



BIULETYN WAT
VOL. LV, NR 1, 2006

Urządzenie namierzania oraz pomiaru częstotliwości sygnałów radiolokacyjnych i telekomunikacyjnych

ADAM KONRAD RUTKOWSKI

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

Streszczenie. Odebranie sygnałów mikrofalowych oraz wyznaczenie ich parametrów jest źródłem informacji o emitującym je urządzeniu nadawczym. Do podstawowych charakterystyk wykrytych sygnałów mikrofalowych zalicza się: częstotliwość nośną oraz kąt nadejścia. W Zakładzie Mikrofal Instytutu Radioelektroniki WEL WAT opracowano model urządzenia umożliwiającego wykrycie oraz określenie kierunku na nadajniki radiolokacyjne i telekomunikacyjne. Urządzenie to pozwala również na pomiar parametrów sygnałów emitowanych przez te nadajniki. Pomiar kąta nadejścia sygnałów jest realizowany metodą fazową. Chwilowa wartość częstotliwości określana jest przy użyciu mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości. System antenowy składa się z czterech dwugrzbietowych anten szerokopasmowych. Umożliwia to pomiar kąta nadejścia sygnałów zarówno w płaszczyźnie elewacji, jak i w azymucie. Urządzenie może służyć do rozpoznawania sygnałów prostych oraz złożonych. Średni błąd pomiaru częstotliwości był mniejszy niż $\pm 0,2$ MHz, a jego wartość maksymalna nie przekraczała $\pm 0,5$ MHz w całym zakresie mierzonych częstotliwości. Kierunek nadejścia sygnału określany był z dokładnością $\pm 0,2^\circ$ w całym pasmie pracy.

Słowa kluczowe: mikrofalowy dyskryminator częstotliwości, mikrofalowy dyskryminator fazy, kąt nadejścia sygnału, kierunek położenia źródła

Symbole UKD: 621.396.96.08

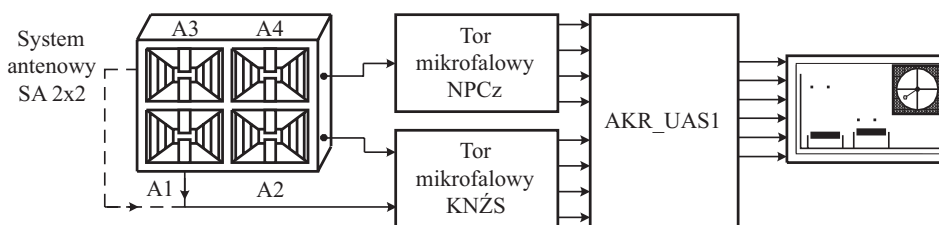
1. Wstęp

Moment odbioru oraz parametry sygnałów mikrofalowych są źródłem informacji o emitującym je urządzeniu. Mogą pozwolić na identyfikację typu sprzętu, a także wskazać położenie tego sprzętu. Do najważniejszych estymowanych parametrów wykrytych sygnałów wielkiej częstotliwości zalicza się: kąt nadejścia sygnału KNS, częstotliwość nośną f_n , częstotliwość chwilową f_{ch} , strukturę

częstotliwościową SCz oraz strukturę fazową SF. Kąt nadejścia sygnału jest jednym z ważniejszych parametrów, które pozwalają stworzyć wiarygodny obraz sytuacji istniejącej w monitorowanej przestrzeni. Dotyczy to zarówno sygnałów bezpośrednio emitowanych przez źródła mikrofalowe, jak również sygnałów odbitych od różnego rodzaju obiektów. Cechą nowoczesnych urządzeń radiolokacyjnych i telekomunikacyjnych jest to, iż mogą pracować z szybkimi i quasi-przypadkowymi zmianami parametrów czasowych oraz częstotliwościowych emitowanych sygnałów. Natomiast kątowe położenie tych źródeł zwykle zmienia się stosunkowo powoli, nawet jeżeli są montowane na statkach powietrznych. Z tych powodów szybkie i dokładne określenie kierunku nadejścia sygnału jest jednym z podstawowych zadań systemów ostrzegania, rozpoznania i śledzenia obiektów. Zależnie od przyjętych kryteriów, wyróżnia się kilka metod namierzania źródeł sygnałów mikrofalowych [1, 2, 4-7, 10]. Największe znaczenie, z punktu widzenia szybkości uzyskania wymaganej informacji, mają tzw. metody monoimpulsowe. Pomiar dokonywany jest w oparciu o jeden impuls lub krótkotrwały wycinek emisji ciągłej, natomiast odbiór każdego następnego impulsu wykorzystywany jest do weryfikacji wyniku uzyskanego wcześniej. Takimi właściwościami charakteryzuje się metoda amplitudowa [2, 4, 6, 7, 10, 15], metoda fazowa [2, 7, 10, 15] oraz namierzanie przy pomocy wielowiązkowych szyków antenowych [2, 6, 7, 10, 15]. Ze względu na duże znaczenie informacji, zarówno o częstotliwości, jak i o kierunku nadejścia sygnału, prowadzone są prace nad metodami i urządzeniami dokonującymi bardzo szybkiego wyznaczenia tych parametrów.

