

УДК 621.396

¹Кадет Н.П.,
²Шишацький А.В.,
²Лютов В.В.,
²Зірка М.В.

ОЦІНКА ВПЛИВУ НАВМИСНИХ ЗАВАД НА СИСТЕМИ РАДІОЗВ'ЯЗКУ З ПСЕВДОВИПАДКОВОЮ ПЕРЕСТРОЙКОЮ РОБОЧОЇ ЧАСТОТИ

¹Національний авіаційний університет

²Центрального науково-дослідного інституту озброєння та військової техніки
 Збройних Сил України

kadet-radovka@mail.ru

ierikon12@gmail.com

liutovvictor@gmail.com

mariia-soroka@ukr.net

Оцінено вплив різних видів навмисних завад на функціонування систем радіозв'язку з псевдовипадковою перестройкою робочої частоти. Наведені оптимальні параметри завад для придушення систем радіозв'язку з псевдовипадковою перестройкою робочої частоти

Ключові слова: псевдовипадкова перестройка робочої частоти, навмисні завади, еліпс подавлення, ймовірність бітової помилки

Вступ

Одним з ефективних способів зниження ступеня навмисного радіоелектронного впливу супротивника є швидка зміна (стрибок) робочої частоти. При цьому захищеність системи зростає в міру збільшення швидкості стрибку по визначених частотах. Псевдовипадкова перебудова робочої частоти (ППРЧ) є одним з ефективних методів розширення спектру, при якому сигнал займає смугу частот, значно ширшу порівняно зі смугою, мінімально необхідною для передачі інформації.

Аналізу завадостійкості демодуляторів до впливу різних видів завад присвячено значна кількість публікацій, наприклад [1-6]. Однак в зазначених роботах відсутній порівняльний аналіз ефективності впливу завад та рекомендації щодо подальшого удосконалення завадостійкості засобів радіозв'язку з ППРЧ.

Метою статті є проведення аналізу ефективності впливу різних видів завад на роботу систем радіозв'язку. Критерієм ефективності є потужність завади, при якій забезпечується однакова ймовірність помилки.

Відомо, що критерієм ефективності дії завад на системи зв'язку з ППРЧ є середня ймовірність помилки на біт переданої інформації [1].

Тому, виходячи із заданої ймовірності помилки на біт (для бінарної ППРЧ $P_E < 1/2$), визначимо необхідну потужність завади, що забезпечує необхідну ймовірність помилки.

Загороджувальна по всій смузі шумова завада

Ймовірність помилки на біт для загороджувальній по всій смузі шумової завади отримуємо з [1] при ймовірності попадання частотного елемента в зону дії завад $\gamma = 1$

$$P_E = \frac{1}{2} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left(\frac{N_0}{E_b} + \frac{P_J}{K_s P_s} \right)^{-1} \right\}. \quad (1)$$

Припустимо, що при відсутності завади відношення сигнал/шум E_b/N_0 є великим. Тоді ймовірність помилки на біт P_E (1) можна апроксимувати виразом

$$P_E = \frac{1}{2} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \frac{K_s P_s}{P_J} \right\}. \quad (2)$$

Після логарифмування і перетворень з [3] отримуємо вираз для оцінки потуж-

ності загороджувальної завади, що забезпечує задану ймовірність помилки

$$P_{j \text{ заг}} = -\frac{K_s P_s}{2 \ln(2P_E)}, \quad (3)$$

звідки отримуємо, що необхідна потужність загороджувальної завади залежить від коефіцієнта розширення спектру K_s , потужності сигналу P_s , та ймовірності помилки P_E .

Загороджувальна в частині смуги шумова завада

Для оптимальної загороджувальної в частині смуги завади оптимальне значення параметра g_{opt} та ймовірність помилки на біт визначаються згідно [2]. Звідси для числа частотних каналів $M = 2$ можна отримати аналітичний вираз для

$$k = \frac{P_{j \text{ заг}}}{P_{j \text{ opt}}} = \begin{cases} -\frac{1}{2P_E e \ln(2P_E)}, & P_E < \frac{1}{2e}, \\ 1, & P_E \geq \frac{1}{2e}. \end{cases} \quad (6)$$

На рис. 1 наведена залежність коефіцієнту виграшу K (в дБ) оптимальної загороджувальної завади від ймовірності помилки на біт в радіолінії з ППРЧ.

