

УДК 621.391.827

Вишнівський В.В., д.т.н.; Сєрих С.О., к.т.н.; Катков Ю.І., к.т.н.;

ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ КАНАЛІВ УПРАВЛІННЯ КОМПЛЕКСІВ БЕЗПЛОТНИХ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ

Vyshnivskiy V.V., Sierykh S.O., Katkov Yu.I. **A ncreasing the interference of control channels unmanned aerial vehicle.** The article considers the solution of the problem of increasing the noise immunity of control channels of unmanned aerial vehicle complexes by using complex signals. Comparison of the most effective types of signals in the fight against interference is made, with the determination of their more dangerous type for each of them. The conducted research has shown that the most effective in the fight against noise - signals that are similar to noise with the phasic manipulation.

These signals have the best properties, both in the fight against obstacles, and in ensuring the secrecy of radiation. The change in the structural parameters of the signal is ensured by an increase in the signal base. For the implementation of the greatest noise immunity, the type of complex signal is changed. For the estimation, the index - the interference suppression coefficient by a complex signal is chosen based on the obtained analytical expressions for the interference dispersion values at the output of the correlation receiver after convolution of the complex signal. It is shown that for its calculation it is necessary and sufficient to obtain expressions for the spectral density and the modulus of the spectral density of complex signals, which are presented and analyzed in the article. It is proposed to solve the problem of increasing the noise immunity of CU in three stages. After this first stage, it is proposed to investigate the stealth of signals and the possibility of co-transmission of complex QoS signals in a single frequency band.

Keywords: unmanned aerial vehicle, ground control complex, complex signals, control channels, noise immunity, the spectral density of a complex signal.

Вишнівський В.В., Сєрих С.О., Катков Ю.І. Підвищення завадозахищеності каналів управління комплексів безпілотних літальних апаратів. В статті розглянуто вирішення проблеми підвищення завадозахищеності каналів управління комплексів БПЛА методом використання складних сигналів. Виконане порівняння найбільш ефективних в боротьбі із завадами видів сигналів із визначенням для кожного з них більш небезпечного їх типу. Для проведення оцінки обраний показник – коефіцієнт придушення завади складним сигналом на основі отриманих аналітичних виразів для значень дисперсії завади на виході кореляційного приймача після згортки складного сигналу.

Показано, що для її розрахунку необхідним і достатнім є отримання виразів для спектральної щільності і модулю спектральної щільності складних сигналів, які наведені і проаналізовані в статті. Запропоновано розв'язати задачу підвищення завадозахищеності КУ в три етапи. Після наведеного першого етапу пропонується дослідити скритність сигналів і можливість сумісного передавання сигналів КУ в єдиній смузі частот.

Ключові слова: безпілотний літальний апарат, наземний комплекс управління, складні сигнали, канали управління, завадозахищеність, спектральна щільність складного сигналу.

Вишневский В.В., Серых С. А, Катков Ю. И. Повышение помехозащищенности каналов управления комплексом беспилотных летательных аппаратов. В статье рассмотрено решение проблемы повышения помехозащищенности каналов управления комплексов БПЛА путем использования сложных сигналов. Выполнено сравнение наиболее эффективных в борьбе с помехами видов сигналов с определением для каждого из них более опасного их типа. Для проведения оценки выбран показатель - коэффициент подавления помехи сложным сигналом на основе полученных аналитических выражений для значений дисперсии помехи на выходе корреляционного приемника после свертки сложного сигнала.

Показано, что для ее расчета необходимым и достаточным является получение выражений для спектральной плотности и модуля спектральной плотности сложных сигналов, которые приведены и проанализированы в статье. Предложено решить задачу повышения помехозащищенности КУ в три этапа. После приведенного первого этапа предлагается исследовать скрытность сигналов и возможность совместной передачи сложных сигналов КУ в единой полосе частот.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, наземный комплекс управления, сложные сигналы, каналы управления, помехозащищенность, спектральная плотность сложного сигнала.

