



BIULETYN WAT
VOL. LV, NR 1, 2006

Wykorzystanie układów natychmiastowego pomiaru częstotliwości do wyznaczania chwilowych wartości parametrów sygnałów mikrofalowych prostych i złożonych

ADAM KONRAD RUTKOWSKI

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

Streszczenie. W ramach doskonalenia metod i systemów natychmiastowego pomiaru parametrów sygnałów mikrofalowych przeprowadzono szereg analiz teoretycznych oraz eksperymentów z układami rzeczywistymi i sygnałami z modulacjami typu LFM, FSK i PSK. Miały one na celu ocenę jakości szerokopasmowego rozpoznawania sygnałów za pomocą mikrofalowych dyskryminatorów częstotliwości MDCz. Wykonano symulator programowy *MDCz_WKI*. Podczas eksperymentu zidentyfikowano skutecznie nie tylko wewnętrzną strukturę częstotliwościową, ale także struktury fazowe rzeczywistych sygnałów z modulacjami różnych typów. Wyniki potwierdziły poprawność zaprojektowania i wykonania podzespołów oraz efektywność opracowanych algorytmów i realizujących je programów komputerowych, służących do estymacji parametrów analizowanych sygnałów mikrofalowych.

Słowa kluczowe: układ natychmiastowego pomiaru częstotliwości, NPCz, mikrofałe, sygnał prosty, sygnał złożony

Symbole UKD: 621.396.96

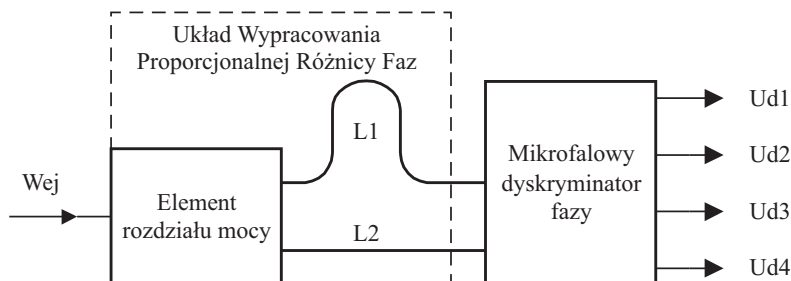
1. Wstęp

Wykrycie występowania sygnałów wielkiej częstotliwości oraz określenie ich długo- i krótkoterminowych parametrów jest źródłem informacji o emitującym je urządzeniu nadawczym. Informacje te służą identyfikacji pracującego sprzętu oraz umożliwiają określenie jego położenia w obserwowanym obszarze.

Wymagania stawiane nowoczesnym urządzeniom rozpoznawczym to: duża liczba mierzonych parametrów, wielka precyzja ich określenia, a także minimalny czas potrzebny na analizę wykrytych sygnałów. Do najważniejszych parametrów wykrywanych sygnałów wielkiej częstotliwości zalicza się między innymi charakterystyki czasowo-częstotliwościowe i czasowo-fazowe sygnałów zarówno impulsowych, jak i ciągłych. Opisuje się je poprzez: chwilowy poziom mocy P_{ch} , kształt obwiedni, częstotliwość nośną f_n , częstotliwość chwilową f_{ch} , strukturę częstotliwościową SCz i strukturę fazową SF. Poprawność i szybkość estymacji wymaganej liczby parametrów jest wyznacznikiem skuteczności działania systemu obserwacji przestrzeni elektromagnetycznej. Dlatego też prowadzi się badania nad metodami i układami szybkiego (niemal natychmiastowego) pomiaru parametrów sygnałów mikrofalowych, które są lub mogą pojawić się w nadzorowanym obszarze. Wyniki takich badań można również wykorzystać do strojenia oraz do kontroli poprawności funkcjonowania stacji radiolokacyjnych, systemów łączności radiowej i nadajników RTV.

2. Wybrane rozwiązania mikrofalowych dyskryminatorów częstotliwości

Do szybkiego określania chwilowej wartości częstotliwości odebranego sygnału wykorzystuje się między innymi mikrofalowe dyskryminatory częstotliwości MDCz [1-10]. Ogólną strukturę dyskryminatora częstotliwości przedstawiono na rysunku 1. Sygnał wejściowy o częstotliwości f_x rozdzielany jest na dwa tory o zbliżonych poziomach mocy za pomocą dzielnika mocy lub sprzęgacza kierunkowego. Obydwa tak uzyskane sygnały są opóźniane przez dwie linie transmisyjne o różnych długościach. Element rozdziału mocy oraz linie L1 i L2 tworzą tak zwany układ wypracowania proporcjonalnej różnicy faz UWPRF. Na wyjściach linii L1 i L2 otrzymuje się dwa sygnały o fazach różniących się o wartość proporcjonalną do częstotliwości analizowanego sygnału. Dzięki temu różnica faz zmierzona za pomocą mikrofalowego dyskryminatora fazy MDF pozwala

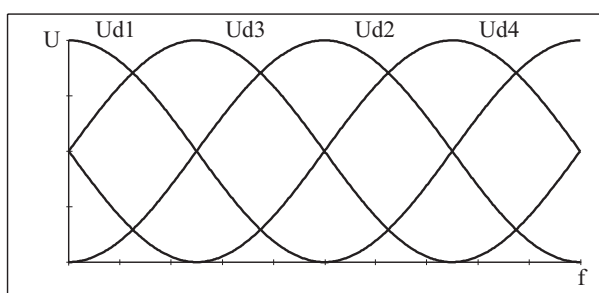


Rys. 1. Uproszczony schemat blokowy mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości

ła wyliczyć nieznaną częstotliwość f_x . W pierwszych wersjach tych urządzeń nie wymagano dużej dokładności pomiaru.

Wraz z upowszechnianiem się złożonych technik rozpraszania widma sygnałów zarówno w systemach łączności, jak i w radarach wzrasta zapotrzebowanie na dyskryminatory charakteryzujące się coraz większą szybkością i coraz lepszą rozdzielczością. Stosowane są różne konfiguracje układów MDCz, różniące się stopniem złożoności i parametrami. Bardzo dobrymi właściwościami charakteryzują się tak zwane dyskryminatory jednofunkcyjne JMDCz typu sinus i cosinus [7]. W niektórych warunkach potencjalnie lepszą rozdzielczością odznaczają się jednak dyskryminatory kwadraturowe [1].

