

## OCENA WPŁYWU INTERFERENCJI W POSTACI SYGNAŁU SZEROKOPASMOWEGO NA DOKŁADNOŚĆ WYZNACZANIA POZYCJI OBIEKTÓW BSP

W artykule omówiono analizę matematyczną wpływu sygnału szerokopasmowego na poprawne funkcjonowanie odbiornika nawigacji satelitarnej GNSS znajdującego się na wyposażeniu bezzałogowego statku powietrznego BSP. Zaprezentowane w artykule modele matematyczne poddano badaniom symulacyjnym, a uzyskane na tym etapie wyniki zaprezentowano w postaci charakterystyk szumowych (BER). Jakkolwiek przedstawione w referacie wyniki odnoszą się do konkretnego odbiornika GNSS, stąd mogą się one różnić w zależności o rodzajów radiowych urządzeń nawigacyjnych.

### WSTĘP

Bezzałogowe statki powietrzne (BSP), w ostatnich latach znajdując coraz to szersze zastosowanie w wojsku jako obiekty monitorujące teren, ale także wykorzystywane są przez instytucje publiczne oraz osoby prywatne. Mimo wszystko na uwadze należy mieć, że w przestrzeń powietrzną, w której poruszają się obiekty UAV (*ang. Unmanned Aerial Vehicle*) znajduje się szereg różnych fal elektromagnetycznych, które wpływają niekorzystnie na prawidłowe funkcjonowanie urządzeń radiowych znajdujących się na wyposażeniu samolotu BSP. W szczególności dotyczy aparatury elektronicznej: autopiloty i odbiorników GNSS/INS, których prawidłowe działanie konieczne jest do zrealizowania powierzonych zadań statkom BSP. Odbiór fal elektromagnetycznych z naziemnych systemów łączności bezprzewodowej (mobilnej) UMTS, LTE, Wi-Fi i innych może negatywnie wpłynąć na prawidłowe wyznaczenie pozycji obiektu UAV oraz wprowadzić zaburzenia w doborze prawidłowego kursu lotu. W skutek tych zdarzeń obiekt latający błędnie interpretuje dane uzyskane z urządzeń radiowych, w efekcie zaplanowane zadania mogą być niewykonane poprawnie [1],[3],[9].

Zjawiskom wzajemnych nakładania się fal radiowych w przestrzeni elektromagnetycznej poświęcono wiele prac i artykułów naukowych, jednak zaznaczyć wypada, że do chwili obecnej nie zostały omówione rozważania jak zachowywał się będzie obiekt BSP, który wykonując zadanie np. dotarcia do miejsca docelowego i dokonania obserwacji miejsca. Realizacja misji wymaga wykorzystania danych z odbiornika GNSS, mając na uwadze, że przestrzeni mogą znajdować się inne fale elektromagnetyczne, stąd konieczne jest dokonanie analizy jak zachowa się odbiornik nawigacji satelitarnej przy jednoczesnym odbiorze sygnału szerokopasmowego o mocy znacznie większej niż wartość mocy sygnałów GNSS [2], [7], [8].

Jakość transmisji sygnałów odbieranych przez odbiornik GNSS oceniona zostanie na podstawie charakterystyki bitowej stopy błędów (BER - *ang. Bit Error Rate*), która zostaną wyznaczone w sytuacji jednoczesnego odbioru sygnałów SIS (*ang. Signals In Space*) systemu GPS oraz sygnału szerokopasmowego. Biorąc pod uwagę, że sygnały GPS są dobrze omówione w literaturze naukowej poświęconej zagadnieniom nawigacji satelitarnej, zdecydowano się na przedstawienie procesu wyznaczania charakterystyk szumowych (BER) dla sygnałów systemu GNSS [5], [6].

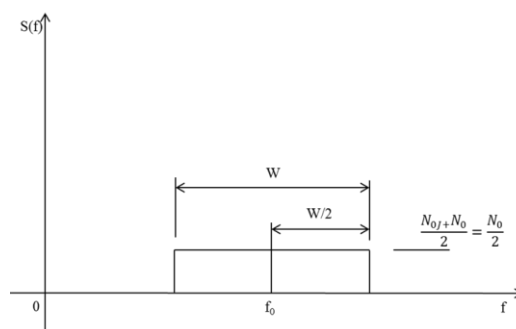
### 1. ANALIZA WPŁYWU SYGNAŁU SZEROKOPASMOWEGO NA ODBIORNIK GNSS

#### 1.1. Model matematyczny

Sygnał odebrany przez odbiornik GNSS, będący pod wpływem działania sygnału zakłócającego ma postać [5]:

