

Przenośny układ do monoimpulsowego namierzania mikrofalowych źródeł emisji metodą fazową

Streszczenie. W artykule przedstawiono strukturę przenośnego układu do namierzania źródeł sygnałów mikrofalowych. Układ składa się z dwóch anten kierunkowych oraz mikrofalowego dyskryminatora fazy zbudowanego w oparciu o sześciowrotnik mikrofalowy. Sześciowrotnik może być wykonany na jednej płytce drukowanej przez co cały układ może być relatywnie lekki oraz mieć bardzo małe wymiary. Układ jest przewidziany do pracy w pasmie 8 – 12 GHz. Przedstawiono wyniki symulacji w funkcji częstotliwości oraz w dziedzinie kąta położenia namierzanego źródła emisji.

Abstract. The structure of the portable monopulse direction finding (DF) device was presented in the paper. The described DF device consists of the pair of directional antennas and microwave phase discriminator based on microwave six-port. The device is being designed to work in 8 – 12 GHz frequency band. Results of simulation in frequency and angle of signal's arrival domain were shown. (The portable device for the monopulse direction finding of microwave sources by means of phase method).

Słowa kluczowe: system antenowy, namierzanie, kąt nadejścia sygnału, wyznaczanie kierunku.

Keywords: antenna array, bearing, angle of arrival AOA, direction finding DF.

Wstęp

Kąt nadejścia sygnału oraz szybkość, tak zwana natychmiastowa estymacja szerokiej gamy parametrów tego sygnału pozwala zlokalizować i zidentyfikować emitujący bądź odbijający obiekt, który pojawił się w kontrolowanym obszarze [1]. Do wyznaczania kąta nadejścia sygnału mogą być stosowane duże złożone urządzenia wyposażone w rozbudowane systemy antenowe i rozbudowane układy przetwarzania [2, 3]. Charakteryzują się one dużymi zasięgami oraz dużymi dokładnościami namierzania i estymacji parametrów wykrytych emisji. W związku z budową lekkich pojazdów specjalnych oraz małych statków powietrznych przeznaczonych do misji nietypowych, potrzebne są również urządzenia rozpoznawcze i namierzające o zredukowanych wymiarach i masie. Ich parametry jakościowe będą gorsze niż systemów rozbudowanych, ale jednocześnie mogą być wystarczające do wykonania wielu zadań militarnych lub zadań realizowanych przez inne służby państwowe.

W rozumieniu niniejszej pracy, z punktu widzenia procesu namierzania oraz śledzenia obiektów, źródłem emisji jest nie tylko urządzenie generujące sygnały, ale również obiekt, który odbija promieniowanie emitowane przez mikrofalowe nadajniki oświetlające pracujące w tym celu intencjonalnie lub na przykład przez nadajniki radarów aktywnych oraz stacji radiowych i telewizyjnych. Sygnały tego ostatniego rodzaju nadajników nazywa się sygnałami nieintencjonalnymi lub okazjonalnymi. Są one wykorzystywane przez radary pasywne [3]. Do namierzania i lokalizacji obiektów mogą też być wykorzystywane sygnały systemów WiFi [4] lub innych sieci transmisji danych. Współcześnie, coraz większego znaczenia dla potrzeb namierzania nabierają metody monoimpulsowe pozwalające na określenie kierunku na wykryty obiekt na podstawie pojedynczego odebranego impulsu lub krótkotrwałej próbki sygnału ciągłego. Systemy o takich właściwościach pracują w oparciu o tak zwane amplitudowe lub fazowe metody namierzania [5 – 7]. Istotą amplitudowych metod namierzania jest porównanie poziomów sygnałów odebranych przez dwa lub większą liczbę kanałów odbiorczych obserwujących przestrzeń przy użyciu anten kierunkowych, których osie elektryczne nie są do siebie równoległe. W metodach fazowych namierzanie źródeł emisji bądź obiektów odbijających fale elektromagnetyczne, jest dokonywane poprzez pomiar różnicy faz z dwóch lub większej liczby anten odbierających ten sam sygnał. Pomiar różnicy faz można być dokonywany