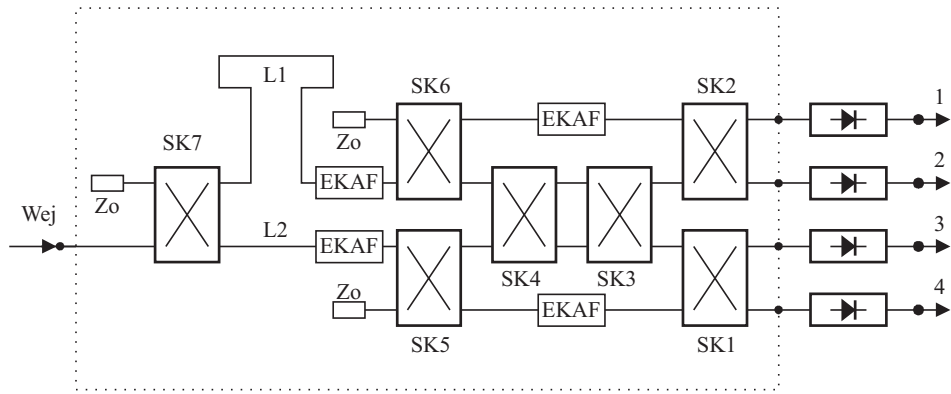
Dyskryminatory kwadraturowe są w istocie złożeniem dwóch jednofunkcyjnych dyskryminatorów typu „sinus” i typu „cosinus” [7]. Na ich wyjściach otrzymuje się cztery napięcia wolnozmiennie proporcjonalne do częstotliwości wejściowego sygnału mikrofalowego (rys. 2).



Rys. 2. Napięcia na wyjściach detektorów mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości

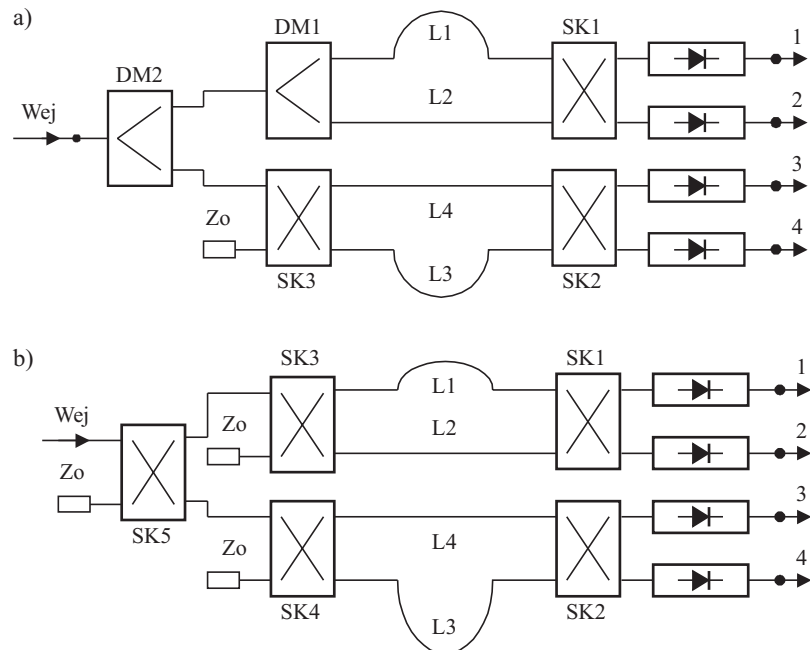
Dyskryminatory te składają się zwykle z kilku sprzęgaczy kierunkowych i dzielników mocy. Dodatkowo są w nich stosowane elementy korekcji amplitudowo-fazowej EKAF, składające się z tłumików mikrofalowych i szerokopasmowych mikrofalowych przesuwników fazy [10, 11]. Uzyskiwane parametry dyskryminatorów zależą między innymi od typu stosowanych podzespołów oraz od przewidywanego pasma częstotliwości roboczej.

Dyskryminator przedstawiony na rysunku 3 składa się z siedmiu sprzęgaczy 3 dB/90°. Sprzęgacz SK7 spełnia rolę elementu rozdziału mocy. Podobną funkcję realizują sprzęgacze SK5 i SK6. Ponadto sprzęgacze SK5 i SK6 wprowadzają dodatkową różnicę faz sygnałów w ich wrotach wyjściowych. Sprzęgacze SK3 i SK4 zastępują skrzyżowanie linii zewnętrznych łączących pary sprzęgaczy: SK5 i SK2 oraz SK6 i SK1 i jednocześnie w szerokim pasmie dają stałe przesunięcie fazy wynoszące 45° [12]. Dzięki tym relacjom fazowym uzyskuje się wymagane zróżnicowanie napięć na wyjściach detektorów.



Rys. 3. Mikrofalowy dyskryminator częstotliwości z kanałami zależnymi, zbudowany z jednego typu sprzęgaczy kierunkowych

Opcjonalnie stosowane są elementy korekcji amplitudowo fazowej EKAF celu uzyskania wymaganych kształtów charakterystyk dyskryminacyjnych całego układu. Pozwalają one między innymi uzyskiwać praktycznie dowolne szeroko-

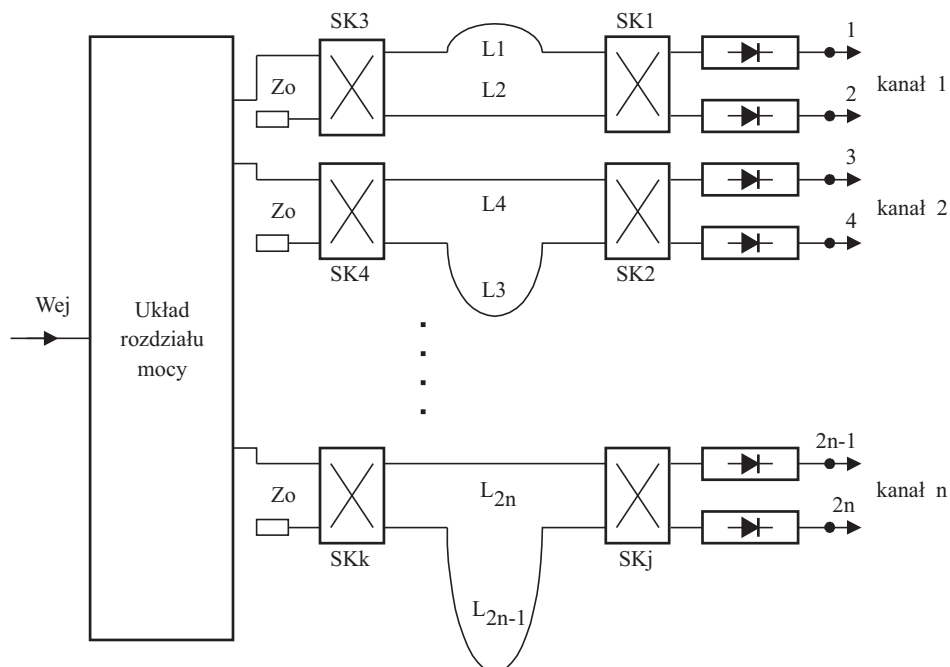


Rys. 4. Mikrofalowe dyskryminatory częstotliwości z kanałami niezależnymi: a) MDCz w wersji NSC (niezależne kanały typu *sinus* i typu *cosinus*); b) MDCz w wersji NCC (niezależne kanały tylko typu *cosinus*)

