



BIULETYN WAT
VOL. LV, NR 1, 2006

Pomiar parametrów pokrywających się sygnałów mikrofalowych za pomocą dyskryminatora częstotliwości

ADAM KONRAD RUTKOWSKI

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

Streszczenie. Wskutek równoczesnego użytkowania bardzo dużej liczby urządzeń radioelektronicznych monitoring widma elektromagnetycznego prowadzi się w warunkach odbioru kilku sygnałów jednocześnie. Przypadki, gdy tylko jeden sygnał jest wyraźnie dominujący, są sporadyczne. Detekcja tych odcinków czasu i szybki pomiar odbieranej emisji leżą u podstaw zaproponowanej metody pomiaru parametrów pokrywających się sygnałów mikrofalowych oraz sygnałów złożonych. W prezentowanym rozwiązaniu do pomiaru chwilowej wartości częstotliwości i mocy wykorzystuje się kwadraturowy mikrofalowy dyskryminator częstotliwości KMDCz. Charakteryzuje się on stosunkowo prostą konstrukcją oraz bardzo dużą szybkością działania. Dzięki temu można ciągle pobierać próbki odbieranych emisji i poprzez bieżącą ich analizę rozróżniać emisje pojedyncze i wielokrotne oraz oceniać rodzaj i parametry zastosowanej modulacji. Rozważania teoretyczne zawarte w pracy zweryfikowano z pomyślnym wynikiem w warunkach zbliżonych do rzeczywistych. W tym opracowaniu zaprezentowano realizację jednokanałową. Docelowo przewiduje się wykorzystanie kilku kanałów mikrofalowych, co pozwoli na zastosowanie przetwarzania równoległego i zwiększenie szybkości oraz dokładności estymacji parametrów.

Słowa kluczowe: sygnały pokrywające się, mikrofalowy dyskryminator częstotliwości, kwadraturowy mikrofalowy dyskryminator częstotliwości

Symbole UKD: 621.396.96

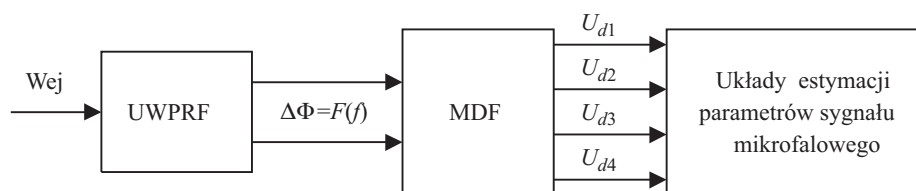
1. Wstęp

Współcześnie w przestrzeni propagują się sygnały będące wynikiem emisji zamierzonych oraz niezamierzonych przez człowieka. Część z tych sygnałów niesie określoną informację, część jest ubocznym produktem pracy różnych urzą-

dzeń, a niektóre z tych sygnałów służą do maskowania aktywności urządzeń specjalnego przeznaczenia. W tej sytuacji detekcję promieniowania elektromagnetycznego, realizowaną na przykład w ramach rutynowej kontroli przestrzeni, trzeba prowadzić, gdy w pewnych przedziałach czasu do anteny docierają sygnały pojedyncze, a w innych odbierane są też jeszcze dodatkowe sygnały. Należy przyjąć, że najczęściej do anteny docierają co najmniej dwa sygnały, a tylko w sporadycznych krótkich okienkach czasowych odbiera się sygnał pojedynczy. Właśnie dlatego nowoczesne urządzenia przeznaczone do monitoringu widma elektromagnetycznego powinny cechować zdolność wykrywania wąskich okienek (prześwitów) i dokonywania pomiarów parametrów pojedynczych emisji, aby następnie skutecznie prowadzić detekcję w warunkach odbioru kilku sygnałów jednocześnie. W prezentowanym materiale przez detekcję rozumie się nie tylko proces wykrycia istnienia propagacji promieniowania elektromagnetycznego w monitorowanym obszarze, ale również dokonanie pomiaru chwilowej wartości jego mocy i częstotliwości, a także poszukiwanie śladów modulacji dowolnego typu. Tak rozumiana detekcja powinna być prowadzona zarówno dla sygnału pojedynczego, jak również powinna obejmować dodatkową emisję, która pojawia się w czasie, gdy jest już obserwowany inny sygnał. Rozważania dotyczą natychmiastowej (ang. *instantaneous*) detekcji szerokopasmowej, to jest obejmującej w każdym momencie przedział częstotliwości nie węższy niż 500 MHz, a więc takiej, której nie da się zrealizować poprzez przesunięcie widma w zakres pasma podstawowego (np. 100 MHz), aby tam, po konwersji analogowo-cyfrowej, sfinalizować detekcję za pomocą procesorów sygnałowych. Bardzo dobre rezultaty szerokopasmowego pomiaru parametrów sygnałów mikrofalowych uzyskuje się przy użyciu szerokiej gamy mikrofalowych dyskryminatorów częstotliwości MDCz [1-6].

