

Дослідження впливу періодичної ковзної за частотою радіоперешкоди на радіоканал LoRa

Нагорнюк О. А.

Житомирський військовий інститут імені С. П. Корольова, м. Житомир, Україна

E-mail: Nahorniuk@i.ua

Більшість сучасних засобів радіоподавлення ближньої дії будуються на основі загальнодоступних комерційних модулів формування радіоперешкод, випромінювання яких є синусоїдальним коливанням з частотою, що змінюється періодично за лінійним законом в межах заданої смуги подавлення. Такі радіовипромінювання відносять до періодичних ковзних за частотою радіоперешкод, а їх потужність має нерівномірний розподіл в частотній області. В статті показано, що дальність дії передавача перешкод залежить від коефіцієнта подавлення, значення якого визначається структурою радіосигналу LoRa та перешкоди. У разі коли потужність перешкоди рівномірно розподілена в частотній області, коефіцієнт подавлення є сталим та дорівнює оберненому значенню критичного відношення сигнал/перешкода. Наведено алгоритм розрахунку коефіцієнта подавлення у випадку впливу на радіоканал LoRa перешкоди з нормальним законом розподілу ймовірностей. Отримано аналітичний вираз для розрахунку розподілу потужності періодичної ковзної за частотою перешкоди в частотній області та показано, що її енергетичний спектр має ряд піків на частотах кратних оберненому значенню періоду перешкоди. Виведено математичні вирази для розрахунку залежностей потужності періодичної ковзної за частотою перешкоди в каналі LoRa і коефіцієнта подавлення від робочої частоти радіоканалу LoRa та періоду перешкоди. Показано, що залежно від обраної частоти радіоканалу різниця потужності перешкоди необхідної для його подавлення може становити більше 50 дБ. Верифікацію розробленого математичного апарату для розрахунку впливу періодичної ковзної за частотою перешкоди на радіоканал LoRa здійснено шляхом імітаційного моделювання в програмному середовищі MATLAB. В результаті моделювання отримано залежності коефіцієнта подавлення від частоти радіоканалу LoRa, які узгоджуються із даними аналітичних розрахунків.

Ключові слова: періодична ковзна за частотою радіоперешкода; радіоканал; LoRa; передавач перешкод; радіоподавлення; потужність; коефіцієнт подавлення

DOI: [10.20535/RADAP.2024.98.30-37](https://doi.org/10.20535/RADAP.2024.98.30-37)

Вступ

Постановка проблеми.

У теперішній час більшість засобів радіоподавлення із малою дальністю дії створюються на загальнодоступних комерційних модулях формування радіоперешкод, які будуються на основі керованих напругою генераторів (sweep generator). Радіовипромінювання, що генерується такими модулями, є синусоїдальним коливанням, частота якого змінюється періодично за лінійним законом в межах заданої смуги частот B_p (смуги подавлення) [1]. Відповідно до наявної класифікації [2] такий вид перешкод можна віднести до періодичних ковзних за частотою радіоперешкод (ПКЧРП). Широка розповсюдженість вказаних модулів формування радіоперешкод та масове їх використання в сучасних засобах радіоподавлення ближньої дії потребує дослідження впливу ПКЧРП на радіоканали зв'язку та передачі даних, зокрема на пристрої, що здійсню-

ють приймання радіосигналів стандарту LoRa (Long Range).

Аналіз останніх досліджень і публікацій.

У [3] проведено експериментальні дослідження перешкодостійкості радіоканалів стандарту LoRa при впливі на них перешкод у вигляді адитивного гаусівського шуму різної потужності. Експериментально підтверджено взаємозв'язок між параметрами фізичного рівня (фактор розширення, ширина амплітудно-частотного спектра (АЧС), швидкість кодування, тривалість пакету) та відносною кількістю втрачених пакетів даних (для різних значень відношень сигнал / перешкода (ВСП)). Показано, що найбільший вплив на перешкодостійкість радіоканалу LoRa має фактор розширення, так збільшення його на одиницю покращує перешкодостійкість каналу на 3 дБ.

У [4] проведено експериментальні дослідження вразливості радіоліній LoRa до навмисних ПКЧРП. Показано, що ПКЧРП має нерівномірний розпо-

діл потужності в АЧС, що дозволяє зменшити її вплив шляхом зміни робочої частоти радіоканалу. Дослідження проведені лише для одного набору параметрів радіосигналу LoRa (фактор розширення $SF = 7$, швидкість перешкодостійкого кодування $CR = 4/5$, ширина АЧС $B_c = 125$ кГц) та 6-ти значень швидкості зміни частоти перешкоди. Запропонована методика експериментальних досліджень впливу перешкод на радіоканал LoRa.

У [5] запропонована методика оцінювання ВСП при впливі ширококутових ПКЧРП на вузькосмуговий радіоканал LoRa (переривчасті в часі радіоперешкоди). Експериментально отримано залежності ВСП в радіоканалі LoRa від періоду ПКЧРП та частоти каналу.

У [6] досліджено вразливість радіоканалу LoRa до атак синхронізованих за часом радіоперешкод, структура яких відповідає сигналу LoRa. Показано, що використання узгоджених за структурою сигналів призводить до того, що радіоприймач невзможі відокремити корисні посилки від перешкодових при ВСП менше -3 дБ.