kości pasma pomiarowego i jego środkowej częstotliwości [11]. Graniczne częstotliwości pasma dla jednoznacznego pomiaru muszą się mieścić w pasmie pracy użytych sprzęgaczy kierunkowych i detektorów mikrofalowych.

Przedstawiony na rysunku 4a dyskryminator MDCz składa się z dwóch niezależnych jednofunkcyjnych mikrofalowych dyskryminatorów częstotliwości JMDCz typu *sinus* i typu *cosinus*. Tworzy on wersję dyskryminatora typu NSC (niezależny sinus cosinus).

W odróżnieniu od MDCz z rysunku 3, każdy z JMDCz ma oddzielną parę linii transmisyjnych, determinujących zakres jednoznacznego pomiaru częstotliwości. Różnice długości obydwu par linii, tj. L_1, L_2 oraz L_3, L_4 są takie same z dokładnością do rozrzutu parametrów podzespołów. Nieco inną konstrukcję ma układ przedstawiony na rysunku 4b. Ten dyskryminator MDCz składa się z dwóch układów JMDCz typu *cosinus*. Jest więc przykładem dyskryminatora typu NCC (niezależny cosinus cosinus) lub inaczej oznaczonego jako NC^2 . Sprzęgacz kierunkowy SK5 można zastąpić na przykład dzielnikiem mocy. Różnice fizycznych długości linii L_1, L_2 oraz L_3, L_4 nie są jednakowe i przy pracy w pasmie oktawowym mają się jak 5:6.



Rys. 5. Mikrofalowy dyskryminator częstotliwości w wersji NC^n (z n kanałami niezależnymi typu *cosinus*)

Uzyskanie odpowiedniej rozdzielczości i szerokości pasma jednoznacznego pomiaru wymaga, aby układ natychmiastowego pomiaru częstotliwości składał się z liczby n równoległe działających dyskryminatorów [1, 13]. Przykład wielokanałowego dyskryminatora, składającego się z kilku układów JMDCz typu *cosinus*, przedstawiono na rysunku 5. Jeżeli wersja wielokanałowa składa się tylko z nich, to kolejne pojedyncze dyskryminatory powinny zawierać linie o różnicach długości będących odpowiednią całkowitą wielokrotnością większej z różnic długości linii stosowanych w układzie dwukanałowym (linie L3 i L4 na rysunku 4.b). W dyskryminatorze trójkanałowym NC³ stosunek tych różnic będzie wynosił na przykład 5:6:12 (dla pasma oktawowego). Oparcie dyskryminatorów N -kanałowych na dyskryminatorach JMDCz typu *cosinus* ma tę zaletę, że wynik estymacji częstotliwości metodą porównania napięć wyjściowych parami w kolejnych kanałach daje informację w postaci słowa N -bitowego o cechach kodu Gray'a. Ta właściwość sprawia, że zmniejsza się wpływ zniekształceń parametrów podzespołów wielokanałowego mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości WMDCz na powstawanie niejednoznaczności wyników pomiaru częstotliwości [13].

3. Specyfika warunków pracy mikrofalowych dyskryminatorów częstotliwości w trakcie pomiarów parametrów sygnałów z modulacjami częstotliwości i fazy

Ideę pomiaru chwilowej wartości częstotliwości przy pomocy opisanych powyżej MDCz można również przedstawić jako porównywanie faz tego samego sygnału w chwilach oddalonych od siebie o czas t_w

$$t_w = \frac{l_1 - l_2}{v}, \quad (1)$$

gdzie: l_1, l_2 — długości dróg propagacji sygnału mikrofalowego (na przykład długości linii transmisyjnych); v — prędkość propagacji sygnału wzdłuż l_1 i l_2 .

W dyskryminatorze z rysunku 1, układ UWPRF z liniami L1 i L2 pobiera próbki sygnału $u(t)$ w chwilach $t_K - t_w$ oraz t_K , a mikrofalowy dyskryminator fazy dokonuje ich porównania.

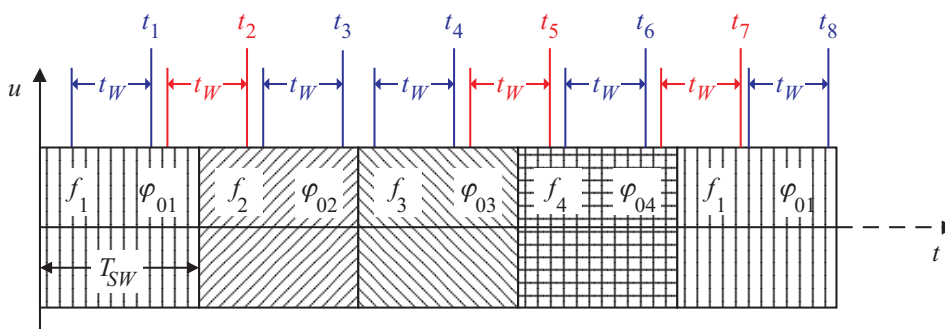
Jeżeli badany sygnał jest sinusoidalny, to różnica faz tego sygnału pomiędzy chwilami z zależności (1) wyniesie:

$$\Delta\Phi_w = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_w. \quad (2)$$

Różnica faz $\Delta\Phi_w$ jest liniową funkcją częstotliwości f . Dokonując pomiaru chwilowych wartości $\Delta\Phi_w$ w przedziale czasu T_K dłuższym niż t_w , można odróżnić sygnały proste od sygnałów z modulacją wewnętrzną. W przypadku sygna-

łów prostych wartość $\Delta\Phi_W$ w przedziale czasu T_K będzie stała. W warunkach pomiaru sygnałów z LFM wartość $\Delta\Phi_W$ będzie zmieniała się płynnie. W analizowanym dyskryminatorze MDCz wartość $\Delta\Phi_W$ zamienia się na chwilową wartość częstotliwości f , z dokładnością zależną między innymi od stopnia uwzględnienia parametrów podzespołów MDCz w algorytmach estymacji częstotliwości.

