

doi:10.15199/48.2015.03.27

Koncepcja rozwiązania odbiornika pelengu zakłóceń w systemie radaru obserwacji przestrzeni powietrznej.

Streszczenie. W artykule przedstawiono uwarunkowania pracy podsystemu rozpoznania zakłóceń, jakim jest odbiornik pelengu zakłóceń w radarze obserwacji przestrzeni powietrznej. Zaprezentowano również koncepcję odbiornika pelengu zakłóceń dla radaru obserwacyjnego średniego zasięgu pasma S z wielowiązkową charakterystyką antenową, pozwalającego na lepsze wykorzystanie możliwości radaru w zakresie przeciwdziałania próbom zakłócenia pracy oraz wypracowanie dodatkowych informacji o źródle zakłóceń dla systemów zbioru i przetwarzania informacji.

Abstract. This article presents work conditions of interference recognition subsystem, such as interference measurement receiver in air surveillance radar. What is more, concept of interference measurement receiver for medium-range S-band radar with multibeam antenna characteristics is presented. The receiver enables better use of radar capabilities in dealing with attempts to interrupt and generating additional information of interference source for information collection and processing systems. **Interference measurement receiver in air surveillance radar**

Słowa kluczowe: radar, walka radioelektroniczna, odbiornik pelengu zakłóceń .

Keywords: radar, EMC, interference measurement receiver.

Wstęp

Na przestrzeni lat możemy obserwować rozwój techniczny sensorów radiolokacyjnych. Pierwsze radary były urządzeniami pracującymi na pojedynczych kanałach częstotliwościowych z ograniczoną możliwością przestrajania częstotliwości nośnej. Skanowanie przestrzeni odbywało się przez ruch mechaniczny systemu antenowego.

Rozpowszechnienie radarów spowodowało rozwój środków służących do zakłócania ich pracy, zarówno przez tworzenie sztucznych zakłóceń pasywnych (chaff) jak i stosowanie nadajników generujących sygnały radiowe na częstotliwości pracy radaru. W przypadku tak prostych rozwiązań rozpoznanie zakłóceń polegało na pomiarze mocy i kierunku przyścia zakłócającego sygnału. Informacja tak pozyskana z kilku radarów, poprzez zastosowanie metody triangulacji mogła służyć do określenia położenia źródła zakłóceń.

Pojawienie się możliwości szybkiego przestrajania radarów postawiło nowe wymagania w stosunku do podsystemu wykrywania i pomiaru zakłóceń. Zaistniała potrzeba monitorowania wszystkich potencjalnych częstotliwości pracy radaru a nie tylko aktualnie wykorzystywanej. Tworzenie wielowymiarowego obrazu sytuacji radioelektronicznej, gdzie istotny staje się rozkład mocy zakłóceń w zależności od kierunku i częstotliwości jest podstawą do opracowania programu zmiany częstotliwości pracy radaru w celu zminimalizowania degradacji parametrów przez radioelektroniczne przeciwdziałanie przeciwnika. Dodatkowo wielowymiarowa informacja pozwala na bardziej prawdopodobne zlokalizowanie źródeł zakłóceń szczególnie gdy w obserwowanej przestrzeni znajduje się więcej niż jeden nosiciel.

Uwarunkowania pomiaru parametrów zakłóceń w radarze impulsowym

Podstawą pracy radaru impulsowego jest cykliczne wysyłanie w przestrzeń impulsów sondujących dużej mocy i oczekiwanie na przychodzące z przestrzeni sygnały echa radiolokacyjnego. W zależności od sposobu przetwarzania sygnału, okres pomiędzy kolejnymi sondowaniami nazywany okresem powtarzania może być stały lub zmienny według określonego schematu. Długość okresu powtarzania uwarunkowana jest zasięgiem instrumentalnym radaru i w przypadku klasycznych