В [7] розглядається вплив двох видів прицілних за структурою радіоперешкод на радіоканал LoRa. Перша перешкода формується у відповідь на виявлену преамбулу будь-якого сигналу LoRa, друга є вибірковою та випромінюється після декодування MAC-заголовка та адреси кінцевого пристрою, не створюючи перешкод для інших пристроїв мережі.

Таким чином, в наявних публікація розглядається вплив ПКЧРП на радіоканал LoRa та шляхом експериментальних досліджень встановлено, що критичне значення ВСП (мінімальне ВСП необхідне для подавлення приймача) залежить від періоду ПКЧРП, ширини радіоканалу LoRa та його робочої частоти. Однак у проаналізованих джерелах відсутні аналітичні вирази для розрахунку показників впливу ПКЧРП на радіоканал LoRa, а наявні практичні дослідження проведені для обмежених значень параметрів радіосигналу та перешкоди.

Метою статті є отримання аналітичних виразів для розрахунку ВСП та коефіцієнта подавлення при впливі на радіоканал LoRa ПКЧРП.

1 Виклад основного матеріалу

Однією із основних тактико-технічних характеристик передавача перешкод є дальність радіоподавлення. Ортодромічну дальність радіоподавлення D_p приймачів LoRa можна визначити, використавши аналітичну формулу радіозв'язку [8] з врахуванням просторового розміщення передавача перешкод та приймально-передавальних засобів радіоканалу

за виразом:

$$D_p = \sqrt{\frac{P_p B_c G_{pr} G_{rp}}{P_c B_p G_{tr} G_{rt} K_P} (D_{rt}^2 + H_r^2) - H_r^2}, \quad (1)$$

де P_p, P_c – потужності передавачів перешкод та радіоканалу;

B_p, B_c – ширина АЧС перешкоди та сигналу;

G_{pr} – коефіцієнт підсилення (КП) антени передавача перешкод в напрямку приймача радіоканалу;

G_{rp} – КП антени приймача радіоканалу в напрямку передавача перешкод;

G_{tr} – КП антени передавача радіоканалу в напрямку його приймача;

G_{rt} – КП антени приймача радіоканалу в напрямку його передавача;

D_{rt} – ортодромічна дальність від приймача до передавача радіоканалу;

H_r – висота розміщення антени приймача радіоканалу;

K_P – коефіцієнт подавлення, який визначає в скільки разів потужність перешкоди на вході приймача має бути більше потужності сигналу для забезпечення його подавлення [9]. Тобто коефіцієнт подавлення дорівнює оберненому значенню мінімального ВСП q_{\min} (критичне ВСП) при якому показник якості роботи радіоканалу не відповідає заданому (визначається відносною кількістю прийнятих з помилками або втрачених пакетів даних):

$$\begin{aligned} K_P (\text{рази}) &= \frac{1}{q_{\min} (\text{рази})}; \\ K_P (\text{дБ}) &= -q_{\min} (\text{дБ}), \end{aligned} \quad (2)$$

де q_{\min} – критичне ВСП.

Із (1) видно, що дальність радіоподавлення залежить від багатьох факторів: потужності передавачів, параметрів антенних систем, просторового розміщення приймально-передавальних засобів радіоканалу відносно передавача перешкод, структури та параметрів сигналу і перешкоди (коефіцієнт K_P).

У разі коли потужність радіоперешкоди розподілена рівномірно в частотній області, коефіцієнт подавлення не має залежності від несучої частоти, а визначається лише структурою радіосигналу та його параметрами.

Залежності відносною кількості втрачених пакетів даних (PER) від ВСП та фактору розширення радіосигналу LoRa SF [10] при його подавленні перешкодою з нормальним законом розподілу ймовірностей (адитивний гаусівський шум), розраховані шляхом комп'ютерного моделювання, зображені на Рис. 1. Отримані графіки узгоджуються із результатами теоретичних та експериментальних досліджень [3, 11].

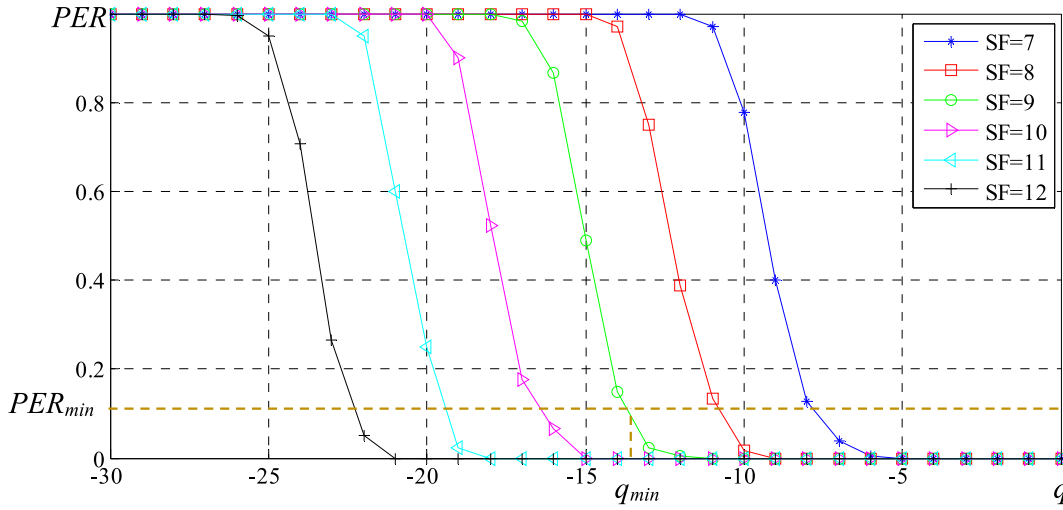


Рис. 1. Залежності відносної кількості втрачених пакетів від ВСП та фактора розширення SF

Для визначення коефіцієнта K_P при впливі на радіоканал LoRa перешкоди у вигляді адитивного гаусівського шуму необхідно обрати мінімально допустиме значення відносної кількості втрачених пакетів PER_{min} , фактор розширення SF , отримати q_{min} за графіками (Рис. 1) та провести розрахунки за формулою (2). Наприклад, для $SF = 9$ та $PER_{min} = 0,1$ (10%) коефіцієнт $K_P \approx 13,5$ дБ.

