



Poznań, 21-23 czerwca 2017

SYMULACJA SZEROKOPASMOWEGO GENERATORA SYGNAŁÓW ZAKŁÓCAJĄCYCH DLA POTRZEB OCHRONY PRZED RC-IED

SIMULATING WIDEBAND JAMMING SIGNAL GENERATOR FOR PROVIDING PROTECTION FROM RC-IED

DOI: 10.15199/59.2017.6.85

Streszczenie: Referat został poświęcony symulacji działania generatora zakłóceń szerokopasmowych z uwzględnieniem efektów występujących w rzeczywistym urządzeniu i determinujących kształt widma nadawanego sygnału. W artykule zawarto podstawowe informacje dotyczące projektu Aegis, w ramach którego powstaje mobilny generator kurtyny EM. Następnie opisano przyjęty model symulacyjny, uwzględniający czynniki warunkujące postać sygnału na wyjściu rzeczywistego generatora. Przedstawiono także wybrane wyniki symulacji dla przykładowej konfiguracji symulatora.

Abstract: This paper is related to simulating operation of a wideband jamming signal generator, considering the effects present in real device which influence the shape of transmitted signal's spectrum. The article presents basic information about Aegis project, aim of which is to develop a mobile generator of EM curtain. Next, simulation model is described which includes the factors determining the form of the signal at the output of real generator. Selected simulation results for specific configuration of generator are shown as well.

Słowa kluczowe: bezpośrednia synteza cyfrowa, IED, walka elektroniczna, zagłuszanie.

Keywords: direct digital synthesis, electronic warfare, IED, jamming.

1. WSTĘP

Jedną z kluczowych kwestii w przeciwdziałaniu działalności terrorystycznej jest efektywna detekcja i neutralizacja improwizowanych ładunków wybuchowych – IED (ang. *Improvised Explosive Device*). Tego rodzaju ładunki są używane zarówno na terenach objętych działaniami wojskowymi, a także mogą być narzędziem do realizacji zamachów terrorystycznych wymierzonych w ludność cywilną. Istotną grupę ładunków improwizowanych stanowią te detonowane zdalnie drogą radiową, tzw. RC-IED. Do ich realizacji zwykle są stosowane ogólnodostępne odbiorniki stanowiące urządzenia elektroniki użytkowej (np. radiotelefon) lub ich elementy.

Zapewnienie ochrony przed wybuchem ładunków RC-IED jest możliwe poprzez zakłócanie transmisji wywołujących detonację, czyli wytworzenie tzw. kurtyny

elektromagnetycznej. Do efektywnego zagłuszenia sygnału jest wymagane, aby moc zakłócenia na wejściu odbiornika była znacząco większa od mocy sygnału użytecznego. Wielkość obszaru objętego ochroną przed detonacją ładunku jest zatem zależna m.in. od mocy nadajnika zagłuszającego, a także od charakterystyki kierunkowej anteny nadawczej.

W związku z tym, że w ogólności nie jest znane dokładne pasmo częstotliwości sygnału inicjującego wybuch, zagłuszanie powinno być realizowane w możliwie szerokim zakresie częstotliwości, co stanowi jedno z głównych wyzwań dla praktycznej realizacji generatora kurtyny EM. Z drugiej strony, kurtyna nie powinna uniemożliwiać komunikacji radiowej służb uczestniczących w akcji antyterrorystycznej. Zatem jest wymagane, aby w przedziale częstotliwości sygnału zakłócającego można było dynamicznie definiować podpasma chronione, w których moc zakłócenia jest znacząco zredukowana.

Niniejszy referat został poświęcony zagadnieniu symulacji działania generatora zakłóceń szerokopasmowych z uwzględnieniem efektów występujących w rzeczywistym urządzeniu i determinujących kształt widma nadawanego sygnału. W kolejnej części referatu zawarto podstawowe informacje dotyczące projektu Aegis, w ramach którego powstaje mobilny generator kurtyny EM. Następnie opisano przyjęty model symulacyjny, uwzględniający czynniki warunkujące postać sygnału na wyjściu rzeczywistego generatora. Ponadto, przedstawiono wyniki symulacji dla przykładowej konfiguracji symulatora.