2. Model urządzenia namierzania oraz pomiaru parametrów sygnałów mikrofalowych

Eksperymentalna wersja urządzenia rozpoznania sygnałów mikrofalowych składa się z kanału natychmiastowego pomiaru częstotliwości NPCz oraz z kanału namierzania źródeł sygnałów KNŻS (rys. 1).

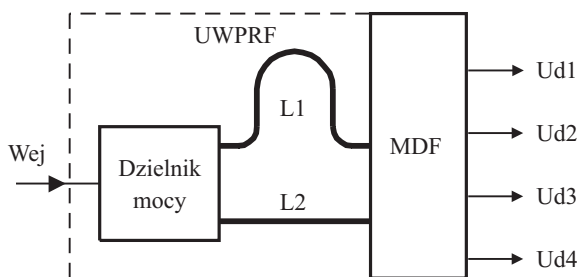


Rys. 1. Uproszczony schemat blokowy urządzenia namierzania oraz wyznaczania charakterystyk sygnałów radiolokacyjnych i telekomunikacyjnych

Obydwa kanały współpracują z systemem antenowym SA 2×2 . Wartości napięć wyjściowych toru KNŻS i NPCz są, poprzez układ akwizycji sygnałów AKR_UAS1, przesyłane do komputera. Kanał pomiaru częstotliwości współpracuje z anteną A4. Przy określaniu kierunku nadejścia sygnału w płaszczyźnie azymutu do układu KNŻS podłączone są anteny A1 i A2. Do pomiarów w płaszczyźnie elewacji przeznaczona jest para anten A1 i A3. Wyznaczona w kanale NPCz wartość częstotliwości jest bezpośrednio wyświetlana na ekranie monitora oraz przekazywana do kanału KNŻS w celu dokładnego określenia kierunku na źródło sygnału.

3. Kanał natychmiastowego pomiaru częstotliwości

W kanale natychmiastowego pomiaru częstotliwości, zwanym inaczej kanałem pomiaru chwilowej wartości częstotliwości, zastosowano specjalnie w tym celu zaprojektowany mikrofalowy dyskryminator częstotliwości MDCz [1, 3, 9, 10]. Ogólną strukturę dyskryminatora częstotliwości przedstawiono na rysunku 2. Sygnał wejściowy o częstotliwości f_x rozdzielany jest na dwa tory o zbliżonych poziomach za pomocą mikrofalowego dzielnika mocy. Obydwa tak uzyskane sygnały są opóźniane przez dwie linie transmisyjne o różnych długościach fizycznych. W efekcie na wyjściach linii L1 i L2 otrzymuje się dwa sygnały, których fazy różnią się o wartość proporcjonalną do częstotliwości analizowanego sygnału. Z tego powodu zespół składający się z elementu rozdziału mocy oraz linii L1 i L2 (rys. 2) nazywany jest układem wypracowania proporcjonalnej różnicy faz UWPRF.

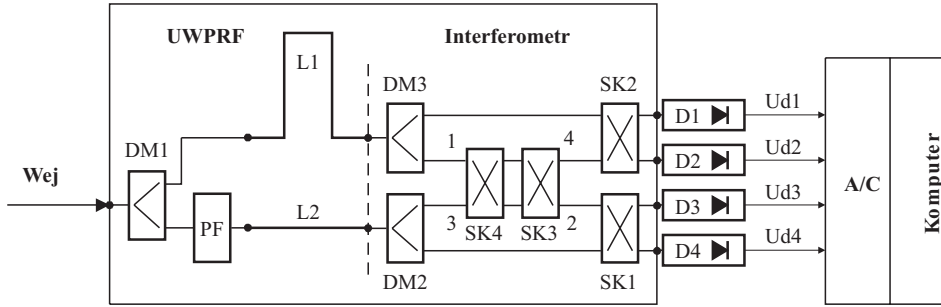


Rys. 2. Schemat blokowy mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości

Dzięki powyższym zjawiskom różnica faz zmierzona przy pomocy mikrofalowego dyskryminatora fazy MDF [3, 8], na którego wyjściach występują napięcia wolnozmiennie $Ud1 \div Ud4$, pozwala wyliczyć nieznaną częstotliwość f_x .