systemów z jednoznaczny pomiar odległości typowo przybiera wartość pojedynczych milisekund. W przypadku radarów naziemnych lub nawodnych, w początkowej części okresu powtarzania do radaru docierają silne sygnały odbite od otoczenia radaru. W dalszej kolejności docierają sygnały średniej mocy związane z clutterem pogodowym oraz sygnały użyteczne ech obserwowanych obiektów. Najlepsze sygnały docierają do radaru pod koniec okresu powtarzania [2][5]. Z tego względu ten przedział czasowy jest najbardziej optymalny dla pomiaru poziomu tła elektromagnetycznego w tym np. celowych zakłóceń szumowych. Niestety nawet przesunięcie pomiaru poziomu zakłóceń pod koniec okresu powtarzania nie gwarantuje, że będzie on wykonywany bez obecności sygnałów echa [4]. Pojawienie się sygnału echa w bramce pomiarowej odbiornika pelengu zakłóceń może i najczęściej skutkuje błędną informacją o obecności zakłóceń na częstotliwości pracy radaru [4][5].

W przypadku radaru pracującego na jednej lub tylko kilku częstotliwościach, pomiaru poziomu zakłóceń można dokonać w ramach podstawowego toru odbiornika radaru lub przez zastosowanie kilkukanałowego odbiornika pomocniczego. Problem jednak narasta, gdy pasmo pracy radaru poszerza się i mamy do czynienia z kilkudziesięcioma lub więcej możliwymi częstotliwościami pracy. Np. w przypadku radaru EDYTA istnieje konieczność pomiaru zakłóceń na 64 kanałach, w przypadku radaru ODRA liczba kanałów częstotliwościowych wzrasta do 300. W tej sytuacji zbudowanie wielokanałowego odbiornika pomiarowego zaczyna być trudno realizowalne technicznie oraz nieracjonalne ekonomicznie. Jednym z możliwych rozwiązań tego problemu jest zastosowanie odbiornika skanującego pasmo pracy radaru z krokiem przestrajania odpowiadającym rastrowi przestrajania radaru. Takie rozwiązanie sprawdza się jednak tylko do pewnej liczby koniecznych do przeskanowania kanałów. Jak wspomniano wcześniej, ze względu na uwarunkowania pomiaru jest on przeprowadzany pod koniec okresu powtarzania cyklu sondowania radaru. Przykładowo długość okresu powtarzania sondowania dla radaru o zasięgu instrumentalnym 450 km wynosi około 3 ms. Dla radarów o mniejszym zasięgu ta wartość maleje, np. przy 240 km już wynosi około 1.6 ms. Jeżeli przyjmiemy, że pomiar chciałibyśmy wykonać w czasie np. 10% okresu powtarzania to czas na przeskanowanie pasma wyniesie dla pierwszego przykładu 0.3 ms, a dla drugiego 0.16 ms.

Jeżeli w tych warunkach musimy przeskanować wszystkie możliwe kanały pracy radaru, to w przypadku radaru zasięgu instrumentalnym 450 km otrzymujemy czas na pojedynczy pomiar 0.3 ms : 64 kanały = 4.6 μ s, a dla radaru o zasięgu 240 km 1.6 ms : 300 kanałów = 0.53 μ s. Tak ekstremalnie krótkie czasy powodują pojawienie się problemów związanych ze stanami niestabilnymi odpowiedzi filtrów pasmowych w torze odbiorczym oraz przez dużą wariancję zmierzonej wartości, praktycznie uniemożliwiają pomiar wartości średniej amplitudy zakłóceń. Wydłużenie czasu pomiaru powoduje niebezpieczeństwo wykonywania go w obszarze występowania sygnałów użytecznych. Co prawda sygnały użyteczne występują tylko na aktualnej częstotliwości pracy, więc można zaplanować skanowanie tak aby częstotliwość pracy i pobliskie były skanowane w ostatniej kolejności. W przypadku radarów przestrajanych w sektorach czy w sekwencjach impulsów sondujących trzeba dynamicznie, na bieżąco modyfikować plan skanowania kanałów. Inną negatywną cechą odbiornika skanującego jest fakt, że w całym cyklu sondowania bardzo krótko jest obserwowany pojedynczy kanał częstotliwości. W przypadku wystąpienia aktywnych zakłóceń niestacjonarnych (np. impulsowych) istnieje duże prawdopodobieństwo, że pomierzona wartość amplitudy zakłóceń będzie niereprezentatywna dla tego kanału lub zakłócenia nie zostaną wykryte w ogóle.