2. PROJEKT AEGIS

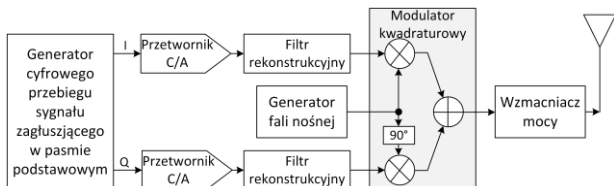
W Katedrze Systemów i Sieci Radiokomunikacyjnych Politechniki Gdańskiej realizowany jest projekt „Przenośne urządzenie do wytwarzania kurtyny elektromagnetycznej” o akronimie Aegis. Jego celem jest opracowanie urządzenia zapewniającego ochronę przed zagrożeniami spowodowanymi przez urządzenia RC-IED detonowane za pomocą sygnałów z ogólnie dostępnych sieci komórkowych. Urządzenie będzie miało wymiary walizki i zostanie wyposażone w układ antenowy szybkiego montażu. Zostanie zapewniona możliwość zdal-

nego, przewodowego sterowania generatorem. Przewiduje się także możliwość posadowienia urządzenia na zdalnie sterowanym wózku samojezdnym.

Jednym z kluczowych zadań w projekcie jest opracowanie algorytmów kształtowania widma sygnału zagłuszającego, zoptymalizowanych pod kątem uzyskania możliwie dużego zasięgu oraz ograniczenia mocy zakłócenia w pasmach chronionych. Wstępne określenie parametrów użytkowych sygnałów wytworzonych w oparciu o dany algorytm wymaga przeprowadzenia badań symulacyjnych, które są przedmiotem tego artykułu.

3. MODEL GENERATORA KURTINY EM

Aby umożliwić elastyczne kształtowanie widma sygnału zakłócającego, jego przebieg jest definiowany w postaci cyfrowej w pasmie podstawowym, a następnie przetwarzany na postać analogową i przenoszony w odpowiednie pasmo w.cz. w modulatorze kwadraturowym. Odpowiedni poziom sygnału na wejściu anteny nadawczej jest zapewniany przez wzmacniacz mocy. Schemat blokowy przyjętego modelu generatora kurtyny elektromagnetycznej został przedstawiony na rys. 1.



Rys. 1. Schemat modelu generatora kurtyny EM

Postać sygnału nadawanego przez generator nie jest uzależniona wyłącznie od przyjętego algorytmu wytworzenia przebiegu cyfrowego i zadanego zakresu pasm zakłócających i chronionych. W znacznym stopniu determinują ją również właściwości elementów tworzących część analogową urządzenia. Z powodu nieidealności występujących w rzeczywistych układach, ostateczny kształt widma sygnału może znacząco odbiegać od kształtu widma sygnału cyfrowego [1]. W związku z tym, aby umożliwić wiarygodną ocenę rozpatrywanych algorytmów kształtowania widma, jest konieczne uwzględnienie tych efektów modelu symulacyjnym.

Biorąc pod uwagę kolejność etapów przetwarzania sygnału, pierwszym czynnikiem wpływającym na kształt widma jest szum kwantyzacji, wynikający z ograniczonej rozdzielczości przetwornika cyfrowo-analogowego. Od liczby bitów przypadającej na jedną próbkę na wejściu przetwornika jest uzależniony maksymalny stosunek widmowych gęstości mocy sygnału w pasmie zakłócanym i chronionym.

Niekorzystny wpływ na kształt widma ma obecność niezerowej składowej stałej napięcia na wyjściu przetworników C/A. Powoduje ona występowanie składowej stałej sygnału w pasmie podstawowym, która docelowo występuje na częstotliwości środkowej sygnału nadawanego. Jest to szczególnie istotne, gdy składowa ta występuje w pasmie chronionym, gdyż w takim wypadku może ona zakłócać łączność odpowiednich służb.