Schemat ideowy toru mikrofalowego kanału pomiaru chwilowej wartości częstotliwości przedstawiono na rysunku 3. Układ składa się z czterech sprzęga-

czy kierunkowych Lange'a SK1–SK4 oraz z trzech dzielników mocy Wilkinsona DM1–DM3.



Rys. 3. Struktura układu natychmiastowego pomiaru częstotliwości NPCz

W przypadku zastosowania idealnych podzespołów, transmitancje toru mikrofalowego układu natychmiastowego pomiaru częstotliwości będą opisane zależnościami:

$$\hat{S}_1 = \hat{S}_{D1} \cdot \hat{S}_{L1} \cdot \hat{S}_{D3} \cdot \hat{S}_{S2} + \hat{S}_{D1} \cdot \hat{S}_{PF} \cdot \hat{S}_{L2} \cdot \hat{S}_{D2} \cdot \hat{S}_{43} \cdot \hat{S}_{B2} \quad (1)$$

$$\hat{S}_2 = \hat{S}_{D1} \cdot \hat{S}_{L1} \cdot \hat{S}_{D3} \cdot \hat{S}_{B2} + \hat{S}_{D1} \cdot \hat{S}_{PF} \cdot \hat{S}_{L2} \cdot \hat{S}_{D2} \cdot \hat{S}_{43} \cdot \hat{S}_{S2} \quad (2)$$

$$\hat{S}_3 = \hat{S}_{D1} \cdot \hat{S}_{L1} \cdot \hat{S}_{D3} \cdot \hat{S}_{21} \cdot \hat{S}_{S1} + \hat{S}_{D1} \cdot \hat{S}_{PF} \cdot \hat{S}_{L2} \cdot \hat{S}_{D2} \cdot \hat{S}_{B1} \quad (3)$$

$$\hat{S}_4 = \hat{S}_{D1} \cdot \hat{S}_{L1} \cdot \hat{S}_{D3} \cdot \hat{S}_{21} \cdot \hat{S}_{B1} + \hat{S}_{D1} \cdot \hat{S}_{PF} \cdot \hat{S}_{L2} \cdot \hat{S}_{D2} \cdot \hat{S}_{S1}, \quad (4)$$

gdzie: $\hat{S}_1, \hat{S}_2, \hat{S}_3, \hat{S}_4$ — transmitancje od wejścia układu do wrót wejściowych detektorów, odpowiednio D1, D2, D3, D4; $\hat{S}_{D1}, \hat{S}_{D2}, \hat{S}_{D3}$ — transmitancje dzielników mocy, odpowiednio DM1, DM2, DM3; $\hat{S}_{L1}, \hat{S}_{L2}$ — transmitancje linii transmisyjnych, odpowiednio L1, L2; $\hat{S}_{B1}, \hat{S}_{B2}$ — transmitancje do wrót bezpośrednich sprzęgaczy kierunkowych, odpowiednio SK1, SK2; $\hat{S}_{21}, \hat{S}_{43}$ — transmitancje pomiędzy wrótami 1-2 oraz 3-4 tandemowego połączenia sprzęgaczy SK3 i SK4; \hat{S}_{PF} — transmitancja przesuwника fazy.

Transmitancje sprzęgaczy wykorzystanych w interferometrze (rys. 3) są bardzo dobrze opisywane za pomocą zależności:

$$S_B = \frac{\sqrt{1-k^2}}{\sqrt{1-k^2} \cdot \cos \theta + j \cdot \sin \theta} \quad (5)$$

$$S_S = \frac{j \cdot k \cdot \sin \theta}{\sqrt{1 - k^2} \cdot \cos \theta + j \cdot \sin \theta}, \quad (6)$$

gdzie:

k — współczynnik sprzężenia sprzęgacza;

$$\theta = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{f}{f_o} \text{ — długość elektryczna obszaru sprzężenia;} \quad (7)$$

f_o — częstotliwość środkowa pasma pracy sprzęgacza;

f — częstotliwość sygnału.

Idealizowany dzielnik mocy Wilkinsona jest opisany tylko jedną transmitancją:

$$S_D = \frac{2}{3 \cdot \cos \theta_D + j \cdot 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \theta_D}, \quad (8)$$

gdzie:

$$\theta_D = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{f}{f_o} \text{ — długość elektryczna dzielnika mocy;} \quad (9)$$

f_o — częstotliwość środkowa pasma pracy dzielnika mocy;

f — częstotliwość sygnału.