Вступ

Підвищення ефективності проведення контролю, управління, розвідки, спостереження дистанційним способом обумовлює стрімкий розвиток комплексів безпілотних літальних апаратів (БПЛА) як в Україні, так і за кордоном. Наприклад, ринок лише безпілотних літальних апаратів країн Ради співробітництва арабських держав Перської затоки, за середніми оцінками, сягне 1,5 млрд доларів США до 2022 року. А загалом протягом 2018-2024 темпи щорічного зростання ринку БПЛА в країнах Близького Сходу прогнозується на рівні 30%. Оборонні комплекси БПЛА забезпечуватимуть найбільшу частку цього зростання [1]. І хоча на сьогоднішній день можливе автопілотування літального апарату (ЛА) з повною автономією і виконання ним льотного завдання в автоматичному режимі - наявність каналів управління (КУ) між БПЛА і наземним комплексом управління (НКУ) залишається актуальною. Зважаючи на підвищення складності і вартості комплексу, на ймовірну змінність або корегування завдання ЛА в ході його виконання потрібен постійний контроль за станом при знаходженні апарату в повітрі, управління при коригуванні параметрів польоту і здійсненні посадки. Виходячи з підвищення вимог до ймовірності безвідмовної роботи комплексу, особливо в умовах активної радіоелектронної протидії (РЕП), можна визначити напрямок, який застосовується при їх реалізації. Це збільшення кількості некорельованих каналів і відповідно радіоліній [2], що їх забезпечують.

Так крім командно-телеметричного каналу, що здійснює обмін даних для автопілотування, каналу передавання корисної інформації (відеодані) з'являються канал передавання диференцьованих поправок для роботи навігаційних пристроїв, канал системи автоматичного порятунку (САП), канал забезпечення посадки. Вимоги до каналів як для швидкості обміну повідомленнями так і ймовірності помилкового приймання різняться, що в свою чергу обумовлює наявність окремих радіо і антено-фідерних пристроїв, які забезпечують їх надійне функціонування.

В умовах активізації РЕП вплив на кожний із каналів приведе до невиконання завдання чи, що ще гірше, до втрати БПЛА. Протидія впливу енергетичними методами [3], підвищення потужності передавачів ЛА і НКУ, використання більш складних гостроспрямованих антен частково обмежене і тому у боротьбі із завадами слабо ефективно. Такі методи доцільно використовуються для покращення загальних характеристик, наприклад, відстань та висота супроводження апарата. Крім того це об'єктивний шлях погіршення демаскуючого признаку, як головного, що застосовується в радіорозвідці.

Спроба розв'язати задачу підвищення заводо захищеності КУ застосуванням методу використання адаптивної модуляції [2] значно ускладнює радіокомплекс за необхідністю наявності крім процесорного керуючого модулю декількох (набір – «магазин») приймально-передаючих та обробляючих пристроїв і для кожного з каналів. Додаючи до цього енергопостачання та обмежену корисну вагу, особливо для малих (5-7 кг) ЛА типу М-10-2 "ОКО", Сокіл-2, Sparrow UAV/UAC, раціональність нівелюється. Але ідея використання адаптації до умов РЕП розумна і актуальна.

Постановка задачі

У разі, коли розв'язання завдання застосування комплексних методів підвищення заводо захищеності КУ неможливе чи обмежене, виникає необхідність використання інших неенергетичних методів, наприклад, сигнально-кодових [4], що забезпечують швидку зміну виду сигналу та його параметрів, реалізуючи адаптацію до умов заводої обстановки. Застосування таких методів повинно вирішити комплекс задач загально складових для покращення заводо захищеності КУ. Головними з них є:

- забезпечення адаптації до заводої обстановки шляхом зміни параметрів сигналів та їх видів за результатами аналізу застосованих в протидії типів завод;
- підвищення скритності обміну повідомленнями між ЛА та НКУ з метою ускладнення розвідки параметрів сигналу та самого факту його проведення (випромінення сигналу);

- зменшення кількості каналів і відповідно радіопристроїв, що їх забезпечують, для чого потрібно реалізувати модеми структурної відмінності сигналів із пріоритетністю обробки останніх на етапах управління;
- мінімізувати пристрої формування та обробки сигналів КУ за рахунок програмно-апаратного методу керування, зміни їх зворотних зв'язків та використання складеної структури сигналів.

Виклад основного матеріалу дослідження

Для вирішення цих задач потрібно запропонувати і провести дослідження різних типів сигналів з оцінкою їх ефективності на основі введення критерію оцінки, який не повинен бути однокритеріальним бо пов'язаний як із підвищенням його скритності так і з протидією, перш за все, навмисним завадам. Оскільки це складне і об'ємне для дослідження завдання, то застосовуючи метод декомпозиції доцільно задачу розділити на етапи.