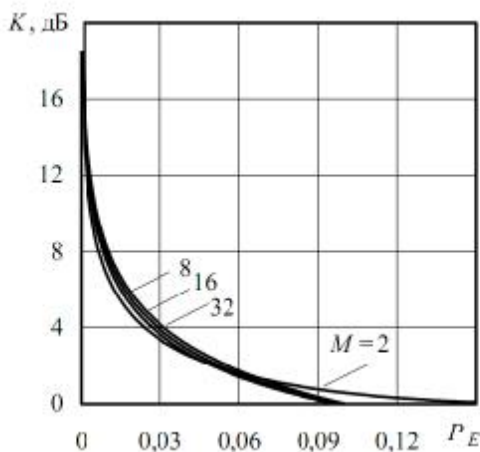


Рис. 1. Залежність коефіцієнту виграшу від необхідної ймовірності помилки на біт

З рис. 1 можна зробити висновок про те, що оптимальна смугова завада в частині смуги істотно перевершує загороджувальну тільки на ділянці малих ймовірностей помилки. Так, наприклад, при P_E

необхідної потужності завади, що забезпечує задану ймовірність помилки:

$$P_E = \begin{cases} \frac{P_j}{K_s P_s e}, \frac{P_j}{K_s P_s} < \frac{1}{2}, \\ \frac{1}{2} e^{\frac{K_s P}{2P_j}}, \frac{P_j}{K_s P_s} \geq \frac{1}{2}. \end{cases} \quad (4)$$

Звідси отримуємо необхідну потужність завади

$$P_{j \text{ opt}} \begin{cases} K_s P_s P_E e, & P_E < \frac{1}{2e}, \\ -\frac{K_s P_s}{2 \ln(2P_E)}, & P_E \geq \frac{1}{2e}. \end{cases} \quad (5)$$

З формул (3) та (5) отримуємо вираз для виграшу оптимальної в частині смуги завади для загороджувальної по всій смугі

$= 0,05$ виграш складає менш ніж 2 дБ, при $P_E = 0,1$ – менш ніж 1дБ. Тому навіть оптимальна завада в частині смуги не здатна здійснити ефективне придушення, наприклад, з ймовірністю помилки на біт, що перевищує 0,15. Придушення з більш високою ймовірністю помилки досягається загороджувальною шумовою завадою по всій смугі. Відповідно до виразу (6) для M -ічної ППРЧ можна записати наступним чином:

$$P_j = \frac{IK_s P_s}{2 \ln(4 P_E / M)}. \quad (7)$$

$$k = \begin{cases} -\frac{IK_s P_s}{2 \ln(4 P_E / M)} P_E < \frac{b}{a}, \\ 1, & P_E \geq \frac{b}{a}. \end{cases} \quad (8)$$

Шумова завада у відповідь

Розрахунок ймовірності помилки на біт проведений в [3], при чому, якщо знехтувати ймовірністю помилки, що обумовлена тільки власними шумами, то отримуємо приблизний вираз для середньої

ймовірності помилки при впливі завади у відповідь з коефіцієнтом перекриття ρ

$$P_E \approx rP_d P_{E1} \left(\frac{E_b}{N_0 + N_J} \right) \quad (9)$$

де, для даного випадку

$$P_{E1} \left(\frac{E_b}{N_0 + N_J} \right) = \frac{1}{2} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left(\frac{N_0}{E_b} + \frac{P_J}{P_s} \right)^{-1} \right\} \approx \frac{1}{2} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \frac{P_s}{P_J} \right\} \quad (10)$$

і як наслідок

$$P_E \approx rP_d \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{1}{2} \frac{P_s}{P_J} \right), \quad (11)$$