Linie transmisyjne L1, L2 oraz szerokopasmowy przesuwnik fazy PF, występujące w układzie wypracowania proporcjonalnej różnicy faz UWPRF, są stosunkowo krótkie, więc można przyjąć, iż są bezstratne. W związku z tym ich transmitancje można zapisać w postaci:

$$\hat{S}_L = \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f}{c} \cdot l \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}\right) - j \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f}{c} \cdot l \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}\right) \quad (10)$$

$$\hat{S}_{PF} = \cos(\Phi_{PF}) + j \cdot \sin(\Phi_{PF}), \quad (11)$$

gdzie: ϵ_{eff} — efektywna względna stała dielektryczna linii; l — fizyczna długość linii; f — częstotliwość sygnału; c — prędkość fali elektromagnetycznej w próżni; Φ_{PF} — przesunięcie fazy.

Interesującą właściwością charakteryzuje się układ składający się ze sprzęgaczy SK3 i SK4. Jego transmitancje, przy założeniu idealnego dopasowania i izolacji sprzęgaczy składowych, opisane są zależnościami:

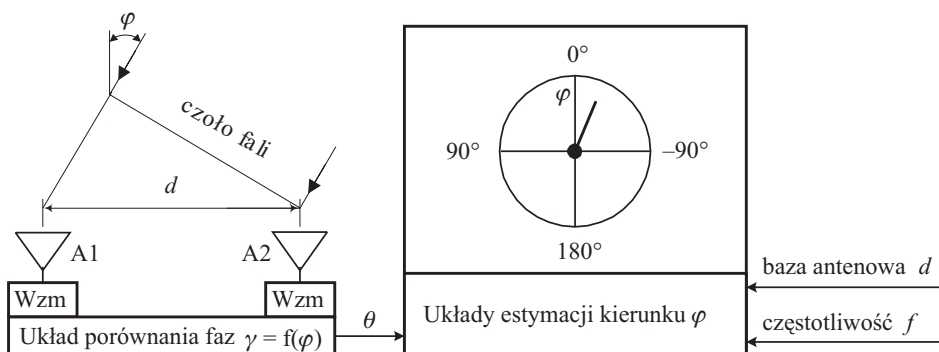
$$\hat{S}_{21} = \hat{S}_{43} = \hat{S}_{S4} \cdot \hat{S}_{B3} + \hat{S}_{B4} \cdot \hat{S}_{S3} \quad (12)$$

$$\hat{S}_{41} = \hat{S}_{23} = \hat{S}_{31} \cdot \hat{S}_{42} = 0. \quad (13)$$

Współczynnik sprzężenia wszystkich sprzęgaczy w układzie wynosi $k = 1/\sqrt{2}$. W związku z tym można wykazać, że w pasmie pracy $0,75 \div 1,25$ GHz, moduł transmitancji (12) jest bliski jedności, a względne przesunięcie fazy pomiędzy wrotami 1, 2 oraz 3, 4 wynosi w przybliżeniu 45° [8, 9]. Sprzęgacze SK3 i SK4 pełnią więc rolę szerokopasmowego przesuwnika fazy 45° , a także zastępują skrzyżowane połączenie linii łączących odpowiednie wrota dzielnika mocy DM2 ze sprzęgaczem SK2 oraz dzielnika mocy DM3 ze sprzęgaczem SK1. Szerokopasmowy przesuwnik fazy Φ_a zastosowano w celu właściwego ukształtowania przebiegów napięć wyjściowych dyskryminatora w funkcji częstotliwości [11, 12, 13]. Cały tor mikrofalowy układu pomiaru częstotliwości chwilowej wykonano na wspólnym podłożu w technice niesymetrycznej linii paskowej NLP.

4. Kanał natychmiastowego pomiaru kąta nadejścia sygnału

W opracowanym urządzeniu zrealizowano fazową metodę pomiaru kąta nadejścia sygnału. Monoimpulsowy system namierzenia składa się z dwóch anten kierunkowych, których apertury leżą w jednej płaszczyźnie [1, 2, 6, 7, 10]. Takie



Rys. 4. Układ namierzenia metodą fazową z płaskim szykiem antenowym

usytuowanie anten nosi nazwę szyku prostego, płaskiego lub liniowego. Osie elektryczne anten wyznaczają płaszczyznę obserwacji systemu (rys. 4).

