

# PRZETWARZANIE SYGNAŁÓW SYSTEMU GALILEO W ODBIORNIKU RADIA PROGRAMOWALNEGO SDR

*W artykule przedstawiono analizę przetwarzania sygnałów systemu Galileo w odbiorniku radia programowalnego SDR. W tym celu na wstępie omówiono model matematyczny wszystkich sygnałów SIS wykorzystywanych przez system Galileo. W dalszej kolejności omówiono koncepcję ogólną odbiornika SDR z głównym naciskiem na przedstawienie modułu radiowego front-end. Ponad zaprezentowane wybrane symulacje przetwarzania sygnałów SIS. Na samym końcu zaprezentowano wnioski.*

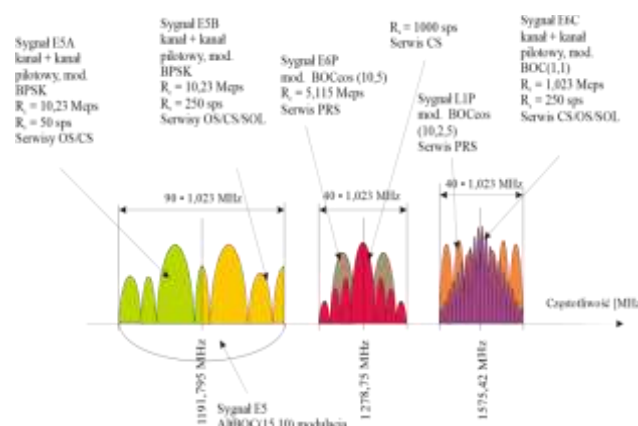
## WSTĘP

Odbiorniki GNSS stają się coraz powszechniejsze w głównej mierze za sprawą wykorzystywania ich w pojazdach transportowych. Zazwyczaj są to złożone systemy wyposażone w wyświetlacz do wizualizacji trasy, miejsca docelowego na mapie. Ponadto dzięki informacją pozyskiwaną z sygnałów emitowanych przez satelity wchodzące s skład segmentu kosmicznego możliwe jest dostarczanie danych o aktualnej dacie, czasie, prędkości pojazdu czy w przypadku samolotu o jego wysokości. Rozwój technologiczny jak nastąpił w ostatnich latach przyczynił się do unowocześnienia radiowych urządzeń nawigacyjnych, a jednym z rozwiązań wdrażanych do satelitarnej nawigacji satelitarnej jest technika radia programowalnego SDR. Zasadniczo odbiornik nawigacji satelitarnej GNSS oparty na technologii radia programowalnego jest urządzeniem uniwersalnym, a realizowane w nim funkcje sprowadzono do niezbędnego minimum. Takie rozwiązanie może przynieść wiele korzyści nie tylko dla użytkowników komercyjnych skorzystają na nim również użytkownicy, którzy odbiornika GNSS używają wyłącznie w zamiarach wyznaczenia drogi i lokalizacji obiektu docelowego. A związane jest to z wprowadzeniem nowych sygnałów w systemach GNSS, a w szczególności obejmie to europejski system nawigacji satelitarnej GALILEO. Akceptacja nowych sygnałów, w przypadku odbiorników opartych na technologii ASIC niezbędna będzie zmiana sprzętu (tzn. odbiornika GNSS), podczas gdy w odbiornikach opartych na technologii SDR wystarczy jedynie aktualizacja oprogramowania. Podsumowując technika radia programowalnego bazuje na specjalistycznym oprogramowaniu, kooperującym z uniwersalną platformą sprzętową.

Tak, więc architekturę odbiornika GNSS/SDR podzielić można na dwie główne części, w który realizowane są procesy, dzięki, którym odbiornik ten będzie w stanie wyznaczyć pozycję obiektu. Pierwsza część obejmuje część sprzętową (ang. Hardware), i podzielić ją można na dwa bloki funkcjonalne: blok RF oraz blok IF. Komponenty wchodzące w skład bloku RF w odbiorniku GNSS/SDR odpowiedzialne są za realizowanie tym samych funkcji, jakie w radiowym odbiorniku GNSS spełnia część analogowa. Moduły sprzętowe wchodzące w skład bloku RF odpowiadają za przekształcenie analogowego sygnału radiowego do postaci cyfrowej. Druga część odbiornika GNSS/SDR to podzespół elementów, w których zainstalowane odpowiednie oprogramowanie realizujące funkcję cyfrowego przetwarzania sygnału, akwizycji i śledzenia sygnału nawigacyjnego w skład, którego wchodzi sekwencja kodowa oraz fala nośna [1], [3], [6], [7].

## 1. SYGNAŁY SYSTEMU GALILEO

Nawigacyjne sygnały systemu GALILEO będą przesyłane w czterech pasmach częstotliwościowych, należących do zakresu przydzielonego dla RNSS (ang.: Radio Navigation Satellite Services). Sygnały te zostały zobrazowane na rysunku 1.



**Rys. 1.** Częstotliwości środkowe i widma sygnałów wykorzystywany w systemie Galileo [2]

W systemie Galileo przewiduje się wykorzystanie 10 sygnałów nawigacyjnych i jednego sygnału SAR (ang.: Search and Rescue Service). Taka liczba sygnałów wynika przede wszystkim z dużej liczby planowanych usług. Transmitowane sygnały będą mapowane (przydzielane) na potrzeby konkretnych usług, przenosząc informacje niezbędne dla ich prawidłowej realizacji. W praktyce każdy z czterech podstawowych sygnałów (tj. E5a, E5b, E6 i L1) jest rozdzielony na dwa (I i Q) lub trzy (A, B, C) kanały pełniące różne funkcje.