На першому етапі доцільно здійснити вибір типу сигналів, який ефективно протидіє навмисним завадам із визначенням яким саме, а також чи є вони ймовірними в застосуванні при РЕП для порушення роботи комплексу БПЛА і ураженню найбільш схильних до цього елементів ЛА. Саме дослідженню цього і присвячена стаття.

Програми довгострокових досліджень в області радіозв'язку та управління БПЛА переконують, що системи нового покоління повинні будуватися на основі використання сигналів розширеного спектру [2] або більш поширено - складних [5] сигналів (СС) з використанням передових цифрових технологій механізмів формування та обробки сигналів [6] з базою $B_c = T_c \Delta F \gg 1$.

Різноманітність видів складних сигналів [2, 5-7] ускладнює завдання їхнього вибору. Проте оцінка доцільності їхнього застосування для вирішення конкретної задачі [7, 8] підвищення завадозахищеності КУ, дозволяє зменшити кількість видів СС, що підлягають дослідженню до наступних – фазоманіпульованих шумоподібних сигналів (ФМ ШПС), сигналів із псевдовипадковою перебудовою робочої частоти (ППРЧ) та їх комбінацію - ППРЧ-ФМ ШПС. Це пояснюється відносною простотою реалізації пристроїв їхнього формування і обробки, а головне, при використанні складової структури, простоті зміни виду сигналу за рахунок трансформації складового складного ППРЧ-ФМ ШПС в ФМ ШПС і ППРЧ відповідно, завдяки зміні параметрів у відповідності до умов завадової обстановки. Разом з тим ефективність їхнього використання в боротьбі з завадами не однакова і потребує оцінки за обґрунтовано обраними показниками. Використання в якості показника значення B_c для різноманітних СС необ'єктивне як і кількість його елементів. Крім того так як здатність опиратись дії потужних навмисних завад це властивість і головна вимога до сигналів КУ та до їхніх модемів, то крім апріорно відомих параметрів завад і сигналів необхідні відомості про [4 – 7, 9, 10] структуру самого СС. До того ж показник ефективності повинен оцінювати додаткову властивість сигналу – розвідзахищеність, тобто враховувати такі параметри сигналу, які визначають їхню енергетичну і структурну скритності [8]. Це дозволяє виключити з аналізу види складних сигналів з малою чи обмеженою в реалізації B_c , наприклад, сигнали Баркера [6] короткої довжини аперіодичної псевдовипадкової послідовності (ПВП).

Щоб визначитись з показниками ефективності сигналів доцільно розглянути загальну модель приймача складного сигналу досліджену в [9], що складається з послідовно з'єднаних перемножувача, ідеального смугового фільтра (СФ) і демодулятора сигналу КУ.

Перемножувач та СФ виконують операцію згортки складного сигналу $S_c(t)$, що потрапляє до входу приймача на частоті f_c разом із сумарною завадою - $S_{\Sigma_3}(t)$. Остання - це адитивна суміш навмисної завади потужності P_3 на частоті завади f_3 від постановника її та флуктуаційного шуму. Шум апроксимується гаусовським випадковим процесом з нульовим середнім і рівномірною спектральною щільністю потужності N_0 . На інший вхід перемножувача поступає опорний сигнал $S_{oc}(t)$ частотою f_{oc} . В результаті множення $S_{\Sigma}(t)$ і

$S_{oc}(t)$ трапляється стиснення спектру сигналу в $\Delta F_c/\Delta F_{ку}$ разів та виділення його на частоті - $f_p=f_c-f_{oc}$.

Якщо СФ з імпульсною характеристикою - $h(t)$ має прямокутну АЧХ в смузі $\Delta F_{сф}=\Delta F_{ку}$, де $\Delta F_{ку}$ смуга сигналу КУ, то швидкість передавання команд $R_{ку}$ узгоджена з $\Delta F_{ку}$.

Так як операція згортки складного сигналу властива будь-якому пристрою їхньої обробки [6], то узагальнена модель дозволяє ввести показник ефективності - мінімальний коефіцієнт придушення навмисної завади за рахунок використання складного сигналу β_{min} [9]:

$$\beta_{min} = \frac{(P_3/P_c)_{вх}}{(P_3/P_c)_{вих}}, \quad (1)$$

де: $(P_3/P_c)_{вх}$ и $(P_3/P_c)_{вих}$ – відношення потужності завади-сигнал на вході перемножувача і виході СФ відповідно. В подальшому для стислості β_{min} - мінімальний коефіцієнт придушення завади. Ефективним буде сигнал з найбільшим β_{min} при однакових параметрах $(P_3/P_c)_{вх}$, ΔF_c , $\Delta F_{ку}$ сигналів, що порівнюються, а завади найнебезпечніші для нього. На відміну від показника B_c , кращим є β_{min} , бо дозволяє реально оцінювати ефективність складних сигналів безпосередньо в боротьбі з потужними навмисними завадами, як головною властивістю, що визначена метою першого етапу дослідження.