$$y(t) = \sqrt{2P} \cos[\omega_0 t + \theta_d(t) + \theta_{PN}(t) + \theta] + j(t) + n(t) \quad (1)$$

gdzie  $\theta_d(t)$  – kąt fazy sekwencji binarnej wyrażony w radianach,  $\theta_{PN}(t)$  – kąt fazy sekwencji pseudolosowej PRN (*ang. Pseudo Random Noise*),  $\theta$  – faza fali nośnej; w założeniach przyjęto, że wartość ta jest niezmienna i zmienna w czasie, przez  $n(t)$  zdefiniowano szum własny odbiornika, opisany jako  $\frac{N_0}{2}$ , zaś  $j(t)$  to szerokopasmowy sygnał zakłócający, który skupiony jest na częstotliwości środkowej  $f_0$  [Hz], ( $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ ) oraz zajmuje ograniczoną szerokość pasma  $W$  [Hz]. Sygnał zakłócający ma widmową gęstość mocy równą  $J$  oraz zajmuje pasmo  $W$ . Wartość mocy sygnału zakłócającego odbieranego przez docelowy odbiornik można wyznaczyć mnożąc widmową gęstość mocy sygnału przez jego szerokość pasma. Widmo omawianego sygnału pokazano na Rys. 1.

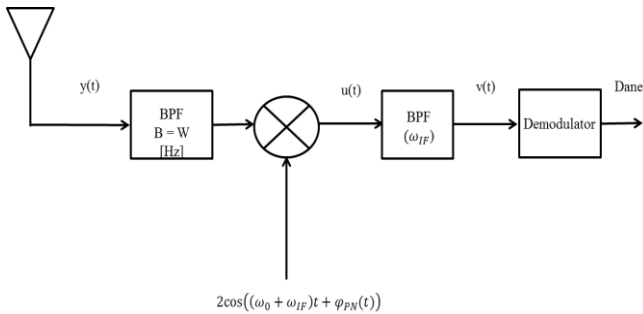


Rys. 1. Widmo sygnał szerokopasmowego

Na powyższym rysunku wyraźnie widać, że całkowita wartość mocy szumu opisana jest zależnością  $\frac{N'_0}{2} = \frac{(N_j + N_0)}{2}$ , w skład której wchodzi odpowiednio widmowa gęstość szumu  $N_0$  oraz widmowa gęstość sygnału szerokopasmowego (zakłócającego)  $N_j$ . Występujące szumy nie zawierają żadnej użytecznej informacji. Z tego powodu mogą być traktowane jako sygnały niepożądane. A modelować je można za pomocą szumu białego.

Dalej założono, że widmo gęstości mocy sygnału zakłócającego rozkłada się równomiernie tak samo jak widmo szumu białego.

Na rys. 2 pokazano model odbiornika, dla którego przeprowadzone zostaną rozważania odnośnie wyznaczenia bitowej stopy błędów w obecności sygnału zakłócającego.



**Rys. 2** Ogólny Schemat blokowy odbiornika GNSS

Sygnał odebrany przez antenę odbiornika jest początkowo wzmacniany, następnie częstotliwość przetwarzanego sygnału jest przekształcona do wartości pośredniej poprzez jego ingerencję („mieszanie”) z sygnałem o mniejszej częstotliwości (*ang.*: *IF frequency*) wytwarzanym lokalnie w odbiorniku.

W najnowszych typach odbiorników GNSS odbierany sygnał analogowy przetwarzany jest na cyfrowy i dalsze operacje wykonywane są już w procesorze odbiornika.

W wyniku przeprowadzenia operacji skupiania uzyskano sygnał oznaczony  $u(t)$ , którego częstotliwość środkowa wynosi  $IF$ . W tym miejscu uzyskany sygnał we wcześniejszym etapie  $u(t)$  zostaje przekazany na wejście filtra środkowoprzepustowego (*ang.*: *bandpass filter*). W wyniku filtracji (wydzielenia pasma) uzyskano sygnał  $v(t)$ . Na tym etapie realizowane są także działania mające na celu usunięcia niewłaściwych częstotliwości z sygnału  $u(t)$ . W wyniku tych działań na wyjście filtra odebrano jedynie komponenty wchodzące w skład sygnału  $IF$ . Ostatecznie uzyskane dane są ze sobą wzajemnie zsynchronizowane oraz dostrajane. W kolejnym kroku sygnały te przekazywane są na demodulator.

Dane niezbędne do wyznaczenia bitowej stopy błędów sygnału zmodulowanego BOC w obecności szerokopasmowego sygnału zakłócającego zaczerpnięto z sygnału wyjściowego demodulatora.