### 1.1. Model matematyczny sygnału L1 systemu Galileo

Sygnał nawigacyjny L1 OS systemu Galileo transmitowany będzie w trzech kanałach (A, B i C). Rozwiązanie to stało się możliwe wskutek rozdzielenia sygnału L1 systemu Galileo na dwa odrębne komponenty [4]:

- L1F - sygnał otwartego dostępu, zawierający dane nawigacyjne i dane integralne.
- L1P - sygnał ograniczonego dostępu (przeznaczony do instytucji związanych z obroną państwa).

Pasma transmisyjne zajmowane przez ten sygnał będzie dwa razy większe niż w systemie GPS ( $40 \times 1,023$  MHz = 40,92 MHz).

Wspólne wykorzystanie pasma przez oba systemy będzie odbywało się na zasadach bezinterferencyjnych i nie powinno powodować wzajemnych zakłóceń. Przyjęte rozwiązanie nie wpłynie także na minimalną wartość mocy sygnału odebranego z satelity w przedziale kąta elewacyjnego od 10° do 90° i wynosie ona -157 dBW [5], [8].

Wymienione kanały nadają także kody transmisyjne złożone z sekwencji zero-jedynkowych, tworzonych na podstawie znanych algorytmów. W systemach GNSS są to ciągi liczb pseudolosowych (PRN – ang.: Pseudorandom Noise) wyznaczonych na podstawie wzorów Golda. Każdy satelita emituje przypisaną mu część nieskończonego ciągu liczb pseudolosowych, nazywaną odcinkiem kodu lub chipem. Czas trwania odcinka kodu  $T_c$  w sygnale L1 OS wynosi (1):

$$T_{c,L1-B} = T_{c,L1-C} = \frac{1}{1,023} \left[ \frac{Mchip}{s} \right] = 977,5 [ns] \quad (1)$$

Omawiając sygnał systemu Galileo, należy także zwrócić uwagę na szybkość transmisji kodów rozpraszających, która we wszystkich trzech kanałach jest identyczna (2).

$$R_{c,L1-A} = 2,5 \cdot 1,023 \text{ Mchip/s}$$

$$R_{c,L1-B} = \frac{1}{T_{c,L1-B}} = 1,023 \text{ Mchip/s} \quad (2)$$

$$R_{c,L1-C} = \frac{1}{T_{c,L1-C}} = 1,023 \text{ Mchip/s}$$

gdzie:  $R_{c,L1}$  – szybkość transmisji kodu odpowiednio dla kanału A, B i C,  $T_{c,L1}$  – szybkość transmisji odcinka kodu adekwatnie A, B i C.

A szybkość kodu podnośnego  $R_{sc}$  (3):

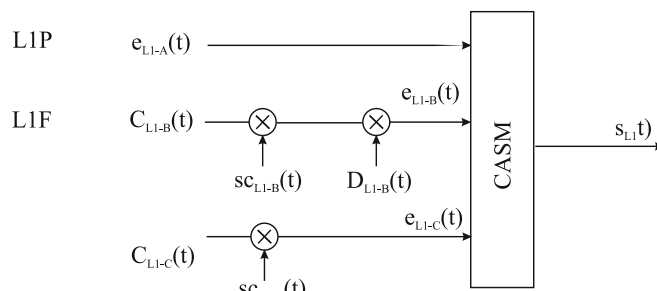
$$R_{sc,L1-B} = R_{sc,L1-C} = 1,023 \text{ MHz} \quad (3)$$

Ciągi generowane w kanale C generowane będą w oparciu o kod podstawowy (primary) o długości  $N_p = 4092$  chipów oraz kod drugorzędny (secondary) o długości  $N_s = 25$ . Szybkość transmisji chipów dla kodu podstawowego wynosi  $R_p$ . W praktyce kod podstawowy jest okrojonym kodem Golda, w którym rejestr generuje okresowy ciąg binarny o długości 4092 bitów i po osiągnięciu końcowej wartości rejestr jest restartowany do stanu początkowego. Pamiętać należy, że liczba maksymalnych liniowych kodów przy danej długości rejestru jest ograniczona. Natomiast zwiększenie liczby niezależnych kodów uzyskuje się za pomocą generatora tzw. kodów Golda. Kody wyjściowe brane są, jako suma modulo-2 z różnych stopni obu rejestrów generacyjnych. Dzięki temu z dwóch rejestrów można uzyskać  $6 \times 6$  różnych kodów i dodatkowo szereg kodów wzajemnie przesuniętych w czasie. Kody Golda wymagają jednak odpowiedniego wyboru par rejestrów. W oparciu o kod podstawowy generowany jest kod drugorzędny, na który składa się 25 powtórzeń kodu podstawowego, a jego długość to  $4092 \times 25$  bitów. W ten oto sposób szybkość transmisji kodu drugorzędnego  $R_s$  wyznaczyć można z zależności (4):

$$R_s = \frac{R_p}{N_p} \quad (4)$$

gdzie  $N_p$  – długość kodu podstawowego,  $R_p$  – szybkość transmisji kodu podstawowego.