Аналіз роботи пристрою згортки дозволяє зробити висновок, що енергія сигналу на вході перемножувача і виході СФ при певних припущеннях залишається незмінною. Тоді для визначення β_{min} необхідно отримати дисперсію завади на виході кореляційного приймача $\sigma_3^2(t)$. Аналітичний вираз $\sigma_3^2(t)$, яка усереднена по тривалості T_c складного сигналу КУ отриманий з урахуванням того, що для $S_\Sigma(t)$ математичне очікування компонент $M\{S_c(t)\}=M\{S_3(t)\}=0$, а сигнали і завади вузькосмугові процеси з функціями [12] для яких

$\int_{-\infty}^{\infty} |f(x)|^2 < \infty$ дорівнює:

$$\overline{\sigma_3^2(T_c)} = \frac{1}{T_c} \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \int_{-\infty}^{\infty} G_3(t, f_2) dt \int_{-\Delta F_c}^{\Delta F_c} \overline{G_c(T_c, f - f_2 + \Delta f_p)} df df_2, \quad (2)$$

де: $G_3(t, f_2)$ - миттєвий енергетичний спектр завади на частоті f_3 ;

$\overline{G_c(T_c, f - f_2 + \Delta f_p)} = M\{G_c(T_c, f - f_2 + \Delta f_p)\}$ - спектральна щільність потужності

складного сигналу несучої f_c , що усереднена по N і T_c ;

$\Delta f_p=f_c-f_3$ - розходження частот, частотний розлад сигналу та завади.

Аналіз (2) свідчить, що для однакових типів завад для оцінки $\sigma_3^2(t)$ достатньо отримати і порівняти спектральну щільність енергії видів СС.

Якщо представити комплексну обвідну ФМ ШПС спираючись на загальне їх представлення [13] у наступному вигляді:

$$A(t) = \begin{cases} A_e^{\Phi(t)} & \text{при } 0 \leq t \leq N_e \tau_e = T_e \\ 0 & \text{при } t \geq N_e \tau_e \\ \begin{cases} A(t) & \text{при } (i-1)\tau_e \leq t \leq i\tau_e \\ 0 & \text{при } (i-1)\tau_e > t > i\tau_e \end{cases} \end{cases}, \quad (3)$$

де $A_e^{\Phi(t)} = \sum_{i=1}^{N_e} A \text{rekt}[t - (i-1)\tau_e] e^{j\Phi_i}$; $\Phi_i \{0, \pi\}$ - фаза; N_e - число елементів ФМ ШПС;

A - амплітуда; τ_e - тривалість елемента, а $\text{rekt}[t - (i-1)\tau_e]$ - одинична функція:

то спектральна щільність ФМ ШПС буде дорівнювати:

$$G(\omega) = A^2 \tau_e^2 \text{sinc}\left(\frac{\omega \tau_e}{2}\right) \left[N_e + 2 \sum_{i=1}^{N_e} \cos i \omega \tau_e * \sum_{j=1}^{N_e-i} a_j a_{i+j} \right], \quad (4)$$

де після розкриття скобок маємо незалежну від структури, а тільки від B_c першу складову:

$$G_1(\omega) = G_e(\omega)N_e,$$

і ту, що визначається послідовністю одиниць та нулів коду ФМ ШПС:

$$G_2(\omega) = G_e(\omega)2\sum_{i=1}^{N_e-1} \cos\omega\tau_e \sum_{j=1}^{N_e-i} a_j a_{i+j}.$$

Тоді після перетворення (4) спектральна щільність ФМ ШПС, що використовується для порівняння буде мати вигляд:

$$G(\omega) = G_1(\omega) + G_2(\omega) = G_e(\omega)N_e + G_e(\omega)2\sum_{i=1}^{N_e-1} \cos\omega\tau_e \sum_{j=1}^{N_e-i} a_j a_{i+j}. \quad (5)$$

Відповідно для ППРЧ комплексна обвідна:

$$A(t) = \begin{cases} A \sum_{i=1}^{M_f} \text{rekt}[t - (i-1)\tau_{\text{имп}}] * \exp\{j2\pi[+\kappa_i\Delta f_p]t + \varphi\}, \\ 0 \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} A(t) \text{ при } 0 \leq t \leq M_f\tau_{\text{имп}}, \\ 0 \text{ при інших } t \end{cases},$$

де f – значення несучої при $\kappa_i = 0$; κ_i – номер частотної позиції, який займає i -й елемент ППРЧ;

$\tau_{\text{имп}}$ – тривалість сигналу на одній частоті позиції сигналу.