Sygnał odniesienia generowany lokalnie przez odbiornik [7]:

$$r(t) = 2 \cos[(\omega_0 - \omega_{IF})t + \theta_{PN}(t)] \quad (2)$$

Założono, że sygnał odniesienia jest zsynchronizowany z sygnałem S/S odbieranym przez odbiornik. W efekcie realizowana jest operacja „splatania” obu sygnałów. Matematyczny zapis tego działania jest następujący [5]:

$$u(t) = \sqrt{2P} \cos[\omega_{IF}t + \theta_d(t) + \theta] + 2(n(t) + n_j(t)) \cos[(\omega_0 - \omega_{IF})t + \theta_{PN}(t)] + O[(2\omega_0 - \omega_{IF})t] \quad (3)$$

gdzie  $O(x)$  oznacza widmo sygnału skoncentrowanego na częstotliwości centralnej  $x$ . Dla rozważnego przypadku częstotliwość ta wynosi  $f_{IF}$ .

W praktyce, ostatni człon wzoru (3) można pominąć, ponieważ sygnały te zostaną wyeliminowane przez filtr środkowoprzepustowy. W wypadku gdy wymienione sygnały przedostałyby się jakimś sposobem przez filtr, to zostaną całkowicie usunięte wskutek wykonania operacji „skupiania” widma.

Skoro sygnał odniesienia i sygnał reprezentujący szumy własne odbiornika są statystycznie niezależne, to widmo sygnału odniesienia, w którym mieszczą się szumy własne wraz z sygnałem szerokopasmowym można przedstawić jako splot widmowej gęstości mocy sygnału właściwego z widmową gęstością mocy sygnału szerokopasmowego. I tak w zależności od wykorzystanej modulacji (BPSK, BOC, QPSK lub OQPSK) widmowa gęstość mocy  $S_r(f)$  sygnału odniesienia wynosi [7]:

$$2 \cos[(\omega_0 - \omega_{IF})t + \theta_{PN}(t)] \quad (4)$$

Zaś widmo sygnału odniesienia określono jako:

$$S_r(f) = T_c \text{sinc}^2[(f - f_0 + f_{IF})T_c] + T_c \text{sinc}^2[(f + f_0 - f_{IF})T_c] \quad (5)$$

gdzie  $T_c$  czas trwania chipu sekwencji rozpraszającej PRN.

Przedstawione na rysunku 2 widmo sygnału zakłócającego oraz widmo szumów własnych odnosi się jedynie dla dodatniej wartości częstotliwości środkowej  $f_0$ , w praktyce bliźniacze widmo uzyskano dla ujemnej wartości częstotliwości  $-f_0$ .

Mimo to ujęty we wzorze (4) drugi składnik wykształcił się w wyniku „rozproszenia” sygnału właściwego, sygnału zakłócającego oraz szumu. W następstwie tego widmowa gęstość mocy sygnału odniesienia, w której zawarty jest także sygnał szerokopasmowy stanowi splot widm gęstości mocy sygnału odniesienia oraz sygnału zakłócającego z zawartym szumem własnym odbiornika GNSS.

Określić ją można wzorem [4]:

$$S_{rj}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} S_r(f - f') S_j(f') df' \quad (6)$$

Tak więc, widmową gęstość mocy sygnału wykreowanego w wyniku pomnożenia rozproszonego sygnału odniesienia z sygnałem szerokopasmowym, w którym zawarty jest także szum własny o widmowej gęstości mocy równej  $\frac{N'_0}{2}$  opisano zależnością [4]:

$$S_{rj}(f) = \frac{N'_0 T_c}{2} \int_{-f_0 - \frac{W}{2}}^{-f_0 + \frac{W}{2}} \{ \text{sinc}^2[(f - f' - f_0 + f_{IF})T_c] + \text{sinc}^2[(f - f' + f_0 - f_{IF})T_c] \} df' + \frac{N'_0 T_c}{2} \int_{f_0 - \frac{W}{2}}^{f_0 + \frac{W}{2}} \{ \text{sinc}^2[(f - f' - f_0 + f_{IF})T_c] + \text{sinc}^2[(f - f' + f_0 - f_{IF})T_c] \} df' \quad (7)$$

We wzorze (7) przyjęto, że drugi i trzeci człon zależności wynoszą zero, a funkcja podcałkowa skoncentrowana jedynie wokół wartości  $2f_0 - f_{IF}$  i  $-2f_0 + f_{IF}$ . W ten sposób otrzymano:

$$S_{rJ}(f) = \frac{N'_0 T_c}{2} \int_{-f_0 - \frac{W}{2}}^{-f_0 + \frac{W}{2}} \text{sinc}^2[(f - f' - f_0 + f_{IF})T_c] dx + \frac{N'_0 T_c}{2} \int_{f_0 - \frac{W}{2}}^{f_0 + \frac{W}{2}} \text{sinc}^2[(f - f' - f_0 + f_{IF})T_c] dx \quad (8)$$