przez zespół mierników fazy lub przy użyciu wielowrotnika mikrofalowego. Typowym przykładem takiego wielowrotnika jest na przykład matryca Butler'a [8] lub tak zwany sześciowrotnik mikrofalowy [9, 10]. Współcześnie, coraz większym zainteresowaniem cieszą się urządzenia namierzania o małych wymiarach torów mikrofalowych i systemów antenowych [8]. Jednak wraz z upraszczaniem struktury systemu antenowego zmniejsza się dokładność określania kąta nadejścia sygnału. W związku z tym w konkretnych warunkach aplikacyjnych poszukuje się kompromisu pomiędzy niezbędną szybkością i dokładnością namierzania źródeł emisji a wymiarami i masą systemu namierzającego. Badania teoretyczne oraz eksperymenty wykazują, że zadawalające wyniki można uzyskiwać już z systemami wyposażonymi w jedynie po dwie anteny na każdą z wymaganych płaszczyzn namierzania. Jeżeli wymagane jest namierzanie jednocześnie w dwóch płaszczyznach to można zastosować łącznie tylko trzy anteny. Jedną z nich będzie wykorzystywana do pomiaru kąta nadejścia sygnału tylko w płaszczyźnie elewacji, druga tylko w płaszczyźnie azymutu, a sygnał z trzeciej anteny będzie wykorzystywany jednocześnie w torze namierzania w elewacji i w azymucie. Takie rozwiązanie jest zminiaturyzowaną wersją systemu namierzania z szykiem antenowym w kształcie litery L [11]. Koncepcję i właściwości przenośnego układu namierzania przedstawiono na przykładzie urządzenia dokonującego estymacji kąta nadejścia sygnału w jednej płaszczyźnie bez rozróżniania czy jest to płaszczyzna pionowa czy pozioma. W prezentowanej wersji układu wykorzystano monoimpulsową realizację fazowej metody określania kierunku nadejścia sygnału mikrofalowego.

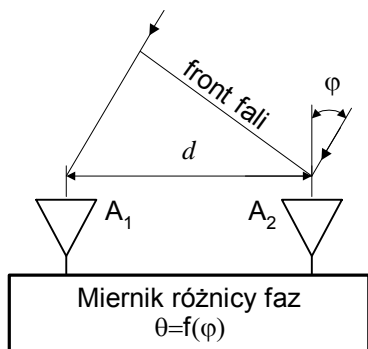
Idea fazowej metody namierzania mikrofalowych źródeł emisji

Zasadę monoimpulsowego namierzania źródeł emisji metodą fazową przedstawiono na rysunku 1. W tej wersji systemu wykorzystuje się dwie anteny kierunkowe, których apertury leżą w jednej płaszczyźnie, prostopadłej do płaszczyzny namierzania. Obydwie anteny systemu są skierowane w tę samą stronę.

Jeżeli, tak jak na rysunku 1, anteny będą oddalone od siebie na odległość d zwaną bazą, to fazy sygnałów pochodzących z tego samego obserwowanego emitera lub obiektu odbijającego, docierające do każdej z anten będą się różnić o wartość θ proporcjonalną do kąta nadejścia sygnału φ .

$$(1) \quad \theta = \frac{2 \cdot \pi \cdot d \cdot \sin \varphi}{\lambda}$$

gdzie: λ – długość fali odebranego sygnału, d – długość bazy systemu namierzania.



Rys.1. Ogólna struktura systemu monoimpulsowego namierzania źródeł sygnałów mikrofalowych metodą fazową

Urządzenie w takiej wersji pozwala na obserwację i namierzanie źródeł emisji w wybranym sektorze przestrzeni. Dla prawidłowego działania tego urządzenia jest wymagana informacja o częstotliwości odebranego sygnału. Z uwagi na właściwości funkcji sinus, system w takiej konfiguracji (rys. 1.) będzie mógł dokonywać jednoznacznego namierzania tylko tych sygnałów, dla których spełniona jest nierówność:

$$(2) \quad \frac{d}{\lambda} \leq 0,5$$

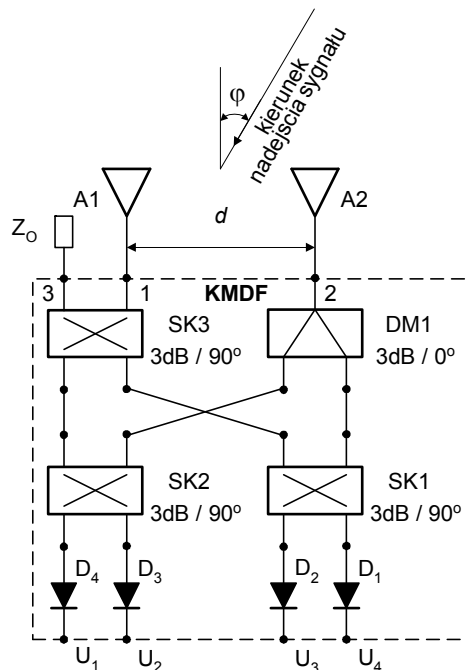
Małe wartości stosunku d/λ pozwalają uzyskiwać duże szerokości sektora namierzania, ale jednocześnie powodują zmniejszenie rozdzielczości określania kąta nadejścia sygnału. W celu pogodzenia tych dwóch wymagań buduje się systemy z dwiema bazami – małą i relatywnie dużą [12]. Kanał z małą bazą zapewnia wymaganą szerokość sektora jednoznacznego namierzania, natomiast w kanale z dużą bazą uzyskuje się odpowiednią dokładność namierzania.

Budując tego typu system (rys. 1.) należy również pamiętać, iż sektor obserwacji nie będzie większy niż szerokość charakterystyki kierunkowej zastosowanych anten określona na poziomie zapewniającym odbiór szukanych emisji w warunkach wartości stosunku sygnał/szum przekraczającej założony próg.

Układ z dwiema antenami do monoimpulsowego namierzania metodą fazową

Układ namierzania metodą fazową wyposażony tylko w dwie anteny kierunkowe przedstawiono na rysunku 2. Tego rodzaju małe układy namierzające mogą być stosowane na niewielkich pojazdach lub bezpilotowych statkach powietrznych. W rozwiązaniu z rysunku 2 anteny A_1 i A_2 są podłączone do sześciowrotnika mikrofalowego [9, 10] będącego podstawowym ogniwem kwadraturowego mikrofalowego dyskryminatora fazy KMDF. Punkty pracy detektorów mikrofalowych $D_1 \div D_4$ powinny znajdować się na kwadratowym odcinku ich charakterystyk amplitudowych. W takich warunkach napięcia $U_1 \div U_4$ będą wprost proporcjonalne do mocy sygnałów wyjściowych z wrót sprzęgaczy SK1 i SK2. Jeżeli z bieżącej analizy napięć $U_1 \div U_4$ wynika, że odbierane sygnały mieszczą się na linowych odcinkach charakterystyk detektorów, wówczas w algorytmach estymacji kąta nadejścia sygnału wykorzystuje się funkcje aproksymujące rzeczywiste parametry

detektorów zarejestrowane w procesie uruchamiania danego egzemplarza układu namierzania.



Rys.2. Przykładowa struktura systemu monoimpulsowego namierzania metodą fazową z dwiema antenami kierunkowymi współpracującymi z kwadraturowym mikrofalowym dyskryminatorem fazy KMDF

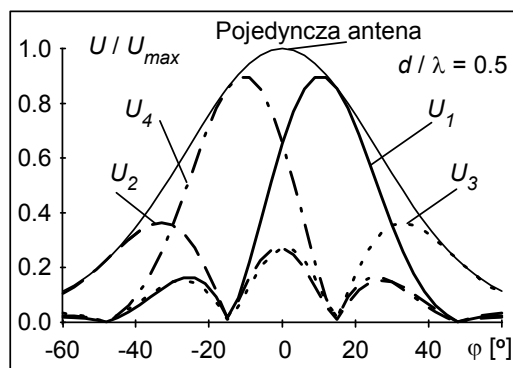
Informacja o różnicy faz θ sygnałów otrzymywanych na wyjściach anten jest zawarta w napięciach $U_1 \div U_4$ zgodnie z zależnością:

$$(3) \quad \theta = \arctan\left[\frac{(U_2 - U_1)}{(U_3 - U_4)}\right]$$

W związku z tym napięcia te są bezpośrednio wykorzystywane do wyznaczenia kąta nadejścia sygnału φ :

$$(4) \quad \varphi = \arcsin\left\{\lambda \cdot \arctan\left[\frac{(U_2 - U_1)}{(U_3 - U_4)}\right] / (2 \cdot \pi \cdot d)\right\}$$

Wymiar bazy antenowej d jest wartością stałą określaną na etapie projektowania systemu namierzania. Chwilowa długość fali λ odbieranego sygnału jest wyznaczana na podstawie jego częstotliwości f otrzymywanej na przykład z układu natychmiastowego pomiaru częstotliwości NPCz.