А спектральна щільність енергії ППРЧ представлена так:

$$G(\omega) = A^2\tau_{\text{имп}}^2 \sum_{i=1}^{M_f} \sum_{j=1}^{M_f} \text{sinc}[\pi\tau_{\text{имп}}(\kappa_i\Delta f_p - f)] * \text{sinc}[\pi\tau_{\text{имп}}(\kappa_j\Delta f_p - f)] * \cos\left\{\left[\pi\tau_{\text{имп}}\left(2f(i-j) - \kappa_i\Delta f_p(2i-1) - \kappa_j\Delta f_p(1-2j)\right)\right]\right\}. \quad (7)$$

Як і попередньому випадку спектральна щільність енергії ППРЧ має дві складові $G(\omega) = G_1(\omega) + G_2(\omega)$ $\{\Delta f_p = n/\tau_{\text{имп}}, \text{ кратне } 1/n\}$, які визначаються наступним чином:

$$G_1(\omega) = A^2\tau_{\text{имп}}^2 \sum_{i=1}^{M_f} \text{sinc}^2[\pi\tau_{\text{имп}}(\kappa_i\Delta f_p - f)]$$

$$G_2(\omega) = 2A^2\tau_{\text{имп}}^2 \sum_{i=1}^{M_f} \cos 2\pi f\tau_{\text{имп}} i \sum_{j=1}^{M_f} \text{sinc}[\pi\tau_{\text{имп}}(f - \kappa_i\Delta f_p)] * \text{sinc}[\pi\tau_{\text{имп}}(f - \kappa_i + j\Delta f_p)] - \text{для } n - \text{ парного};$$

$$G_2(\omega) = 2A^2\tau_{\text{имп}}^2 \sum_{i=1}^{M_f} \cos 2\pi f\tau_{\text{имп}} i \sum_{j=1}^{M_f} \text{sinc}[\pi\tau_{\text{имп}}(f - \kappa_i\Delta f_p)] * \text{sinc}[\pi\tau_{\text{имп}}(f - \kappa_i + j\Delta f_p)] [-1]^{k_j\kappa_i j} - \text{для } n - \text{ непарного},$$

для частот $f = m/\tau_{\text{имп}}$ ($m \in \{1; M_e\}$) при $G(\omega) = G_1(\omega)$.

Застосовуючи принцип композиції двох СС комплексну обвідну ППРЧ ФМ ШПС представимо як:

$$A(t) = \begin{cases} A \sum_{i=1}^{M_f} \exp\{j2\pi\Delta f_p L_v\} \sum_{i=1}^{N_e} a N_e (V-1) + i \text{rekt}\{t - [N_e(V-1) + i-1]\tau_e\}, \\ 0 \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} A(t) \text{ при } 0 \leq t \leq T_c, \\ 0 \text{ при інших } t \end{cases},$$

де L_v – номер частотної позиції початкового сигналу ФМ ШПС;

$V = 1 \div M_f$, $a_i \in \{1, -1\}$ – код двійкової ПВП ФМ ШПС; N_e – число елементів складової ФМ ШПС; M_f – число елементів складової ППРЧ;

τ_e – тривалість ФМ ШПС на одній частоті позиції ППРЧ.

Тоді спектральна щільність енергії ППРЧ ФМ ШПС має вигляд:

$$G(\omega) = A^2\tau_e^2 \sum_{v_1=1}^{M_f} \sum_{v_2=1}^{M_f} \frac{\sin^2\pi\tau_e f \cos[2\pi N_e f (V_1 - V_2)]}{\tau_e^2 (L_{v_1}\Delta f_p - f)(L_{v_2}\Delta f_p - f)} * \sum_{i=1}^{N_e} \sum_{j=1}^{N_e} a_i a_j \cos 2\pi\tau_e f(i-j), \quad (9)$$

Що є наслідком перемноження двох СС:

$$G(\omega)_{\text{дчФМС}} = G(\omega)_{\text{ФМ ШПС}} * G(\omega)_{\text{ППРЧ}} = A^2\tau_e^2 N_e \sum_{\kappa=1}^{M_f} \text{sinc}^2[\pi\tau_e(f - \kappa\Delta f_p)] \quad (10)$$

Разом з тим слід враховувати, що для різних видів сигналів небезпечними можуть бути і різні типи завад. Тоді для здійснення оцінки впливу доцільно обирати однакові умови впливу, що постанови завад, наприклад, однакове значення потужності завад.

