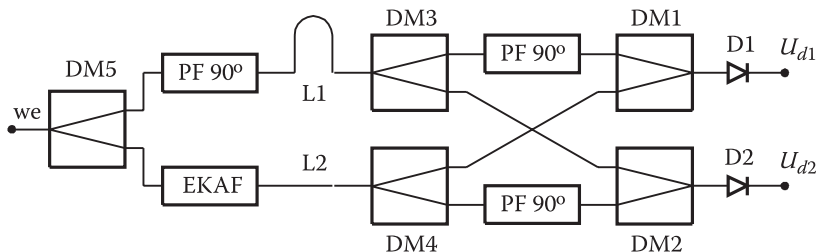
dokonującego wektorowego rozdziału i wektorowego sumowania sygnałów mikrofalowych z jednoczesnym przesuwaniem o 90° fazy jednego z sumowanych składników. Schemat takiego elementu przedstawiono na rysunku 5.



Rys. 5. Struktura opracowanego układu zastępującego kwadraturowy 3 dB sprzęgacz kierunkowy (wrota: 1, 3 oraz 2, 4 są wzajemnie izolowane): a) konfiguracja podstawowa; b) konfiguracja do wykonania w wersji planarnej

Wrota 1 i 3 oraz 2 i 4 są wzajemnie izolowane. Przy pobudzeniu wrót 1 sygnały we wrotach 2 oraz 4 mają takie same moce i są przesunięte w fazie o 90° . Wadą takiego rozwiązania są straty wewnętrzne wynoszące około 3 dB. Natomiast istotną zaletą jest możliwość wykonania na standardowym podłożu FR4 układu pracującego w pasmie 12-18 GHz. Wykonanie na takim podłożu 3-decybelowego sprzęgacza zbliżeniowego pracującego w tym pasmie jest praktycznie niemożliwe.

Jednofunkcyjny mikrofalowy dyskryminator częstotliwości typu *cosinus* zbudowany w oparciu wyłącznie o dzielniki mocy i szerokopasmowe przesuwniki fazy przedstawiono na rysunku 6. Napięcia wyjściowe zmodyfikowanego dyskryminatora częstotliwości można również opisać zależnościami (3) i (4). W tym przypadku współczynniki K i W_k będą przyjmowały wartości zdeterminowane parametrami dzielników mocy.



Rys. 6. Jednofunkcyjny mikrofalowy dyskryminator częstotliwości typu *cosinus* zbudowany bez użycia sprzęgaczy kierunkowych

3. Metody pomiaru częstotliwości za pomocą JMDCzC

Pomiar częstotliwości przy wykorzystaniu jednofunkcyjnego mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości typu *cosinus* JMDCzC może być dokonywany:

- metodami ciągłymi,
- metodami dyskretnymi.

Metody te różnią się postacią i właściwościami dostarczanych informacji oraz rozwiązaniami układów realizujących algorytmy estymacji częstotliwości. Metoda ciągła oparta jest na zależności (6) uzyskanej z przekształcenia relacji (3) i (4).

$$f = f_o + K_Z \cdot \left[\frac{\arccos\left(\frac{U_{d2} - U_{d1}}{U_{d2} + U_{d1}}\right)}{W_k} \right], \quad (6)$$

gdzie: f_o — środkowa częstotliwość pasma pomiarowego;
 K_Z — współczynnik proporcjonalności.

Wartości napięć U_{d1} i U_{d2} brane są do obliczeń z przetworników analogowo-cyfrowych.

Ponieważ funkcja $\arccos(x)$ jest jednoznacznie określona tylko w ograniczonych przedziałach, długości linii L1 i L2 oraz parametry elementów EKAF1 i EKAF2

muszą być tak dobrane, aby pochodne $\frac{dU_{d1}}{df}$ oraz $\frac{dU_{d2}}{df}$ na częstotliwości f_o były

jak największe i jednocześnie, aby w pasmie pomiarowym nie zmieniały znaku. Współczynnik K_Z jest cechą charakterystyczną danej konfiguracji dyskryminatora jednofunkcyjnego JMDCzC. Wartość K_Z wprowadza się do algorytmów estymacji częstotliwości na etapie strojenia układu. Należy dokonywać tego zgodnie z zasadą:

$$K_Z = -1 \quad \text{gdy} \quad \frac{dU_{d1}}{df} > 0 \quad \text{dla} \quad f = f_o \quad (7)$$

oraz

$$K_Z = 1 \quad \text{gdy} \quad \frac{dU_{d1}}{df} < 0 \quad \text{dla} \quad f = f_o. \quad (8)$$

Metody ciągłe dostarczają informacji dokładniejszych niż metody dyskretne, ale wymagają bardziej rozbudowanych układów pomiaru napięć U_{d1} i U_{d2} oraz bardziej zaawansowanych układów przetwarzania. Ponadto, w porównywalnych

warunkach, układy realizujące metody ciągłe charakteryzują się dłuższym czasem uzyskiwania wyniku pomiaru oraz mniejszą dynamiką niż układy oparte na metodach dyskretnych.

3.1. Metody dyskretne pomiaru częstotliwości za pomocą JMDCzC

Metody dyskretne pomiaru częstotliwości przy użyciu JMDCzC oparte są na porównaniu poziomów napięć U_{d1} i U_{d2} . Wynikiem tego badania jest informacja, które z napięć jest większe. Informacja ta jest często przedstawiana w postaci logicznego zera lub logicznej jedynki. Na etapie projektowania systemu przyjmuje się, której z relacji będzie przyporządkowywana wartość „0”, a której wartość „1”. Na potrzeby niniejszego opracowania założono, iż bit informacyjny bi będzie ustawiany wówczas, gdy napięcie o mniejszym numerze będzie większe niż napięcie o numerze większym. W przeciwnym przypadku bit informacyjny bi związany z danym dyskryminatorem częstotliwości będzie wygaszany. Tak określony bit nie będzie niósł informacji o dokładnej wartości częstotliwości, ale będzie wskazywał, w którym przedziale (podpasmie) pasma pomiarowego mieści się częstotliwość badanego sygnału. Ponieważ maksymalne wartości napięć U_{d1} i U_{d2} w funkcji częstotliwości są takie same i jednocześnie tendencje ich zmian w funkcji f są przeciwne, więc wystąpią przypadki kiedy napięcia U_{d1} i U_{d2} będą sobie równe (rys. 3). Częstotliwości $f = f_{jk}$ odpowiadające tym sytuacjom są rozwiązaniami równania:

$$U_{d1}(f_{jk}) - U_{d2}(f_{jk}) = 0 \quad (9)$$

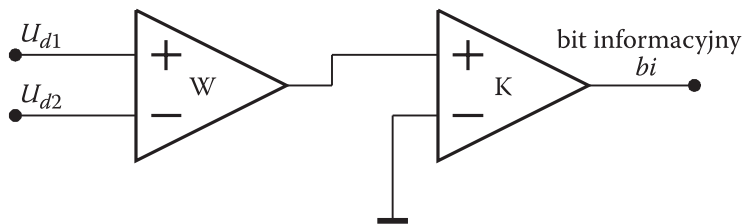
i są granicznymi częstotliwościami sąsiednich podpasem o numerach j oraz k .

W prezentowanym modelu przyjęto, iż kryterium przypisania wartości „1” bitowi informacyjnemu będzie nierówność nieostra:

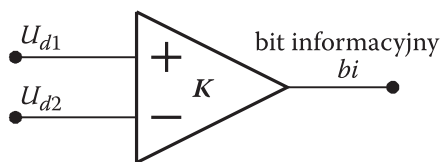
$$U_{d1}(f) - U_{d2}(f) \geq 0 \quad (10)$$

Określanie relacji pomiędzy poziomami napięć wyjściowych JMDCzC, a więc podział pasma pomiarowego na podpasma, może być dokonywane na drodze odejmowania tych napięć od siebie i następnie badania znaku tak wyznaczonej różnicy. Taka metoda podziału na podpasma nosi nazwę *detekcji przejść przez zero* PpZ, a realizujący ją układ składa się, w podstawowej wersji, ze wzmacniacza różnicowego W i komparatora K (rys. 7).

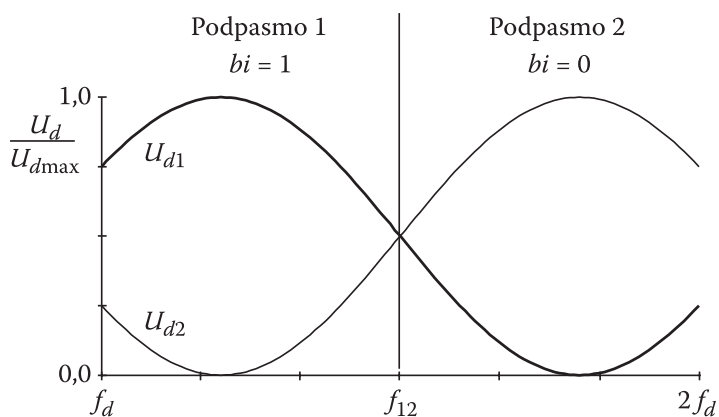
Strukturalnie prostszym rozwiązaniem jest podział na podpasma metodą, której nadano nazwę BPN, to znaczy bezpośredniego porównania napięć wyjściowych dyskryminatora częstotliwości. W tym przypadku, podstawowym elementem układu analizy napięć U_{d1} i U_{d2} jest komparator analogowy K (rys. 8). Ilustrację idei podziału na podpasma metodą BPN przedstawiono na rysunku 9 i 10.



Rys. 7. Układ realizujący podział na podpasma metodą detekcji przejść przez zero PpZ

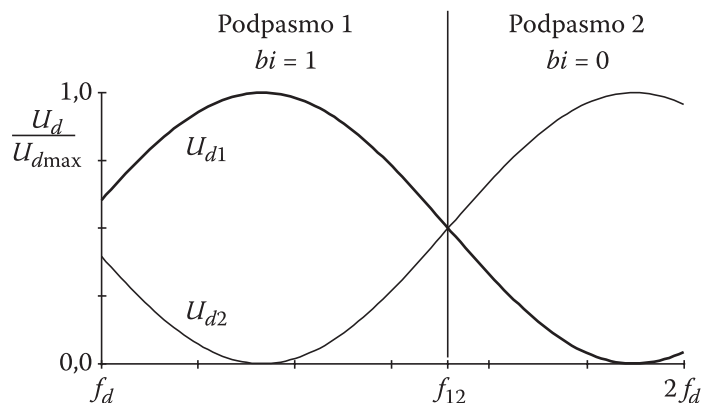


Rys. 8. Układ realizujący podział na podpasma metodą bezpośredniego porównania napięć wyjściowych JMDCzC



Rys. 9. Podział na podpasma metodą bezpośredniego porównania napięć wyjściowych JMDCzC (różnica długości linii L1 i L2 zapewnia równą szerokość podpasm)

Podział na podpasma metodami PpZ oraz BPN może być dokonywany również poprzez pomiar napięć U_{d1} i U_{d2} za pomocą przetworników A/C i następnie cyfrową analizę zmierzonych wartości. Takie rozwiązanie jest bardziej złożone, ale umożliwia swobodne programowe kształtowanie operacji arytmetycznych i logicznych, a w tym dynamiczne dobieranie wartości współczynników wagowych wykorzystywanych w tych operacjach. Ten sposób analizy napięć wyjściowych JMDCzC zastosowano w badaniach, których wyniki są prezentowane w pracy. W wersjach użytkowych



Rys. 10. Podział na podpasma metodą bezpośredniego porównania napięć wyjściowych JMDCzC (różnica długości linii L1 i L2 dobrana w celu uzyskania różnej szerokości podpasm)

opracowywanych urządzeń porównywanie będzie dokonywane przy użyciu komparatorów analogowych i programowalnych układów kombinacyjnych.