Оскільки АЧС ПКЧРП є нерівномірним [4], то коефіцієнт подавлення буде залежати від несучої частоти радіосигналу LoRa.

Отримаємо аналітичний вираз розподілу потужності ПКЧРП в частотній області.

В часовій області ПКЧРП $s_p(t)$ можна описати виразом:

$$s_p(t) = e^{j2\pi f_0 t} \sum_{n=0}^{N_p-1} \left(e^{j\phi_n(t-nT_p)} \right), \quad (3)$$

де $\phi_n(t) = \pi a_p B_p t \left(\frac{t}{T_p} - 1 \right)$ – залежність повної фази від часу; $n \in \{0, 1, \dots, N_p - 1\}$; N_p – кількість періодів; $a_p \in \{-1, 1\}$ – коефіцієнт, що характеризує напрямок зміни частоти; B_p – ширина АЧС; T_p – період повторення; f_0 – центральна частота.

Із (3) видно, що на вході приймача LoRa ПКЧРП являтиме собою пачку радіоімпульсів із лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ), шпаруватістю 1, періодом повторення T_p та кількістю імпульсів N_p .

Кількість імпульсів в пачці N_p визначається періодом T_p та довжиною демодуляційного вікна приймача LoRa (тривалістю інформаційного символу T_c) за формулою $N_p = T_c/T_p$. Так при $T_p = 4$ мкс для сталих значень параметрів LoRa ($T_c^n = 0,064 \cdot 2^n$, мс; $n = 0, 1, \dots, N_T$; $N_T = 9$) [12–14] матимемо $N_p^n = 16 \cdot 2^n$.

Отримаємо аналітичний вираз для розрахунку АЧС ПКЧРП використавши перетворення Фур'є.

Враховувавши властивість лінійності перетворення Фур'є та використавши теорему запізнення [15], спектральну щільність перешкоди $s_p(t)$, яка по суті являє собою пачку ЛЧМ радіоімпульсів, можна записати як:

$$S_p(jw) = S_i(jw) \sum_{n=0}^{N_p-1} e^{jwnT_p}, \quad (4)$$

де $S_i(jw)$ – спектральна щільність одиночного ЛЧМ радіоімпульсу; $w = 2\pi f$ – кутова частота.

Спектральна щільність одиночного ЛЧМ радіоімпульсу визначається з використанням інтегралів Френеля [16]:

$$S_i(jw) = \frac{U_m}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} e^{-j\frac{(w-w_0)^2}{2\mu}} \times \{C(X_1) + C(X_2) + j[S(X_1) + S(X_2)]\}, \quad (5)$$

де U_m – амплітуда; $\mu = B_p/T_p$ – швидкість зміни частоти; $C(x)$, $S(x)$ – інтеграли Френеля; $w_0 = 2\pi f_0$ – центральна частота.

Змінні X_1 , X_2 та інтеграли Френеля обчислюються за формулами [17]:

$$X_1 = \frac{\frac{\mu\tau_i}{2} + (w-w_0)}{\sqrt{\pi\mu}}; \quad X_2 = \frac{\frac{\mu\tau_i}{2} - (w-w_0)}{\sqrt{\pi\mu}}; \quad (6)$$

$$C(x) = \int_0^x \cos \frac{\pi\xi^2}{2} d\xi; \quad S(x) = \int_0^x \sin \frac{\pi\xi^2}{2} d\xi,$$

де $\tau_i = T_p$ – тривалість ЛЧМ імпульсу.

Для ЛЧМ радіоімпульсу із великою базою $B_p T_p \gg 1$, що відповідає параметрам ширококутових ПКЧРП, модуль спектральної щільності можна

записати у вигляді [17]:

$$|S_i(jw)| = \begin{cases} U_m \sqrt{\frac{\pi}{2\mu}}, & w_0 - \pi B_p \leq w \leq w_0 + \pi B_p; \\ 0, & w_0 - \pi B_p > w > w_0 + \pi B_p \end{cases} \quad (7)$$

Із (7) видно, що потужність одиночного ЛЧМ радіоімпульсу з великою базою рівномірно розподілена в смузі частот $[f_0 - B_p/2, f_0 + B_p/2]$ та дорівнює нулю поза її межами.

Підставивши (7) в (4) отримаємо аналітичний вираз для розрахунку модуля спектральної щільності ПКЧРП:

$$|S_p(jw)| = \begin{cases} U_m \sqrt{\frac{\pi}{2\mu}} \left| \sum_{n=0}^{N-1} e^{jwnT_p} \right|, & w_0 - \pi B_p \leq w \leq w_0 + \pi B_p; \\ 0, & w_0 - \pi B_p > w > w_0 + \pi B_p \end{cases} \quad (8)$$

Аналіз виразу (8) дозволяє зробити висновок, що АЧС ПКЧРП має ряд локальних максимумів (пікових значень) на частотах $f_n = n/T_p$, $n = 0, 1, \dots, N_u - 1$, де $N_u = B_p * T_p$ – кількість піків, з шириною обернено пропорційною періоду T_p та кількості імпульсів в пакеті $\Delta f_{mp} = 2/(T_p N_p)$.