W przypadku dużej liczby kanałów spotyka się rozwiązanie polegające na podzieleniu kanałów na podgrupy i podczas jednego skanu przestrzeni (obrotu anteny) przeglądaniu tylko jednej grupy. Dzięki takiemu rozwiązaniu można znacząco zwiększyć czas obserwacji pojedynczego kanału i poprawić wiarygodność pomiaru. Niestety takie rozwiązanie pociąga za sobą wydłużenie czasu odnowy informacji o sytuacji zakłóceń radioelektronicznych. Przy wzrastających możliwościach adaptacyjnych współczesnych środków zakłócających taka sytuacja praktycznie uniemożliwia skuteczne przeciwdziałanie zakłóceniom przez zmianę częstotliwości pracy radaru. Doświadczenia z eksploatacji radarów, w których zastosowano to rozwiązanie, pokazały małą przydatność takiego systemu monitorowania zakłóceń.

Koncepcja odbiornika z cyfrową analizą widma

Powyżej zasygnalizowano problemy jakie pojawiają się podczas realizacji pomiaru poziomu zakłóceń w paśmie pracy radaru średniego zasięgu (240 km) podzielonego np. na 300 kanałów częstotliwościowych w czasie stanowiącym 10% okresu powtarzania przy zastosowaniu odbiornika skanującego. Rozwój technologii przetworników analogowo cyfrowych oraz technik cyfrowego przetwarzania sygnału pozwolił na opracowanie koncepcji cyfrowego odbiornika monitorującego zakłócenia bazującego na software'owej analizie widma odbieranego sygnału.

Opracowując koncepcję cyfrowego odbiornika pomiaru zakłóceń dla radaru średniego zasięgu przyjęto następujące założenia i parametry:

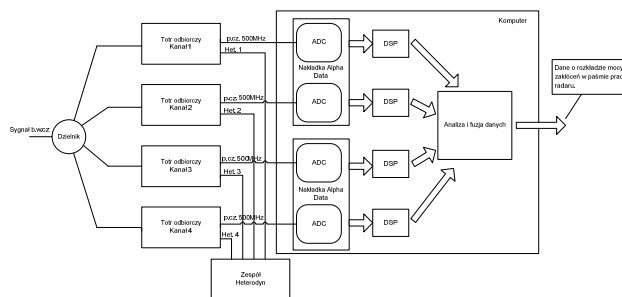
- pasmo pracy: S;
- szerokość monitorowanego pasma: 300 MHz;
- rozdzielczość analizy widmowej: 1 MHz;
- czas pomiaru: w ramach jednego okresu sondowania;
- eliminacja sygnałów echa użytecznego;
- zakres dynamiki pomiaru 110 dB.

Dla tych założeń przeprowadzono analizę możliwych konfiguracji cyfrowego odbiornika pomiaru zakłóceń. Z uwagi na dużą szerokość monitorowanego pasma, dla uzyskania poprawnej konwersji analogowo cyfrowej, wykorzystany przetwornik musiałby charakteryzować się częstotliwością próbkowania nie mniejszą niż 600 MHz.

Przetworniki ADC o takich wymaganiach są trudne do wykonania, ponadto ich dynamika oraz uzyskiwany stosunek sygnału do szumu (SNR) po konwersji jest dużo niższy niż w przypadku przetworników pracujących z niższą częstotliwością próbkowania. Możliwość jednoczesnej obróbki sygnału z monitorowanego pasma w całym zakresie częstotliwości jest dodatkowo ograniczona przez wymogi dotyczące mikrofalowych układów filtracji pasmowej.

Pierwszym etapem konwersji sygnału o częstotliwości środkowej w paśmie S jest sprowadzenie go do częstotliwości pośredniej wynoszącej kilkadziesiąt MHz. Ponieważ stosunek szerokości pasma sygnału do pośredniej częstotliwości nośnej jest duży, sygnał ten nie można rozważać jako sygnał wąskopasmowy. Fakt ten powoduje poważne problemy przy zaprojektowaniu układu filtracji pasmowej dla takiego sygnału. Rozwiązaniem sytuacji jest podział monitorowanego pasma sygnału na kilka mniejszych, które będą przetwarzane osobno.