2. Budowa i zasada działania kwadraturowego mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości

Bardzo dobrymi własnościami pomiarowymi charakteryzują się mikrofalowe dyskryminatory MDCz oparte na metodzie interferometrycznej (rys. 1).



Rys. 1. Uproszczony schemat blokowy kwadraturowego mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości; UWPRF — układ wypracowania proporcjonalnej do częstotliwości różnicy faz $\Delta\Phi$; MDF — mikrofalowy dyskryminator fazy

Wykorzystują one związek pomiędzy opóźnieniem fazowym i częstotliwością sygnału mikrofalowego propagującego się w linii transmisyjnej o określonej długości [1-6]. W tej grupie układów wyróżnia się tzw. kwadraturowe mikrofalowe dyskryminatory częstotliwości KMDCz [1, 2, 6]. Na wyjściach KMDCz występują cztery napięcia wolnozmiennie (o stałej polaryzacji), których wartości są proporcjonalne do częstotliwości wejściowego sygnału mikrofalowego.

Zakładając idealne parametry wszystkich podzespołów oraz kwadratowe charakterystyki amplitudowe detektorów mikrofalowych, napięcia wyjściowe MDCz (rys. 1) można przedstawić w postaci:

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

$$U_{d2} = K \cdot P_{we} \cdot [1 - \cos(W_k \cdot f)] \quad (2)$$

$$U_{d3} = K \cdot P_{we} \cdot [1 - \sin(W_k \cdot f)] \quad (3)$$

$$U_{d4} = K \cdot P_{we} \cdot [1 + \sin(W_k \cdot f)]. \quad (4)$$

Ponieważ

$$U_{d1} - U_{d2} = 2 \cdot K \cdot P_{we} \cdot \cos(W_k \cdot f) \quad (5)$$

oraz

$$U_{d4} - U_{d3} = 2 \cdot K \cdot P_{we} \cdot \sin(W_k \cdot f), \quad (6)$$

gdzie: P_{we} — moc sygnału wejściowego; K — współczynnik proporcjonalności uwzględniający moduły transmitancji torów mikrofalowych KMDCz oraz czułości napięciowe detektorów; W_k — współczynnik zdeterminowany parametrami układu UWPRF oraz mikrofalowego dyskryminatora fazy; f — częstotliwość mikrofalowego sygnału wejściowego, więc częstotliwość sygnału wejściowego można wyznaczyć z zależności:

$$f = f_o + \frac{1}{W_k} \cdot \arctg\left(\frac{U_{d4} - U_{d3}}{U_{d1} - U_{d2}}\right), \quad (7)$$

gdzie: f_o — częstotliwość środkowa pasma pomiarowego KMDCz.

Moc sygnału wejściowego wynosi:

$$P_{we} = \frac{U_{d1} + U_{d2}}{2 \cdot K} \quad (8)$$

lub

$$P_{we} = \frac{U_{d3} + U_{d4}}{2 \cdot K}. \quad (9)$$

Ważną cechą przedstawionego powyżej dyskryminatora MDCz jest bardzo duża szybkość działania. Pozwala to na wyznaczanie chwilowych wartości mocy oraz częstotliwości zarówno sygnałów mikrofalowych ciągłych, jak i impulsowych, a także sygnałów prostych i sygnałów złożonych.