Nieco inna sytuacja występuje przy rozpoznawaniu sygnałów z modulacją wewnętrzną w następujących postaciach: kluczkowanie częstotliwości FSK, kluczkowanie fazy PSK, jednoczesne kluczkowanie częstotliwości i fazy FPSK. Analizę zjawisk przeprowadzi się na przykładzie sygnału z modulacją FPSK, składającego się z segmentów o jednakowym czasie trwania $T_{SW} > t_W$. Specyfikę pomiaru takich sygnałów ilustruje rysunek 6.



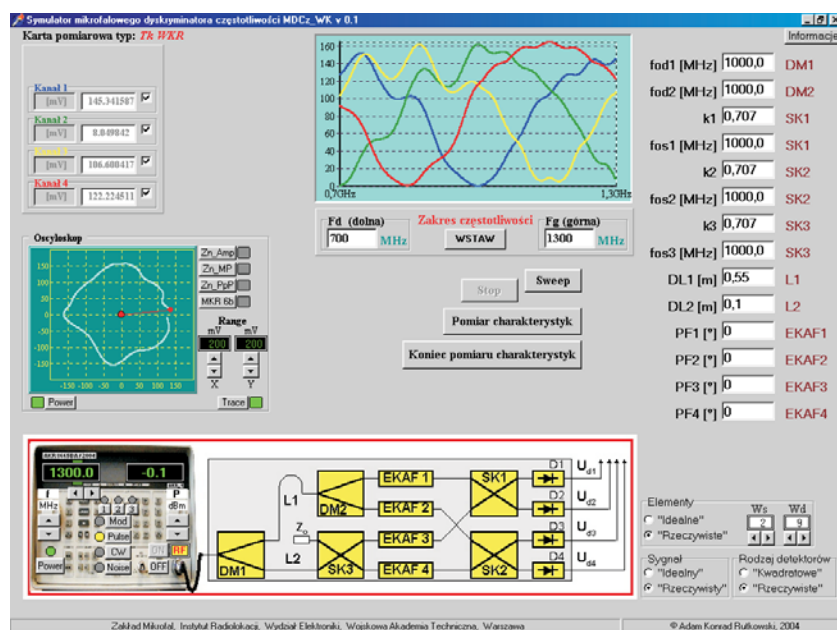
Rys. 6. Poglądowy przebieg czasowy sygnału z modulacją typu 4FPSK

Przebieg przedstawiony na rysunku 6 składa się z segmentów o czasie trwania T_{SW} . Każdy z segmentów charakteryzuje się jedną z czterech częstotliwości $f_1 \div f_4$ oraz jedną z czterech faz początkowych $\varphi_{01} \div \varphi_{04}$. Symbole $t_1 \div t_8$ oznaczają momenty odczytu wyniku estymacji chwilowej wartości częstotliwości z układu przetwarzania i zobrazowania informacji. Jak już zaznaczono, estymacja chwilowej wartości częstotliwości w chwili t_K odbywa się w następstwie porównania faz sygnału występujących w chwilach: t_K oraz $t_K \div t_W$. Odczyty w chwilach t_1, t_3, t_4, t_6, t_8 dostarczają prawdziwej informacji o częstotliwości segmentu, odpowiednio: 1, 2, 3, 4, 1. Jednocześnie w tych odczytach nie występuje informacja o początkowych fazach segmentów. Odczyty w momentach t_2, t_5, t_7 nie mogą zawierać prawdziwej informacji o częstotliwości, gdyż estymacji w tych warunkach dokonuje się w oparciu o porównanie faz z różnych segmentów. Mimo braku informacji o częstotliwości, odczyt taki nie jest bezużyteczny, gdyż można go wykorzystać na przykład do wskazywania granic segmentów oraz do oceny relacji faz sygnału na styku sąsiednich segmentów. Informacje takie są zaś bezcenne przy identyfikacji źródeł sygnałów mikrofalowych i ułatwiają rozpoznawanie konstrukcyjnych rozwiązań układów kształtowania sygnału i stopni końcowych nadajnika.

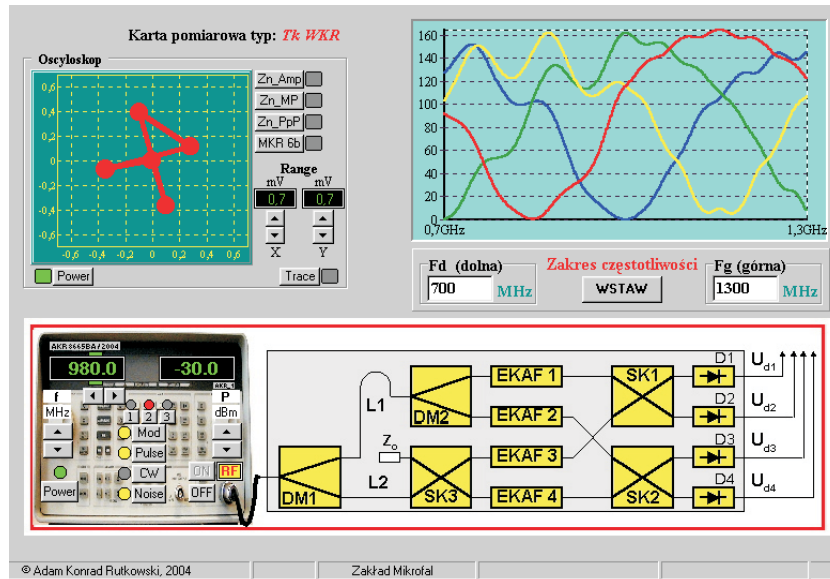
4. Komputerowy symulator kwadraturowego mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości

Do przeprowadzenia analiz właściwości dyskryminatora MDCz oraz metod przetwarzania jego napięć wyjściowych opracowano symulator *MDCz_WK1*. Pozwala on na badanie funkcjonowania dyskryminatora częstotliwości w warunkach idealizowanych, a także w warunkach występowania zniekształceń charakterystyk poszczególnych podzespołów, w tym z uwzględnieniem detektorów mikrofalowych o kwadratowych i liniowych charakterystykach amplitudowych. Wybrane zobrazowania interfejsu użytkownika symulatora *MDCz_WK1* przedstawiono na rysunkach 7-11.