W projektowanym, dla omawianego radaru, rozwiązaniu zastosowano podział pasma na 4 części o szerokości $B = 80$ MHz każda. Na rysunku 1 przedstawiono schemat blokowy proponowanego rozwiązania odbiornika pomiaru zakłóceń.



Rys. 1. Schemat blokowy odbiornika pomiaru zakłóceń dla radaru ODRA

Sygnał z układu antenowego radaru rozdzielony jest na cztery tory odbiorcze o szerokości pasma 80 MHz i częstotliwościach środkowych tak dobranych aby pokryć pełne pasmo pracy radaru 300 MHz. Dzięki nieco większej szerokości pojedynczego toru niżby to wynikało z arytmetycznego podziału 300:4, możliwe jest uzyskanie „zakładek” poszczególnych pasm co zapobiega potencjalnej utracie informacji o sygnałach, których częstotliwość środkowa wypadłaby na granicy podpasma. Wartość częstotliwości środkowej po przemianie przyjęto 500 MHz, co przy szerokości pasma 80 MHz pozwala na uzyskanie odpowiedniej charakterystyki filtrów pasmowych. Filtracja sygnałów z poza pasma kanału jest istotna m.in. ze względu na eliminację zjawiska aliasingu podczas pasmowej konwersji analogowo-cyfrowej.

W celu wykonania konwersji analogowo - cyfrowej planowane jest wykorzystanie układu Alpha Data XRM-ADC-D7-500 zawierającego dwa dwunastobitowe przetworniki ADC o maksymalnej częstotliwości próbkowania $f_p = 500$ MHz. Dwa takie układy w postaci nakładek na macierzystą płytę komputerową zapewnią 4 kanały przetwarzania sygnału analogowego.

Z teorii cyfrowego przetwarzania sygnałów znana jest metoda pasmowego próbkowania sygnału [6]. Próbkując pasmowy sygnał, zlokalizowany wokół pośredniej częstotliwości, z częstotliwością mniejszą niż owa częstotliwość uzyskiwane są kolejne powielenia sygnału. Maksymalna ilość powieżeń pasma bez zaistnienia zjawiska aliasingu jest ściśle związana z częstotliwością nośną f_c oraz szerokością pasma sygnału B . Częstotliwość

próbkowania konwertera musi w tym wypadku spełniać poniższą nierówność [2][6]:

$$\frac{2f_c + B}{m+1} \leq f_p \leq \frac{2f_c - B}{m}$$

gdzie: m- ilość powieżeń pasma.

Zgodnie z tym, co zostało przedstawione, sygnał może być rozpatrywany jako wąskopasmowy, jeżeli częstotliwość nośna f_c jest dużo większa od wartości dewiacji. Dysponując sygnałem z zawężonym widmem o szerokości $B = 80$ MHz częstotliwość pośrednią ustalono równą $f_c = 500$ MHz. Dla tak dobranych parametrów, przy ilości powieżeń $m = 2$, częstotliwość próbkowania należy wybrać z przedziału (360; 460). Arbitralnie przyjęto wartość $f_p = 400$ MHz.

Danymi wejściowymi do dalszego przetwarzania DSP jest ciąg próbek z okna pomiarowego o długości 100 μ s w ramach każdego okresu powtarzania sondowania.

Obrobka DSP zostanie zrealizowana w oparciu o wielordzeniową platformę karty graficznej NVidia Kepler (CUDA).

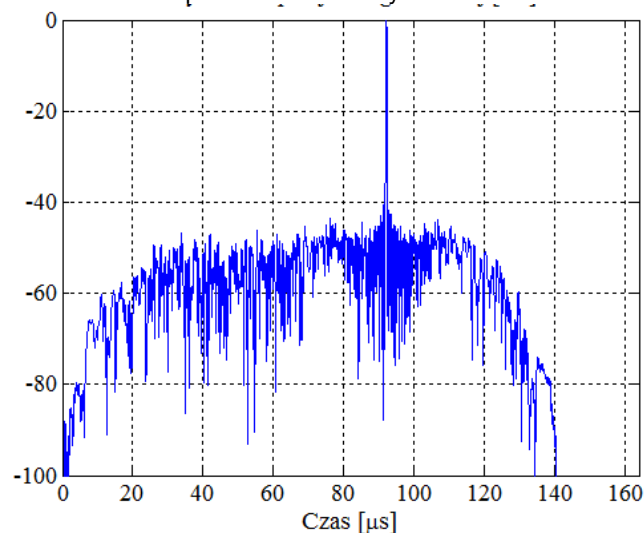
W ramach przetwarzania DSP zostaną wykonane: analiza widmowa sygnału przy użyciu FFT oraz eliminacja sygnałów echa, czyli posiadających wewnętrzną strukturę taką jak sygnał sondujący radaru.