3. Sygnały wejściowe mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości

Przyjęto, że do wrót wejściowych układu pomiaru częstotliwości podawany jest sygnał sinusoidalny $u(t)$ o amplitudzie U i częstotliwości f :

$$u(t) = U \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + \varphi). \quad (10)$$

Jeżeli jest to sygnał ciągły, to zależność (10) będzie obowiązywała dla każdej chwili czasu $t \geq 0$. Sygnał impulsowy będzie miał natomiast kształt sinusoidalny tylko pomiędzy początkiem t_p i końcem t_k impulsu. W pozostałych momentach napięcie $u(t)$ będzie równe zeru.

$$\left. \begin{array}{l} u(t) = U \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + \varphi) \quad \text{dla } t_p \leq t \leq t_k \\ u(t) = 0 \quad \text{dla } t_p > t > t_k \end{array} \right\} \quad (11)$$

W ogólnym wypadku postać przebiegu w czasie sygnału na wyjściu układu mikrofalowego zależy od kształtu sygnału na wejściu oraz od kształtu charakterystyki częstotliwościowej i szerokości pasma przenoszenia układu. Z tego powodu, przy różnej od zera fazie początkowej sygnału impulsowego, jego początek na wyjściu układu będzie tym bardziej zniekształcony, im węższe będzie pasmo układu. To zaś spowoduje, że pomiar częstotliwości w pobliżu początku impulsu mikrofalowego będzie obarczony błędem. W związku z tym, na potrzeby prezentowanej analizy przyjęto, że pomiary częstotliwości przy użyciu MDCz rozpoczną się w odpowiednio odległym momencie od pojawienia się sygnału. Wpływ fazy początkowej sygnału na pomiary częstotliwości chwilowej będzie wówczas pomijalny, a więc w opisie można przyjąć, że faza początkowa jest równa zeru. W tych warunkach zależność (10) można zmodyfikować do postaci:

$$u(t) = U \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \quad (12)$$

i zależność (11) można odpowiednio zapisać jako:

$$\left. \begin{array}{l} u(t) = U \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \quad \text{dla } t_p \leq t \leq t_k \\ u(t) = 0 \quad \text{dla } t_p > t > t_k \end{array} \right\} \quad (13)$$

W rezultacie tych założeń, odpowiednio długi sygnał impulsowy traktuje się jak sygnał ciągły. W opisywanej analizie, przyjmuje się taki sam model czasowy zarówno dla sygnału impulsowego o czasie trwania t_{i2} , występującego na tle sygnału ciągłego, jak i dla sygnału impulsowego o czasie trwania t_{i2} , występującego na tle innego sygnału impulsowego o czasie trwania $t_{i1} \gg t_{i2}$, ale ich początki są rozsunięte w czasie. Przy tych założeniach, sygnał $u(t)$ będący złożeniem impulsu mikrofalowego $u_2(t)$ i sygnału ciągłego (lub dłuższego) $u_1(t)$, doprowadzany do wrót wejściowych MDCz, można opisać za pomocą modelu:

$$\left. \begin{aligned} u(t) &= U_1 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t) && \text{dla } t_{p2} > t > t_{k2} \\ u(t) &= U_1 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t) + U_2 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot t) && \text{dla } t_{p2} \leq t \leq t_{k2} \end{aligned} \right\}, \quad (14)$$

gdzie: t_{p2} — czas początku impulsu; t_{k2} — czas końca impulsu.

Założenie o równych zeru fazach początkowych obydwu sygnałów nie wyklucza możliwości wystąpienia dowolnej wartości różnicy faz $\Delta\varphi$ sygnału ciągłego (dłuższego) i sygnału impulsowego (krótszego). O wartości $\Delta\varphi$ decyduje bowiem moment t_{p2} pojawienia się impulsu.