Ponadto, na kształt widma wpływa szerokość, odpowiadających poszczególnym próbkom, impulsów na wyjściu przetwornika. Idealny przetwornik generuje sekwencję nieskończonej krótkich impulsów (delta Diraca).

$$s_{C/A}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s[n] \cdot \delta(t - nT) \quad (1)$$

Przyjmując, że rzeczywisty przetwornik działa jak interpolator rzędu zerowego, generuje on ciąg impulsów prostokątnych o długości równej odwrotności częstotliwości próbkowania i amplitudzie uzależnionej od wartości próbki. Sygnał ten stanowi splot sygnału z wyjścia przetwornika idealnego z funkcją okna prostokątnego.

$$\hat{s}_{C/A}(t) = s_{C/A}(t) * \Pi\left(t - \frac{T}{2}\right) \quad (2)$$

W dziedzinie częstotliwości odpowiada to iloczynowi widma sygnału przetwornika idealnego z funkcją typu $\sin(x)/x$, osiągającą wartości zerowe dla argumentów równych całkowitym wielokrotnościom częstotliwości próbkowania [2]. Oznacza to, że dochodzi do zniekształcenia widma amplitudowego sygnału. Jeśli widmowa gęstość mocy cyfrowej reprezentacji sygnału zagłuszającego jest stała, w odpowiadającym mu widmie sygnału na wyjściu przetwornika C/A amplitudy składowych częstotliwościowych maleją w miarę zbliżania się do częstotliwości Nyquista [3]. Zniekształcenie to może być skompensowane poprzez zastosowanie cyfrowego lub analogowego filtra o charakterystyce częstotliwościowej odwrotnej do charakterystyki przetwornika.

Sygnał analogowy z wyjścia przetwornika podlega filtracji dolnoprzepustowej w filtrze rekonstrukcyjnym, który eliminuje składowe harmoniczne powyżej częstotliwości Nyquista. Widmo na wyjściu filtru jest iloczynem widma sygnału wejściowego i charakterystyki częstotliwościowej filtru. Zatem wszelkie zafalowania w paśmie przepustowym oraz stromość zbocza tej charakterystyki będą miały odzwierciedlenie w widmie sygnału nadawanego.

Kolejnym elementem generatora wpływającym na postać sygnału jest modulator kwadraturowy. Oprócz przemiany częstotliwości sygnału z pasma podstawowego do pasma w.cz. może on wprowadzać zniekształcenia widma sygnału. Można wyróżnić dwie główne przyczyny tych zniekształceń. Jedną z nich jest szum fazowy oscylatora lokalnego, który jest generatorem częstotliwości fali nośnej. Podobnie jak w przypadku szumu kwantyzacji, szum fazowy powoduje wzrost mocy generowanego sygnału w pasmach chronionych.

Drugą przyczyną powstawania zniekształceń w sygnale na wyjściu modulatora jest niezrównoważenie amplitudowe i fazowe pomiędzy gałęziami. Oznacza to, że sygnał oscylatora w torze synfazowym (I) ma inną amplitudę niż sygnał w torze kwadraturowym (Q) i jest względem niego przesunięty w fazie o kąt różny od 90 stopni. Sprawia to, że w widmie zespolonym sygnału zmodulowanego występują składowe lustrzane [4]. Ich obecność wpływa na kształt widma sygnału rzeczywistego na wyjściu modulatora, a w szczególności na relację pomiędzy

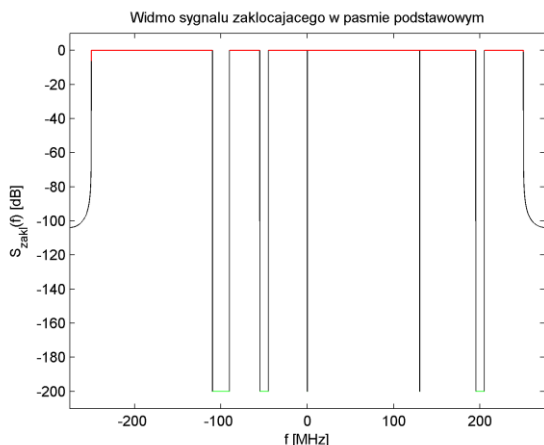
widmową gęstością mocy w pasmach zakłócanych i chronionych.