Приклад АЧС ПКЧРП, розрахованого для параметрів $B_p = 20$ МГц, $T_p = 2$ мкс, $f_0 = 0$ та $N = 10$, зображено на Рис. 2.

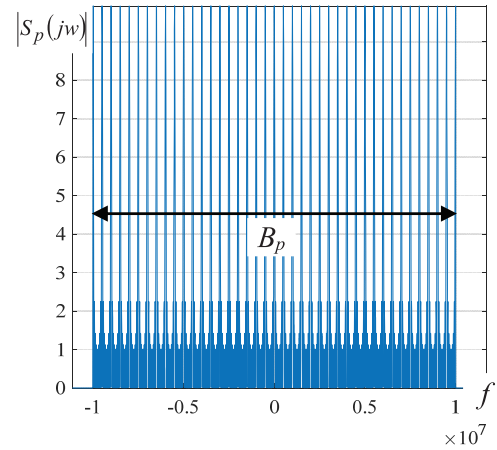
Таким чином, в межах часового демодуляційного вікна приймача LoRa ПКЧРП має нерівномірний розподіл потужності в частотній області, а коефіцієнт подавлення буде залежати від робочої частоти радіоканалу ($K_p(f_c)$), оскільки залежно від обраної частоти на вхід приймача LoRa з шириною смуги пропускання B_c буде попадати різна величина потужності перешкоди.

Потужність ПКЧРП в радіоканалі LoRa шириною B_c на частоті f_c , за умови коли центральна частота перешкоди дорівнює нулю ($f_0 = 0$), можна розрахувати просумувавши потужності складових енергетичного спектра $|S_p(jw_n)|^2$ в смузі $[f_c - B_c/2, f_c + B_c/2]$:

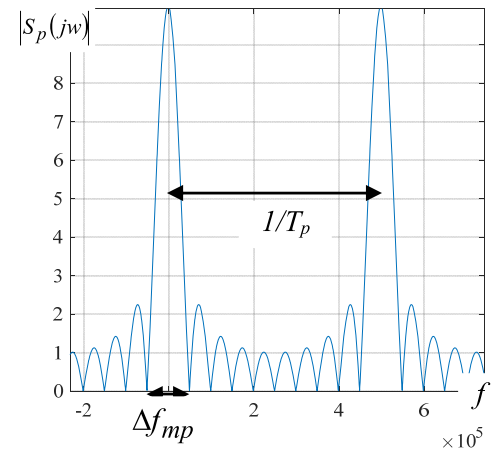
$$P_B(f_c) = \sum_{n=1}^N |S_p(jw_n)|^2; \quad (9)$$

$$w_1 = 2\pi \left(f_c - \frac{B_c}{2} \right); \quad w_N = 2\pi \left(f_c + \frac{B_c}{2} \right),$$

де $P_B(f_c)$ – потужність перешкоди в каналі шириною B_c на частоті f_c .



(a)



(b)

Рис. 2. АЧС ПКЧРП: (а) загальний вигляд; (б) ділянка з двома локальними максимумами

На Рис. 3 зображено залежності $P_B(f_c)$ розраховані для параметрів: $B_c = 125$ кГц; $SF = 7$; $P_p = 1$ Вт; $B_p = 10$ МГц; $T_p = [3; 10]$ мкс; $f_0 = 0$ МГц. Крім того, на рисунку зображено рівень потужності перешкоди рівномірно розподіленої в частотній області ($P_H(f_c)$), яка попадає в канал шириною B_c , та енергетичний спектр ПКЧРП, амплітуда якого збільшена в K_m разів для наглядного відображення закону його зміни. Іншими словами, залежності $P_B(f_c)$ та $P_H(f_c)$ показують, яка частина потужності перешкоди ($P_p = 1$ Вт) попадає в канал LoRa шириною B_c , якщо він розміщений на частоті f_c .

Із Рис. 3 видно, що потужність $P_B(f_c)$ залежить від періоду T_p . Оскільки при збільшенні T_p зменшується різниця частот сусідніх піків енергетичного спектра $|S_p(jw_n)|^2$, то при $T_p \geq 1/B_c$ незалежно від обраної робочої частоти в канал LoRa буде попадати потужність щонайменше одного локального максимуму, в іншому разі можна підібрати таке значення f_c , за якого в канал шириною B_c буде потрапляти лише потужність перешкоди розподілена в бокових пелюстках. Так для $T_p = 3$ мкс в смугу $B_c = 125$ кГц