Anteny systemu oddalone są od siebie na odległość d zwaną bazą, więc fazy sygnału o częstotliwości f , docierającego do każdej z anten różnią się o wartość θ_K proporcjonalną do kierunku nadejścia sygnału φ

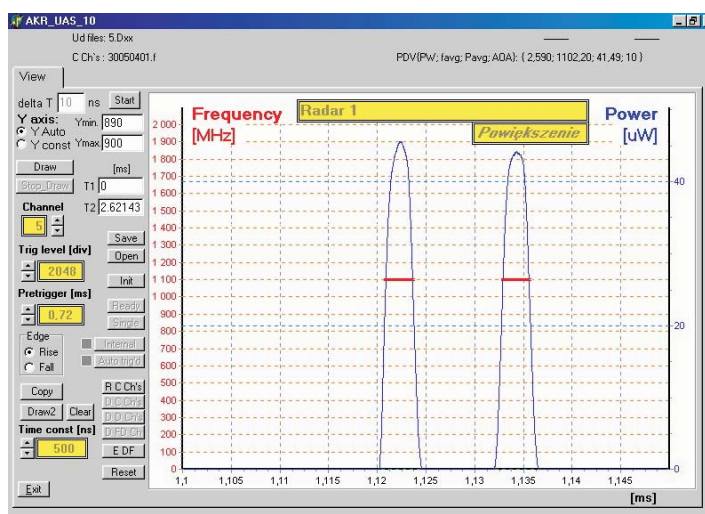
$$\theta_K = \frac{2 \cdot \pi \cdot d \cdot f \cdot \sin \varphi}{3 \cdot 10^8}. \quad (14)$$

Mierząc różnicę faz θ oraz uwzględniając długość bazy d i częstotliwość sygnału f w chwili jego odbioru, można wyznaczyć kierunek φ położenia nadajnika. W celu ujednoczenia konstrukcji, w układzie porównania faz zastosowano taki sam interferometr jak przedstawiony na rysunku 3. Zrealizowana wersja kanału określania kierunku nadejścia sygnału zapewnia obserwację wybranego sektora przestrzeni. Ponadto, zgodnie z zależnością (14), prawidłowe działanie układu estymacji kierunku wymaga dostarczenia informacji o częstotliwości f odebranego sygnału oraz o odległości d pomiędzy antenami A1 i A2 (lub A1 i A3). Jeżeli kierunki położenia źródeł sygnałów będą mieściły się w całym zakresie kąta pełnego, wówczas jednoznacznie będzie można namierzać tylko te sygnały, dla których stosunek d/λ jest nie większy niż 0,5. W kolejnych wersjach urządzenia, zwiększenie dokładności namierzania w zakładanym pasmie częstotliwości i w odpowiednio szerokim sektorze uzyska się w systemie z kilkoma bazami o różnej długości. Para anten znajdujących się w małej odległości będzie zapewniać zgrubny pomiar w całym sektorze obserwacji. Udokładnienie pomiaru nastąpi poprzez porównanie faz sygnałów z anten oddalonych od siebie na większą odległość. Należy pamiętać, iż w każdym z powyższych rozwiązań efektywny sektor obserwacji nie będzie większy niż szerokość charakterystyki kierunkowej anten. Szerokość ta może być określona dla wartości charakterystyki o 3 dB mniejszej niż maksimum lub na poziomie zapewniającym wymaganą czułość systemu rozpoznania.

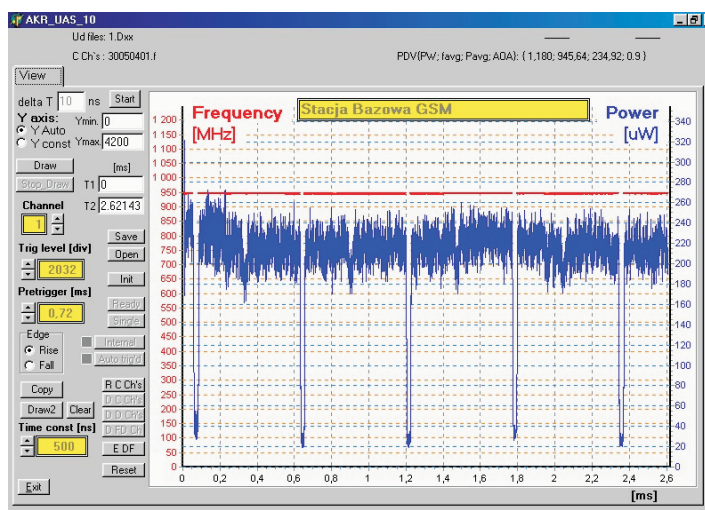
5. Wyniki obserwacji przestrzeni elektromagnetycznej