Zniekształcenia nadawanego sygnału powstają również w procesie wzmacnienia go we wzmacniaczu mocy. Wynikają one z nieliniowości elementów, co prowadzi do powstawania składowych harmonicznnych i produktów intermodulacji. Model symulacyjny wzmacniacza określa jego charakterystyka wzmacnienia, liniowa w zakresie użytecznym i płaska w zakresie nasycenia. W zakresie przejściowym pomiędzy nimi charakterystyka stanowi krzywą przechodzącą przez punkt kompresji 1dB i jest wyznaczana poprzez interpolację wielomianową.

Pomimo że w generatorze kurtyny Aegis zakłada się zastosowanie wzmacniacza liniowego, należy uwzględnić efekt kompresji wzmacnienia wynikający z pracy na granicy nasycenia, co ma związek z dążeniem do uzyskania maksymalnej mocy wyjściowej. Maksymalizacja mocy na wyjściu wzmacniacza, przy ustalonym dopuszczalnym poziomie zniekształceń, wymaga wytworzenia sygnału o małym stosunku mocy chwilowej do mocy średniej – PAPR (ang. *peak-to-average power ratio*). Wartość tego parametru jest różna dla poszczególnych algorytmów generowania cyfrowych przebiegów sygnału zagłuszającego i, obok względnego tłumienia w pasmach chronionych, stanowi element ich oceny.

4. SYMULACJA WYTWARZANIA SYGNAŁU ZAKŁÓCAJĄCEGO

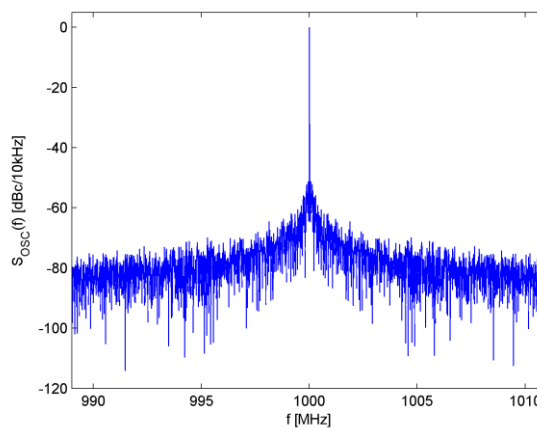
W niniejszym punkcie przedstawiono wyniki symulacji przeprowadzonych dla przykładowego scenariusza. Przyjęto całkowitą szerokość pasma sygnału zagłuszającego równą 500 MHz, przy częstotliwości próbkowania w pasmie podstawowym równej 550 MHz. Zdefiniowano pięć pasm chronionych na częstotliwościach: -100 MHz, -50 MHz, 0 Hz, 130 MHz i 200 MHz o szerokościach, odpowiednio: 20 MHz, 10 MHz, 100 kHz, 100 kHz i 10 MHz. Do ukształtowania widma sygnału zagłuszającego zastosowano metodę polegającą na wygenerowaniu widma o zadanej postaci i dokonaniu odwrotnej transformacji Fouriera w celu wyznaczenia przebiegu czasowego sygnału. Dodatkowo sygnał jest poddany filtracji dolno-przepustowej, ograniczającej widmo do zakresu ± 250 MHz. Wynikowe widmo sygnału cyfrowego w pasmie podstawowym zostało przedstawione na rys. 2.