Przed procesem modulacji na kody transmitowane w kanałach B i C nakładane są dane binarne depeszy nawigacyjnej. Dane nawigacyjne natomiast nie są nadawane razem z kodem w kanale A. Sytuację tę przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Generacja sygnału L1 w systemie Galileo

Zgodnie z przedstawionym rysunkiem sygnał użyteczny w kanale B powstaje w wyniku operacji sumy modulo-2 dwóch ciągów. Pierwszy to ciąg binarny zawierający dane nawigacyjne (depesza nawigacyjna)  $d_{L1-B}$ , a drugi to sekwencja powstała w wyniku pomnożenia ciągu pseudolosowego PRN  $c_{L1-B}$  przez kod podnośny  $s_{C_{L1-B}}$ . W efekcie sumowania modulo-2 otrzymamy sekwencję danych binarnych  $e_B$ . W podobny sposób można uzyskać sygnał w kanale C, a finałowy sygnał oznaczymy przez  $e_C$ . Operację generowania poszczególnych komponentów wchodzących w skład sygnału L1 można wyrazić równaniami (4):

$e_{L1-A}$  = zależność matematyczna utajona

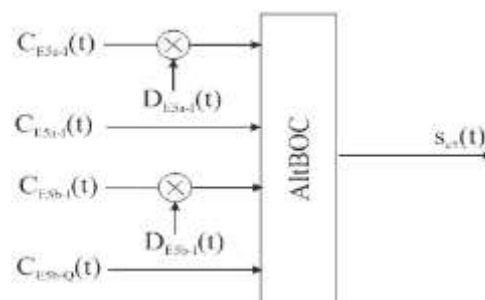
$$e_{L1-B}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left( c_{L1-B,(i \bmod 4092)} \cdot d_{L1-B,(i \bmod 4)} \cdot \text{rect}_{T_{c,L1-B}} \cdot \text{sign}(\sin(2\pi R_{c,L1-B} t)) \right) \quad (4)$$

$$e_{L1-C}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left( c_{L1-C,(i \bmod 4092)} \cdot d_{L1-C,(i \bmod 4)} \cdot \text{rect}_{T_{c,L1-C}} \cdot \text{sign}(\sin(2\pi R_{c,L1-C} t)) \right)$$

## 1.2. Model matematyczny sygnału E5 systemu Galileo

Sygnał oznaczony symbolem E5 systemu Galileo, to suma pasm E5a i E5b nadawanych w zakresie (1164 – 1215 MHz). Przedział ten znajduje się w zakresach przeznaczonych dla radionawigacyjnych systemów satelitarnych RNSS i radionawigacji lotniczej ARNS.

Przetwarzanie składowych sygnału E5 przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 3. Generacja sygnału E5 systemu Galileo

Jak widać, poszczególne składowe powstają w następujący sposób:

$e_{E5a-I}$  – powstaje w wyniku połączenia strumienia danych nawigacyjnych  $D_{E5a-I}$  z nieszyfrowanym ciągiem kodowym  $C_{E5a-I}$ ;

$e_{5a-Q}$  – powstaje z ciągu kodowego  $C_{E5a-Q}$  – (kanał pilotowy – nie przynosi danych);

$e_{E5b-I}$  – powstaje w wyniku połączenia strumienia danych nawigacyjnych  $D_{E5b-I}$  z nieszyfrowanym ciągiem kodowym  $C_{E5b-I}$ ;

$e_{5b-Q}$  – powstaje z ciągu kodowego  $C_{E5b-Q}$  – (kanał pilotowy).

Relacje te można przedstawić za pomocą następujących wyrażeń matematycznych (5):

$$\begin{aligned}
 e_{5a-i}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} c_{E5a-i,|i|_{L_{E5a-i}}} \cdot d_{E5a-i,|i|_{DC_{E5a-i}}} \cdot \text{rect}_{T_{c,E5a-i}}(t - iT_{c,E5a-i}) \\
 e_{5a-q}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} c_{E5a-Q,|i|_{L_{E5a-Q}}} \cdot \text{rect}_{T_{c,E5a-Q}}(t - iT_{c,E5a-Q}) \\
 e_{5b-i}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} c_{E5b-i,|i|_{L_{E5b-i}}} \cdot d_{E5b-i,|i|_{DC_{E5b-i}}} \cdot \text{rect}_{T_{c,E5b-i}}(t - iT_{c,E5b-i}) \\
 e_{5b-q}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} c_{E5b-Q,|i|_{L_{E5b-Q}}} \cdot \text{rect}_{T_{c,E5b-Q}}(t - iT_{c,E5b-Q})
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