W przedziałach czasu, w których występuje tylko sygnał $u_1(t)$, mikrofalowy dyskryminator częstotliwości mierzy poprawnie częstotliwość f_1 zgodnie z (1)-(7). Natomiast przez cały czas trwania impulsu $u_2(t)$ sygnał na wejściu MDCz jest według (14) opisany zależnością:

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) = U_1 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t) + U_2 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot t). \quad (15)$$

W warunkach, w których amplitudy obydwu sygnałów są sobie równe:

$$U_1 = U_2 = U \quad (16)$$

zależność (15) przyjmuje postać [7]:

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) = 2U \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \frac{f_1 + f_2}{2} \cdot t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot \frac{f_1 - f_2}{2} \cdot t). \quad (17)$$

Dyskryminator będzie więc „widział” częstotliwość wysoką f_w , będącą średnią arytmetyczną częstotliwości obydwu jednocześnie odbieranych sygnałów:

$$f_w = \frac{f_1 + f_2}{2}, \quad (18)$$

a ponadto obwiednia sygnału wypadkowego będzie miała kształt sinusoidalny o częstotliwości niskiej f_n równej połowie różnicy częstotliwości obydwu sygnałów:

$$f_n = \text{abs}\left(\frac{f_1 - f_2}{2}\right). \quad (19)$$

W przypadku gdy poziomy sygnałów są zróżnicowane, wartość f_w również znajduje się pomiędzy f_1 i f_2 , ale jest bliższa częstotliwości sygnału o wyższej mocy [8].

4. Zasada pomiaru parametrów sygnałów mikrofalowych w złożonej przestrzeni elektromagnetycznej

Zjawiska opisane zależnościami (15)-(19) leżą u podstaw rozróżniania i pomiaru parametrów sygnałów jednoczesnych (ang. *simultaneous signals*). Sygnały jednoczesne to takie, z których żaden nie pojawia się samodzielnie w dostępnym oknie czasowym. Natomiast sygnały, z których przynajmniej jeden występuje samodzielnie przez skończony odcinek czasu, należą do drugiej grupy nazywanej w literaturze sygnałami pokrywającymi się (ang. *overlapping signals*). W tym przypadku można mówić o sygnale „krótszym” i „dłuższym” bądź o sygnale „późniejszym” i „wcześniejszym”. W proponowanej metodzie, proces rozróżniania i pomiaru charakterystyk tych sygnałów oparto na porównaniu wyników estymacji parametrów sygnału w kolejnych obserwacjach. W każdej chwili MDCz dokonuje pomiaru mocy i częstotliwości chwilowej sygnału, odpowiednio: P_1 i f_1 . Wartości tych parametrów wyznacza się w oparciu o zależności (8), (9), (7) odpowiednio. Jeżeli wynik pomiaru mocy przekracza założony próg, to przyjmuje się, że odebrano sygnał mikrofalowy mieszczący się w pasmie układów wejściowych odbiornika. Wówczas wyliczone wartości częstotliwości f_1 i mocy P_1 są zapisywane w kolejnych komórkach pamięci, znakowanych skalą czasu. Bieżący wynik estymacji mocy i częstotliwości jest porównywany z wynikiem poprzednim. Każda odpowiednio duża zmiana wyniku estymacji mocy lub wyniku estymacji częstotliwości uruchamia procedury pomiaru czasów trwania tych zmienionych wartości, odpowiednio: t_{zp} , t_{zf} . Czasy te łącznie z innymi wyznaczonymi parametrami podlegają ciągłej analizie. W procesie tym można wyróżnić następujące zasadnicze przypadki:

Przypadek I

Poziom mocy jest stały, a następuje tylko zmiana wyniku pomiaru częstotliwości.

W takiej sytuacji relacja czasu t_{zf} i czasu t_{op} , będącego różnicą czasów opóźnienia linii L1 i L2 w KMDCz [1, 2, 6], pozwala ocenić charakter obserwowanego sygnału. I tak, równość czasów t_{zf} i t_{op} oznacza, że nadal odbierany jest tylko jeden sygnał o częstotliwości f_1 , ale rozpoczął się kolejny jego segment o zmienionej fazie. Natomiast $t_{zf} > t_{op}$ oznacza, że w pojedynczym sygnale został wykryty segment o zmienionej częstotliwości.