Rys. 2. Widmo zdefiniowane w pasmie podstawowym

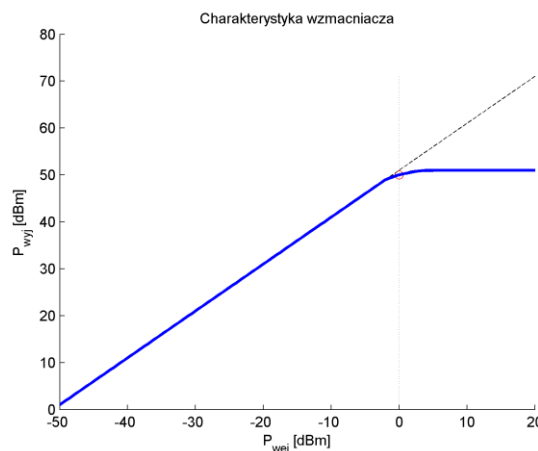
Aby uzyskać przebieg reprezentujący składowe I i Q na wyjściu przetwornika C/A, dokonano nadpróbkowania polegającego na dziesięciokrotnym powtórzeniu każdej próbki. Nadpróbkowanie poprzedzono kwantyzacją przy założeniu 12-bitowej rozdzielczości przetwornika. W torach I i Q wprowadzono przesunięcia składowej stałej wynoszące odpowiednio ok. -0.02% i 0.01% nominalnych amplitud składowych synfazowej i kwadraturowej.

W procesie modulacji sygnał jest przenoszony z pasma podstawowego na częstotliwość 1 GHz. Widmowa gęstość mocy szumu fazowego oscylatora w odległości 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz i 10 MHz od częstotliwości nominalnej wynosi, odpowiednio: -84 dBc/Hz, -100 dBc/Hz, -96 dBc/Hz, -109 dBc/Hz i -122 dBc/Hz. Widmo sygnału generowanego przez oscylator lokalny zostało przedstawione na rys. 3.



Rys. 3. Widmo sygnału oscylatora lokalnego

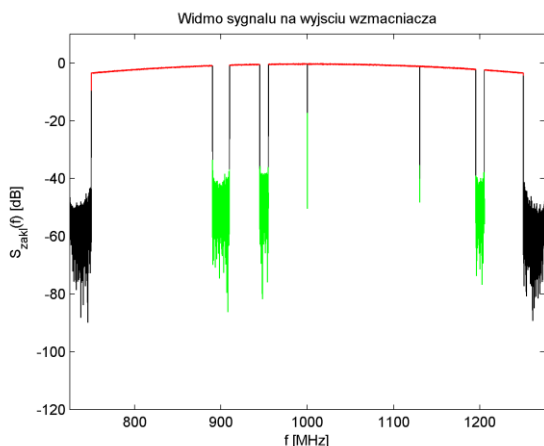
Wartość kąta określającego nierównowagę fazowe torów I i Q oscylatora wynosi -0.2° . Przyjęto nierównowagę amplitudową równą 0.05 dB, przy czym wartość dodatnia oznacza większą amplitudę w torze Q. Są to typowe wartości odczytane z noty katalogowej układu scalonego modulatora kwadraturowego ADL5386 [5].



Rys. 4. Charakterystyka wzmacniacza mocy

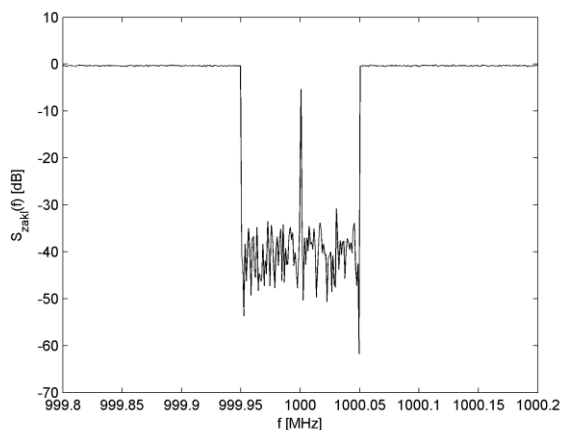
Przebieg sygnału z wyjścia bloku modulatora jest przetwarzany w bloku symulującym działanie wzmacniacza mocy. Przyjęto model dostępnego na rynku wzmac-

niacza o wzmacnieniu 50 dB, maksymalnej mocy wyjściowej ok. 100 W i mocy wyjściowej 50 W w punkcie kompresji jednodocybelowej [6]. Wykres charakterystyki wzmacnienia ustalonej dla wymienionych warunków został przedstawiony na rys. 4.