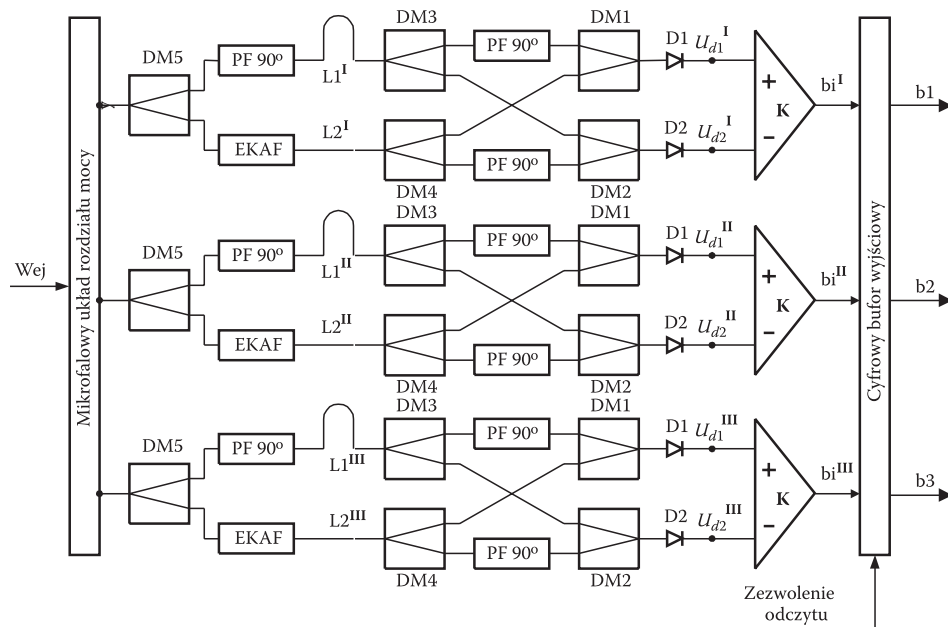
4. Wielokanałowy odbiornik natychmiastowego pomiaru częstotliwości

Dyskryminator jednofunkcyjny przedstawiony na rysunku 2 dostarcza dwa napięcia wyjściowe opisane zależnościami (3) i (4). W związku z tym relację poziomów tych napięć można wyrazić jednym bitem informacyjnym, który będzie wskazywał, czy napięcie U_{d1} jest mniejsze czy nie mniejsze niż napięcie U_{d2} . Bit ten będzie więc niósł informację, w którym z dwóch podpasm zakresu pomiarowego mieści się częstotliwość sygnału wejściowego JMDCzC. W celu uzyskania większej rozdzielczości pomiaru, przy jednoczesnym zachowaniu dyskretnej metody określania częstotliwości, należy zastosować większą liczbę równoległe pracujących mikrofalowych dyskryminatorów częstotliwości. Każdy z dyskryminatorów może mieć strukturę taką jak pokazana na rysunku 2, ale powinien odznaczać się inną różnicą długości linii L1 i L2. Jeżeli pasmo pomiarowe urządzenia miałoby mieć szerokość jednej oktawy, wówczas różnica długości elektrycznych $\Delta\Phi_0$ linii L1 i L2 w kanale 1 na środkowej częstotliwości pasma pracy, może wynosić 90° lub 270° lub 450° .

Korzystniej jest zastosować różnicę $\Delta\Phi_0 = 450^\circ$, gdyż wówczas występuje większy kąt przecinania się przebiegów U_{d1} i U_{d2} , co zmniejsza wrażliwość układu na wpływ zniekształceń i szumów wewnętrznych. W kanale drugim i następnym, różnica $\Delta\Phi_0$ wyrażona w stopniach powinna wynosić (dla pasma o szerokości jednej oktawy):

$$\Delta\Phi_0 = 540 \cdot 2^{k-2}, \quad (11)$$

gdzie: k — numer kanału ($k \geq 2$).



Rys. 11. Trzykanałowy odbiornik natychmiastowego pomiaru częstotliwości ze zmodyfikowanymi jednofunkcyjnymi mikrofalowymi dyskryminatorami typu *cosinus*

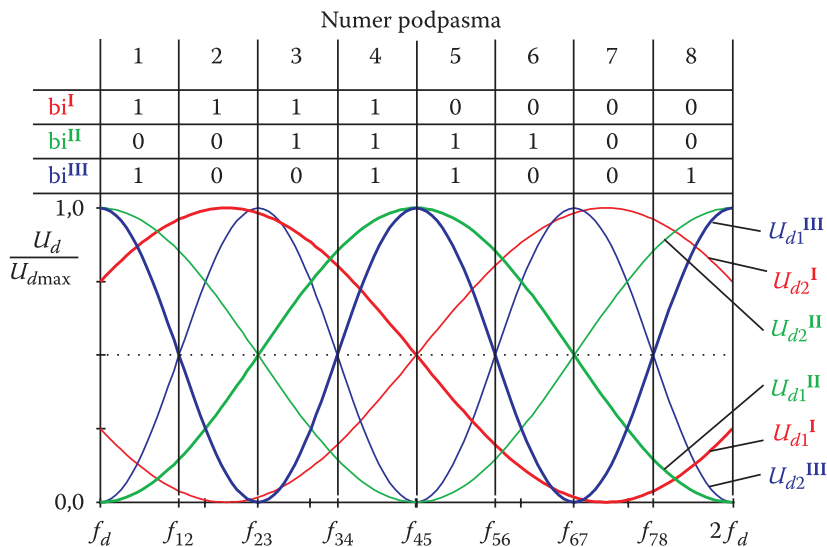
Przykładową strukturę wielokanałowego odbiornika natychmiastowego pomiaru częstotliwości opartego na trzech JMDCzC przedstawiono na rysunku 11. Wejściowy sygnał mikrofalowy rozdzielany jest do wszystkich trzech kanałów. Na wyjściu każdego kanału otrzymuje się jeden bit informacji b_i , którego wartość zależna jest od częstotliwości sygnału mikrofalowego oraz od różnicy długości linii L_1 i L_2 . Przy zmianie częstotliwości w całym pasmie pomiarowym układu, bit z kanału pierwszego zmienia swą wartość jeden raz, z kanału drugiego dwa razy, a z kanału trzeciego cztery razy (rys. 12).