Wprowadzając dwie nowe zmienne  $x = f - f' - f_0 + f_{IF}$  i  $y = f - f' - f_0 + f_{IF}$  wyrażenie (9) przyjmie postać [4]:

$$S_{rJ}(f) = \frac{N'_0 T_c}{2} \int_{-f_0 - \frac{W}{2} + f_{IF}}^{-f_0 + \frac{W}{2} + f_{IF}} \text{sinc}^2[xT_c](-dx) + \frac{N'_0 T_c}{2} \int_{-f_0 - \frac{W}{2} - f_{IF}}^{-f_0 + \frac{W}{2} - f_{IF}} \text{sinc}^2[yT_c](-dy) \quad (10)$$

Zamieniając miejscami dolną i górną granice całkowania uzyskano [4]:

$$S_{rJ}(f) = \frac{N'_0 T_c}{2} \int_{-f_0 - \frac{W}{2} + f_{IF}}^{-f_0 + \frac{W}{2} + f_{IF}} \text{sinc}^2[xT_c](dx) + \frac{N'_0 T_c}{2} \int_{-f_0 - \frac{W}{2} - f_{IF}}^{-f_0 + \frac{W}{2} - f_{IF}} \text{sinc}^2[yT_c](dy) \quad (11)$$

W następstwie tego równanie (9), dla obu wartości częstotliwości pośrednich  $f_{IF}$  oraz  $-f_{IF}$  przyjmie postać [4]:

$$S_{rJ}(f_{IF}) \cong \frac{N'_0 T_c}{2} \int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} \text{sinc}^2[xT_c](dx) \quad (12)$$

$$S_{rJ}(-f_{IF}) \cong \frac{N'_0 T_c}{2} \int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} \text{sinc}^2[yT_c](dy)$$

Wprowadzając dodatkową zmienną  $z = \pi x T_c$  do wzoru (12), widmową gęstość sygnału odniesienia przedstawić można, jako [4]:

$$S_{rJ}(f_{IF}) = S_{rJ}(-f_{IF}) \cong \frac{N'_0}{2\pi} \int_{-\frac{\pi W T_c}{2}}^{\frac{\pi W T_c}{2}} \frac{\text{sinc}^2[z]}{z^2} dz = \alpha \frac{N'_0}{2} \quad (13)$$

gdzie przez  $\alpha$  wyrażono rozbieżności w różnicy między wartościami zmiany widmowej gęstości mocy szumu  $\frac{N'_0}{2}$  wskutek skupiania widma, a jej początkową wartością.

W tabeli 1 przedstawiono kilka przypadków, dla których wyznaczono współczynnik  $\alpha$  w funkcji  $W T_c$ , dla przypadku, kiedy  $B = W$ .

**Tab. 1** Parametr  $\alpha$  w zależności od funkcji  $W T_c$  dla modulacji BPSK, QPSK i BOC

$W T_c$	0,5	1	2	4	6	8	10
$\alpha(W T_c)$	0,46	0,773	0,90	0,95	0,96	0,97	0,97

Zaprezentowane w tabeli wartości parametru  $\alpha$  wyznaczono wyłącznie dla kilku wartości  $W T_c$ . Z wyników zamieszczonych w tabeli zauważyć można, że dla wartości  $W T_c$  równej 2 i w przypadku nadawania sygnału przez całą szerokość pasma  $\alpha$  wynosi 0,903 ( $L = -0,44$ dB), z kolei w przypadku, w którym  $W T_c$  wynosi 4 wielkość  $\alpha$  wynosi 0,95 ( $L = -0,22$ dB). Wynika stąd wniosek, że zwiększając wartość wielkości  $W T_c$  parametr  $\alpha$  dąży do jedności, związku z tym straty mocy w sygnale są bardzo znikome ( $L = 0$  dB).

Zatem wartość widmowej gęstości mocy po obu stronach zostaje określona w bloku IF, jednakże, że widmo sygnału rzeczywistego w okolicach częstotliwości  $f_{IF}$  jest płaskie, stąd częstotliwości  $f_{IF}$  na całej szerokości pasma będzie przyjmować jednakową wartość.

Sygnal na wejściu demodulatora BOC przyjmuje postać [7]:

$$v(t) = \sqrt{2P} \cos[\omega_{IF} t + \theta_a(t) + \theta] + n_j(t) \quad (14)$$

gdzie komponent  $n_j(t)$  - sygnał zakłócający, w którym skupiono również szum własny odbiornika GNSS, określony wyrażeniem  $\alpha \frac{N'_0}{2}$ , gdzie współczynnik  $\alpha$  podano w tabeli 1.