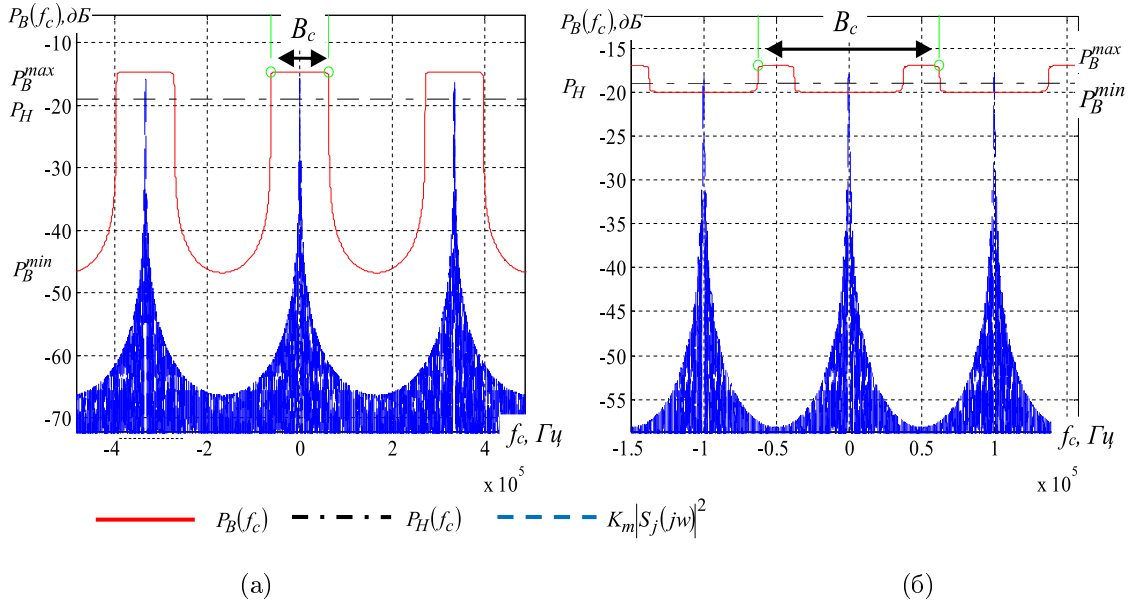


Рис. 3. Залежності потужності ПКЧРП в каналі шириною $B_c = 125$ кГц від f_c :
(а) $T_p = 3$ мкс; (б) $T_p = 10$ мкс

при $f_c = 0$ попадає вся потужність головної пелюстки, а при $f_c = 160$ кГц – лише потужність бокових пелюсток (Рис. 3а). Значення $P_B(f_c)$ можуть бути як більшими $P_H(f_c)$, так і меншими, тобто ПКЧРП на одних частотах буде більш ефективною ніж перешкода із рівномірним розподілом потужності за частотою, а на інших – менш ефективною. Залежність $P_B(f_c)$ є періодичною функцією від частоти та має два екстремуми P_B^{min} і P_B^{max} . Відношення $K_X = P_B^{max}/P_B^{min}$ показує в скільки разів максимально може відрізнятись потужність перешкоди в каналі приймача залежно від обраного значення несучої частоти f_c . Залежності K_X в децибелах від періоду T_p , ширини каналу та N_p зображені на Рис. 4.

Аналіз залежностей зображених на Рис. 4 дозволяє зробити такі висновки:

відношення K_X збільшується зі зменшенням B_c та може перевищувати 50 дБ, тобто залежно від обраної частоти радіоканалу різниця в потужності ПКЧРП, що необхідна для його подавлення, може становити більше 50 дБ;

зі збільшенням T_p відношення K_X зменшується, для $T_p > 1/B_c$ не перевищує 3.1 дБ, а при $T_p = i/B_c$, де $i = 1, 2, \dots, N_i$, K_X приймає мінімальні значення;

зростання N_p приводить до підвищення K_X , що обумовлено звуженням пелюсток локальних максимумів спектральної щільності перешкоди.

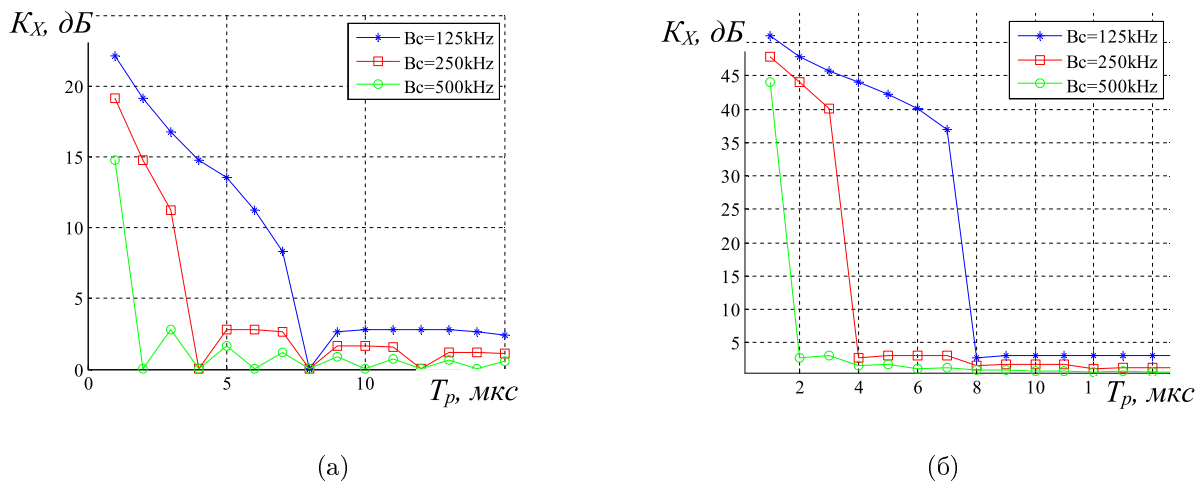


Рис. 4. Залежності K_X від T_p та B_c : (а) $N_p = 10$; (б) $N_p = 6000$

Враховавши, що для подавлення радіоканалу LoRa на вході його приймача потрібно забезпечити критичне ВСП q_{\min} , коефіцієнт подавлення на частоті f_c можна записати як:

$$K_p(f_c) = P_H - P_B(f_c) + q_{\min}, \quad (10)$$

де $K_p(f_c)$ – коефіцієнт подавлення в дБ на частоті f_c , за умови коли $f_0 = 0$;

$P_H = 10 \log(P_p B_c / B_p)$ – значення потужності перешкоди рівномірно розподіленої в частотній області, що попадає в смугу B_c , в дБ;

q_{\min} – критичне ВСП в дБ, яке залежить від параметрів радіосигналу LoRa [3, 11], та приблизно може бути визначене за графіками зображеними на Рис. 1.