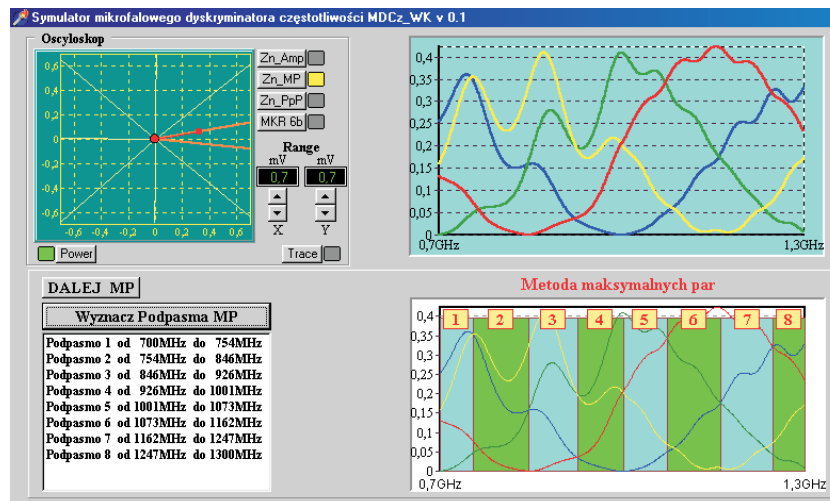
Funkcjonalna struktura symulatora umożliwia zmianę parametrów oddzielnie dla każdego z podzespołów. W prezentowanej wersji symulatora wykorzystano model klasycznego kwadraturowego dyskryminatora MDCz [1]. Zaimplementowano dwa algorytmy estymacji częstotliwości na podstawie napięć wyjściowych dyskryminatora. Oparte są one na tak zwanej metodzie porównania każdy z każdym KzK [7] oraz na metodzie detekcji przejść przez zero PpZ. W symula-



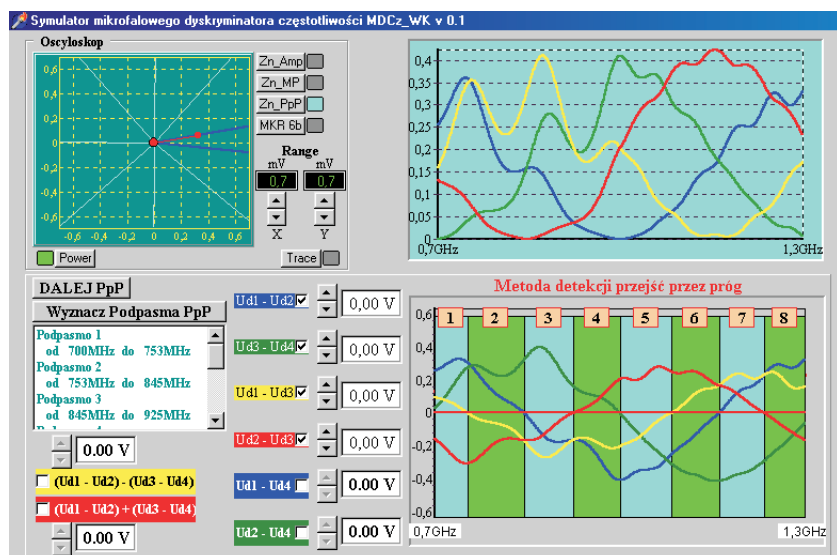
Rys. 7. Wygląd ekranu interfejsu użytkownika symulatora *MDCz_WK1* po wyznaczeniu charakterystyk dyskryminatora z uwzględnieniem „rzeczywistych” parametrów dzielników mocy i sprzęgaczy kierunkowych oraz detektorów mikrofalowych; na ekranie syntetyzowanego oscyloskopu widoczne jest zobrazowanie sygnału impulsowego prostego



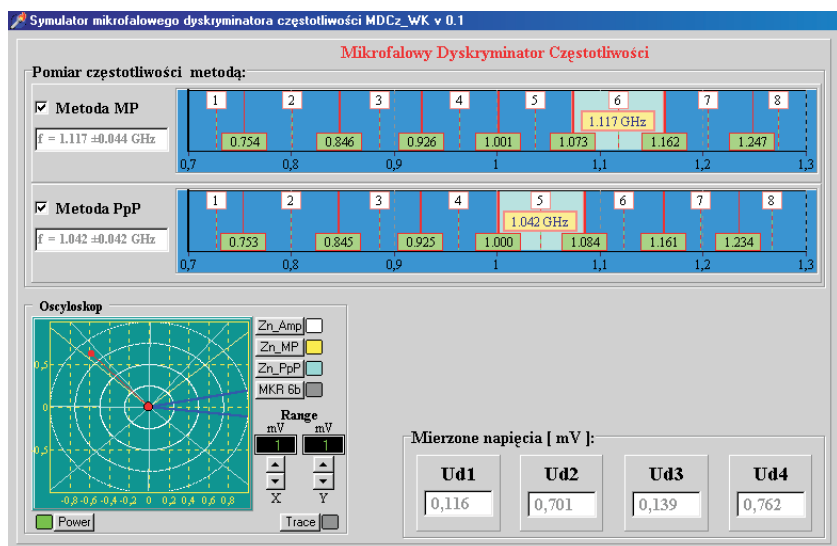
Rys. 8. Fragment obrazu interfejsu symulatora *MDCZ_WK1*; na ekranie syntetyzowanego oscyloskopu widoczne jest zobrazowanie konstelacji znaczników sygnału impulsowego z modulacją typu 4FSK



Rys. 9. Fragment ekranu interfejsu symulatora *MDCZ_WK1*; w prawym dolnym rogu zobrazowano wynik symulowanego podziału na podpasma metodą maksymalnych par MP (jedna z mutacji metody porównania każdy z każdym KzK)



Rys. 10. Fragment ekranu interfejsu użytkownika symulatora *MDCZ_WK1*; w prawym dolnym rogu zobrazowano wynik symulowanego podziału na podpasma metodą detekcji przejść przez próg PpP8 (wersja udoskonalona z ośmioma niezależnymi progami)