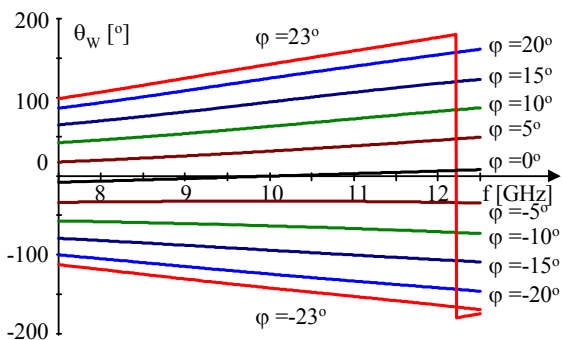


Rys.3. Przykładowe przebiegi napięć na wyjściu systemu namierzania metodą fazową z dwiema antenami kierunkowymi i kwadraturowym mikrofalowym dyskryminatorem fazy

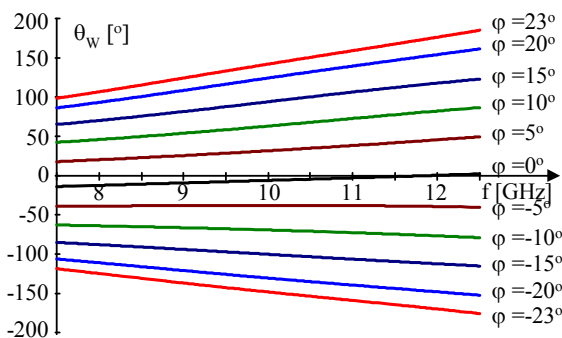
Na rysunku 3 przedstawiono wyniki symulacji warunków pracy systemu namierzania wyposażonego w płaski szyk antenowy i pojedynczy KMDF. Unormowane przebiegi

napięć uzyskane na wyjściach dyskryminatora fazy mieszczą się w unormowanej obwiedni będącej charakterystyką kierunkową pojedynczej anteny systemu namierzania. Jednocześnie, przebiegi napięć w funkcji kąta nadejścia sygnału, przypominają kształtem charakterystyki kierunkowe anten, ale o szerokościach mniejszych niż szerokość charakterystyki pojedynczej anteny.

Własności układu przedstawionego na rysunku 2 zbadano na drodze symulacji. W pierwszym etapie założono idealizowane parametry wszystkich podzespołów. Określenie „parametry idealizowane” oznacza, że właściwości transmisyjne, amplitudowe i fazowe podzespołów zmieniają się z częstotliwością, natomiast wszystkie wrota ich są idealnie dopasowane, a transmitancje pomiędzy wrotami, które powinny być izolowane, są zerowe. Takie warunki symulacji pozwalają zweryfikować zgodność przyjętego modelu układu z zasadą działania systemu realizującego fazową metodę namierzania źródeł sygnałów mikrofalowych. Symulacje przeprowadzono w dziedzinie częstotliwości f oraz w dziedzinie kąta nadejścia sygnału φ . W analizie przyjęto długość bazy d równą 30 mm. Ta wartość bazy odpowiadała rzeczywistym wymiarom anten uwzględnianych w obliczeniach oraz planowanych do zastosowania w projektowanym układzie namierzania. W tak przyjętych warunkach, jednoznaczne namierzanie w pasmie 7.5 – 12.5 GHz, zgodnie z relacją (2) jest możliwe w sektorze nie szerszym niż około $\pm 23^\circ$. Uzyskane wyniki symulacji przedstawiono na rysunku 4.