звідки після перетворень визначаємо необхідну потужність завади у відповідь, що забезпечує задану середню ймовірність помилки:

$$P_{J_{\text{дв}}} = \frac{P_s}{2 \ln \left(2 \frac{P_E}{rP_d} \right)}. \quad (12)$$

Вираз (12) працює тільки при умові, що

$$rP_d > 2P_E. \quad (13)$$

При виконанні умови (13) коефіцієнт виграшу завади у відповідь перед загороджувальною заводою має вигляд

$$k = \frac{P_{J_{\text{дв}}}}{P_{J_{\text{дв}}}} = K_s \left(1 - \frac{\ln rP_d}{\ln 2P_E} \right), \quad (14)$$

$$k = \frac{P_{J_{\text{opt}}}}{P_{J_{\text{дв}}}} = \begin{cases} 2K_s P_E e \ln \frac{rP_d}{2P_E}, & P_J < \frac{K_s P_s}{2}, \\ K_s \left(1 - \frac{\ln rP_d}{\ln(2P_E)} \right), & P_J \geq \frac{K_s P_s}{2}. \end{cases} \quad (17)$$

Аналогічна залежність для коефіцієнта виграшу для M -ічної ППРЧ має вигляд

$$k = \begin{cases} 2K_s P_E b^{-1} \ln \frac{MrP_d}{4P_E} P_E \frac{b}{a}, & P_E < \frac{b}{a}, \\ K_s \frac{\ln \left(4P_E / (MrP_d) \right)}{\ln \left(4P_E / M \right)}, & P_E \geq \frac{b}{a}. \end{cases} \quad (18)$$

З (17), (18) слідує те, що виграш завади у відповідь прямо пропорційний коефіцієнту розширення спектру K_s . При цьому коефіцієнт пропорційності d представляє собою кусково-аналітичну функцію, що складається з двох частин. Для

звідки витікає, що коефіцієнт виграшу k збільшується від 0 до K_s в залежності від зміни значень rP_d від $2P_E$ до 1. Вираз (14) можна також записати як вираз rP_d , що забезпечує заданий коефіцієнт виграшу

$$rP_d = (2P_E)^{1 - \frac{k}{K_s}}. \quad (15)$$

При $k = 1$ ефективність завади у відповідь та загороджувальної завади співпадають. При цьому

$$rP_d^* = (2P_E)^{\frac{K_s - 1}{K_s}} \approx 2P_E. \quad (16)$$

Коефіцієнт виграшу завади у відповідь у оптимальній шумовій в частині смуги для двійкової ППРЧ з урахуванням (12) та (5) має вигляд

$P_E < P_E^*$ та $P_E \geq P_E^*$, наприклад, при $M = 2$ вона має вигляд

$$d = \begin{cases} 2P_E e \ln \frac{rP_d}{2P_E}, & P_E < P_E^* = \frac{1}{2e}, \\ 1 - \frac{\ln rP_d}{\ln(2P_E)}, & P_E > P_E^* = \frac{1}{2e}, \end{cases} \quad (19)$$

та кожна з її гілок залежить від потрібної ймовірності помилки на біт P_E та величини перекриття rP_d . Верхня частина (19) при фіксованому значенні добутку $rP_d (rP_d > 2P_E)$ є випуклою нагору цільовою функцією, що досягає свого максимуму при $P_E = rP_d / e$ зі значенням коефіцієнта пропорційності

$$d_{\max} = \begin{cases} rP_d & rP_d < \frac{1}{e}, \\ 1 + \ln r & rP_d \geq \frac{1}{e}. \end{cases} \quad (20)$$

Друга частина є монотонно убиваючою цільовою функцією, що перетворюється в нуль на межі допустимої області, тобто $P_E = rP_d/2$.