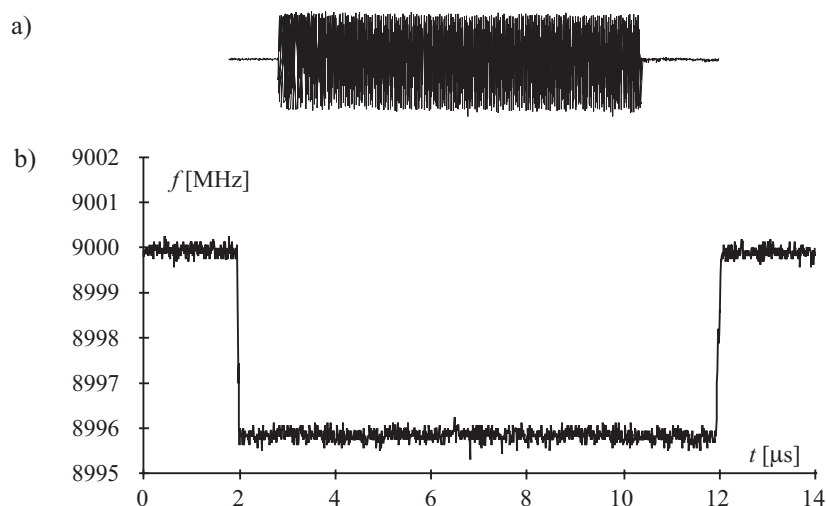
Rys. 11. Wycinek ekranu interfejsu użytkownika symulatora *MDCZ_WK1* w czasie symulacji procesu estymacji częstotliwości sygnału wejściowego metodą MP i PpP8

torze *MDCz_WK1* zmodyfikowano je do wersji: metoda maksymalnych par MP oraz metoda detekcji przejść przez próg PpP. W metodzie PpP ustawia się niezależnie osiem progów, ostatecznie więc oznaczono ją jako PpP8. Wyniki pomiaru częstotliwości obydwiema metodami w warunkach symulacji przedstawiono na rysunku 11. Obraz sygnału wykorzystanego do symulacji przedstawiono również na ekranie syntetyzowanego oscyloskopu. Jego zobrazowanie uzupełniono znacznikami amplitudowymi (okręgi współśrodkowe) oraz znacznikami granic podpasm (linie krzyżujące się w środku ekranu).

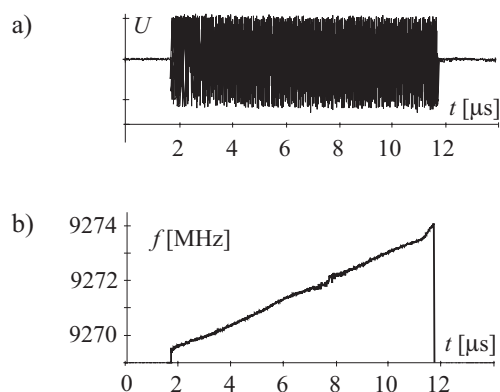
5. Wyniki badań eksperymentalnych

Możliwości opisanych dyskryminatorów i ich odmian zweryfikowano eksperymentalnie w oparciu o badania sygnałów prostych i złożonych.

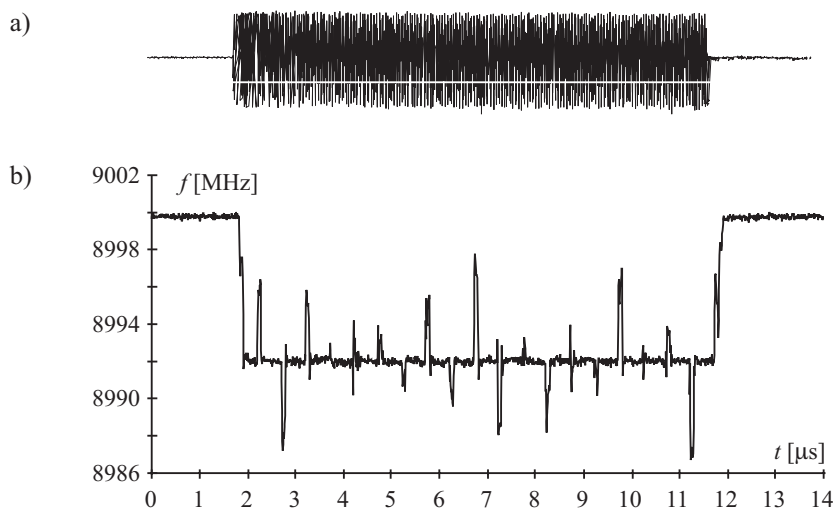
Do badań wykorzystano cztery rodzaje sygnałów mikrofalowych: sygnał prosty, sygnał z LFM, sygnał PSK z przypadkowymi skokami fazy, oraz sygnał 2FPSK z dwuwartościowym kluczowaniem częstotliwości i z przypadkowymi zmianami fazy. Czas trwania segmentów sygnałów kluczowanych wynosił $0,5 \mu\text{s}$. Wszystkie rodzaje sygnałów były ciągiem impulsów o czasie trwania $10 \mu\text{s}$. Częstotliwość sygnałów testujących mieściła się w pasmie X. Estymacji chwilowych wartości parametrów sygnału dokonywano przy użyciu komputera klasy PC. Wyniki badań parametrów uzyskane na podstawie pojedynczych impulsów przedstawiono na rysunkach 12-17.



Rys. 12. Impuls prosty: a) przebieg czasowy; b) zmierzony przebieg chwilowej wartości częstotliwości wewnątrz impulsu



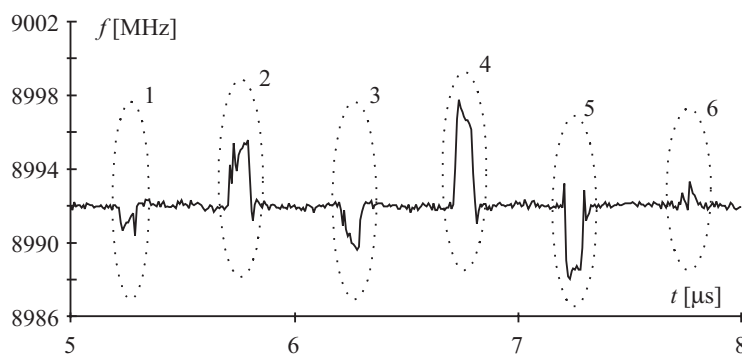
Rys. 13. Impuls z LFM: a) przebieg czasowy; b) zmierzony przebieg chwilowej wartości częstotliwości wewnątrz impulsu