Якщо $f_0 \neq 0$, то при розрахунку $P_B(f_c)$ за виразом (9) значення частоти радіоканалу LoRa зміщується на величину f_0 відповідно до формули $f_c^x = f_c + f_0$.

Таким чином, отримано аналітичні вирази, що дозволяють розрахувати енергетичний спектр ПКЧРП, потужність перешкоди, що потрапляє до радіоканалу LoRa на частоті f_c , та коефіцієнт подавлення.

Верифікацію розробленого математичного апарату для розрахунку впливу ПКЧРП на радіоканал LoRa здійснено шляхом імітаційного моделювання в програмному середовищі MATLAB. Для цього була створена програмна модель, яка включала модулі: передавача радіосигналу LoRa; формувача ПКЧРП; приймача радіосигналу LoRa (некогерентне приймання [18]); формувача сигнально-перешкодової суміші; управління параметрами радіосигналу та перешкоди; оцінювання якості роботи радіоканалу (за відносною кількістю прийнятих з помилками або втрачених пакетів даних); оброблення та узагальнення результатів моделювання.

Дослідження проводились для радіоканалу LoRa з параметрами: $B_c = 125$ кГц; $SF = 9$. Для вказаних параметрів генерувався радіосигнал LoRa (16 байт даних) з потужністю 0 дБ, здійснювалося його перенесення на частоту f_c , яка змінювалась в межах $0 - 2,5/T_p$ Гц. До радіосигналу LoRa додавалась ПКЧРП із шириною АЧС $B_p = 10$ МГц, центральною частотою $f_0 = 0$ Гц та періодом повторення, що обирався із масиву значень $T_p = [1; 2; 3; 4; 10; 15]$ мкс. Потужність ПКЧРП P_p змінювалась для забезпечення ВСП q у межах від -70 дБ до -5 дБ в смузі B_c : $q = 10 \log(P_c B_p / P_p B_c)$. Отримана сигнально-перешкодова суміш оброблялась програмним модулем приймача LoRa, приймалось рішення про співпадіння прийнятих даних із переданими та у разі їх відмінності фіксувалось поточне значення ВСП. В результаті досліджень отримано залежності критичного ВСП q_{\min} , при якому виникали помилки в переданих даних, від f_c для різних T_p та за формулою (2) розраховувались значення коефіцієнта подавлення.

Отримані в процесі моделювання та розраховані за аналітичним виразом (10) залежності $K_p(f_c)$ (розрахунок проводився для $q_{\min} = -12$ дБ) зображено на Рис. 5. На рисунку також зображено аналітичні залежності $K_p(f_c)$ значення яких збільшено на сталу величину dK_p .

Із Рис. 5 видно, що отримані в процесі моделювання залежності $K_p(f_c)$ є періодичними функціями із періодом повторення $1/T_p$, а їхній вид відповідає аналітичним розрахункам (10). Залежності $K_p(f_c)$ мають форму обернену до залежностей потужності ПКЧРП в каналі шириною B_c , зображених на Рис. 3, так як перші вказують наскільки потужність ПКЧРП повинна бути більше потужності сигналу LoRa для забезпечення критичного ВСП, а другі значення потужності ПКЧРП, що попадає в канал LoRa. Отже, якщо потужність ПКЧРП, що попадає в смугу B_c на частоті f_{ci} , є максимальною (максимум на Рис. 3), то необхідна менша потужність передавача перешкод для подавлення радіоканалу (мінімум на Рис. 5).

Аналітичні розрахунки $K_p(f_c)$ зміщені відносно результатів моделювання на сталу величину dK_p в межах 5–6,5 дБ, що свідчить про необхідність забезпечення нижчого критичного ВСП в радіоканалі LoRa при подавленні його ПКЧРП порівняно із подавленням перешкодою у вигляді адитивного гаусівського шуму (q_{\min} для останньої визначається за Рис. 1). Тому при розрахунку коефіцієнта подавлення за формулою (10) q_{\min} потрібно зменшувати на величину 5.75 дБ, що відповідає середньому значенню dK_p .

Таким чином, запропонований математичний апарат дозволяє оцінити вплив ПКЧРП на радіоканал LoRa та може бути використаний при розробленні методик: вибору параметрів налаштування формувача ПКЧРП для забезпечення максимального впливу на радіоканал LoRa; вибору параметрів радіоканалу LoRa та його робочої частоти відповідно до апріорної інформації про період ПКЧРП для підвищення його перешкодостійкості; розрахунку зон подавлення існуючих передавачів перешкод з врахуванням параметрів ПКЧРП та радіосигналів LoRa.

Висновки

Енергетичний спектр ПКЧРП з обмеженою тривалістю є нерівномірним, має ряд локальних максимумів, які розміщуються на частотах i/T_p , а їх ширина обернено пропорційна кількості періодів перешкоди, що попадають в часовий інтервал демодуляційного вікна приймача LoRa.