Dzięki temu wyjściowe słowo trzybitowe (b_1, b_2, b_3) jest oznaczeniem kodowym jednego z ośmiu podpasm, do którego — w myśl przyjętych kryteriów — przyporządkowano wynik pomiaru częstotliwości wejściowego sygnału mikrofalowego. W ogólnym przypadku N kanałów, maksymalna liczba podpasm MLP , na które zostanie podzielone całe pasmo pomiarowe, i które posiadają indywidualne niepowtarzalne oznaczenia kodowe wynosi:

$$MLP = 2^N, \quad (12)$$

gdzie: N — liczba kanałów z JMDCz.

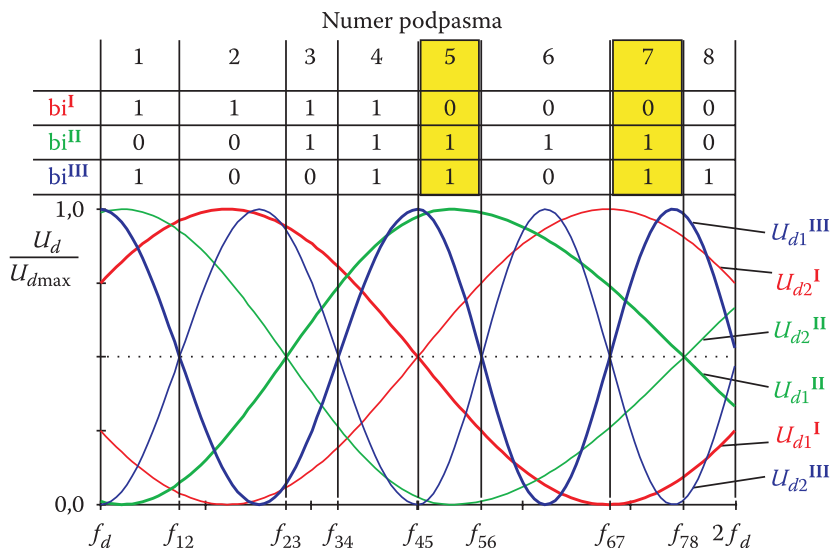
Ponieważ w układzie z rysunku 11 każda para porównywanych napięć pochodzi z tego samego kanału, taki sposób podziału na podpasma (rys. 12) nazwano *metodą porównania w kanałach* PwK [20]. Należy zaznaczyć, że tak uzyskane słowa są oznaczeniami kodowymi podpasm, a nie ich numerami. Wyjściowe bity b_1 , b_2 i b_3 (rys. 11) mogą być prostym powtórzeniem bitów wyjściowych bi z poszczególnych kanałów lub też mogą tworzyć słowa będące wynikiem odpowiedniej konwersji kodu (oznaczenia) tworzonego przez bity bi^I , bi^{II} , bi^{III} .



Rys. 12. Podział na podpasma metodą *porównania w kanałach* PwK i zasada kodowania podpasm w trójkanałowym odbiorniku natychmiastowego pomiaru częstotliwości

W przypadku kiedy różnice długości linii L_1 i L_2 w poszczególnych kanałach są nieodpowiednie bądź charakterystyki zastosowanych podzespołów mikrofalowych są zniekształcone, wówczas szerokości podpasm mogą być zróżnicowane. Przypadek taki obrazują na przykład podpasma 2 i 3 na rysunku 13.

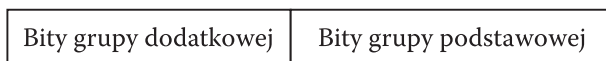
Zjawisko nierówności podpasm nie dyskwalifikuje układu pomiarowego, jeżeli szerokość najszerszego podpasma nie przekracza wartości dopuszczalnej dla konkretnego zastosowania. Odbiorca wyniku pomiaru na bieżąco będzie otrzymywał kod podpasma, natomiast wcześniej będą do niego przesyłane informacje o czę-



Rys. 13. Podział na podpasma metodą porównania w kanałach PwK w układzie trójkanałowym zbudowanym z podzespołów nieidealnych