Badania eksperymentalnego modelu opisywanego urządzenia przeprowadzono w komorze bezechowej oraz na otwartej przestrzeni. Błąd pomiaru częstotliwości w przeważającej części pasma pracy był nie większy niż $\pm 0,3$ MHz i jednocześnie w całym pasmie pracy jego maksymalne wartości nie przekraczały przedziału $\pm 0,5$ MHz. Uzyskano również bardzo mały błąd estymacji kąta nadejścia sygnału. Wartość błędu $\Delta\varphi$ bez względu na częstotliwość odbieranego sygnału nie była większa niż $\pm 0,2^\circ$. Rozmiary systemu antenowego zapewniały w pasmie 1 GHz ± 250 MHz, jednoznaczny pomiar w sektorze o szerokości 44° . Dokładniejsze informacje można znaleźć na przykład w [14]. Prezentowane urządzenie w warunkach rzeczywistych pozwoliło na wykrycie i określenie parametrów sygnałów emitowanych zarówno przez radar, jak i przez urządzenia telefonii komórkowej. Uzyskane informacje były zobrazowane graficznie. Dodatkowo był wyznaczany i wyświetlany w postaci tekstowej tzw. *Pulse Descriptor Vector PDV*. Obejmował on: czas trwania impulsu — PW , częstotliwość średnią — f_{avg} , moc średnią — P_{avg} oraz kąt nadejścia sygnału — AOA . Interfejs użytkownika zaimplementowany w komputerze obsługującym urządzenie umożliwia zapisywanie pomierzonych wielkości oraz ich przeglądanie i przetwarzanie. Na rysun-

ku 5 przedstawiono odebrany sygnał radarowy. Czas trwania impulsu wynosił około $3 \mu\text{s}$, a częstotliwość nośna wynosiła około $1,1 \text{ GHz}$. Uzyskany obraz świadczy o tym, że radar pracował z podwójnymi impulsami lub drugi impuls przesunięty w czasie o około $12 \mu\text{s}$ jest efektem odbić od ziemi lub od innych przedmiotów występujących na drodze propagacji sygnału.

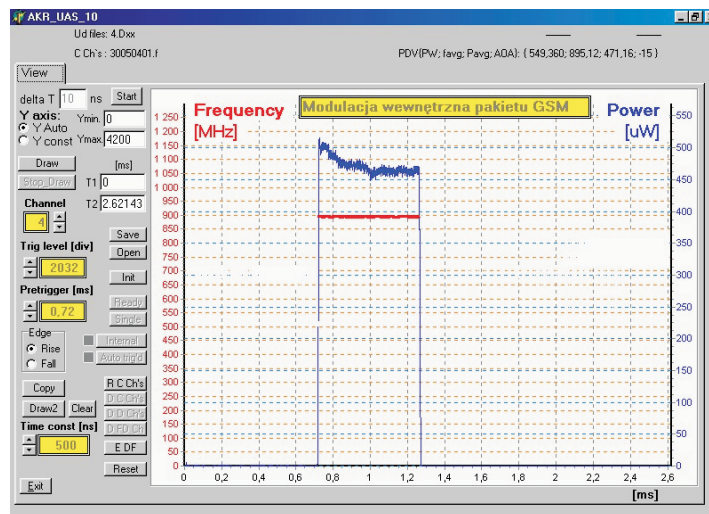


Rys. 5. Wyznaczony kształt obwiedni (kolor niebieski) i przebieg częstotliwości nośnej (kolor czerwony) sygnału stacji radiolokacyjnej

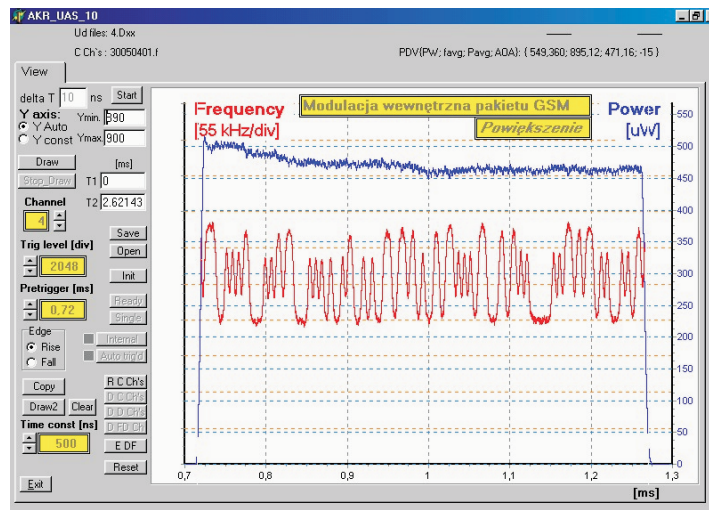


Rys. 6. Pomierzony sygnał stacji bazowej telefonii komórkowej: obwiednia (kolor niebieski), częstotliwość nośna (kolor czerwony)