Przypadek II

W momencie dotarcia do anteny odbiornika drugiego sygnału o mocy P_2 poziom mierzonej mocy wzrasta do wartości P_{12} :

$$P_{12} = P_1 + P_2. \quad (20)$$

Wynik pomiaru częstotliwości, realizowany w oparciu o zależność (7), również może ulec zmianie. Od tej chwili rozpoczyna się proces pomiaru czasu t_{zp} trwania zmienionego wyniku pomiaru mocy i czasu t_{zf} trwania zmienionego wyniku pomiaru częstotliwości. Jeżeli czas t_{zf} jest równy różnicy czasów opóźnienia linii L1 i L2 w MDCz (t_{op}), to znaczy, że odebrany dodatkowo impuls posiada częstotliwość f_2 taką samą jak częstotliwość f_1 obserwowanego dotychczas pojedynczego sygnału ciągłego, a zarejestrowane zmiany wyniku pomiaru częstotliwości są w istocie wskazaniem różnicy faz $\Delta\varphi$ sygnału „wcześniejszego” i „późniejszego”. Jeżeli natomiast skokowej zmianie wyniku pomiaru mocy nie towarzyszyła zmiana wyestymowanej wartości częstotliwości (czas t_{zf} nie będzie odmierzanym, a więc jego wartość pozostanie równa zero), znaczy, że częstotliwość sygnału „późniejszego” jest taka sama (z dokładnością do rozdzielczości pomiaru) jak częstotliwość sygnału „wcześniejszego”, a ponadto, że fazy obydwu sygnałów są zgodne.

Jeżeli czas t_{zf} będzie większy od t_{op} , to znaczy, że częstotliwość f_2 jest inna niż częstotliwość f_1 .

Przypadek III

Powrót mierzonego poziomu mocy do wartości P_1 będzie oznaczać, że sygnał dodatkowy zakończył się i znów odbierany jest tylko jeden sygnał. W takim przypadku zeruje się liczniki czasów t_{zp} i t_{zf} . Odmierzona wartość t_{zp} jest czasem trwania impulsu t_i .

Przypadek IV

Następuje spadek zmierzonego poziomu mocy do wartości P_1 lub innej i wynik estymacji częstotliwości według zależności (7) jest inny niż f_1 .

Jest to interpretowane jako zakończenie się sygnału „wcześniejszego” i jednocześnie dalsze trwanie sygnału „późniejszego”. Od tego momentu sygnał ten będzie uważany za sygnał „wcześniejszy” w stosunku do następnych sygnałów dodatkowych. W takim przypadku również zeruje się liczniki czasów t_{zp} i t_{zf} .

Po wykryciu, że odebrano drugi sygnał, również trzeba określić jego bieżące parametry, to jest: chwilową częstotliwość f_2 i chwilową moc P_2 oraz odnotować ich zmiany (skoki fazy).

Szybki algorytm pomiaru częstotliwości sygnału „późniejszego” odebranego na tle sygnału „wcześniejszego” oparto na założeniu, że UWPRF i interfero-

metr MDCz (rys. 1) są układami liniowymi. Oznacza to, że odpowiednie relacje przyrostów mocy sygnałów w poszczególnych wrotach wyjściowych interferometru MDCz będą jednoznacznie znanymi funkcjami nieznannej częstotliwości dodatkowego sygnału impulsowego bez względu na poziom jego mocy. Wyznaczając te przyrosty, można wyliczyć częstotliwość i moc sygnału „późniejszego” odebranego w obecności sygnału „wcześniejszego”.