Błędy w poprawnym określeniu kąta fazy fali nośnej związane są z wpływem szumu własnego oraz celowych zakłóceń, które prowadzą do powstawania błędów w określeniu wartości odebranego symbolu, w konsekwencji wartości odebranych bitów. Bitową stopę błędów można wyznaczyć teoretycznie, jeśli znane jest prawdopodobieństwo wystąpienia błędu. Dla dwustanowej modulacji BOC symbol skojarzony jest z bitem. Dlatego też prawdopodobieństwu błędnego odbioru bitu  $P_b$  jest równe prawdopodobieństwu błędnej demodulacji symbolu  $P_s$ . W przypadku modulacji AltBOC sytuacja jest całkiem odmienna i tak  $P_b = \frac{1}{2} P_s$ .

W przypadku występowania zakłócenia szerokopasmowego w postaci sygnału sinusoidalnego bitowa stopa błędów  $P_b$  (BER) dla sygnału BOC określona jest wzorem [4]:

$$P_b = Q \left[ \sqrt{\frac{2E_b}{\alpha(N_0 + N_{0J})}} \right] \quad (15)$$

Należy zwrócić uwagę na to, że wszystkie składowe sygnału szerokopasmowego skumulowane są jedynie w mianowniku, zaś funkcję  $Q(x)$  zdefiniowano następująco [8]:

$$Q(x) = \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{y^2}{2}} dy \quad (16)$$

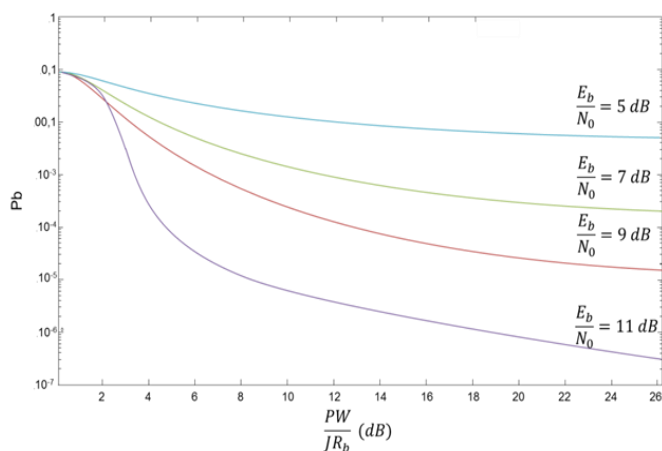
Przedstawione wyrażenie, z którego wyznaczyć można  $P_b$  zapisać można także w postaci równoważnej:

$$P_b = Q \left[ \sqrt{\frac{2}{\frac{\alpha N_0 R_b}{P} + \frac{\alpha J R_b}{PW}}} \right] \quad (17)$$

Rezultaty z przeprowadzonej analizy matematycznej przedstawiono w postaci wykresów na rys. 3. Wykreślone krzywe wykonano przy założeniu, że  $\alpha = 1$ , lecz dla różnych wartości  $\frac{E_b}{N_0}$ . Z równania (17) wynika, że jeśli chodzi o wyliczanie bitowej stopy błędów dla binarnego systemu BOC z rozpraszaniem bezpośrednim, sygnał zakłócający może być traktowany jako szum szerokopasmowy o widmowej gęstości mocy  $\frac{N_0 J}{2}$ . Stosunek  $\frac{E_b}{N_0 J}$  można przestawić następującą zależnością:

$$\frac{PW}{JR_b} = \frac{PR_b}{\left(\frac{J}{W}\right)} = \frac{E_b}{N_0 J} \quad (18)$$

gdzie  $J$  – moc sygnału zakłócającego,  $W$  – szerokość pasma sygnału użytecznego,  $P$  – moc sygnału właściwego,  $R_b$  – szybkość transmisji bitów w ciągu rozpraszającym PRN.