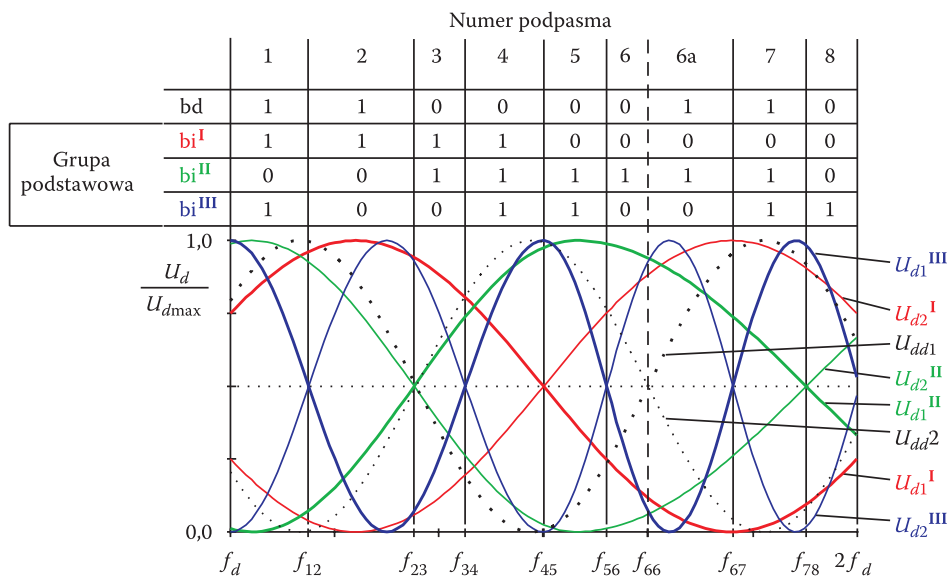
stotliwościach granicznych poszczególnych podpasma uzyskane na etapie inicjacji systemu. W innym wariantcie transmisji wyniku pomiaru przyjęto, iż przesyłaną informacją o częstotliwości będzie nie numer podpasma, lecz wartość dolnej i górnej granicy podpasma, do którego przyporządkowano odebrany sygnał oraz częstotliwości graniczne podpasma sąsiednich. Kojarząc te dane, otrzyma się pełniejszy obraz przedziału, w którym mieści się częstotliwość chwilowa badanego sygnału. Niepożądanym zjawiskiem wywołanym niedoskonałością użytych podzespołów mogą być tzw. niejednoznaczności, to znaczy przypadki gdy takie samo oznaczenie kodowe zostaje przyporządkowane więcej niż jednemu podpasmu [2, 19, 20]. Taka sytuacja odnosi się do podpasma 5 i 7 na rysunku 13. W tym przypadku układ pomiaru częstotliwości będzie mógł być wykorzystany pod warunkiem wymiany podzespołów mikrofalowych powodujących zniekształcenia lub po znalezieniu sposobu eliminacji niejednoznaczności, czyli sposobu skutecznego rozróżnienia podpasma 5 od podpasma 7. Przez wymianę podzespołów rozumie się nie tylko wymianę sprzęgaczy kierunkowych, ale również podjęcie próby korekty długości linii oraz odpowiednie dobranie parametrów fazowych i amplitudowych elementów korekcji amplitudowo-fazowej EKAF. Różnica długości linii L1 i L2 determinuje odległości pomiędzy kolejnymi przecięciami przebiegów napięć U_{d1} i U_{d2} na wyjściach JMDCzC, natomiast EKAF (szerokopasmowe przesuwniki fazy) dokonują równomiernego przesunięcia charakterystyki dyskryminacyjnej wzdłuż osi częstotliwości. W wielu przypadkach takie rozwiązanie jest wystarczające do uzyskania

niewpowtarzalnych oznaczeń kodowych każdego z podpasm. Inną metodą rozróżnienia podpasma 5 i 7 jest zastosowanie dodatkowego (pomocniczego) kanału z JMDCzC, którego dokładnie jedna częstotliwość graniczna f_{jk} , zdefiniowana zależnością (9), leżałaby pomiędzy podpasмами posiadającymi niejednoznaczny kod. W takich warunkach oznaczenie kodowe podpasma wydłuży się o jeden bit. W konsekwencji słowo wyjściowe wielokanałowego odbiornika natychmiastowego pomiaru częstotliwości będzie oznaczeniem kodowym podpasma składającym się z grupy podstawowej oraz z grupy dodatkowej. Strukturę tego słowa przedstawiono na rysunku 14. Zależnie od konkretnych warunków i przyjętego rozwiązania grupa dodatkowa może składać się z jednego lub większej liczby bitów.

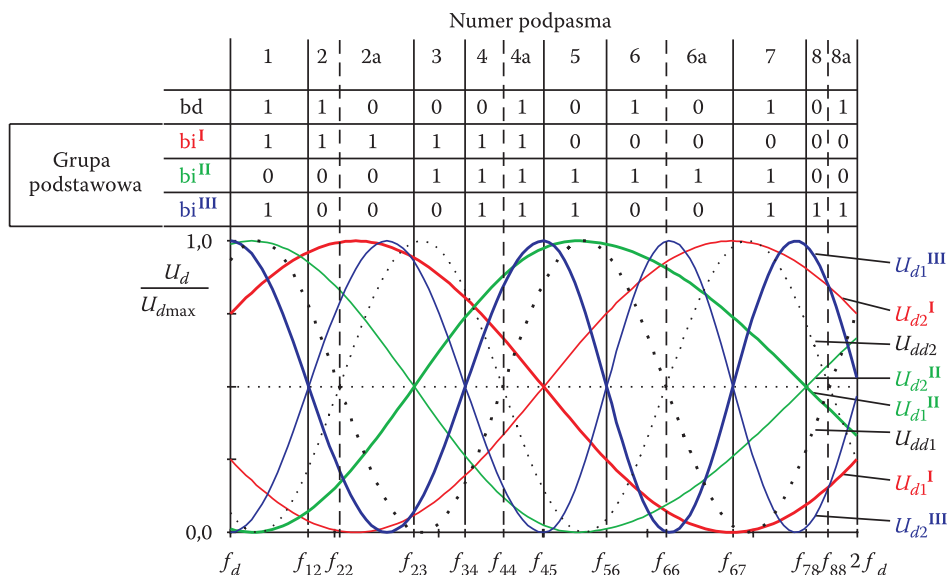


Rys. 14. Struktura oznaczenia kodowego podpasma w wielokanałowym odbiorniku natychmiastowego pomiaru częstotliwości zawierającym kanały podstawowe i kanały dodatkowe

Po zastosowaniu kanału dodatkowego teoretyczna rozdzielczość pomiaru może wzrosnąć. W warunkach przedstawionych na rysunku 15 liczbę podpasm zwiększono do 9 (numery 1-8 oraz 6a), a w przypadku zilustrowanym na rysunku 16 liczba podpasm wzrosła do 12 (numery 1-8 oraz 2a, 4a, 6a, 8a).