Do eliminacji echa własnego zostanie wykorzystane widmo całego sygnału, z danego kanału odbiorczego.

W celu zapewnienia wszystkich tych wymagań należy zastosować filtrację adaptacyjną opartą o algorytm RLS [1][3]. Metoda ta wymaga przeprowadzenie dodatkowego przetwarzania polegającego na filtracji dopasowanej umożliwiającej stwierdzenie obecności echa własnego. Precyzyjne zlokalizowanie echa własnego w sygnale OPZ dodatkowo zostanie wspomaganie algorytmem CFAR [2], tak aby jego wyjściem był indeks końca sygnału LFM echa.

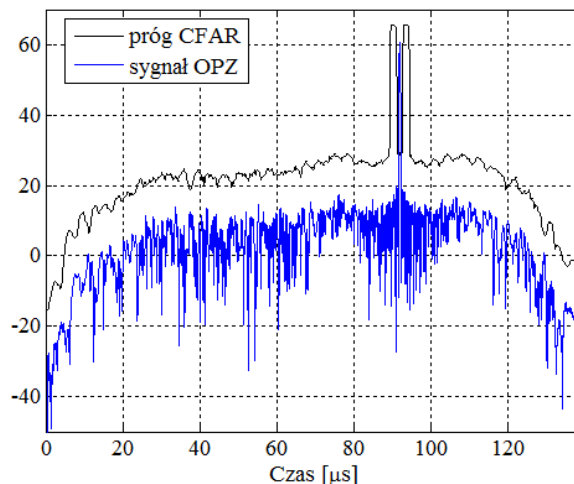
Realizacja operacji usuwania sygnału echa własnego przy wykorzystaniu rekursyjnego filtru adaptacyjnego składa się z następujących etapów:

1. Filtracji dolnopasmowej sygnału OPZ
2. Decymacji sygnału OPZ ze współczynnikiem 4
3. Wybranie sygnału mogącego zawierać echo własne radaru i zastosowanie dla niego następujących algorytmów cyfrowego przetwarzania:
 - Filtracja dopasowana z zastosowaniem okna czasowego Hamminga. Przykładowy wynik filtracji dopasowanej sygnału OPZ zawierającego echo własne przedstawiono na rysunku 2.



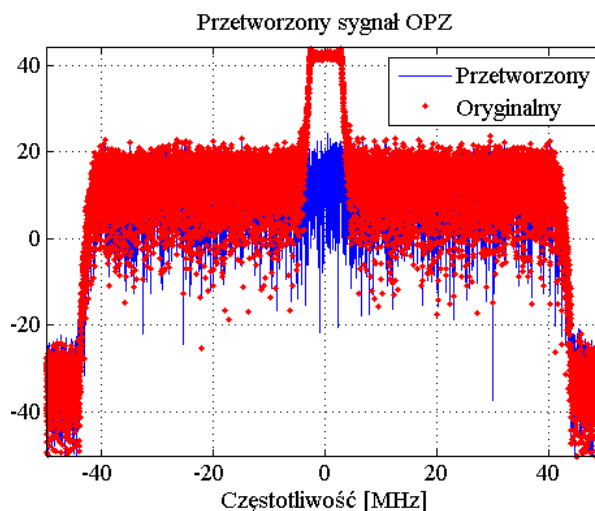
Rys. 2. Wynik filtracji dopasowanej przykładowego sygnału OPZ

- Wykrycie obecności sygnału własnego echa z wykorzystaniem metody CFAR. Poprawność działania algorytmu wykrywania echa na tle zakłóceń – CFAR przetestowano na obliczonym skompresowanym sygnale OPZ z rysunku 2. Otrzymane wyniki zamieszczono na rysunku 3, gdzie kolorem czarnym zaznaczono próg wykrywania algorytmu CFAR. Algorytm CFAR bez problemu poradził sobie z detekcją echa.