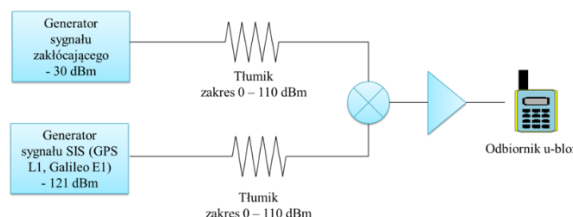


**Rys. 3** Prawdopodobieństwo przekłamania bitu dla odbiornika pracującego w trybie BOC

Z wykresu można odczytać, że w warunkach wystąpienia sygnału szerokopasmowego, dla którego stosunek  $E_b/N_0$  wynosi powyżej 7 dB, to prawdopodobieństwo poprawnego odbioru danych nawigacyjnych ulegają zakłamaniu. Choć przy takiej wartości  $E_b/N_0$  istnieje jeszcze szansa, że odbiornik GNSS może poprawnie wyznaczyć pozycję użytkownika. A możliwe jest tylko wtedy, gdy odbiornik wyposażony jest w układ przeciwwzakłóceńowy. Więc aby uzyskać pogorszenie prawdopodobieństwa błędnego odbioru wiadomości dla różnych typów odbiorników nawigacyjnych wartość stosunku  $E_b/N_0$  musi przekraczać 9 dB.

## 2. BADANIE WPŁYWU SZEROKOPASMOWEGO SYGNAŁU NA ODBIORNIK GNSS UMIESZCZONY W OBIEKTCIE UAV

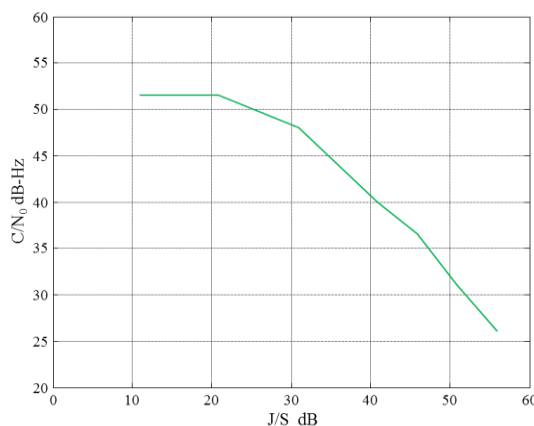
Test rozpoczęto od ustawienia częstotliwości środkowej sygnału szerokopasmowego oraz wyboru szerokości pasma w/w sygnału. Biorąc pod uwagę szerokość pasma sygnału nawigacyjnego podjęto decyzję, iż symulacje przeprowadzone zostaną dla trzech różnych wartości szerokości pasma sygnału zakłócającego, a więc 30 MHz, 10 MHz oraz 1 MHz. Zaś częstotliwość środkową ustawiono na wartość 1575,42 MHz. Przy czym przyjęto, że odbierany sygnał GNSS przez badany odbiornik ma moc jednakową przez cały czas trwania symulacji. Schemat blokowy układu pomiarowego przedstawiono na Rys.4.



**Rys. 4** Schemat blokowy układu do badania sygnału szerokopasmowego

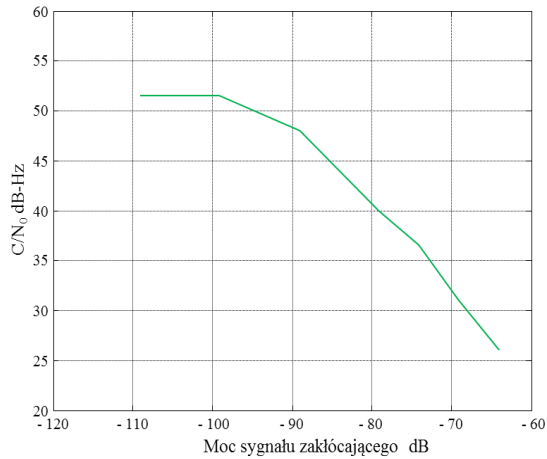
Mierzonymi w badaniach parametrami będą poziom  $C/N_0$  oraz  $J/S$ . Wynika to z łatwości dostępu do powyższych informacji na wyjściu badanego odbiornika oraz możliwości prostej konfrontacji stosowanych układów filtracji i śledzenia sygnałów w różnych odbiornikach. Wyżej wymienione parametry pozwalają także na dogłębną analizę zachowania się wybranego odbiornika w przypadku występowania różnych zaburzeń w niesprzyjających warunkach atmosferycznych. Uzyskane wyniki z przeprowadzonych symulacji zaprezentowano na kilku poniższych rysunkach.