Przydatność opracowanego odbiornika do rozpoznawania sygnałów emitowanych przez różnorodne urządzenia mikrofalowe ilustrują rysunki 7 i 8. Wykonywując odpowiednie modyfikacje części sprzętowej urządzenia i algorytmów przetwarzania napięć wyjściowych, zdołano wyznaczyć nie tylko częstotliwość



Rys. 7. Pomierzony sygnał telefonu komórkowego systemu GSM: obwiednia (kolor niebieski), częstotliwość nośna (kolor czerwony)



Rys. 8. Obraz struktury wewnętrznej sygnału telefonu komórkowego zarejestrowany przy użyciu modelu urządzenia o podwyższonej rozdzielczości: obwiednia (kolor niebieski), częstotliwość nośna (kolor czerwony)

nośną sygnału, ale również obraz zastosowanej w nim modulacji. Przedstawiony na rysunku 8 przebieg częstotliwości chwilowej jest bardzo wyraźnym obrazem modulacji GMSK stosowanej w telefonii komórkowej systemu GSM. Można więc przy pomocy prezentowanego urządzenia nie tylko wykrywać fakt emisji i kierunek nadejścia sygnału, ale również dokonywać ekstrakcji przesyłanej w sygnale informacji.

6. Podsumowanie

Opisany powyżej model urządzenia może być wykorzystany do namierzania oraz rozpoznawania zarówno sygnałów prostych, jak i złożonych. Tor NPCz wraz z zaimplementowanymi algorytmami estymacji chwilowych wartości parametrów odebranych sygnałów posiada również zdolność pomiaru częstotliwości tak zwanych sygnałów pokrywających się w czasie. Urządzenie ma możliwość obserwacji wybranego sektora przestrzeni. Jest opracowywane jako jeden z elementów perspektywicznego systemu złożonego, który odpowiednio rozmieszczony i zorganizowany, zapewni skuteczną obserwację dookreżną. Z dotychczasowych analiz wynika, że dla zapewnienia monitorowania przestrzeni w zakresie kąta pełnego i jednocześnie dla uzyskania dużej odporności na zakłócenia, korzystniej jest stosować kilka współpracujących ze sobą systemów sektorowych z płaskim lub cylindrycznym szykiem antenowym, niż pojedynczy system dookreżny z dużą liczbą anten i rozbudowanym układem formowania charakterystyki kierunkowej. Wszystkie elementy takiego systemu muszą oczywiście pracować w sieci zarządzanej przez centralny komputer. Należy podkreślić, że system obserwacji dookreżnej zrealizowany przy użyciu małych urządzeń sektorowych ma nad pojedynczymi systemami o charakterystyce dookreżnej tę przewagę, że jego elementy nie muszą być umieszczane w jednym miejscu. W związku z tym, w przeciwieństwie do pojedynczych systemów dookreżnych, nie ma konieczności instalowania ich w najwyższym punkcie osłanianego obiektu. Takie rozmieszczenie jest często utrudnione ze względów konstrukcyjnych, a ponadto najwyżej położone urządzenia są zawsze w największym stopniu narażone na zniszczenie.

Wartości parametrów zobrazowane na rysunkach 5 ÷ 8 należy traktować jako orientacyjne. Celem przeprowadzonych badań nie było dokładne rozpoznawanie źródeł mikrofalowych i emitowanych przez nie sygnałów, lecz sprawdzenie jakości współpracy podstawowych elementów opracowywanego systemu przeznaczonego do monitoringu przestrzeni elektromagnetycznej. Badania miały na celu zweryfikowanie założeń projektu koncepcyjnego części sprzętowej urządzenia oraz funkcjonalnej poprawności wybranych algorytmów estymacji parametrów, a także użyteczności zasadniczych elementów interfejsu użytkownika.