Powyższe składowe wykorzystywane są również do utworzenia szerokopasmowego sygnału wyjściowego E5 z modulacją AltBOC (15, 10). W modulacji tej jest stosowana prostokątna podnośna o częstotliwości  $15 \times 1,023\text{MHz} = 15.345\text{MHz}$ . Analityczna formuła sygnału wyjściowego przyjmuje postać (6):

$$\begin{aligned}
 s_{E5}(t) &= \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot \left( e_{E5a-i}(t) + je_{E5a-q}(t) \right) \\
 &\quad \cdot \left[ sc_{E5-s}(t) - jsc_{E5-s} \left( t - \frac{T_{s,E5}}{4} \right) \right] \\
 &\quad + \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot \left( e_{E5b-i}(t) + je_{E5b-q}(t) \right) \\
 &\quad \cdot \left[ sc_{E5-s}(t) - jsc_{E5-s} \left( t - \frac{T_{s,E5}}{4} \right) \right] \\
 &\quad + \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot \left( \bar{e}_{E5a-i}(t) + j\bar{e}_{E5a-q}(t) \right) \\
 &\quad \cdot \left[ sc_{E5-p}(t) - jsc_{E5-p} \left( t - \frac{T_{s,E5}}{4} \right) \right] \\
 &\quad + \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot \left( \bar{e}_{E5b-i}(t) + j\bar{e}_{E5b-q}(t) \right) \\
 &\quad \cdot \left[ sc_{E5-p}(t) - jsc_{E5-p} \left( t - \frac{T_{s,E5}}{4} \right) \right]
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

gdzie składowe  $e_{E5a-i}$ ,  $e_{E5a-q}$ ,  $e_{E5b-i}$ ,  $e_{E5b-q}$  zostały zdefiniowane zależnością (7) składowe  $\bar{e}_{E5a-i}$ ,  $\bar{e}_{E5a-q}$ ,  $\bar{e}_{E5b-i}$ ,  $\bar{e}_{E5b-q}$  powstają w wyniku następujących operacji:

$$\begin{aligned}
 \bar{e}_{E5a-i} &= e_{E5a-q} \cdot e_{E5a-i} \cdot e_{E5b-q} \\
 \bar{e}_{E5a-q} &= e_{E5a-i} \cdot e_{E5b-i} \cdot e_{E5b-q} \\
 \bar{e}_{E5b-i} &= e_{E5b-q} \cdot e_{E5a-i} \cdot e_{E5a-q} \\
 \bar{e}_{E5b-q} &= e_{E5b-i} \cdot e_{E5a-i} \cdot e_{E5a-q}
 \end{aligned}
 \tag{7}$$

Z kolei parametry  $sc_{E5-s}$  oraz  $sc_{E5-p}$  we wzorze (6) reprezentują czterwartościową funkcję podnośnej dla składowych e oraz  $\bar{e}$  odpowiednio, tj.:

$$\begin{aligned}
 sc_{E5-s}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} AS_{|i|_B} \cdot \text{rect}_{T_{c,E5/8}} \left( t - i \frac{T_{s,E5}}{8} \right) \\
 sc_{E5-p}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} AS_{|i|_B} \cdot \text{rect}_{T_{c,E5/8}} \left( t - i \frac{T_{s,E5}}{8} \right)
 \end{aligned}
 \tag{8}$$

gdzie współczynniki  $AS_i$  oraz  $AP_i$  przyjmują wartości podane w tab. 1.

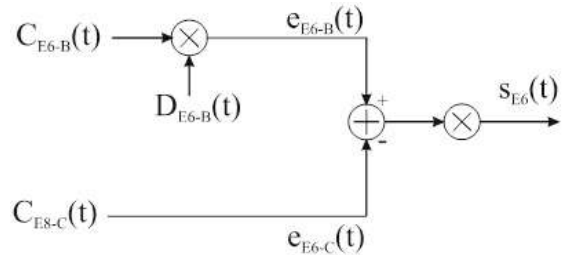
**Tab. 1. Wartości współczynników  $AS_i$  i  $AP_i$**

1	0	1	2	3	4	5	6	7
2 $AS_i$	$\sqrt{2} + 1$	1	-1	$-\sqrt{2} + 1$	$-\sqrt{2} + 1$	-1	1	$\sqrt{2} + 1$
2 $AP_i$	$-\sqrt{2} + 1$	1	-1	$\sqrt{2} + 1$	$\sqrt{2} + 1$	-1	1	$-\sqrt{2} + 1$

Sygnały nadawane w pasmach E5a i E5b są nieodłącznym elementem sygnału E5 systemu Galileo. Każdy sygnał nawigacyjny transmitowany w obu pasmach jest wysyłany odpowiednio w fazie i kwadraturze. Należy dodać, że w pierwszym komponentie przesyłane są dane nawigacyjne, a w drugim - dane kanału pilota. W sygnałach tych emitowana jest także depesza nawigacyjna, dostarczając dane dla standardowych użytkowników systemu Galileo (FNAV). W związku z tym, że każdy pojedynczy kanał danych (równoznaczny do sygnału BPSK) oraz kanał pilota (inny sygnał BPSK) może nadawać dane także w sąsiednich kanałach. W takich przypadkach jeśli sygnał zmodulowany jest techniką AltBOC można przeprowadzić rozdzielenie sygnału na dwa niezależne sygnały zmodulowane metodą QPSK

**1.3. Model matematyczny sygnału E5 systemu Galileo**

Na rysunku 4 przedstawiono sposób generacji sygnału E6 dla systemu Galileo.