На рис. 2 показана залежність коефіцієнта пропорційності d від потрібної ймовірності помилки на біт для оптимальної в частині полоси заваді при різних значеннях коефіцієнта перекриття. З аналізу графіків рис. 2 випливає, що при кожному фіксованому значенні величини rP_d завада у відповідь може забезпечити придушення з ймовірністю помилки на біт P_E , обмеженою в інтервалі з межами $P_E = 0$ та $P_E = rP_d/2$. Коефіцієнт пропорційності d для оптимальної завади являє собою випуклу вгору функцію з максимальним значенням $d_{\max} = rP_d$ і перетворюється в нуль в межах інтервалу. Виняток становить вироджений випадок (фізично не реалізований) $rP_d = 1$, при якому, починаючи зі значення $P_E = 1/2e$, коефіцієнт пропорційності дорівнює 1, а виграш завади у відповідь рівний коефіцієнту розширення спектра K_s . З рис. 2 випливає, що в області малих значень ймовірності помилки виграш завади у відповідь у оптимальної загороджувальної завади в частині смуги нижче, ніж у загороджувальної по всій смузі.

На рис. 3 показана залежність коефіцієнта пропорційності d від необхідної ймовірності помилки на біт rP_d для загороджувальної по всій смузі заваді при фіксованих значеннях ймовірності помилки. Для загороджувальної по всій смузі завади коефіцієнт пропорційності монотонно збуває і перетворюється в нуль при $P_E = rP_d/2$.

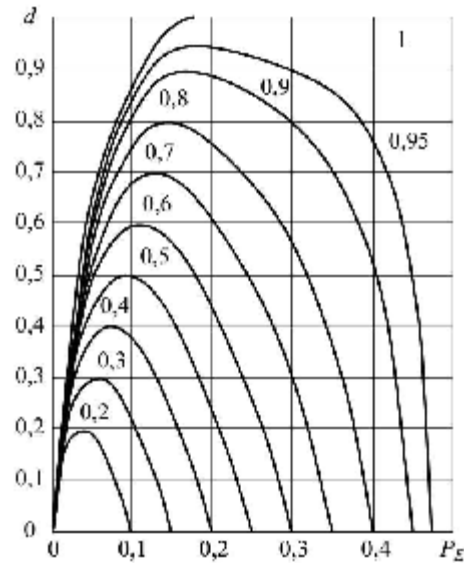


Рис. 2. Залежність коефіцієнта пропорційності d від ймовірності помилки на біт для оптимальної в частині полоси завади

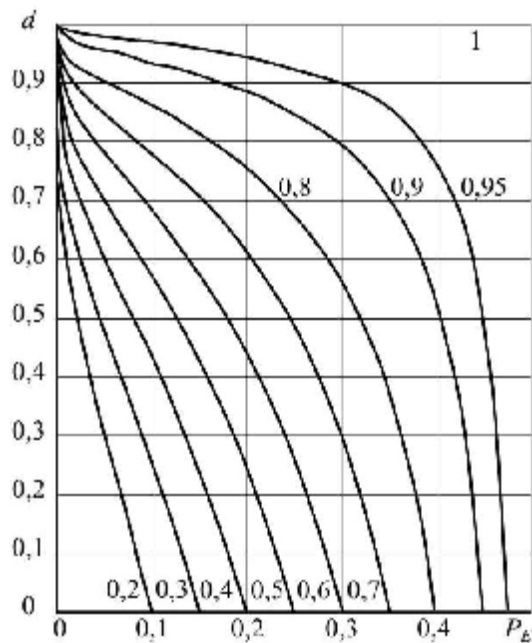


Рис. 3. Залежність коефіцієнта пропорційності d від необхідної ймовірності помилки на біт для загороджувальної по всій смузі заваді

Ефективність завади у відповідь залежить від величини rP_d , кожному значенню якої відповідає певне розміщення передавача, приймача та станції завад, тобто відповідний еліпс має вигляд

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1. \quad (21)$$

На рис. 4 і 5 показані залежності коефіцієнта пропорційності від змінної rP_d при фіксованих значеннях ймовірності помилки для оптимальної загороджувальної в частині смузі завади та для загороджувальної по всій смузі завади.