Odpowiednie zależności wykorzystywane w tym algorytmie można zapisać następująco:

$$U_{d1}(f_2) = U_{d1}(f_1, f_2) - U_{d1}(f_1) \quad (21)$$

$$U_{d2}(f_2) = U_{d2}(f_1, f_2) - U_{d2}(f_1) \quad (22)$$

$$U_{d3}(f_2) = U_{d3}(f_1, f_2) - U_{d3}(f_1) \quad (23)$$

$$U_{d4}(f_2) = U_{d4}(f_1, f_2) - U_{d4}(f_1), \quad (24)$$

gdzie: $U_{di}(f_1)$ — napięcie na wyjściu detektora numer i wówczas, gdy na wejściu układu KMDCz występuje tylko sygnał o częstotliwości f_1 ; $U_{di}(f_1, f_2)$ — napięcie na wyjściu detektora numer i wówczas, gdy na wejściu układu KMDCz występuje jednocześnie sygnał o częstotliwości f_1 i sygnał o częstotliwości f_2 ; $U_{di}(f_2)$ — przyrost napięcia na wyjściu detektora numer i wówczas, gdy na wejściu układu KMDCz pojawi się dodatkowo sygnał o częstotliwości f_2 .

Po wyliczeniu napięć $U_{di}(f_2)$ można już wyznaczyć chwilową wartość częstotliwości f_2 sygnału „późniejszego”, odebranego w czasie trwania sygnału o częstotliwości f_1 :

$$f_2 = f_o + \frac{1}{W_k} \cdot \arctg \left[\frac{U_{d4}(f_2) - U_{d3}(f_2)}{U_{d1}(f_2) - U_{d2}(f_2)} \right], \quad (25)$$

gdzie: f_o — częstotliwość środkowa pasma pomiarowego MDCz,

oraz chwilową wartość mocy P_2 tego impulsu:

$$P_2 = \frac{U_{d1}(f_2) + U_{d2}(f_2)}{2 \cdot K} \quad (26)$$

lub

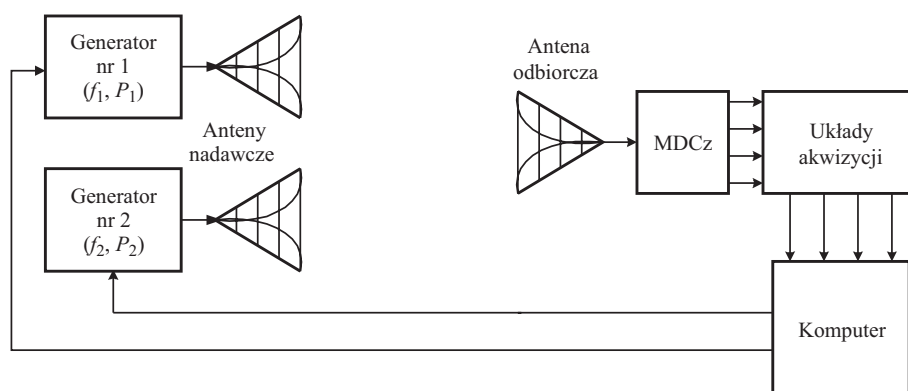
$$P_2 = \frac{U_{d3}(f_2) + U_{d4}(f_2)}{2 \cdot K}. \quad (27)$$

Gdy po rozpoczęciu pracy układu MDCz pierwszą skokową zmianą poziomu mocy sygnału będzie jego zmniejszenie, a nie wzrost i towarzyszyć mu będzie

zmiana wyniku pomiaru częstotliwości, to należy uznać, iż początkowo mierzone były dwa odbierane jednocześnie sygnały. W związku z tym należy zapamiętać bieżące wartości jako P_1 i f_1 , a następnie odpowiednio skorygować wyniki wcześniej dokonanych pomiarów.

5. Wyniki badań eksperymentalnych

Zaproponowany algorytm pomiaru parametrów sygnałów mikrofalowych zweryfikowano wstępnie na stanowisku przedstawionym na rysunku 2. Sygnały z obydwu generatorów przekazywano za pomocą anten w celu możliwie wierne go odtworzenia rzeczywistych warunków pracy urządzenia monitorującego zjawiska występujące w przestrzeni elektromagnetycznej.