Rys. 15. Eliminacja niejednoznaczności za pomocą kanału dodatkowego z częstotliwościami granicznymi f_{23} i f_{66}

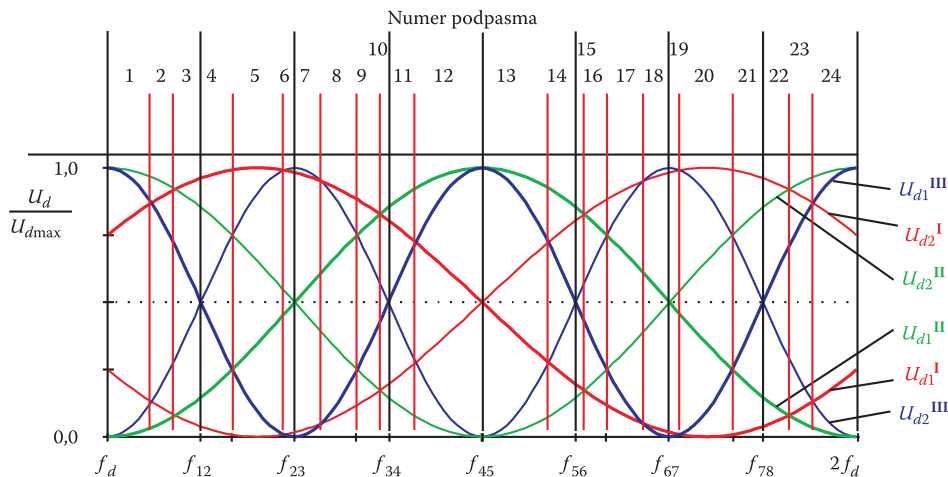


Rys. 16. Eliminacja niejednoznaczności za pomocą kanału dodatkowego z częstotliwościami granicznymi $f_{22}, f_{44}, f_{66}, f_{88}$

Przebiegi U_{dd1} i U_{dd2} przedstawione na rysunku 16 pochodzą z kanału dodatkowego, w którym różnica długości linii L_1 i L_2 była odpowiednio większa niż w przypadku przebiegów przedstawionych na rysunku 15. W obydwu przypadkach wyeliminowano niejednoznaczność podpasm 5 i 7, a jednocześnie niektóre inne podpasma podzielono na dwie części, którym przy wykorzystaniu bitów grupy podstawowej i bitu dodatkowego bd można było nadać jednoznaczne indywidualne kody.

Zwiększenie rozdzielczości pomiaru częstotliwości (zwiększenie liczby rozdzielanych podpasm) uzyska się poprzez zastosowanie metody porównania *każdy z każdym* KzK [6, 20]. Metoda ta polega na porównywaniu napięć U_{d1} i U_{d2} nie tylko z jednego kanału, ale również poprzez zbadanie relacji poziomów napięć pochodzących z różnych kanałów. Stosując tę metodę estymacji częstotliwości w odbiorniku przedstawionym na rysunku 11, można zwiększyć rozdzielczość do 24 podpasm. Jak wynika z rysunku 17, poszczególne podpasma mają różne szerokości, ale jednocześnie najszersze z nich jest węższe niż najszersze z ośmiu podpasem uzyskiwanych metodą *porównania w kanałach* PwK (rys. 12 i 13).

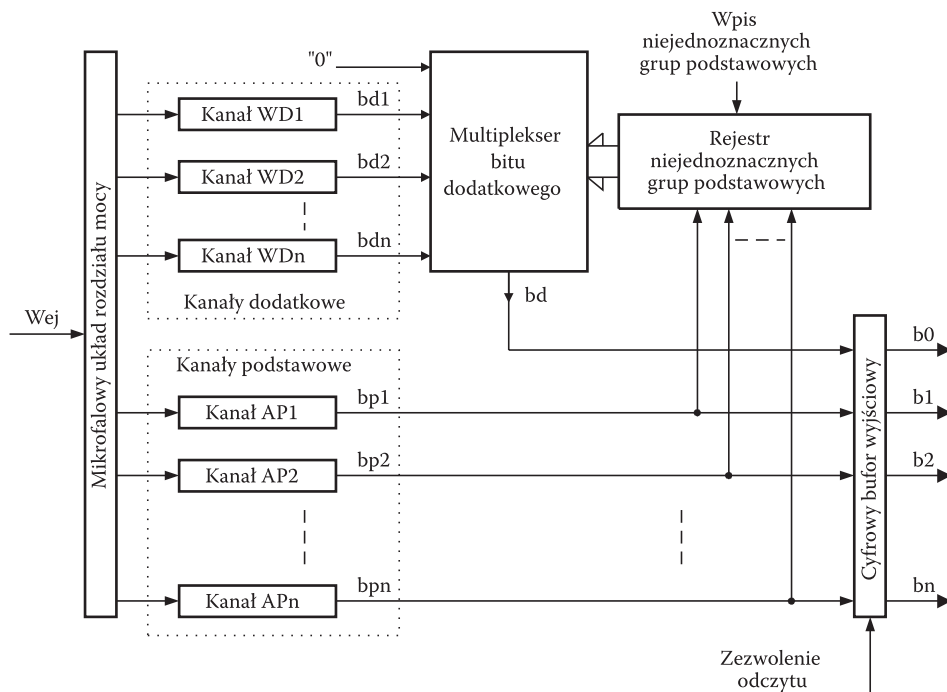
W przypadku dużych odbić wewnętrznych oraz dużych zniekształceń parametrów transmisyjnych podzespołów zdarzyć się jednak może, iż po zastosowaniu kanału dodatkowego i przy bezwarunkowym włączaniu do słowa wyjściowego bitów ze wszystkich kanałów, tzn. podstawowych i dodatkowych, niejednoznaczności

Rys. 17. Podział na podpasma metodą porównania *każdy z każdym* KzK

wystąpią w innych obszarach pasma pomiarowego. Nasuwa się więc wniosek, że do informacji z kanału pomocniczego (dodatkowego) należy sięgać selektywnie, a mianowicie tylko wówczas, gdy bity grupy podstawowej bieżącego wyniku pomiaru tworzą taką samą sekwencję jak w grupie podstawowej oznaczenia kodowego więcej niż jednego podpasma. W pozostałych przypadkach bitom grupy dodatkowej należy nadawać tę samą z góry ustaloną wartość (na przykład „0”). Taki sposób rozstrzygania niejednoznaczności pomiaru nazwano metodą selektywnego dołączania informacji z kanału dodatkowego SDIKD, a algorytm realizujący tę metodę nosi cechy algorytmu adaptacyjnego. Przykładową budowę układu realizującego metodę SDIKD przedstawiono na rysunku 18. Na etapie testowania wielokanałowego odbiornika natychmiastowego pomiaru częstotliwości wykrywane są podpasma posiadające oznaczenia niejednoznaczne, czyli oznaczenia zawierające identyczne sekwencje bitów grup podstawowych. Niejednoznaczne grupy podstawowe wpisywane są do rejestru *niejednoznacznych grup podstawowych* RNGP.