Велика піввісь a (по осі абсцис – передавач-приймач радіолінії з ППРЧ) і мала піввісь b (по осі ординат) визначаються виразами:

$$a = \frac{1}{2} \{ [(1-r)T_h - t_{cip}]c + d_{12} \},$$

$$b = \frac{1}{2} \sqrt{a^2 - d_{12}^2}$$

Як бачимо з рисунку, при фіксованому значенні ймовірності помилки на біт коефіцієнт пропорційності зростає при збільшенні параметра rP_d .

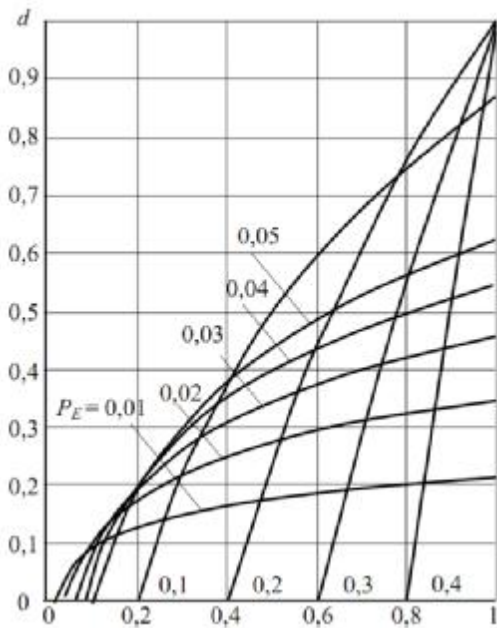


Рис. 4. Залежність коефіцієнта пропорційності від змінної rP_d при фіксованих значеннях ймовірності помилки для оптимальної загороджувальної в частині смузі завади

Еліпс існує при умові $b \geq 0$, що тягне за собою виконання нерівності

$$r \leq \frac{T_h - t_{cip}}{T_h} \text{ або } r \leq \frac{T_h - t_{cip}}{T_h} P_d. \quad (22)$$

Граничний випадок $b = 0$, при якому нерівність (22) перетворюється в рівність, ($t_{cip} = t_k$), з ППРЧ. Якщо припустити, що а ймовірність правильного ви відповідає виродженню еліпсу у відрізок прямої, що з'єднує приймач та передавач час спрацьовування дорівнює часу контролю значення частотної позиції також залежить від часу контролю, тоді з (22) отримаємо умови існування еліпсу придушення при синхронному режимі

$$rP_d \leq \frac{T_h - t_k}{T_h} P_{ci\ddot{a}o}(t_k). \quad (23)$$

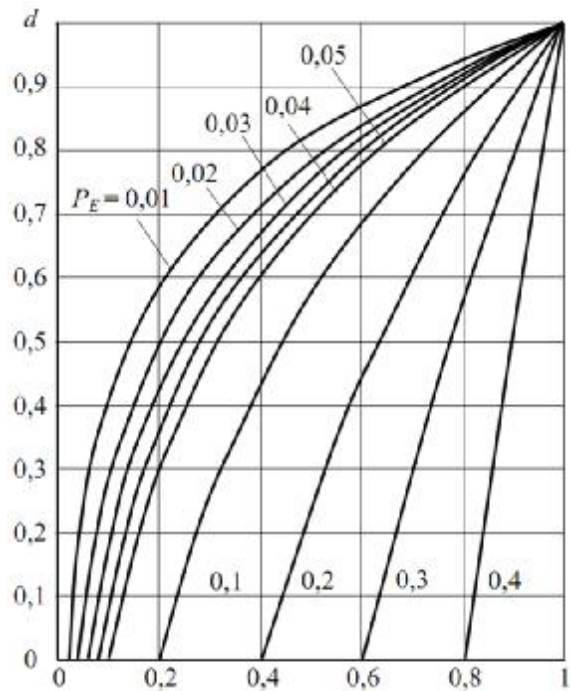


Рис. 5. Залежність коефіцієнта пропорційності від змінної rP_d для оптимальної загороджувальної по всій смузі завади