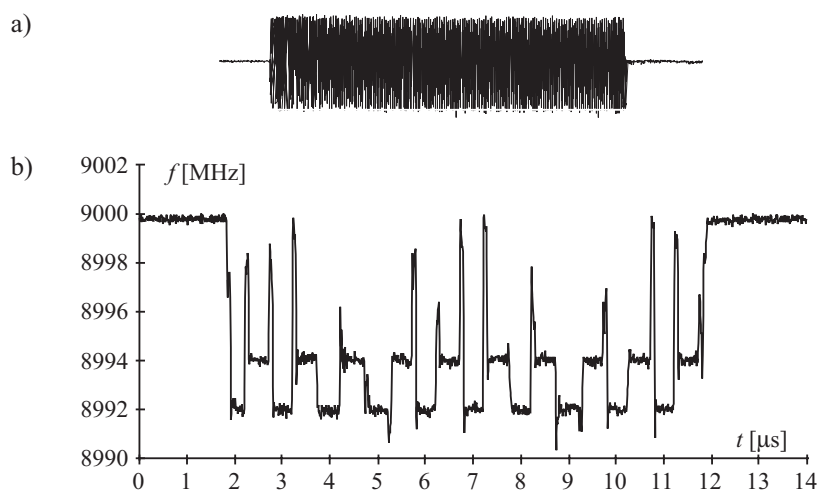
Rys. 14. Sygnał z modulacją typu PSK: a) przebieg czasowy; b) zmierzona struktura wewnętrzna impulsu

W przypadku impulsu prostego (rys. 12) częstotliwość w całym czasie jego trwania wynosiła około 8996 MHz. Na rysunku 12 widoczne są wahania wskazań o charakterze losowym. Są one następstwem nieodfiltrowanych szumów stanowiska pomiarowego. Pomimo występowania tych zakłóceń, uzyskano rozdzielczość pomiaru około $\pm 0,3$ MHz.

Wynik pomiaru sygnału z modulacją LFM przedstawiono na rysunku 13. Sygnał z modulacją PSK składał się z segmentów o takiej samej częstotliwości i przypadkowej fazie początkowej. Obraz zmierzonej struktury wewnętrznej tego



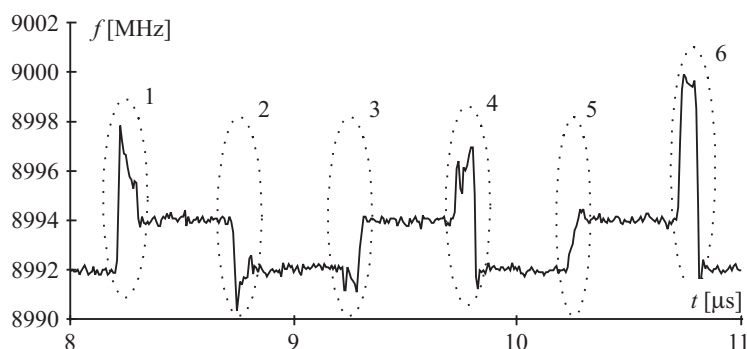
Rys. 15. Zmierzona struktura wewnętrzna impulsu z modulacją typu PSK (wybrany wycinek w powiększeniu)



Rys. 16. Sygnał z modulacją typu 2FPSK: a) przebieg czasowy; b) zmierzona struktura wewnętrzna impulsu

sygnału przedstawiono na rysunkach 14 i 15. Wyniki pomiaru wskazują, że częstotliwość sygnału w czasie trwania każdego z segmentów wynosiła około 8992 MHz. Na granicach segmentów występują gwałtowne skoki wskazań. Zgodnie z rozważaniami z punktu 3, należy je interpretować jako różnice faz na styku segmentów, a nie jako zmiany częstotliwości. W przypadku zbliżonych wartości faz na końcu segmentu k i na początku segmentu $k+1$ skoki wskazań są minimalne (obszar 1 i 6 na rysunku 15). Analogicznie, kształty przebiegów w obszarach 2-5 wskazują na wyraźnie większe zróżnicowanie faz.

Zmierzone wartości częstotliwości sygnału z modulacją 2FPSK w kolejnych segmentach wynosiły na przemian 8992 i 8994 MHz (rys. 16). W przypadku gdy



Rys. 17. Zmierzona struktura wewnętrzna impulsu z modulacją typu 2FPSK (wybrany wycinek w powiększeniu)

drżania o danej częstotliwości na końcu segmentu płynnie przechodziły w drżania o innej częstotliwości w następnym segmencie, na styku tych segmentów nie występowały skoki wskazań (obszar 3 i 5 na rys. 17). Z kolei obszary 1, 4 i 6 wskazują, że sąsiednie segmenty różnią się nie tylko częstotliwościami, ale i fazami na styku segmentów.

Przedstawione wyniki analizy teoretycznej i pomiarów wskazują jednoznacznie, iż opisane struktury mikrofalowych dyskryminatorów częstotliwości MDCz, poprawnie zaprojektowane i wyposażone w odpowiednie procedury przetwarzania napięć wyjściowych, mogą być z powodzeniem wykorzystane do pomiaru sygnałów prostych, a także do rozpoznawania zarówno sygnałów z płynną i skokową modulacją częstotliwości, jak również sygnałów z kluczowaniem fazy. Te ostatnie sygnały w rozwiązaniach klasycznych analizuje się z wykorzystaniem mikrofalowych dyskryminatorów fazy MDF.

6. Podsumowanie

Celem powyższych analiz teoretycznych i eksperymentów było dokonanie w warunkach rzeczywistych, oceny jakości szerokopasmowego rozpoznawania za pomocą układów natychmiastowego pomiaru częstotliwości NPCz — nie tylko wewnętrznej struktury częstotliwościowej, ale także struktury fazowej sygnałów z modulacjami płynnymi oraz z kluczowaniem. Układy NPCz składają się z mikrofalowych dyskryminatorów częstotliwości MDCz oraz z układów przetwarzania, realizujących rozbudowane algorytmy estymacji chwilowych wartości parametrów sygnałów mikrofalowych. W klasycznym podejściu, pomiaru struktury fazowej dokonuje się przy użyciu mikrofalowego dyskryminatora fazy MDF [1, 3, 7]. Szybkie i dokładne rozpoznanie wewnętrznej struktury sygnałów prowadzić może między innymi do określenia ich przynależności i ekstrakcji prze-

syłanej informacji oraz może pozwolić na określenie metody kształtowania sygnału i budowy urządzenia emitującego.