Dla każdej pary takich niejednoznacznie opisanych podpasma dobierany jest kanał dodatkowy WD oraz przydzielane jest wejście multipleksera, do którego będzie dołączany bit dodatkowy *bd* z tego kanału. Multipleksier zamieszczony na rysunku 17 należy rozumieć jako wskazanie rodzaju operacji, jaką należy wykonać na bitach z kanałów dodatkowych, a nie jako konkretne rozwiązanie układowe. W trakcie pomiaru częstotliwości sekwencja bitów $bp1 \div bpn$ jest porównywana z zawartością rejestru RNGP. Jeżeli wynik porównania wskaże, iż analizowana grupa podstawowa nie jest jednoznaczna, wówczas do wyjścia multipleksera podłączany jest bit dodatkowy *bdi* z tego wejścia, którego adres wskaże sygnał z rejestru RNGP. W pozostałych przypadkach, to znaczy gdy grupa podstawowa jest jednoznaczna

(a więc nie znajduje się w rejestrze), adres z rejestru RNGP odpowiada wejściu multipleksera, do którego na stałe podawana jest logiczna wartość „0” (rys. 18).



Rys. 18. Uproszczona struktura wielokanałowego odbiornika natychmiastowego pomiaru częstotliwości wykorzystującego algorytm adaptacyjny identyfikacji podpasm

6. Podsumowanie

Zaproponowany model wielokanałowego odbiornika natychmiastowego pomiaru częstotliwości sygnału mikrofalowego oparto na jednofunkcyjnych mikrofalowych dyskryminatorach częstotliwości typu *cosinus* JMDCzC. Niemniej jednak zasady jego budowy i idee algorytmów estymacji częstotliwości oraz eliminacji niejednoznaczności można zastosować do modeli składających się w całości lub w części z kwadraturowych mikrofalowych dyskryminatorów częstotliwości KMDCz. Podobnie postępuje się również wtedy, gdy układ charakteryzuje się większą liczbą podpasm niż określona zależnością (12). Należy bowiem pamiętać, że jeżeli układ z dyskryminatorami jednofunkcyjnymi, ale bez kanałów dodatkowych, dzieli pasmo pomiarowe na liczbę podpasm większą niż *MLP* (zależność 12), to z całą pewnością co najmniej dwa z tych podpasm posiadają takie same oznaczenia kodowe.

Z uwagi na wartość informacyjną wyniku natychmiastowego pomiaru częstotliwości, nie jest istotna równość szerokości podpasma, lecz to, aby podpasmo o największej szerokości było nie szersze niż wymagane. Za błąd pomiaru nie należy uważać przesunięcia granicy podpasma w stosunku do wartości wyznaczonej dla podzespołów idealnych, lecz tylko ten przypadek, gdy szerokość któregośkolwiek podpasma jest większa niż wymagana rozdzielczość. W opracowywanym urządzeniu wyjściowy wektor informacyjny będzie zawierał nie tylko numer podpasma, do którego zakwalifikowano odebrany sygnał, ale również częstotliwości graniczne tego podpasma i granice podpasma sąsiednich. Taki zbiór chwilowych danych pozwoli na zbudowanie pełniejszego obrazu rozpoznawanej emisji. W związku z tym liczbę kanałów (torów mikrofalowych dyskryminatorów częstotliwości MDCz) należy dobierać nie z punktu widzenia spodziewanej liczby podpasma, lecz z punktu widzenia wymaganej rozdzielczości pomiaru.

W celu zapewnienia jednoznaczności wskazań w odbiorniku natychmiastowego pomiaru częstotliwości zaproponowano trzy metody:

1. przesunięcie granic podpasma poprzez modyfikację długości linii w układach wypracowania proporcjonalnej różnicy faz UWPRF oraz przez dodanie elementów korekcji amplitudowo-fazowej EKAF;
2. zastosowanie dodatkowych kanałów MDCz oraz podzespołów EKAF;
3. zastosowanie dodatkowych kanałów MDCz z elementami korekcji amplitudowo-fazowej oraz adaptacyjnego algorytmu estymacji częstotliwości chwilowej wykorzystującego cyfrowy układ selektywnego dołączania informacji z kanałów dodatkowych SDIKD.

Zaproponowane metody zapewnienia jednoznaczności pomiaru w odbiornikach wielokanałowych można zastosować także wtedy, gdy wszystkie podpasma mają swoje niepowtarzalne oznaczenia kodowe, ale jedno lub kilka podpasma nie spełnia wymagań dotyczących ich szerokości. Wtedy dołącza się kanał dodatkowy z częstotliwością graniczną leżącą w pobliżu środka podpasma zbyt szerokiego. Wartość bitu z tego kanału uwzględnia się tylko wtedy, gdy częstotliwość wyznaczona w oparciu o bity z kanałów podstawowych zostanie zakwalifikowana do podpasma „za szerokiego”. Bardzo ważną zaletą stosowania dyskretnych metod estymacji częstotliwości (*porównanie w kanałach PwK* oraz *porównanie każdy z każdym KzK*) jest brak wymogu pracy detektorów na kwadratowym odcinku charakterystyki amplitudowej. Wystarczy, że detektory, z których napięcia są porównywane, będą posiadały charakterystyki amplitudowe o dowolnych kształtach, ale pokrywające się.

Praca naukowa finansowana ze środków na naukę w latach 2005-2007 jako projekt badawczy Nr 0 T00A 008 29.

Artykuł wpłynął do redakcji 17.01.2007 r. Zweryfikowaną wersję po recenzji otrzymano w marcu 2007 r.