Для асинхронного режиму придушення отримуємо

$$rP_{\text{ci}\ddot{a}\ddot{o}}(t_k) \leq \begin{cases} \left(\frac{\sqrt{T_h - \sqrt{\frac{t_k}{2}}}}{T_h} \right)^2 P_{\text{ci}\ddot{a}\ddot{o}}(t_k), & 0 \leq t_k < \frac{T_h}{2}, \\ \frac{1}{2} \frac{(T_h - t_k)}{T_h} P_{\text{ci}\ddot{a}\ddot{o}}(t_k), & \frac{T_h}{2} \leq t_k < T_h. \end{cases} \quad (24)$$

Таким чином, при кожному фіксованому часі контролю t_k коефіцієнт r , що визначає еліпс придушення, задовольняє обмеженням (23), (24). Для багатопозиційної системи ймовірність правильного визначення частотної позиції залежить від числа частотних позицій M (числа частотних каналів), відношення сигнал/шум по потужності h^2 на вході приймального пристрою станції завад.

Ймовірність правильного визначення частотної позиції $P_{\text{ci}\ddot{a}\ddot{o}}(t_k)$, наприклад при некогерентній обробці, розраховується таким чином. При заданій ймовірності хибної тривоги F знаходиться нормативний поріг виявлення

$$z_k = -2 \ln(1 - \sqrt[M]{1 - F}). \quad (25)$$

Ймовірність, що шукається, визначається як

$$P_{\text{ci}\ddot{a}\ddot{o}}(t_k) = \sum_{n=0}^{M-1} C_{M-1}^n (-1)^n J_n, \quad (26)$$

де $J_n = \frac{1}{1+n} e^{-\frac{I n}{2(n+1)}} Q(a_n, u_{0n})$,

$$a_n = \sqrt{\frac{I}{n+1}}, \quad u_{0n} = \sqrt{z_n(n+1)},$$

$Q(a, b)$ – Q -функція Маркума; $I = 2q^2 = 2wt_k h^2$, h^2 – відношення сигнал/шум за потужністю, w – ширина полоси частотного каналу багатопозиційного знаходжувача. В узгоджуваному з каналом передачі випадку $w = \frac{1}{T_h}$, параметр нецентральності $I = 2t_k h^2$, $t_k = \frac{t_k}{T_h}$ – нормована к довжині стрибка частоти величина.

З (26) отримуємо, що ймовірність правильного визначення частотної позиції сигналу з ППРЧ залежить через параметр нецентральності λ від часу контролю. При цьому з ростом t_k ймовірність $P_{\text{ci}\ddot{a}\ddot{o}}(t_k)$ зростає, а другий множник в (23), (24) зменшується. У зв'язку з цим, як показано в [4], існує оптимальне значення часу контролю t_k^* , при якому середнє значення придушення максимальне. Наприклад, при відношенні сигнал/завада по потужності $h^2 = 20$ дБ на вході приймача станції завад та $M = 10^3$ в синхронному режимі нормативний час складає $t_k^* = 0,18$, а середній час придушення $\overline{T}_H^* = 0,8$; для асинхронного режиму відповідно $t_k^* = 0,17$, $\overline{T}_H^* = 0,472$ [3].

Як наслідок даного випадку слідує, що $rP_d \leq 0,8$ в синхронному режимі та $rP_d \leq 0,472$ в асинхронному. Тоді отримуємо обмеження на допустиму ймовірність помилки на біт при придушенні: $P_E < 0,4$ для синхронного та $P_E < 0,236$ для асинхронного режиму.

Як показано в [3], нормований середній час придушення \overline{T}_j збільшується при збільшенні ймовірності хибної тривоги. Тому для встановлення граничних можливостей доцільно розглянути випадок $F = 1$, $z_H = 0$, $Q(a, 0) = 1$, при цьому отримуємо

$$P_{\text{ci}\ddot{a}\ddot{o}}(t_k) = \sum_{n=0}^{M-1} C_{M-1}^n (-1)^n \frac{1}{n+1} e^{-\frac{I n}{2(n+1)}} \quad (27)$$

та

$$\overline{T} = P_{\text{ci}\ddot{a}\ddot{o}}(t_k)(1 - t_k). \quad (28)$$

Для заданих значень числа каналів M відношення сигнал/шум по потужності

h^2 на вході приймача станції завод величина \bar{T}_i є функцією тільки нормованого часу контролю t_k .