Zakłócenie szerokopasmowe BW: 30 MHz na częstotliwości 1575,42 MHz



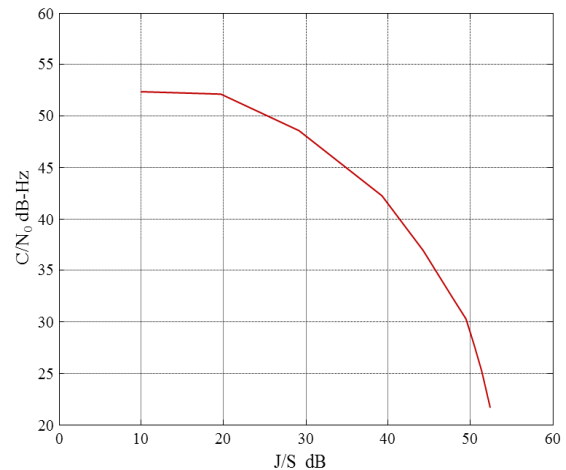
**Rys. 5** Poziomu  $C/N_0$  w zależności od wartości stosunku  $J/S$  (pasma sygnału szerokopasmowego 30 MHz)

Zakłócenie szerokopasmowe BW: 30 MHz na częstotliwości 1575,42 MHz



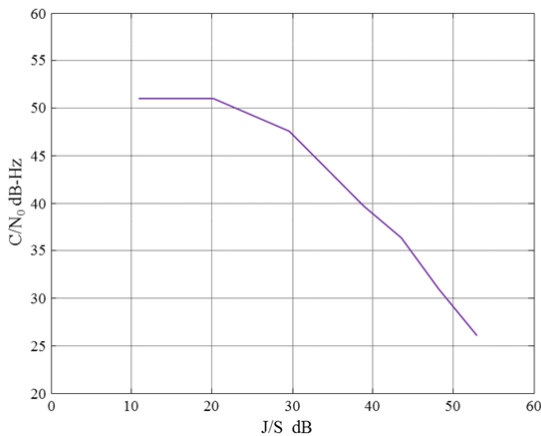
**Rys. 6** Poziomu  $C/N_0$  w zależności od wartości mocy sygnału zakłócającego (pasmo sygnału szerokopasmowego 30 MHz)

Zakłócenie szerokopasmowe BW: 1 MHz na częstotliwości 1575,42 MHz



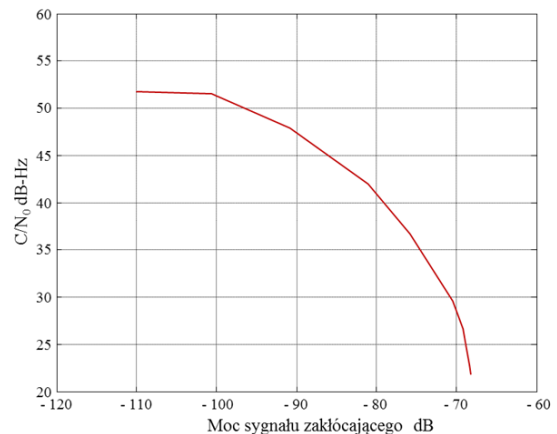
**Rys. 10** Poziomu  $C/N_0$  w zależności od wartości stosunku J/S (pasmo sygnału szerokopasmowego 1 MHz)

Zakłócenie szerokopasmowe BW: 10 MHz na częstotliwości 1575,42 MHz



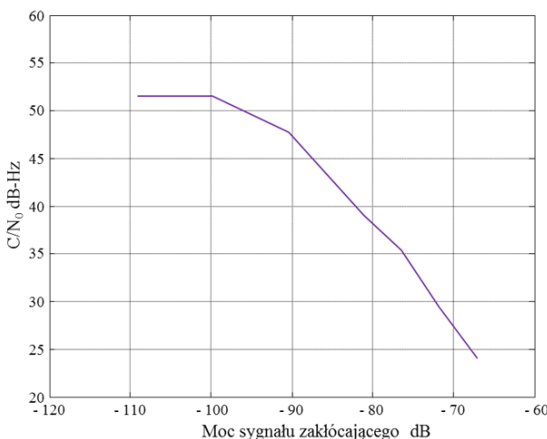
**Rys. 7** Poziomu  $C/N_0$  w zależności od wartości stosunku J/S (pasmo sygnału szerokopasmowego 10 MHz)

Zakłócenie szerokopasmowe BW: 1 MHz na częstotliwości 1575,42 MHz



**Rys. 12** Poziomu  $C/N_0$  w zależności od wartości mocy sygnału zakłócającego (pasmo sygnału szerokopasmowego 1 MHz)

Zakłócenie szerokopasmowe BW: 10 MHz na częstotliwości 1575,42 MHz



**Rys. 8** Poziomu  $C/N_0$  w zależności od wartości mocy sygnału zakłócającego (pasmo sygnału szerokopasmowego 10 MHz)

Jak widać wszystkie przedstawione charakterystyki, które wyznaczono dla trzech różnych szerokości pasma sygnału zakłócającego: 30 MHz, 10 MHz oraz 1 MHz są do siebie bardzo podobne. Dotyczy to zarówno wyznaczonego poziomu  $C/N_0$  oraz odpowiedzi układu przeciwzakłóceniewego, a efekt zablokowania odbiornika nawigacji GNSS uzyskać już można przy poziomie J/S równy 55 dB. Nadmienić wypada, że w skład sygnału szerokopasmowego wchodzi także sum własny badanego odbiornika. Więc jeśli nastąpi usunięcie negatywnego wpływu szumu własnego efekt zablokowania odbiornika uzyskać można dla J/S równego 50 dB dla pasma 30 MHz, 45 dB dla 10 MHz oraz 35 dB dla 1 MHz.