Rys. 4. Wynik pomiaru różnicy faz θ_w przez KMDF współpracujący z szykiem płaskim dwóch anten, w funkcji częstotliwości f i dla różnych zakładanych kierunków nadejścia sygnału φ , (baza antenowa $d=30$ mm, podzespoły o parametrach idealizowanych)



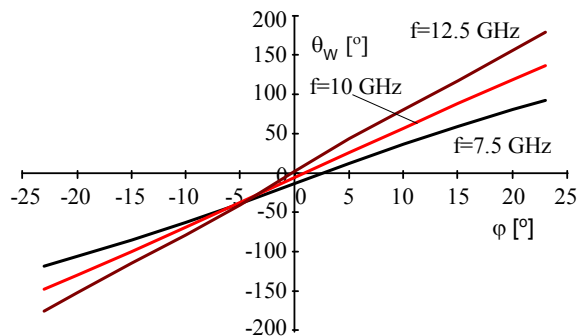
Rys. 5. Wynik pomiaru różnicy faz θ_w przez KMDF współpracujący z szykiem płaskim dwóch anten i dla różnych zakładanych kierunków nadejścia sygnału φ , po korekcyjnym obrocie układu współrzędnych w algorytmie estymacji θ_w ($d=30$ mm)

Różnica faz θ_w była estymowana zgodnie z zależnością (4). W konfiguracji układu jak na rysunku 2 i w przyjętych warunkach, przy kącie nadejścia sygnału φ większym od 22

stopni na częstotliwościach powyżej około 12,1 GHz wyliczana różnica faz przekracza $+180^\circ$ co powoduje, że funkcja *arcus tangens* zmienia znak wyniku na ujemny. Efekt ten jest widoczny na rysunku 4 dla kąta $\varphi = +23^\circ$.

Wygładzenie zniekształconego przebiegu, ale z zachowaniem możliwości poprawnego namierzania w całym sektorze $\pm 23^\circ$ uzyskano poprzez obrót układu współrzędnych w algorytmie estymacji różnicy faz w lewo o $+6^\circ$. Rodzinę charakterystyk pelengacyjnych po korekcie położenia układu współrzędnych pokazano na rysunku 5.

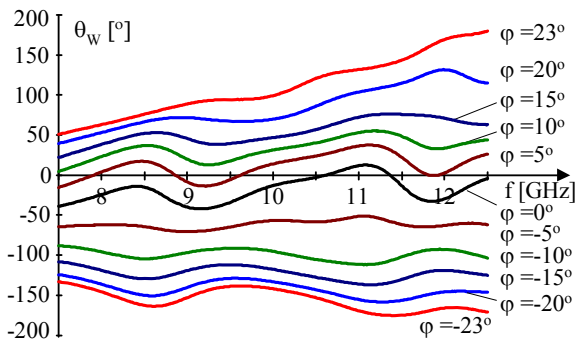
Kształt uzyskanych przebiegów wskazuje, że w takich idealizowanych warunkach namierzanie źródeł mikrofalowych mogłoby odbywać się bez znajomości częstotliwości odbieranego sygnału, ale wówczas rozdzielczość pomiaru kąta nadejścia w całym pasmie pracy (7.5 – 12.5 GHz) nie przekraczałaby wartości około 7° . Kształt charakterystyk pelengacyjnych dla przypadków różnych częstotliwości sygnałów emitowanych przez namierzone źródło przedstawiono na rysunku 6. Należy zaznaczyć, że zarówno na rysunku 5 jak i 6 wartość θ_w nie jest różnicą faz sygnałów na wyjściach anten A1 i A2 lecz wynikiem pomiaru tej różnicy faz przez zamodelowany kwadraturowy mikrofalowy dyskryminator fazy KMDF. Dlatego prezentowane charakterystyki odzwierciedlają parametry całego analizowanego systemu namierzania. Natomiast w każdym z tych przypadków, różnica faz θ przyjmuje wartości określone zależnością (1).