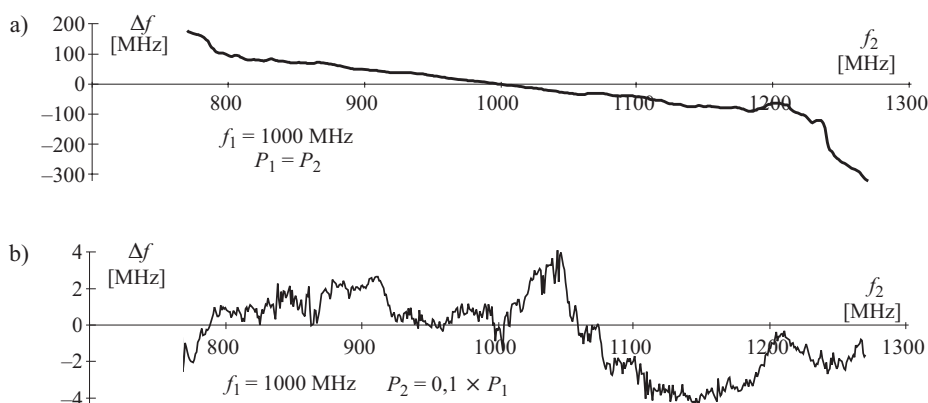
Rys. 2. Stanowisko do badania efektywności algorytmu pomiaru parametrów pokrywających się sygnałów mikrofalowych

Generator numer 1 był źródłem sygnału „wcześniejszego” (tła). Sygnał „późniejszy” imitowano poprzez włączenie i wyłączenie generatora numer 2. Test obejmował trzy etapy:

- etap I — włączenie generatora nr 1 (generator nr 2 wyłączony) i pomiar częstotliwości oraz mocy przy wykorzystaniu algorytmu rozpoznawania sygnałów pojedynczych;
- etap II — włączenie dodatkowo generatora nr 2 i powolne jego przestrajanie; w tym momencie procedury analizy poziomu mocy wykrywały fakt pojawienia się drugiego sygnału i włączały algorytm analizy chwilowych parametrów sygnału impulsowego występującego na tle sygnału ciągłego; częstotliwość f_1 była zawsze stała, natomiast generator nr 2 był przestrajany w całym pasmie jednoznacznego pomiaru MDCz;

etap III — wyłączenie generatora nr 2; procedury analizy mocy po wykryciu tego faktu ponownie włączały algorytm pomiaru parametrów sygnałów pojedynczych.

Wyniki pomiarów przedstawiono na rysunku 3. Częstotliwość sygnału pojedynczego mierzono w całym pasmie z błędem maksymalnym nieprzekraczającym $\pm 0,5$ MHz. Po włączeniu drugiego sygnału o mocy $P_2 \approx P_1$ i przy korzystaniu z prostego algorytmu estymacji częstotliwości, błąd pomiaru był tym większy, im większa była różnica częstotliwości obydwu odbieranych sygnałów. Na krańcach pasma błąd Δf osiągał wartość około 300 MHz (rys. 3a).



Rys. 3. Wyniki pomiaru częstotliwości sygnału „krótszego” występującego na tle sygnału ciągłego: a) błąd pomiaru Δf przy użyciu algorytmu estymacji częstotliwości stosowanego przy odbiorze sygnałów pojedynczych; b) błąd pomiaru Δf przy użyciu opracowanego algorytmu estymacji częstotliwości sygnałów pokrywających się

Po włączeniu algorytmu rozpoznającego drugi sygnał błąd estymacji częstotliwości zmniejszył się do ± 4 MHz. Błąd pomiaru częstotliwości sygnału drugiego był tak mały również w przypadku gdy moc sygnału tła (sygnał numer 1) była 10 razy większa niż moc sygnału numer 2 (rys. 3b).

6. Podsumowanie

Celem pracy było znalezienie możliwie prostej, a przez to szybkiej metody rozróżniania sygnałów pojedynczych i sygnałów wielokrotnych oraz określania ich parametrów. Założono, iż pomiar mocy i częstotliwości realizuje się przy użyciu kwadraturowego mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości.