Але тоді при $P_3(t)=const$ із (2) випливає, що величина дисперсії завади залежить від взаємного розподілу енергії сигналу і завади в частотно-часовій площині. Тому в якості проміжного висновку зазначимо, що вибір складного сигналу з належним, наприклад, рівномірним спектром, зменшує вплив завади, сам вираз (2) є загальним і дозволяє оцінити $\overline{\sigma_3^2(t)}$ довільної завади, у тому числі той, що розподілена не за нормальним законом.

Враховуючи зв'язок автокореляційної функції сигналу з модулем його спектральної щільності можна представити (2) у вигляді:

$$\sigma_3^2(T_c) = \frac{1}{T_c} \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \int_{-\infty}^{\infty} G_3(t, f_2) dt \int_{-\Delta F_c}^{\Delta F_c} |z(f - f_2 + \Delta f_p)|^2 df df_2, \quad (11)$$

де: $|Z(x)|^2$ - модуль спектральної щільності сигналу.

Тоді при рівномірній спектральній щільності потужності сигналу інтегруючи в (11) отримуємо:

$$\begin{aligned} \sigma_3^2(T_c) &= \frac{1}{T_c} \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \int_{-\infty}^{\infty} G_3(t, f_2) dt \left[\frac{1}{2F_c} \int_{-\Delta F_{ky}}^{\Delta F_{ky}} df \right] df_2 = \\ &= \frac{\Delta F_{ky}}{\Delta F_c T_c} \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \int_{-\infty}^{\infty} G_3(t, f_2) dt df_2 = \frac{\Delta F_{ky}}{\Delta F_c} P_3(T_c)_{вх}. \end{aligned} \quad (12)$$

З (12) випливає, що при рівномірному спектрі сигналу незалежно від виду завади коефіцієнт пригнічення навмисної завади номінальний $\beta_{min}=B_c$, бо при узгодженій фільтрації $\Delta F_c=B_c/T_c$.

Вибрані для дослідження сигнали мають постійні обвідні [6, 13], тобто їхні спектри нерівномірні. Тому найбільш вірогідною і небезпечною у постановці та енергетично вигідною постановнику завади при використанні ФМ ШПС, слід вважати синусоїдальну заваду, що попадає в максимум, а для ППРЧ ФМ ШПС максимумами спектральної щільності сигналу. Для сигналів з ППРЧ це багаточастотна завада. З аналізу (11) і (12) випливає, що для порівняння сигналів енергія повинна бути однаковою, а краще нормованою, тому розрахунок β_{min} зводиться до визначення функціоналу:

$$\beta_{min} = \left[\max \int_{-\Delta F_{ky}}^{\Delta F_{ky}} |Z(f + \Delta f_p)|^2 df \right]^{-1}, \quad \text{при } E_c=1. \quad (13)$$

Для сигналів з випадково мінливою формою $\overline{|Z(f)|^2} = M\{|z(f)|^2\}$, а з незмінною $\overline{|Z(f)|^2} = |z(f)|^2$.

Таким чином методика визначення функціоналу зводиться до знаходження модулю спектральної щільності сигналів, що порівнюються, інтеграл в (13) яких, буде мати максимальне значення.

Модулі спектральної щільності сигналів можливо представити так:

- для ФМ ШПС

$$|Z(\omega)| = \left| A \tau_e \frac{\sin(\frac{\omega \tau_e}{2})}{(\frac{\omega \tau_e}{2})} \right| * \sqrt{\sum_{i=1}^{N_e} \sum_{j=1}^{N_e} a_i a_j \cos[\omega \tau_e (i - j)]}; \quad (14)$$

- для ППРЧ

$$|Z(\omega)| = A \tau_{имп} \sum_{i=1}^{M_f} \text{sinc}[\pi \tau_{имп} (\kappa_i \Delta f_p - f)] \exp[j2\pi(2i - 1)(\kappa_i \Delta f_p - f)\tau_{имп}]; \quad (15)$$