**Rys. 4. Generacja sygnału E6 systemu Galileo**

Składowe B i C sygnału E6 powstają w następujący sposób:  $e_{E6-B}$  - powstaje w wyniku połączenia strumienia danych  $D_{E6-B}$  z ciągiem kodowym  $C_{E6-B}$ ;

$e_{E6-C}$  - powstaje z ciągu kodowego  $C_{E6-B}$  (kanał pilotowy - nie przenosi danych). Są one opisane kolejnymi zależnościami (9):

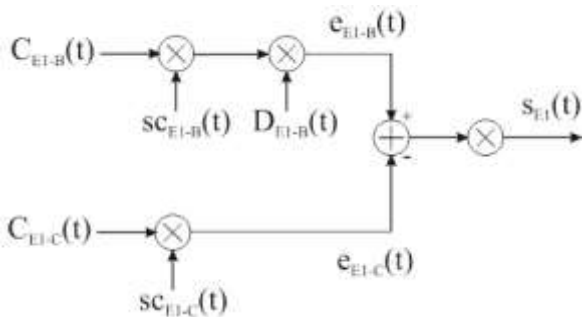
$$\begin{aligned}
 e_{E6-B}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[ c_{E6-B,|i|_{L_{E6-B}}} \cdot d_{E6-B,|i|_{DC_{E6-B}}} \cdot \text{rect}_{T_{c,E6-B}}(t - iT_{c,E6-B}) \right] \\
 e_{E6-C}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} c_{E6-C,|i|_{L_{E6-C}}} \cdot \text{rect}_{T_{c,E6-C}}(t - iT_{c,E6-C})
 \end{aligned}
 \tag{9}$$

Wyjściowy sygnał E6 zawierający składowe B i C jest tworzony zgodnie z następującą zależnością:

$$s_{E6}(t) = \frac{1}{2} [e_{E6-B}(t) - e_{E6-C}(t)]
 \tag{10}$$

**1.4. Model matematyczny sygnału E5 systemu Galileo**

Na rysunku 5 przedstawiono sposób generacji sygnału E1.



**Rys. 5.** Generacja sygnału E1 systemu Galileo

Jak widać na rysunku, składowa  $e_{E1-B}$  – powstaje z wykorzystaniem strumienia danych  $D_{E1-B}$  modulujących ciąg rozpraszający  $C_{E1-B}$  oraz podnośna  $sC_{E1-B}$ , składowa  $e_{E1-C}$  powstaje w wyniku połączenia ciągu rozpraszającego  $C_{E1-B}$  z podnośną prostokątną  $sC_{E1-B}$ , tj.:

$$e_{E1-B}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[ c_{E1-B,|i|L_{E1-B}} \cdot d_{E1-B,|i|D_{E1-B}} \cdot \text{rect}_{T_{c,E1-B}}(t - iT_{c,E1-B}) \cdot \text{sign}[\sin(2\pi \cdot R_{s,E1-B} \cdot t)] \right] \quad (11)$$

$$e_{E1-C}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[ c_{E1-C,|i|L_{E1-B}} \cdot \text{rect}_{T_{c,E1-C}}(t - iT_{c,E1-C}) \cdot \text{sign}[\sin(2\pi \cdot R_{s,E1-C} \cdot t)] \right]$$

W przypadku operacji na składowych B i C wykorzystywana jest modulacja BOC(1,1), w której szybkość podawania chipów oraz częstotliwość prostokątnej podnośnej wynoszą odpowiednio 1.023Mc/s i 1.023MHz. Wynikowy sygnał E1, złożony z sygnałów  $e_{E1-B}$  i  $e_{E1-C}$ , powstaje zgodnie z zależnością:

$$s_{E6}(t) = \frac{1}{2} [e_{E1-B}(t) - e_{E1-C}(t)] \quad (12)$$

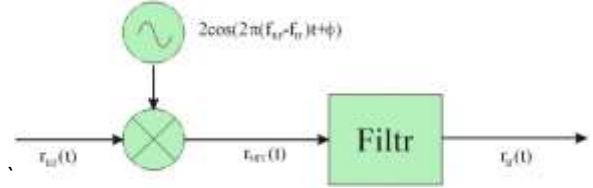
## 2. MODUŁ FRONT-END ODBIORNIKA GNSS

Głównym zadaniem elementów wchodzących w skład bloku front-end odbiornika GNSS jest wzmocnienie sygnału odebranego przez antenę i przekształcenie go do takiej struktury aby uzyskane widmo sygnału zawarte było w przedziale częstotliwości obsługiwanych przez przetwornik analogowo-cyfrowy. Proces ten w literaturze nosi miano przekształcenia sygnału do częstotliwości pośredniej fIF. Sygnał docelowy dostarczany na częstotliwości pośredniej na samym początku musi być poddany multiplikacji z sygnałem pośrednim generowanym lokalnie przez odbiorniki po czym podawany jest na filtr w celu częściowego usunięcia lub redukcji szumu o ile to jest możliwe. W wyniku tej operacji pasmo podstawowe sygnału się poszerzy tym samym odbiornik będzie w stanie prawidłowo wykryć sygnał SIS.

Innymi słowy można powiedzieć, że wejściowy układ Front-end zamontowany w odbiorniku GNSS ma za zadanie przygotować odebrany przez antenę sygnał SIS do dalszego etapu przetwarzania. Antena na samych wejściu modułu Front-end rejestruje i przesyła sygnały SIS do wzmacniacza LNA. Pozostałe elementy omawianego układu to: miksery, filtry i inne wzmacniacze, a ilość tych komponentów zależy od typu modulacji wykorzystanej w sygnałach SIS (BPSK, BOC, AltBOC i inne) oraz od wykorzystanego układu konwersji sygnału analogowego na cyfrowy.