Rozważania przeprowadzono dla przypadku gdy sygnał „wcześniejszy” nie zmienia swoich parametrów, tj. mocy, częstotliwości i fazy, przez cały czas trwa-

nia dodatkowego sygnału impulsowego („późniejszego”). Należy spodziewać się, że taka sytuacja zachodzi nawet przy sygnałach „późniejszych” o czasie trwania kilkudziesięciu mikrosekund. Na uaktualnienie pełnej informacji o sygnale tła (sygnał „wcześniejszy”) wystarczy odstęp czasu pomiędzy kolejnymi impulsami nieprzekraczający 1 μ s. Przedstawiony algorytm pozwala analizować występujące na tle sygnału ciągłego „dodatkowe” sygnały zarówno proste, jak i sygnały o złożonej wewnętrznej strukturze częstotliwościowej i fazowej.

Opisane powyżej rozwiązanie można również zaadaptować do skutecznego zmniejszenia wpływu zewnętrznych i wewnętrznych szumów addytywnych na wyniki pomiaru za pomocą dyskryminatora MDCz, który jest tu szybkim miernikiem chwilowej wartości mocy i częstotliwości sygnałów mikrofalowych.

Artykuł wpłynął do redakcji 20.10.2005 r. Zweryfikowaną wersję po recenzji otrzymano w kwietniu 2006 r.

LITERATURA

- [1] B. SMÓLSKI, *Analiza i synteza mikrofalowych układów natychmiastowego pomiaru częstotliwości*, dod. do Biul. WAT, nr 7(335), Warszawa 1980.
- [2] B. STEC, *Analiza i badania mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości*, Biul. WAT, nr 7(431), Warszawa 1988.
- [3] J. BAO-YEN TSUI, *Digital Microwave Receivers, Theory and Concepts*, Artech House, Dedham 1989.
- [4] J. J. FERR, *Frequency discriminators*, Watkins-Johnson Company Tech — Notes, vol. 16, No. 4, July/August 1989.
- [5] A. RUTKOWSKI, B. STEC, *A planar microwave frequency discriminator*, The 12th International Conference on Microwave & Radar MIKON-98, Kraków 20-22. 05. 1998, vol. II, 368-372.
- [6] A. RUTKOWSKI, *Analiza parametrów mikrofalowych dyskryminatorów fazy i częstotliwości z analogowym i cyfrowym przetwarzaniem napięć wyjściowych*, rozprawa doktorska. WAT, Warszawa 1990.
- [7] I. N. BRONSZTEJN, K. A. SIEMIENDIAJEW, *Matematyka, Poradnik Encyklopedyczny*, Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warszawa 1970.
- [8] A. RUTKOWSKI, *Koncepcje struktur i zasady funkcjonowania układów pomiaru chwilowych wartości fazy i częstotliwości mikrofalowych sygnałów prostych i złożonych*, rozdz. 5.16 sprawozdania końcowego z realizacji PBS 680 (opracowanie zbiorowe), WAT, Warszawa 2004.

A. K. RUTKOWSKI

Measurement of parameters of overlapping microwave signals by means of frequency discriminator

Abstract. These days a great number of microwave devices is used in the same time. As a result of this, monitoring of the microwave space is performed in the conditions when several signals are received simultaneously. Only from time to time a single signal reaches antenna of the surveillance

receiver. Detection of these moments and instantaneous measurement of the received signal's power and frequency are the basis of the proposed method of evaluation of so-called complex signal's characteristics and parameters of the overlapping signals estimation. In the described case, there was used a quadrature microwave frequency discriminator (QMFD) as a momentary value of signal's frequency and power meter. The QMFD discriminator is characterized by rather simple structure and extremely high speed of operation. Due to this feature, it is able to continually take samples, analyse them, and finally distinguish single from multiple emissions and to find out types and parameters of received signals' modulation. Theoretical analyses were successfully verified in quasi real conditions. A structure of the experimental stand and obtained results have been shown. In this paper, a single channel application has been presented. In the next generation of the system, several channels will be included. It will make possible to increase the speed of processing and improve accuracy of parameters' estimation.

Keywords: overlapping signals, microwave frequency discriminator, quadrature microwave frequency discriminator

Universal Decimal Classification: 621.396.96