Для $M = 2$ оптимальне значення \bar{T}_i може бути знайдене з (26), (27) аналітично:

$$t_k^* = \frac{\ln h^2/4}{h^2/2+1}, \quad (29)$$

$$\bar{T}_H^* = \left(1 - \frac{2}{h^2}\right) (1 - t_k^*). \quad (30)$$

Для $M > 2$ залежність максимально-го значення \bar{T}_H^* можливо отримати чисельним способом. Але для великої кількості каналів ($M > 50$) формула (26) втрачає

розрахункову стійкість, а припустиму точність забезпечує апроксимація [3]:

$$P_{ci \text{ до}}(t_k) = Q(a, b), \quad (31)$$

де $Q(a, b)$ – Q -функція Маркума, $a = \sqrt{I}$, $b = \sqrt{z_1}$, $z_1 = -2 \ln(1 - M^{-1} \sqrt{1/2})$.

На рис. 6 наведені залежності оптимального нормованого часу контролю (убутні криві) та часу придушення (зростаючі криві) від відношення сигнал/шум h^2 в синхронному (рис. 6а) та асинхронному (рис. 6б) режимах.

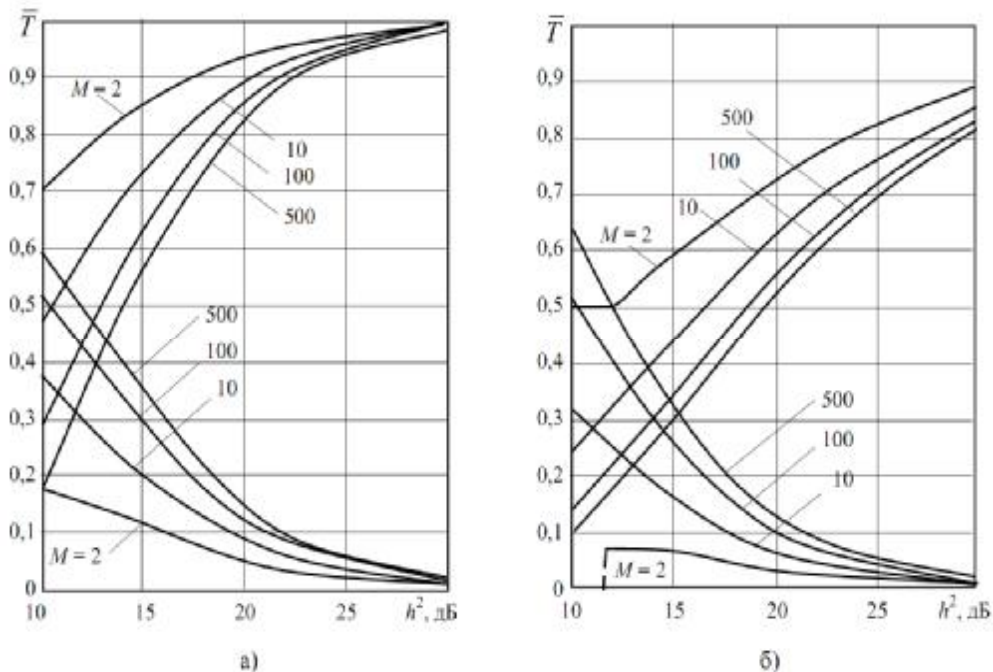


Рис. 6. Залежність оптимальних значень часу контролю та середнього часу придушення від відношення сигнал/шум на вході приймача станції завод у відповідь а) синхронний режим, б) асинхронний режим

З аналізу результатів чисельних розрахунків випливає, що оптимальні значення середнього часу контролю для асинхронного і синхронного режимів близькі і зменшуються зі збільшенням відношення сигнал/шум. Однак при цьому середній час придушення для синхронного режиму завжди вище, ніж для асинхронного. Наприклад, при $h^2 = 15$ дБ синхронний режим приблизно в два рази перевершує