Zaprezentowane wyniki badań wskazują, że przyjęte rozwiązania układowe i algorytmy przetwarzania pozwalają na estymację nie tylko parametrów częstotliwościowych, ale również fazowych i czasowych, zarówno sygnałów prostych, jak i złożonych. W realizowanej metodycy badań, dodatkowych zjawisk, takich jak na przykład nagłe skoki wartości estymowanych parametrów, nie traktuje się jako zakłócenie czy utrudnienie procesu pomiarowego, ale wręcz przeciwnie — poszukuje się ich, gdyż stanowią swoistą sygnaturę sygnałów z modulacjami typu FSK i PSK. Wykazano, że wykrycie takich zjawisk pozwala na przykład na odróżnienie wewnętrznej modulacji typu LFM od modulacji typu FSK. Pozwala też na znajdowanie ewentualnych śladów kluczowania fazy w sygnale o nieziennej częstotliwości, za pomocą układu pomiaru częstotliwości, bez stosowania dyskryminatorów fazy. Ponadto, skoki wskazań pozwalają na czasową identyfikację granic segmentów oraz umożliwiają określenie czasu trwania kolejnych segmentów. Zjawiska te należy gruntownie na bieżąco analizować. Są one bogatym źródłem dodatkowej informacji o znaczeniu sygnału i przesyłanej w nim treści oraz o rozwiązaniu konstrukcyjnym urządzenia nadawczego. Dają możliwość zbudowania pełniejszego obrazu obserwowanej emisji mikrofalowej. Skoków wskazań, będących następstwem różnic faz na granicach segmentów (rys. 9-12) nie przeliczano na wartości kątowe, gdyż wymaga to oddzielnej kalibracji stanowiska. Zagadnienie to jest przedmiotem odrębnego wątku badań prowadzonych przez autora.

Układ UWPRF (rys. 1) dokonuje pobierania próbek sygnału $u(t)$ w chwili $t_K - t_W$ oraz t_K , a mikrofalowy dyskryminator fazy dokonuje określonej operacji zespolonej na tych próbkach, więc należy uznać, iż zasada pomiaru parametrów przy wykorzystaniu opisanych powyżej MDCz jest odpowiednikiem metody analizy parametrów sygnałów opartej na przekształceniu Wignera-Ville'a WVD (*Wigner-Ville Distribution*) [14, 15]:

$$W_x(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{j2\pi f\tau} d\tau \quad (3)$$

i jego odmianie okienkowej *Windowed Wigner-Ville Distribution* WWVD:

$$W_x(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) h(\tau) e^{j2\pi f\tau} d\tau. \quad (4)$$

Podobieństwo właściwości obydwu metod wyznaczania charakterystyk sygnałów mikrofalowych jest tym większe, im więcej kanałów MDCz wykorzystuje się jednocześnie. Zmienna τ odpowiada odcinkowi czasu t_w określonego zależnością (1).

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, 7(335), Warszawa 1980.
- [2] B. STEC, *Analiza i badania mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości*, Biul. WAT, 7(431), Warszawa 1988.
- [3] B. STEC, *Mikrofalowy dyskryminator fazy*, Biul. WAT, 4, 1985, 53-61.
- [4] J. BAO-YEN 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, 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.
- [7] A. RUTKOWSKI, *Analiza parametrów mikrofalowych dyskryminatorów fazy i częstotliwości z analogowym i cyfrowym przetwarzaniem napięć wyjściowych*, rozprawa doktorska, WAT, Warszawa 1990.
- [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 PBS680 (oprac. zbior.), WAT, Warszawa 2004.
- [9] B. STEC, A. RUTKOWSKI, *Natychmiastowy pomiar kierunku i częstotliwości, nowe kierunki nowe możliwości*, V Konferencja Naukowo-Techniczna „Systemy Rozpoznania i Walki Radioelektronicznej”, WAT, Warszawa, 18-19 listopada 2002, Sesja P I, referat nr 21.
- [10] A. RUTKOWSKI, *Dyskryminator częstotliwości z interferometrem zbudowanym na bazie 3 dB dzielników mocy i 3 dB sprzęgaczy kierunkowych — Typ I*, rozdz. 5.1 Projektu koncepcyjnego odbiornika IFM (wykonanego zespołowo w ramach pracy nr 327/WAT/2000).
- [11] A. RUTKOWSKI, *Mikrofalowe przesuwniki fazy ze strojnikami równoległymi*, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, 49, z. 2, 2003, 201-224.
- [12] B. STEC, A. RUTKOWSKI, *A planar microwave phase discriminator*, 27 European Microwave Conference, Jerusalem 1997, vol. I, 51-55.
- [13] A. RUTKOWSKI, *Szerokopasmowe dyskryminatory częstotliwości*, rozdz. sprawozdania z ZNS 509 (opracowanie zbiorowe), WAT, Warszawa 1998.
- [14] J. FORMALIK, A. PIENIĘŻNY, T. RAPACKI, *Zastosowanie transformaty Wignera-Ville'a w rozpoznawaniu sygnałów radarowych*, materiały XII Konferencji Naukowej „Sterowanie w radiolokacji i obiektach latających”, Jelenia Góra, 20-22 czerwca 2001.
- [15] J. FORMALIK, A. PIENIĘŻNY, *Pakiet programowy analizy sygnałów radarowych wykorzystujący transformatę Wignera-Ville'a*, materiały XII Konferencji Naukowej „Sterowanie w radiolokacji i obiektach latających”, Jelenia Góra, 20-22 czerwca 2001.

A. K. RUTKOWSKI

Utilization of instantaneous frequency measurement devices for evaluation of momentary values of simple and complex microwave signals parameters

Abstract. At present, many radars and telecommunication systems use so-called simple and complex signals. This second group of signals is characterised by various type of internal frequency and phase modulation or keying. Due to this, the fast and exact recognition of microwave signals is the very difficult and extremely important problem. Many series of theoretical analysis and experiments using designed devices and real signals with modulations type of LFM, FSK, and PSK were carried out within the confines of improving the methods and systems of microwave signals parameters fast measurement. They were aimed at quality evaluation of wideband signals' analysis process by means of microwave frequency discriminator (MFD). MDCz_WK1 computer program was made for simulations. It enables us changing the parameters of all elements of MFD independently. The instantaneous frequency evaluation method of so-called maximum pair (MP) and a method of detection exceeding the threshold (DET) were accomplished in this simulator. During the hardware experiments there was correctly recognized not only internal frequency structure but phase keying of real signals with different kinds of modulation as well. The obtained results confirmed the correctness of the devices' structure and efficiency of algorithms accomplishing estimation of parameters of microwave signals being analysed.

Keywords: instantaneous frequency measurement device, IFM, microwaves, simple signal, complex signal

Universal Decimal Classification: 621.396.96