### 2.1. Wyjście modułu Front-end

Chociaż sposób na konwersję sygnału RF na sygnał częstotliwości pośredniej IF jest wiele mimo to w większości dostępnych obecnie na rynku odbiorników GNSS wykorzystywany jest ten zilustrowany na rysunku 6.



**Rys. 6.** Struktura bloku IF

W rzeczywistość rozwiązanie konwersji częstotliwości rzeczywistej do pośredniej zaimplementowane w odbiornikach GNSS jest bardzo efektywne i powoduje ubytek danych nawigacyjnych w sygnałach SIS. Ponadto jeśli odbiornik przystosowany jest do odbioru więcej niż jednej częstotliwości (czyli tzw. odbiornik wieloperacyjny) użyty układ konwersji jest w stanie odseparować z grona różnych sygnałów SIS te z taką samą częstotliwością środkową i wykonać proces transformacji sygnałów z RF na IF.

Matematycznie operację przekształcenia sygnału RF na IF przedstawić można następująco:

Na samych początku przedstawiono sygnał RF odebrany na wejściu układu front-end w postaci:

$$r_{RF}(t) = r_{BB}(t) \cos(2\pi(f_{RF} + f_{IF})t + \varphi_{RF}) \quad (13)$$

Zaś odizolowany sygnał fali nośnej w sygnale rRF zapisać można jako:

$$x_{RF}(t) = x_{BB}(t) \cos(2\pi f_{RF}t + \varphi_{RF}) \quad (14)$$

gdzie  $x_{BB}(t)$  jest sygnałem szerokopasmowym o paśmie wynoszącym B znacznie mniejszym niż pasmo fali nośnej nadawanej na częstotliwości  $f_{RF}$ . W następnym kroku sygnał ten w odbiorniku GNSS podawany jest operacji multiplikacji z sygnałem lokalnie generowanym przez odbiornik nawigacji satelitarnej tzw. sygnał odniesienia  $x_{LO}$ .

$$x_{LO}(t) = 2 \cos(2\pi(f_{RF} + f_{IF})t + \varphi_{IF}^{(LO)}) \quad (15)$$

Sygnał odniesienia dzięki zależności trygonometrycznym rozłożyć można na dwa komponenty.

$$x_{LO}(t) = 2 x_{BB}(t) \cos(2\pi f_{RF}t + \varphi_{RF}) \cos(2\pi(f_{RF} + f_{IF})t + \varphi_{IF}^{(LO)}) = x_{BB}(t) \cos(2\pi f_{RF}t + \varphi_{RF} + \varphi_{IF}^{(LO)}) + x_{BB}(t) \cos(2\pi f_{IF}t + \varphi_{IF}^{(LO)}) \quad (16)$$

Sygnał generowany lokalnie  $x_{LO}(t)$  jest typową falą nośną charakteryzującą się określoną amplitudą, fazą zaś częstotliwość jej nadawania wyznaczyć można z równania  $f_{LO} = f_{RF} + f_{IF}$ . Kąt  $\varphi_{IF}^{(LO)}$  może być modelowany jako zmiana losowa niezależnie od faz sygnału  $r_{RF}$  odebranego przez odbiornik GNSS. Nadmienić wypada iż amplituda jest uzależniona od poziomu wartości stosunku sygnału do szumu SNR (ang. signal-to-noise ratio) akceptowanym przez odbiornik GNSS. Związku z tym, iż wartość amplitudy znacząco nie wpływa wydajność odbiornika GNSS aspekt ten będzie w niemiejszym artykule pominięty.

Wyprowadzone wcześniej dwa składniki sygnału odniesienia określić można jako  $x_{min}$  sygnał o minimalnej wartości częstotliwości zlokalizowany wokół dwóch różnych częstotliwości  $2f_{RF} + f_{IF}$  oraz



$f_{IF}$ . Jeśli  $f_{RF} \gg f_{IF}$  to pierwszy składnik wyrażenia (24) stanowi zakres sygnału (zawarty w GHz), zaś drugi komponent określa rozdzielone widmo sygnału na częstotliwości pośredniej IF (w zakresie MHz). Tak, więc, te dwa komponenty mogą być łatwo oddzielone od siebie dzięki zastosowaniu filtru dolnoprzepustowego albo filtru górnoprzepustowego. W wyniku tych operacji otrzymano sygnał pośredni wyrażony równaniem:

$$x_{IF}(t) = x_{BB}(t) \cos(2\pi f_{IF}t + \varphi_{IF}) \quad (17)$$

gdzie przez  $\varphi_{IF}$  oznaczono fazę sygnału pośredniego zależną od fazy sygnału  $\varphi_{RF}$  i od fazy sygnału odniesienia  $\varphi_{RF}^{(LO)}$ . Na rysunku poniżej przedstawiono widma sygnałów uzyskiwane na poszczególnych etapach przetwarzania sygnału RF do sygnału pośredniego IF.

Zauważ można, że informacje charakteryzujące dany sygnał zawarte są zwykle w składniku  $x_{BB}(t)$  dzięki temu sygnały te mogą być izolowane i wykrywane. Jednak jak można zauważyć proces transformacji sygnału realizowany jest poprzez multiplikację fali nośnej z sygnałem sinusoidalnym o wyższej częstotliwości z „odwróconą” obwiednią sygnału, a jej pozytywne i negatywne wartości częstotliwości wymieniają się wzajemnie ze sobą w odniesieniu do częstotliwości sygnału RF. Efekt ten może być skorygowany w kolejnej transformacji, a przekazywana w tym sygnale informacje nie zostaną utracone.