## PODSUMOWANIE

Prezentowana w niniejszym artykule metoda analizy wpływu szerokopasmowego sygnału na poprawne działanie odbiornika GNSS umieszczonego w obiekcie BSP, wydaje się efektywnym narzędziem badawczym prowadzącym do otrzymania interesujących wniosków. Mianowicie jak wynika z zaprezentowanych charakterystyk szumowych, sygnał szerokopasmowy o odpowiednio dobranej mocy emitowany na częstotliwości roboczej systemu nawigacji satelitarnej będzie skutecznie zaburzył prawidłową pracę odbiornika GNSS. W efekcie obiekt BSP błędnie obierze miejsce docelowe do



którego zmierzal w efekcie zaplanowane zadanie może być nie wykonane. Wykorzystana teoria przetwarzania sygnałów cyfrowych przez odbiornik GNSS dostarcza bardzo silnego aparatu badawczego. Wykorzystując ją można otrzymać szereg dodatkowych charakterystyk szumowych (BER) nie omawianych w artykule (np. charakterystyka BER dla modulacji AltBOC).

### BIBLIOGRAFIA

1. Adamski M., Rajchel J., „Bezzałogowe Statki Powietrzne”, cz I, WSOSP Dęblin 2013r.
2. Bieńczyk R., Janiszewski J., Komorek., Kowalik R., Rypulak A., Smolak M., „Koncepcja wykorzystania sieci neuronowych w BSP”, Logistyka 6/2014
3. Bieńczyk R., Komorek., Kowalik R., Matematyczny opis dynamiki ruchu bezzałogowego statku powietrznego”, Technika Transportu Szynowego TTS 12/2015
4. Holmes J. K., „Spread Spectrum Systems for GNSS and Wireless Communications”, Artech House; 1 edition, 2007
5. Kowalik R., Pniewski R., „Model matematyczny przetwarzania sygnałów w odbiorniku GNSS”, Logistyka 6/2014
6. Kowalik R., Orlińska M., „Koncepcja bezprzewodowego systemu powiadamiania o zaistniałych wypadkach drogowych” Logistyka 6/2014
7. Kowalik R., Pniewski R., „Modulacja AltBOC w sygnałach GNSS i jej wpływ na osiąganą dokładność pozycji obiektów ruchomych” Logistyka 3/2014
8. Kowalik R., Pniewski R., „Zmodyfikowana metoda pomiaru prędkości pojazdów wyposażonych w odbiornik GNSS”, Logistyka 3/2014
9. Valavanis K. P., Vachtsevanos G. J., Handbook of Unmanned Aerial Vehicles, Springer, Berlin 2015

### IMPACT ASSESSMENT SIGNAL INTERFERENCE IN THE FORM OF BROADBAND ON ACCURACY OF DETERMINING POSITIONS OF OBJECTS UAV

*The article discusses the mathematical analysis of the impact of broadband signal on the proper functioning of the GNSS receiver located supplied unmanned aircraft BSP. Presented in this paper mathematical models were tested simulation, and from this step results presented in the form of noise characteristics (BER). Although the results presented in this paper relate to specific GNSS receiver, so they can vary depending on the type of radio navigation equipment.*

Autorzy:

dr inż. **Andrzej Komorek** – Wyższa Szkoła Oficerska Sił Powietrznych w Dęblinie, Wydział Lotnictwa, Katedra Awioniki i Systemów Sterowania, [a.komorek@wsosp.pl](mailto:a.komorek@wsosp.pl)

inż. **Rafał Bieńczyk** – Wyższa Szkoła Oficerska Sił Powietrznych w Dęblinie, Wydział Lotnictwa, Katedra Awioniki i Systemów Sterowania, [r.bieńczyk@wsosp.pl](mailto:r.bieńczyk@wsosp.pl)

dr inż. **Rafał Kowalik** – Wyższa Szkoła Oficerska Sił Powietrznych w Dęblinie, Wydział Lotnictwa, Katedra Awioniki i Systemów Sterowania, [r.kowalik@wsosp.pl](mailto:r.kowalik@wsosp.pl)