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

LITERATURA

- [1] R. J. WIEGAND, *Radar electronic countermeasures system design*, Artech House 1991.
- [2] S. L. LIPSKY, *Microwave passive direction finding*, John Wiley & Sons, Inc. 1987.
- [3] B. SMÓLSKI, *Analiza i synteza mikrofalowych układów natychmiastowego pomiaru częstotliwości*, dodatek do Biul. WAT nr 7(335), Warszawa 1980.
- [4] W. KLEMBOWSKI, T. NOWAK, *Comparison of amplitude monopulse angle estimation algorithms*, Sensors & Electronics Technology Panel, Symposium on Passive LPI Radio Frequency Sensors, Warsaw, Poland (23-25 April 2001), paper No. 42.
- [5] B. STEC, *Monoimpulsowy amplitudowy układ namiaru kierunku na źródło promieniowania elektromagnetycznego*, Biul. WAT, nr 7(431), Warszawa 1988, s. 47-54.
- [6] W. KOCĄŃDA, A. RUTKOWSKI, *Direction finding device with quasi-circular antenna array*, The 14th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON-2002, Poland, Gdańsk, May 20-22, 2002, vol. 1, pp. 67-70.
- [7] A. RUTKOWSKI, *Warunki stosowalności macierzy Butler'a w systemach określania kierunku*, Materiały XII Konferencji Naukowej Sterowanie w Radiolokacji i Obiektach Latających, Jelenia Góra, 20-22 czerwca 2001, tom III, s. 229-238.
- [8] B. STEC, A. RUTKOWSKI, *A planar microwave phase discriminator*, 27 European Microwave Conference, Jerusalem 1997, vol. I, pp. 51-55.
- [9] B. STEC, A. RUTKOWSKI, *Zintegrowany mikrofalowy dyskryminator częstotliwości*, materiały III Konferencji Naukowo-Technicznej Systemy Rozpoznania i Walki Radioelektronicznej, Żegiestów, 07-09 kwietnia 1997, s. 486-491.
- [10] 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.
- [11] B. STEC, A. RUTKOWSKI, W. SUSEK, *Mikrofalowe przesuwniki fazy wykonane w technologii NLP*, Materiały XII Konferencji Naukowej Sterowanie w Radiolokacji i Obiektach Latających, Jelenia Góra, 20-22 czerwca 2001, tom II, s. 81-90.
- [12] A. RUTKOWSKI, *Mikrofalowe przesuwniki fazy ze strojnnikami równoległymi*, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, 49, z. 2, 2003, s. 201-224.
- [13] A. RUTKOWSKI, *Dyskryminator częstotliwości z interferometrem zbudowanym na bazie 3 dB dzielników mocy i 3 dB sprzęgaczy kierunkowych — Typ I*, Rozdział 5.1 Projektu koncepcyjnego odbiornika IFM (wykonanego zespołowo w ramach pracy nr 327/WAT/2000).
- [14] A. RUTKOWSKI, *Przeñośne urządzenie określania kierunku nadejścia i pomiaru parametrów sygnałów mikrofalowych*, V Międzynarodowa Konferencja Uzbrojeniowa na temat: Naukowe Aspekty Techniki Uzbrojenia, Waplewo, 6-8 października 2004, referat nr 95 (wydanie na CD).
- [15] A. RUTKOWSKI, B. STEC, *Pomiary kierunku przyjścia sygnałów mikrofalowych*, Elektronika, konstrukcje — technologie — zastosowania, miesięcznik naukowo-techniczny Stowarzyszenia Elektryków Polskich, nr 2-3/2005, str. 85-90.

A. K. RUTKOWSKI

**Device of direction finding and frequency measurement
of radar and telecommunication signals**

Abstract. The paper concerns a device designed for reconnaissance of the electromagnetic space. The presented device determines an angle of arrival (AOA) and immediately evaluates frequency

of a received microwave signal. The angular segment of the instantaneous surveillance is 44 degrees in width. The device works within the frequency band from 0.75 to 1.25 GHz. It contains four-element antenna array, direction finding DF channel and instantaneous frequency measurement IFM channel. This structure performs so-called single-pulse phase method of direction of signal arrival and frequency estimation. The microwave parts of both these channels were printed onto a single substrate. This appliance is controlled by the computer which stores calibration data and takes them into consideration in the process of evaluation of the frequency and the direction of incoming microwave signals. This set has been successfully used for recognition of various signals emitted by close and remote electromagnetic sources. The achieved average error of the frequency estimation was ± 0.2 MHz, and maximum frequency error did not exceed ± 0.5 MHz. The accuracy of the angle of arrival determination was better than 0.2 degrees. The presented model of the device has been developed for observation of some segment of the space. To obtain all around instantaneous scanning it is necessary to appropriately place several such devices. The device can intercept simple microwave signals and the signals with LFM, FSK, and PSK modulation as well. The device architecture and experimental results are presented.

Keywords: microwave frequency discriminator, microwave phase discriminator, angle of arrival, direction of emitter

Universal Decimal Classification: 621.396.96.08