Rys. 6. Rodzina charakterystyk pelengacyjnych systemu namierzania z szykiem płaskim dwóch anten dla wybranych częstotliwości sygnału f , (φ – kąt nadejścia sygnału, θ_w – wynik pomiaru przez KMDF różnicy faz sygnałów na wyjściach anten, $d=30$ mm, podzespoły o parametrach idealizowanych)

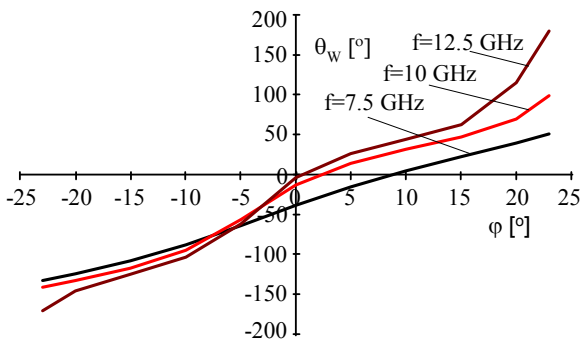
W warunkach użycia do budowy systemu namierzania podzespołów o wrotach niedopasowanych i nieidealnych izolacjach odpowiednich wrót, charakterystyki pelengacyjne ulegają zniekształceniu. Na rysunku 7 przedstawiono wyniki symulacji systemu zbudowanego z elementów mikrofalowych opisanych macierzami rozproszenia, których wszystkie wyrazy były niezerowe. Przyjęto wartości parametrów podzespołów zbliżone do uzyskiwanych w pomiarach. W tym przypadku, w algorytmie estymacji wartości θ_w należało obrócić układ współrzędnych o około $+36$ stopni. W układzie o takich właściwościach namierzanie bez znajomości częstotliwości sygnału mogłoby się odbywać w całym pasmie, ale z niską rozdzielczością, bo tylko około 12 stopni. Fakt, iż przebiegi na rysunku 7 nie krzyżują się świadczy o tym, że po uwzględnieniu informacji o częstotliwości odebranego sygnału rozdzielczość namierzania w całym pasmie pracy mogłaby osiągnąć nawet 1 stopień.

Charakterystyki pelengacyjne uzyskane dla przypadku użycia podzespołów o parametrach rzeczywistych są wyraźnie odkształcone (rys. 8.).



Rys.7. Wynik pomiaru różnicy faz θ_w przez KMDF współpracujący z szykiem płaskim dwóch anten, w funkcji częstotliwości f i dla różnych zakładanych kierunków nadjeścia sygnału φ , ($d=30$ mm, podzespoły o parametrach quasi rzeczywistych)

Pomimo zniekształceń pochodne $\partial\theta_w/\partial\varphi$ w żadnym punkcie nie zmieniają znaku i nie są zerowe, a więc możliwe jest jednoznaczne namierzenie w całym badanym zakresie częstotliwości i w całym sektorze $\pm 23^\circ$, chociaż dokładność namierzenia będzie różna dla różnych kierunków nadjeścia sygnału mikrofalowego.



Rys.8. Rodzina charakterystyk pelengacyjnych systemu namierzenia metodą fazową z szykiem płaskim dwóch anten dla wybranych częstotliwości sygnału f , ($d=30$ mm, podzespoły o parametrach quasi rzeczywistych)

Na rysunku 8 interesująca jest część rodziny charakterystyk położona w obszarze ujemnych wartości zakładanego kąta nadjeścia sygnału φ . Nie jest to oczywiście cecha charakterystyczna opisywanej wersji urządzenia lecz właściwość uzyskana dla przyjętych wartości parametrów nieidealnych. Niemniej ten efekt wskazuje, że dla konkretnego zastosowania będzie można znaleźć zbiór podzespołów o odpowiednich parametrach, który pozwoli uzyskać oczekiwaną jakość funkcjonowania budowanego systemu. Podobny efekt będzie można uzyskać włączając elementy korekcyjne do torów mikrofalowych urządzenia namierzającego.

Podsumowanie

System przedstawiony na rysunku 1 dokonuje jednoznacznego namierzenia w sektorze o szerokości zależnej od długości bazy d systemu antenowego. Wraz ze zmniejszaniem bazy szerokość tego sektora będzie się zwiększać, ale nie może przekroczyć szerokości charakterystyk kierunkowych zastosowanych anten, określonych na poziomie zapewniającym wymaganą czułość systemu namierzenia.