Rys. 3. Detekcja sygnału echa własnego w sygnale OPZ

- Określenie liczby wykryć i ich położenia. Wartość maksymalna (Rys. 3) sygnału po detekcji wskazuje na punkt położenia sygnału LFM echa radarowego.
- Dla każdego wykrycia wykonywany jest algorytm eliminacji echa własnego oparty o filtrację adaptacyjną RLS. Wynik przetwarzania sygnału OPZ adaptacyjnym filtrem RLS przedstawiono na rysunku 4. Kolorem niebieskim przedstawiono przefiltrowany sygnał OPZ.



Rys. 4. Wynik filtracji RLS eliminującej sygnał echa własnego

Algorytm oparty o filtrację adaptacyjną RLS daje zakładane rezultaty, nie wprowadzając jakichkolwiek dodatkowych zakłóceń widma OPZ. Ponadto sygnał echa radarowego został tu całkowicie wyeliminowany, a poziom sygnału jest równy poziomowi szumu. Z racji na swoje dobre właściwości algorytm RLS szybko i precyzyjnie adaptuje się do analizowanego sygnału OPZ. Główną zaletą tego faktu jest właściwość RLS, który jest zbieżny do rozwiązania optymalnego w sensie kryterium minimalizacji błędu średniokwadratowego MMSE [1][3].

Efektym przetwarzania próbek okna pomiarowego jest zbiór wyników transformacji FFT, które następnie zostaną użyte do wyznaczenia średniego rozkładu zakłóceń w paśmie danego kanału. Złożenie wyników uśredniania pozwoli na uzyskanie obrazu zakłóceń w całym paśmie pracy radaru w pojedynczym okresie powtarzania impulsów sondujących.

Podsumowanie

Przedstawiona w referacie koncepcja odbiornika pomiaru zakłóceń zostanie wdrożona w produkowanej obecnie partii radarów ODRA. Pozwoli to na zastąpienie dotychczasowego rozwiązania, które z racji zastosowanej koncepcji nie pozwalała na pełne wykorzystanie potencjału radaru w zakresie obrony przed przeciwdziałaniem radioelektronicznym. Wydłużenie okna pomiarowego zmniejszy także prawdopodobieństwo niewykrycia niestacjonarnych sygnałów zakłócających.

Opisana koncepcja z racji zastosowania architektury odbiornika software'owego (SDR) pozwoli w przyszłości na rozwijanie możliwości podsystemu rozpoznania zakłóceń radaru np. o wprowadzenie analizy czasowo-częstotliwościowej i prowadzenia klasyfikacji typu zakłóceń. Wzbogacenie charakterystyki sygnału zakłócającego może w przyszłości pozwolić na zwiększenie możliwości określenia położenia nosiciela źródła zakłóceń metodą triangulacji w sytuacji występowania wielu źródeł zakłóceń.

BIBLIOGRAFIA

- [1] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory, Fourth edition*, Pearson Education Inc., 2007, India
- [2] M. I. Skolnik, *Introduction to radar systems 2nd edition*, McGraw-Hill, Inc. 1981
- [3] Anderson, Brian D. O., *Filtracja optymalna*, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1984
- [4] Bong-Ki Jang, Young-soon Lee, Byung-sam Kim, Ui-jung Kim, *A Study on S-band Short-range Surveillance Radar Optimum Deployment Considering Frequency Interference*, Security-Enriched Urban Computing and Smart Grid, Communications in Computer and Information Science Volume 78, 2010, pp 434-439
- [5] V. I. Koshelev, V. T. Sarychev, S. E. Shipilov, *Radar Target Detection at Noise and Interference Background*, Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 7, 2007, pp 715-722
- [6] Tomasz P. Zieliński, *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów od teorii do zastosowań*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności Warszawa 2005

Autorzy: mgr inż. Andrzej Modrzewski, PIT-RADWAR, ul. Poligonowa 30, 04-051 Warszawa, E-mail: andrzej.modrzewski@pitradwar.com; dr inż. Mariusz Zych, PIT-RADWAR, ul. Poligonowa 30, 04-051 Warszawa, E-mail: mariusz.zych2@pitradwar.com.