- для ППРЧ ФМ ШПС

$$\begin{aligned} |Z(\omega)| &= A \tau_e \sum_{i=1}^{M_f} \text{sinc}[\pi \tau_e (L_v \Delta f_p - f)] \sum_{i=1}^{N_e} a N_e (V - 1) + \\ &+ i \exp\{j\pi[2N_e(V - 1) + 2i - 1][L_v \Delta f_p - f]\tau_e\}. \end{aligned} \quad (16)$$

Результати порівняння СС, аналізу небезпечних завод та β_{min} зведені до табл. 1

Таблиця 1

Оцінка ефективності боротьби СС із небезпечними завадами

Вид складного сигналу	Тип небезпечної завади	Коефіцієнт пригнічення завади
ФМ ШПС	Синусоїдальна	$\beta(f)_{\sin} = \frac{N_e}{2} \left(\frac{\sin \pi f' \tau_e}{\pi f' \tau_e} \right)^{-2}, \beta_{\min} = \frac{N_e}{2}$
ППРЧ	Багаточастотна	<p>для синусоїдальних завад:</p> $\beta(f) = \left[\frac{2\Delta F_{\text{КУ}} \tau_{\text{ІМП}}}{M_f} \sum_{i=1}^{M_f} \left\{ \frac{\sin[\pi \tau_{\text{ІМП}} (f' - \kappa_i \Delta f_p)]}{[\pi \tau_{\text{ІМП}} (f' - \kappa_i \Delta f_p)]} \right\}^2 \right]^{-1},$ $\beta_{\min} = \frac{M_f^2}{2}$ <p>для багаточастотних завад:</p> $\beta_{\min} = \frac{M_f^2}{2m}, \text{ де } m - \text{число частотних позицій завади.}$ <p>При $m = M_f \Rightarrow \beta_{\min} = \frac{M_f}{2}$</p>
ППРЧ ФМ ШПС	Багаточастотна	<p>для синусоїдальних завад:</p> $\beta(f) = \left[\frac{2\Delta F_{\text{КУ}} \tau_e}{M_f} \sum_{i=1}^{M_f} \left\{ \frac{\sin[\pi \tau_e (f' - \kappa_i \Delta f_p)]}{[\pi \tau_e (f' - \kappa_i \Delta f_p)]} \right\}^2 \right]^{-1}, \beta_{\min} = \frac{M_f^2 N_e}{2}$ <p>для багаточастотної завади:</p> $\beta_{\min} = \frac{M_f^2 N_e}{2m}, \text{ при } m = M_f \Rightarrow \beta_{\min} = \frac{M_f N_e}{2}$

Висновки

За результатами аналізу табл. 1 та розрахунків показників найбільшу завадостійкість мають ФМ ШПС. В найгіршому випадку збігу багатьох параметрів сигналу і завади $\beta_{\min} = 0,5B_c$. Сигнали ППРЧ та ППРЧ ФМ ШПС при дії найнебезпечнішою багаточастотною завади мають коефіцієнт пригнічення завади $\beta_{\min} = B_c^2/2$. В результаті чого ППРЧ програє ФМ ШПС по β_{\min} в $\sqrt{B_c}$ разів. Для ППРЧ ФМ ШПС цей програш становить від $\sqrt{B_c}$ -- до одиниці разів, що пояснюється можливістю зменшення числа частотних позицій сигналу M_f , складової ППРЧ і водночас збільшенням числа елементів N_e , складової ФМ ШПС при $B_c = \text{const}$ і тим самим наближенням ППРЧ ФМ ШПС до ФМ ШПС аж до миті переродження ППРЧ ФМ ШПС в ФМ ШПС при $M_f = 1$.

Рекомендації. Найбільш ефективним в боротьбі з навмисними завадами за показником β_{\min} за першим етапом дослідження вважається ФМ ШПС. Але для вибору ефективного виду сигналів із розглянутих слід на другому етапі дослідити їхню скритність, для чого в якості показника доцільно застосувати сумарну H_{Σ} - ентропійну скритність, що складається з енергетичної і структурної скритності сигналів. Тоді раціональний вибір потрібно проводити по двох параметричному критерію $K = \{\beta_{\min}, H_{\Sigma}\}$.

Зміна режимів роботи КУ в напрямку підвищення його завадозахищеності - адаптація до зовнішніх впливів досягається збільшенням B_c . При наближенні до реалізаційної межі бази ФМ ШПС подальше збільшення B_c досягається завдяки стрибкам по частоті, тобто застосуванням ППРЧ, що вказує на зміну виду сигналу, тобто до ППРЧ ФМ ШПС.