Następnie sygnał  $x_{RF}(t)$  i  $x_{min}(t)$  są multiplikowane z sygnałem  $r_{RF}(t)$  z sygnał odniesienia generowanym lokalnie przez oscylator,  $x_{LO}(t) = 2 \cos(2\pi(f_{RF} + f_{IF})t + \varphi_{IF}^{(LO)})$ . Proces „miksowania” sygnałów powoduje rozdzielanie widma sygnału na dwie części podobnie jak to miało miejsce w analizie fali nośnej, więc tu tak samo wykorzystano dolnoprzepustowy filtr w celu odizolowania poszczególnych składowych widma sygnału pośredniego IF, opisane zależnością:

$$r_{IF}(t) = r_{BB}(t) \cos(2\pi(f_{IF} + f_d) + \varphi_{IF}) \quad (18)$$

gdzie faza  $\varphi_{IF}$  sygnału pośredniego z uwzględnieniem jej przesunięcia spowodowanego przejściem sygnału przez grupę filtrów. Taki sam skutek uzyskano dla pozostałych sygnałów odebranych z satelity GNSS zatem można pominąć opóźnienie spowodowane przejściem przez układy filtrów w dalszych etapach przetwarzania sygnałów. A szczegółowe rozważania odnośnie tego zagadnienia można znaleźć w literaturze.

Tak więc układ filtrów w module front-end powoduje zmodyfikowanie wszystkich komponentów wchodzących w skład sygnału SIS. A w skład jego wchodzi sekwencja pseudolosowa  $B_{GNSS}(t)$ , podnośna prostokątna  $S_b(t)$  oraz depesza nawigacyjna  $D_i(t)$ . Zatem po uwzględnieniu tego zjawiska sygnał IF przyjmie postać:

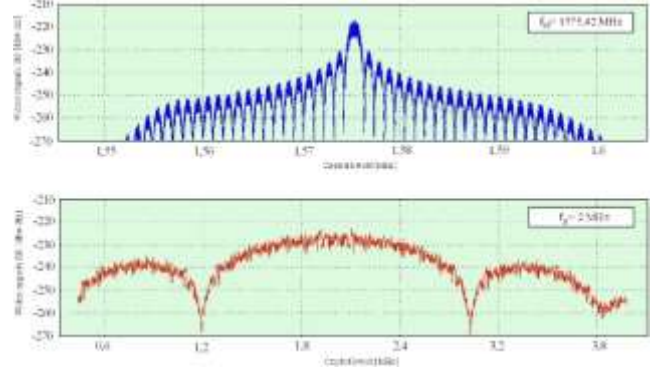
$$r_{IF}(t) = \sqrt{2P_{R,IF}} c_{b,IF}(t - \tau_p) d_{GNSS}(t - \tau_p) \cos(2\pi(f_{IF} + f_d)t + \varphi_{IF}) \quad (19)$$

gdzie  $P_{R,IF}$  jest wartością mocy sygnału IF, zaś wskaźnik  $c_{b,IF}(t)$  jest opisany zależnością:

$$c_{b,IF}(t) = c_{IF}(t) s_{b,IF}(t) \quad (19)$$

gdzie  $c_{IF}(t)$  oraz  $s_{b,IF}(t)$  oznaczono odpowiednio przefiltrowany sygnał kodu PRN i fali podnośnej. W konsekwencji pominąć można przefiltrowany sygnał, w którym „zmanipulowano” depesze nawigacyjną podobnie jak sygnał pośredni kodu PRN. W następstwie tych wyprowadzeń matematycznych i przyjętych założeń należy także zmodyfikować opóźnienie  $\tau_p$ , które znacząco ulega zmianie ponieważ układ filtrów w module front-end powoduje wprowadzenie dodatkowego opóźnienia. Jednakże wartość tą dzięki zaimplementowanym w odbiornikach GNSS algorytmom można łatwo wyznaczyć i w końcowym rozrachunku ją wyeliminować (w razie potrzeby).

W większości dostępnych obecnie na rynku odbiorników GNSS ma tak zaprojektowane układy filtrów aby zapobiegać zjawisku nakładania się częstotliwości w procesie konwersji sygnału RF na sygnał IF (transformacja sygnału w dół względem częstotliwości), zaś zakres w którym następują kolejne etapy przetwarzania sygnałów SIS dla sygnałów IF zawarty jest w granicach od 1 do 10 MHz. Na rysunku 7 przedstawiono przykładowy proces transformacji sygnału RF na IF.