асинхронний по середньому часу придушення. Наведені криві встановлюють верхню межу на параметри перекриття заводи у відповідь частотного елементу сигналу з ППРЧ і, відповідно, на ймовірність помилки на біт в радіолінії з ППРЧ. Так, наприклад, як це впливає з рис. 4, при відношенні сигнал/шум $h^2 = 15$ дБ в радіолінії з ППРЧ оптимальний відносний час контролю $t_k \approx 0,3$, ймовірність пра-

вильного визначення частотної позиції для багатопозиційного ($M = 100$) знаходжувача $P_{ci\ddot{a}\ddot{o}}(t_k) = 0,9$, відносний середній час придушення в синхронному режимі $\bar{T} = P_{ci\ddot{a}\ddot{o}}(t_k)(1-t_k) \approx 0,63$. При цих даних гранично допустиме значення ймовірності помилки на біт $P_E^* = T_H/2 \approx 0,315$.

Висновки

1. Порівняння загороджувальних завод по всій смузі і в частині смуги показує, що для заводи в частині смуги існує оптимальне значення параметра $g = g_{i\ddot{o}}$, яке максимізує середню ймовірність помилки на біт в радіолінії з ППРЧ при заданому розмірі алфавіту і ефективному відношенні сигнал/шум $q_{\ddot{a}\ddot{o}}^2$.

2. При потужності заводи P_J , меншою ніж критичне значення $P_J = K_s P_s / a$, значення $g_{i\ddot{o}} < 1$ і потужність заводи зосереджується в частині смуги. Однак така завада може забезпечити ймовірність помилки менше, ніж $P_E = 0,1834$.

3. При $P_J > P^*$ оптимальна завада в частині смуги перетворюється на загороджувальну по всій смузі та зі зростанням потужності може забезпечити необхідну ймовірність помилки.

4. Оптимальна завада в частині смуги є більш ефективною ніж загороджувальна заводи тільки в тих випадках, коли потрібно здійснити придушення з малою ймовірністю помилки на біт ($P_E < 0,1834$).

5. Виграш загороджувальної заводи у заводи у відповідь (як в частині смуги, так і у всій смузі) прямо пропорційний коефіцієнту розширення спектра K_s .

6. Коефіцієнт пропорційності нелінійним чином залежить від двох параметрів: необхідної ймовірності помилки на біт P_E після придушення та середнього часу придушення заводи у відповідь частотного елемента сигналу з ППРЧ \bar{T}_i .

7. Для підвищення заводозахищеності систем радіозв'язку з ППРЧ потрібно застосовувати додаткові технологічні переваги інших інформаційних технологій з метою досягнення технічної переваги систем та засобів радіозв'язку.

Подальші дослідження будуть спрямовані на розробку методики управління параметрами програмованих радіозасобів з метою підвищення енергетичної ефективності засобів радіозв'язку з псевдовипадковою перестройкою робочої частоти.

Список літератури

1. Борисов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В.И. Борисов, В.М. Зинчук, А.Е. Лимарев. – М.: РадиоСофт, 2008. – 512 с.

2. Борисов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход / В.И. Борисов, В.М. Зинчук. – М.: РадиоСофт, 2008. – 260 с.

3. Борисов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи. Основы теории и принципы реализации / В.И. Борисов. – М.: Наука, 2009. – 358 с.

4. Пространственные и вероятностно-временные характеристики станций ответных помех при подавлении систем радиосвязи / В.И. Борисов [и др.]. – М.: РадиоСофт, 2008. – 362 с.

5. Перехват сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты / Борисов В.И. [и др.] // Радиотехника и электроника. – 2001. – Т. 46, № 3. – С. 346-363.

6. Шевченко В.А. Помехоустойчивость некогерентных каналов спутниковой связи с ППРЧ в условиях воздействия помехи «вслед» / В.А. Шевченко, И.А. Бойченко, О.Л. Лапин // Известия института инженерной физики. – 2009. – № 3. – С. 61-65.

Статтю подано до редакції 15.12.2015