На третьому етапі доцільно розглянути можливість сумісного передавання сигналів різних КУ в загальній смузі частот. Для розподілу сигналів доцільно використовувати структурну відмінність, а пріоритетність забезпечити зміною потужності. Якщо складний сигнал одного КУ передається під іншим, то матиме місце неминучий вплив більш потужного інформаційного сигналу на останні. Тому при прийманні доцільно застосовувати компенсаційні методи.

Список використаної літератури

1. Новини ВПК. Матеріали спеціалізованої виставки UMEX-2018. Українські тактичні безпілотники зацікавили іноземних клієнтів [Електронний ресурс] // - Режим доступу: <http://milnavigator.com.ua> (30.01.2018).
2. Боев Н. М. Анализ радиотехнической связи с беспилотными летательными аппаратами. ООО НПП «Автономные аэрокосмические системы – ГеоСервис» Институт инженерной физики и радиоэлектроники, ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет», г. Красноярск [Електронний ресурс] // - Режим доступу: <http://uav-siberia.com/news/postroenie-sistem-svyazi-bespilotnykh-letatelnykh-apparatov-dlya-peredachi-informatsii-na-bolshie-ra/> (30.01.2018).
3. Слюсар В. Радиотехническая связь с БПЛА. Примеры реализации. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2010. - № 5. - С. 56–60.
4. Толюпа С.В. Підвищення ефективності систем радіозв'язку із OFDM за рахунок визначення оптимальних сигнально-кодових конструкцій. / С.В. Толюпа, В.С. Наконечний, Н.В. Цюпа // ЗВ'ЯЗОК. –2014. – № 3. – С. 37-40.
5. Серих С.О. Проблеми завадостійкості радіоліній з складними сигналами в умовах активних завад. // ЗВ'ЯЗОК. –2013. – № 4. – С. 32-37.
6. Варакин Л.Е Системы связи с шумоподобными сигналами. – М. Радио и связь», 1985. – 384с.
7. Серих С. О. Оцінка можливостей постановників завад та впливу їх енергетичних показників на функціонування засобів зв'язку / С.О.Серих, Ю.І. Катков // Сучасний захист інформації.- 2017. – №1. – С. 66-72.
8. Серих С.О. Скритність повідомлень в мережах із радіодоступом та напрямки її підвищення / С.О. Серих // Сучасний захист інформації. – 2015. - №2. – С. 77-83.
9. Серых С.А. Эффективность применения сложных сигналов в условиях помех / В.В. Барлабанов, С.А. Серых, А.И. Звягин // Радиоэлектроника, Изв. вузов МВ и ССО СССР.- 1989. –Т.34, №4.- С. 82-84.
10. Серых С.А. Методика выбора составных широкополосных сигналов для мобильных систем CDMA/ С.А. Серых, В. Р. Соловьев, О.В. Кокотов // Вісник ДУІКТ.- 2009. -№ 2.- С.112-117.
11. Айфичер Э. Цифровая обработка сигналов. Практический подход. / Э.Айфичер, Б. Джервис. М.: ИД "Вильямс", 2004. – 992 с.
12. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники- М.: Советское радио, 1969. – 748с.
13. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Радио м связь, 1982. – 624 с.

Автори статті

Вишнівський Віктор Вікторович - доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри Інформаційної та кібернетичної безпеки, Державний університет телекомунікацій, Київ, Україна.

Серих Сергій Олександрович - кандидат технічних наук, доцент кафедри Комп'ютерних наук, Державний університет телекомунікацій, Київ, Україна.

Катков Юрій Ігорович - кандидат технічних наук, доцент., доцент кафедри Комп'ютерних наук, Державний університет телекомунікацій, Київ, Україна.

Authors of the article

Vyshnivskiy Viktor Viktorovich – sciences doctor (technic), professor, head of the Department of Information and Cybersecurity, State University of Telecommunications, Kyiv, Ukraine.

Sierykh Serhii Oleksandrovykh – candidate of science (technic), associate professor of the Department of Computer Science, State University of Telecommunications, Kyiv, Ukraine.

Katkov Yuriy Ihorovich - candidate of science (technic), associate professor, associate professor of the Department of Computer Science, State University of Telecommunications, Kyiv, Ukraine.

Дата надходження в редакцію 10.02.2018

Рецензент: д.т.н., проф. М.П. Трембовецький