LITERATURA

- [1] S. E. LIPSKY, *Measure new threat frequencies instantly*, Microwaves, December 1970, 49-56.
- [2] B. SMÓLSKI, *Analiza i synteza mikrofalowych układów natychmiastowego pomiaru częstotliwości*, Dodatek do Biuletynu WAT, nr 7(335), Warszawa, 1980.
- [3] B. STEC, *Analiza i badania mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości*, Biul. WAT, nr 7(431), Warszawa, 1988.
- [4] J. B. TSUI, *Digital Microwave Receivers, Theory and Concepts*, Artech House, Dedham 1989.
- [5] J. J. FERR, *Frequency discriminators*, Watkins-Johnson Company Tech-Notes, vol. 16, no. 4, July/August 1989.
- [6] A. RUTKOWSKI, *Analiza parametrów mikrofalowych dyskryminatorów fazy i częstotliwości z analogowym i cyfrowym przetwarzaniem napięć wyjściowych*, rozprawa doktorska, WAT, Warszawa, 1990.
- [7] R. J. WIEGAND, *Radar Electronic Countermeasures System Design*, Artech House, Boston-London, 1991.
- [8] Katalog firmy FILTRONIC Components Ltd, 1993.
- [9] J. B. Y. TSUI, J. N. HEDGE, *Instantaneous frequency measurement (IFM) receiver with two signal capability*, patent USA nr 5,291,125, March 1, 1994.
- [10] B. STEC, A. RUTKOWSKI, *Jednofunkcyjny mikrofalowy dyskryminator częstotliwości typu „cosinus”*, Elektronika, nr 3, 1994, 17-19.
- [11] W. B. SULLIVAN, *Simultaneous signal errors in wideband IFM receivers*, Microwave Journal, vol. 38, no. 9, September 1995, 86-100.
- [12] R. O. SCHMIDT, *Simultaneous signals IFM receiver using plural delay line correlators*, patent USA nr 5, 440, 228, August 8, 1995.
- [13] A. RUTKOWSKI, *Dyskryminator częstotliwości z interferometrem zbudowanym na bazie 3dB dzielników mocy i 3dB sprzęgaczy kierunkowych — Typ I*, Rozdział 5.1 Projekt koncepcyjnego odbiornika IFM (wykonanego zespołowo w ramach pracy nr 327/WAT/2000).
- [14] J. KAMPA, J. KUŚ, *6-bit digital frequency discriminator for the 6-18 GHz band*, The 13th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON-2000, Poland, Wrocław, May 22-24, 2002, vol. 2, 682-685.
- [15] A. RUTKOWSKI, *Mikrofalowe przesuwniki fazy ze strojnikami równoległymi*, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, 49, z. 2, 2003, 201-224.
- [16] J. KUŚ, *Increasing the resolution of microwave frequency discriminator*, XV International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON-2004, Poland, Warszawa, May 17-19, 2004, vol. 1, 218-221.
- [17] G. M. BARBOSA, J. C. ARAUJO DOS SANTOS, *2-4 GHz digital frequency discriminator (DFD) design for microwave receivers*, Microwave and Optoelectronics, 2005 SBMO/IEEE, MTT-S International conference, 25-28 July 2005, 381-385.
- [18] H. GRUCHAŁA, M. CZYŻEWSKI, A. SŁOWIK, *Koncepcja detektora sygnałów jednoczesnych w układach natychmiastowego pomiaru częstotliwości*, I Konferencja Naukowa „Urządzenia i Systemy Radioelektroniczne UISR 2005”, Soczewka k. Płocka, 21-23 września 2005, wydanie na CD.
- [19] B. STEC, Cz. REČKO, *Analiza niejednoznaczności określania częstotliwości w MDCz z pierścieniowymi detektorami fazy*, I Konferencja Naukowa „Urządzenia i Systemy Radioelektroniczne UISR 2005”, Soczewka k. Płocka, 21-23 września 2005, wydanie na CD.
- [20] A. K. RUTKOWSKI, Ł. WOJEWODA, *Komputerowy symulator wielokanałowego mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości*, I Konferencja Naukowa „Urządzenia i Systemy Radioelektroniczne UISR 2005”, Soczewka k. Płocka, 21-23 września 2005, wydanie na CD.

- [21] A. JOSSEF, Y. R. DAVIDSON, R. LEVIN, I. HEET, *Method and apparatus for signal detection and jamming*, patent USA nr 7, 023, 374 B2, April 4, 2006.

A. K. RUTKOWSKI

Multi-channel instantaneous frequency measurement receiver of microwave signals

Abstract. The microwave components of instantaneous frequency measurement IFM devices are often not good matched and have distortions of their transmission characteristics. In this connection, transition characteristics of the IFM devices are significantly deformed. It causes that parameters of the received signals are measured with big errors. In the paper, multi-channel frequency measurement devices have been described. The presented equipments are made up of the so-called single function *cosine* type microwave frequency discriminators. There have been analysed three versions of single function discriminators: device with two directional couplers, discriminator with a single directional coupler and with a single power splitter, and the third structure can be made up of several power splitters and phase shifters only. The algorithm of frequency estimation with of one sub-band resolution was presented. This algorithm uses so-called method of *comparison within the channels*. The possibility of coming into being of ambiguity in sub-band marking has been revealed. Three methods for obtaining the unambiguity of frequency measurement were proposed. First of them is based on modification of length of transmission lines inside the discriminator and on using additional amplitude — phase correction elements. The essence of the second method is application of supplementary single function microwave *cosine* type discriminator with adequate moved borders of its frequency sub-bands. In the third method of ambiguity removing, it is necessary to use additional (one or more) single function discriminator and to apply the so-called adaptive algorithm of frequency estimation. This algorithm adds the so-called casting bit to the result of frequency measurement only in this case when current code was originally ascribed to two or more sub-bands. It was pointed out that increase in measurement resolution can be achieved by analysing all of discriminators output voltages using a comparison method called *each with each*.

Keywords: instantaneous frequency measurement receiver, multi-channel receiver, IFM, microwaves

Universal Decimal Classification: 621.396.96