Rys. 7. Transformacja sygnału RF na IF

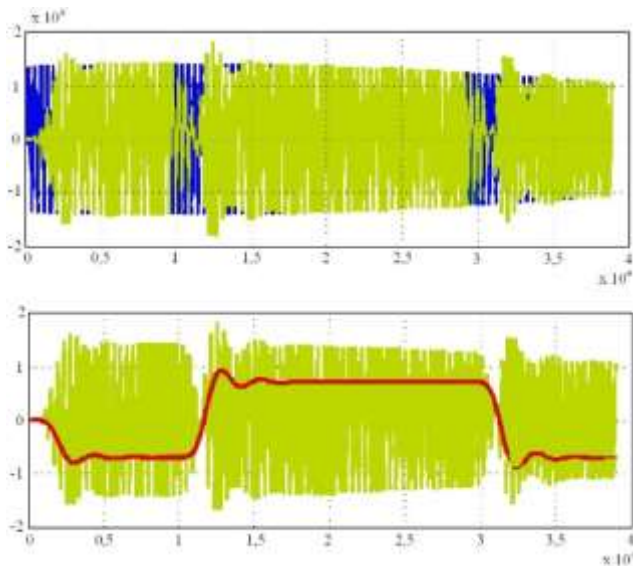
Na powyższym rysunku w zaprezentowanych widmach brak jest uwzględnienia danych nawigacyjnych ponieważ sygnał ten charakteryzuje się dość wąskim widmem co przełoży się na zwężenia widma sygnału IF a poszczególne listki boczne najdą wzajemnie na siebie. W rezultacie zaprezentowany rysunek straci na czytelności.

Symulowany sygnał RF w zakresie dolnych częstotliwości przepuszczany jest przez filtr o pasmie przepustowości równym 40 MHz, następnie sygnał filtrowany jest przez filtr szerokopasmowy o pasmie 4 MHz i przekonwertowany na niższą częstotliwość fIF wynoszącą 2 MHz. W ten oto sposób uzyskane widmo sygnału IF kumuluje się w tym samym punkcie co widmo sygnału RF.

Symulacje z uwzględnieniem depeszy nawigacyjnej w sygnale SIS zaprezentowano na rysunku 8. Jak widać uzyskany skupia w sobie trzy odrębne sygnały.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sqrt{2P_r} D_i(t - \tau_p) B_{GNSS}(t - \tau_p) \cos(2\pi f_{RF}(t - \tau_p) + \varphi_{RF}(t - \tau_p)) \\ r_{IF}(t) &= \sqrt{2P_{R,IF}} c_{b,IF}(t - \tau_p) d_{GNSS}(t - \tau_p) \cos(2\pi(f_{IF} + f_d)t + \varphi_{IF}) \\ r_{BB}(t) &= \sqrt{2P_{R,bb}} c_{IF}(t - \tau_p) \end{aligned} \quad (20)$$

Sygnał IF na ilustracji zaznaczony jest kolorem zielonym zarówno w konwersji w dolnym jak i górnym zakresie, na niebiesko zaznaczono sygnał RF.



Rys. 8. Przykładowa konwersja sygnału SIS

## PODSUMOWANIE

Do niewątpliwych zalet zestawu wykorzystania radia programowalnego należy z pewnością duży wybór bloków, dzięki którym można zaprojektować modele funkcjonalne wielu różnych systemów radiokomunikacyjnych, w tym systemów nawigacji satelitarnej GNSS pracujących z cyfrową modulacją fazy np. BPSK i BOC zarówno do celów badawczych jak i naukowych. Z kolei do wad radia programowalnego zaliczyć można rozgardiasz jak uwidacznia się w blokach i modułach, brak niektórych funkcji. Technologia radia programowalnego umożliwia szybką zmianę właściwości sprzętu i dostosowanie go do aktualnych zastosowań. Szeroki zakres wykorzystywanych rozwiązań systemowych w zastosowaniach nawigacji satelitarnej.

## BIBLIOGRAFIA

1. Bieńczyk R., Janiszewski J., Komorek., Kowalik R., Rypulak A., Smolak M., „Koncepcja wykorzystania sieci neuronowych w BSP”, Logistyka 6/2014
2. Bieńczyk R., Komorek., Kowalik R., Matematyczny opis dynamiki ruchu bezzałogowego statku powietrznego”, Technika Transportu Szynowego TTS 12/2015

3. Johnson Jr R., Sethares W., Klein G., Software Receiver Design: Build your Own Digital Communication System in Five Easy Steps Cambridge University Press, London, 2011.
4. Julien O., Macabiau C., Ries L., Issler J.-L., 1 - Bit processing of Composite BOC (CBOC) Signals, First CNES Workshop on Galileo Signals and Signal Processing, 12-13 October 2006, IAS ( Institut Aero Spatial ) Toulouse, France.
5. Julien O., Macabiau C., Issler J.-L., Ries L., “1 Bit Processing of Composite BOC (CBOC) Signals and Extension to Time-Multiplexed BOC (TMBOC) Signals”, Proceedings of the National Technical Meeting of the Institute of Navigation, IONNTM 2007, January 2007, San Diego, California, USA.
6. Pany T., Navigation Signal Processing for GnsS Software Receivers, Artech House, London 2010.
7. Principe F., Bacci G., Giannetti F., Luise M., Software-Defined Radio Technologies for GNSS Receivers: A Tutorial Approach to a Simple Design and Implementation.
8. Petrovski Ivan G., Tsujii T., Digital Satellite Navigation and Geophysics, Cambridge University Press, London, 2012.
9. Petrovski Ivan G., GPS, GLONASS, Galileo, and BeiDou for Mobile Devices, Cambridge University Press, London, 2014.

### Signal processing system galileo receiver software defined radio sdr

*The article presents an analysis of signal processing system Galileo receiver radio programmable SDR. For this purpose, first of all we describe the mathematical model all the signals of the SIS used in the Galileo system. Subsequently, we discussed the concept of a general SDR receiver with the main emphasis on the performance of the receiver front-end. More than presents selected simulation signal processing SIS. At the end of the conclusions presented.*

Autorzy:

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

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

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