Коефіцієнт подавлення радіоканалу LoRa ПКЧРП є періодичною функцією від частоти та залежить від ширини смуги приймання приймача, зсуву робочої частоти відносно максимальних значень АЧС перешкоди та періоду ПКЧРП.

Подальші дослідження в даному напрямку доцільно спрямувати на визначення впливу ПКЧРП на радіоканали з іншими видами сигналів, а та-

кож розроблення методик підвищення ефективності роботи передавачів перешкод та покращення перешкодостійкості радіоканалів LoRa.

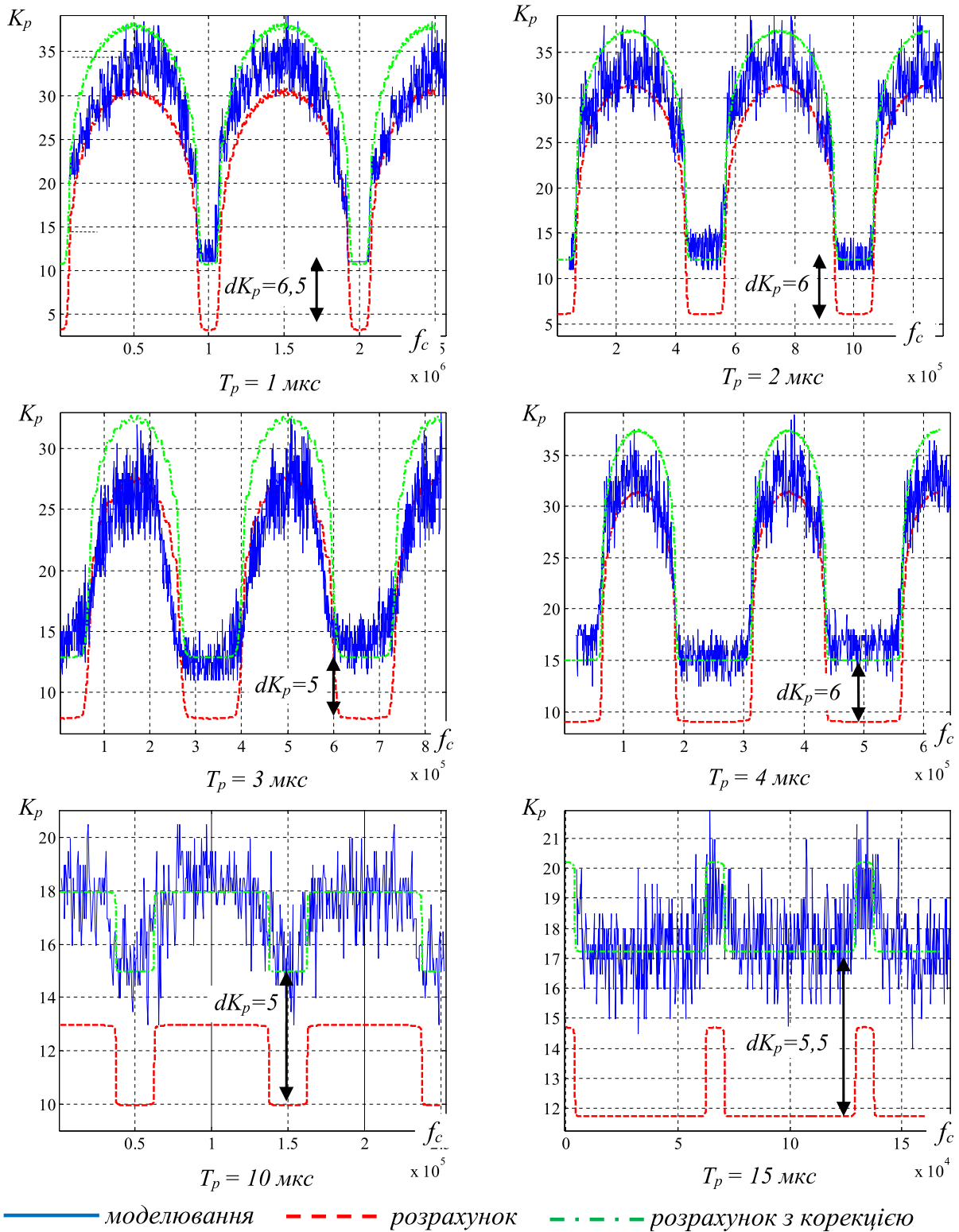


Рис. 5. Залежності коефіцієнта подавлення від частоти

References

- [1] Zhang H., Zhang H., Liu X., Gulliver T. A. (2017). A new electromagnetic jamming system for unmanned aerial vehicles. *2017 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing (PACRIM)*, pp. 1–5, doi: 10.1109/PACRIM.2017.8121921.
- [2] VST 602.001:2024(01). (2024). *Elektromahnitna ta kiberborotba. Radioelektronna borotba. Terminy ta vyznachennya. [Electromagnetic and cyber warfare. Radio electronic warfare. Terms and definitions]*, 49 p.
- [3] Guo Q., Yang F., Wei J. (2021). Experimental Evaluation of the Packet Reception Performance of LoRa. *Sensors*, Iss. 21(4), 1071, 23 p. doi: 10.3390/s21041071.
- [4] Jose A., Deniau V., Gransart C., et al. (2022). Susceptibility of LoRa Communications to Intentional Electromagnetic Interference with Different Sweep Periods. *Sensors*, Iss. 22(13), 5015, 16 p. doi: 10.3390/s22135015.
- [5] Jose A., Simon E., Boé A., et al. (2021). Methodology to Estimate the Signal-to-Interference Power Ratio for Intermittent Disturbances. *XXXIVth General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science*, 5 p. doi: 10.23919/URSIGASS51995.2021.9560235.
- [6] Hou N., Xia X., Zheng Y. (2021). Jamming of LoRa PHY and Countermeasure. *IEEE INFOCOM 2021 - IEEE Conference on Computer Communications*, 10 p. doi: 10.1109/INFOCOM42981.2021.9488774.
- [7] Pirayesh H., Zeng H. (2022). Jamming Attacks and Anti-Jamming Strategies in Wireless Networks: A Comprehensive Survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, Vol. 24, Iss. 2, pp. 767–809. doi: 10.1109/COMST.2022.3159185.
- [8] Barton D. (2013). *Radar Equations for Modern Radar*. Artech house. 448 p.
- [9] Pichuhin M. F., Ishchenko D. A., Kyrylyuk V. A., Kozhushko Y. M. (2020). Construction of a specialized layer of terrain relief parameters in the geoinformation system for planning the actions of radio-electronic means in the conditions of radio-electronic warfare. *Science and Technology of the Air Force of Ukraine*, No. 3(40), pp. 124–131. doi: 10.30748/nitps.2020.40.14.
- [10] Araujo D. C., Ferre G., Cavalcante C., and Guerreiro I. (2020). A Spectral Efficiency Enhancement for Chirp Spread Spectrum Downlink Communications. *2020 IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM)*, pp. 1–6, doi: 10.1109/LATINCOM50620.2020.9282266.
- [11] Silva E., Figueiredo L., de Oliveira A., et al. (2023). Adaptive Parameters for LoRa-Based Networks Physical-Layer. *Sensors*, Vol. 23, Iss. 10, 4597; doi: 10.3390/s23104597.
- [12] Bor M., Roedig U. (2017). LoRa Transmission Parameter Selection. *13th International Conference on Distributed Computing in Sensor Systems*, p. 27–34. doi: 10.1109/dcoss.2017.10.
- [13] Janssen T., BniLam N., Aernouts M., Berkvens R., et al. (2020). LoRa 2.4 GHz Communication Link and Range. *Sensors*, Vol. 20, Iss. 16, 4366; doi:10.3390/s20164366.