Rys. 5. Widmo wygenerowanego sygnału zakłócającego

Widmo sygnału z wyjścia wzmacniacza przedstawiono na rys. 5. Zauważalny jest spadek widmowej gęstości mocy w pasmach zakłócanych w miarę oddalania się od częstotliwości środkowej, co wynika z zasady działania przetwornika cyfrowo-analogowego. Ponadto, widoczny jest wzrost widmowej gęstości mocy sygnału w pasmach chronionych względem pasm zakłócanych, spowodowany łącznym oddziaływaniem szumu kwantyzacji, szumu fazowego oscylatora oraz nierównoważenia torów I i Q w modulatorze.



Rys. 6. Widmo w pasmie chronionym na częstotliwości środkowej

Wyznaczone wartości stosunku widmowej gęstości mocy w pasmach chronionych i zakłócanych na wyjściu wzmacniacza zostały przedstawione w tab. 1. Rozpatrzono przypadki dla dwóch wartości średniej mocy sygnału na wejściu wzmacniacza. W pierwszym przypadku moc chwilowa nie przekraczała punktu kompresji 1dB, natomiast w drugim wzmacniacz pracował na granicy zakresu nasycenia. Zniekształcenia wprowadzane przez wzmacniacz przy zbyt dużej mocy sygnału wejściowego powodują znaczący spadek tłumienia w pasmach chronionych.

Tab. 1. Tłumienie w pasmach chronionych ($PAPR_{wej} = 13.4 \text{ dB}$, $P_{wej,1dB} = 0 \text{ dBm}$)

Pasmo chr.	S_{chr}/S_{zak} , $P_{wej} = -15 \text{ dBm}$	S_{chr}/S_{zak} , $P_{wej} = -10 \text{ dBm}$
900±10 MHz	-45.2 dB	-35.0 dB
950±5 MHz	-43.6 dB	-34.3 dB
1000±0.05 MHz	-24.9 dB	-25.2 dB
1130±0.05 MHz	-36.7 dB	-35.4 dB
1200±5 MHz	-45.4 dB	-35.6 dB

Stosunkowo małe tłumienie w trzecim z wymienionych pasm chronionych wynika z obecności dodatkowej składowej harmonicznej na częstotliwości środkowej sygnału, co jest wywołane niezerową składową stałą w torach I i Q. Powiększony fragment widma sygnału w pobliżu częstotliwości środkowej przedstawiono na rys. 6.

5. PODSUMOWANIE

Opracowany symulator umożliwia oszacowanie możliwych do uzyskania w rzeczywistości względnych wartości tłumienia sygnału w pasmach chronionych. Przy użyciu tego narzędzia zostaną porównane różne algorytmy kształtowania widma sygnału, celem zidentyfikowania, który z nich umożliwi uzyskanie możliwie małej wartości PAPR oraz odpowiednio silnego tłumienia sygnału w pasmach chronionych. Wybrany algorytm zostanie zaimplementowany w rzeczywistym generatorze kurtyny EM.

Przedstawione w artykule wyniki prac naukowo-badawczych zostały sfinansowane przez Narodowe Centrum Badań i Rozwoju w formie projektu nr DOB-1P/02/03/2016.

LITERATURA

- [1] National Instruments. 2016. „Sources of Error in IQ Based RF Signal Generation”. <http://www.ni.com/>
- [2] Overhoff Stephanie. 2013. „Direct-Sampling DACs in Theory and Application”. Maxim Integrated. Nota aplikacyjna nr 5446. <https://www.maximintegrated.com>
- [3] Keller Robert. 2012. “Signal chain basics: Understand spurious signals in high-speed DACs”. EET Asia. <http://archive.eetasia.com>
- [4] Pearson Chris. 2012. „High Speed, Digital to Analog Converters Basics”. Texas Instruments. Raport aplikacyjny nr SLAA523A. <http://www.ti.com>
- [5] Specyfikacja układu ADL5386. 2009. Analog Devices. <http://www.analog.com>
- [6] Specyfikacja wzmacniacza 1189 – BBM3K5KKO. Empower RF Systems. <http://www.empowerrf.com/>