Przedstawiona konfiguracja układu może dokonywać namierzenia tylko w jednej płaszczyźnie określonej położeniem systemu antenowego. Stosownie do bieżących

potrzeb może być rozbudowana do wersji namierzającej w dwóch płaszczyznach ortogonalnych. Dzięki dużej szybkości działania, wyniki namierzenia uzyskane przy użyciu prezentowanego układu mogą być wykorzystywane w algorytmach śledzenia obiektów manewrujących opisywanych na przykład w [13].

W oparciu o uzyskane wyniki analiz (rys. 3.) można sformułować wniosek, iż płaski szyk N anten o szerokich charakterystykach współpracujący z układami o właściwościach dyskryminatorów fazy o M wyjściach ($M \geq N$), może być zastąpiony przez M anten o odpowiednio węższych charakterystykach rozmieszczonych na łuku.

LITERATURA

- [1] Golonek T., Grzechca D., Chruszczyk Ł., *Stacja bazowa modularnego systemu identyfikacji i lokalizacji obiektów znajdujących się w obszarze chronionym*, Przegląd Elektrotechniczny, 89 (2013), nr 10, 69 – 72
- [2] Qing W., Hua Ch., Guohuang Z., Bin Ch., Pichao W., *An Improved Direction Finding Algorithm Based on Toeplitz Approximation*, Sensors 2013, nr 13, 746 – 757
- [3] Corman C.I., Gelsema S., Stolk C., *Array antennas for passive covert radar applications*, Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 12-16 April, 2010, Barcelona, Spain, 1-4
- [4] Leplawy M., *Indoors localization system with the use of WiFi and other network standards*, Przegląd Elektrotechniczny, 91(2015), nr 1, 173 – 174
- [5] Stec B., Rutkowski A., *Direction Finding Systems with the Butler Matrices*, Sensors & Electronics Technology Panel, Symposium on Passive LPI (Low Probability of Intercept) Radio Frequency Sensors, Warsaw, Poland (23–25 April 2001), (North Atlantic Treaty Organization, Research and Technology Agency, Research and Technology Organization), paper No. 43
- [6] Klembowski W., Nowak T., *Comparison of amplitude monopulse angle estimation algorithms*, Sensors & Electronics Technology Panel, Symposium on Passive LPI (Low Probability of Intercept) Radio Frequency Sensors, Warsaw, Poland, (23–25 April 2001), (North Atlantic Treaty Organization, Research and Technology Agency, Research and Technology Organization), paper No. 42
- [7] Orduylmaz A., Serin M., Gurbuz A.C., Yildirim A., *Passive direction finding using amplitude and phase comparison techniques*, 22 nd Signal Processing and Communications Applications Conference (SUI), 23-25 April, 2014, Trubzon, Turkey, 935-938
- [8] Hayashi H., Hitko D. A., Sodini Ch. G., *Four-element planar Butler matrix using half-wavelength open stubs*, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 12, No. 3, March 2002, 73 – 75
- [9] Peng H., Yang Z. Q., Yang T., *Design and implementation of an ultra-wideband six-port network*, Progress In Electromagnetics Research, Vol. 131, 2012, 293-310.
- [10] Tatu S.O., Ke Wu., *Six-port technology and applications*, 11th International Conference on Telecommunication in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS), 16-19 October, 2013, Nis, Serbia, 239-248
- [11] Cheng Q., Zhao Y., Yang J., *A novel 2-D DOA estimation for coherent signals based on L-shaped array*, International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP) 2012, 25-27 October, 2012, Huangshan, China, 1-5
- [12] Hungbo X., Su Y., Huang Ch., Min L., Huajun W., *Estimation of Direction-of-Arrival by an Active Array*, Congress on Image and Signal Processing CISP '08, 27-30 May, 2008, Sannya, China, 277-280
- [13] Konatowski S., Sosnowski B.: *Ocena efektywności filtracji nieliniowej w procesie namierzenia obiektu manewrującego*, Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), 87(2011), nr 10, 208 – 213.

Autor: dr inż. Adam Konrad Rutkowski, Wojskowa Akademia Techniczna, Wydział Elektroniki, Instytut Radioelektroniki, ul. Kaliskiego 2, 00-908 Warszawa, E-mail: ARutkowski@wat.edu.pl