- [14] Horne C., Peters N., Ritchie M. (2023). Classification of LoRa signals with real-time validation using the Xilinx Radio Frequency System-on-Chip. *IEEE Access*, Vol. 11, pp. 26211–26223. doi: 10.1109/ACCESS.2023.3252170.
- [15] Benvenuto N., Cherubini G., Tomasin S. (2021). *Algorithms for Communications Systems and their Applications*, 2nd edition. Wiley, 960 p.
- [16] Zaghoul M. R., Alrawas L. (2024). Calculation of Fresnel integrals of real and complex arguments up to 28 significant digits. *Numerical Algorithms*, Volume 96, pages 489–506. doi: 10.1007/s11075-023-01654-2.
- [17] Mahafza B. R., Winton S. C., Elsherbeni A. Z. (2021). Handbook of Radar Signal Analysis. *Taylor & Francis Group*, 706 p. doi: 10.1201/9781315161402.
- [18] Azim A. W., Bazzi A., Shubair R., Chafi M. (2022). A Survey on Chirp Spread Spectrum-based Waveform Design for IoT. *TechRxiv*, pp. 1–42. doi: 10.36227/techrxiv.20522007.v1.

Investigation of Impact of Periodic Frequency Sweeping Radio Interference on LoRa Radio Channel

Nahorniuk O. A.

Most of modern short-range radio suppression means are built on available commercial modules designed for radio interference formation. Their emission is a sinusoidal oscillation with altering frequency that is changed according to a linear law within a given suppression band. Such radio-frequency emissions are classified as periodic frequency sweeping radio interferences. The power of those radio interferences has an inhomogeneous distribution in the frequency domain. This article presents that the jamming transmitter operating range depends on the suppression coefficient, the value of which is determined by the structures of the LoRa radio signal and interference. When the interference power is homogeneously distributed in the frequency domain, the suppression coefficient is constant and equal to the reciprocal value of the critical signal-to-interference ratio. The algorithm for calculating the suppression coefficient in the case of interference with a normal probability distribution impact on the LoRa radio channel is presented. An analytical expression is obtained for calculating the power distribution of periodic frequency sweeping radio interference in the frequency domain. It is shown that the energy spectrum of this radio interference has a series of peaks at frequencies multiple of the inverse interference period value. Mathematical expressions are derived for calculating the dependences of the periodic frequency sweeping radio interference power in LoRa radio channel and the suppression coefficient on the operating frequency of the LoRa radio channel and the interference period. Determined that, depending on the selected frequency of the radio channel, the difference in the interference power required for its suppression can be more than 50 dB. Developed mathematical apparatus for calculating the impact of periodic frequency sweeping radio interference on the LoRa radio channel is verified by simulation modeling in the MATLAB software environment. The dependences of the suppression coefficient on the LoRa radio channel frequency obtained as a result of the simulation coincide with the analytical calculations.

Keywords: periodic frequency sweeping radio interference; radio channel; LoRa; jammer; suppression; power; suppression coefficient