

**МОДИФІКОВАНИЙ АЛГОРИТМ ДЕКОДУВАННЯ ТУРБОКОДІВ
LOG MAP З УРАХУВАННЯМ ВПЛИВУ НАВМИСНИХ ЗАВАД**

*Чернігівський національний технологічний університет, Чернігів, Україна

Анотація. У статті запропоновано модифікований алгоритм декодування турбокодів Log Map з урахуванням впливу навмисних завад, створюваних системами радіоелектронної протидії, сутність якого полягає в застосуванні гібридної та лінійної апроксимації логарифма Якобіана при декодуванні турбокодів та врахуванні при апроксимації додаткової інформації про параметри навмисних завад. Використання алгоритму декодування в безпроводних системах, що функціонують в умовах впливу навмисних завад, дозволить підвищити достовірність передачі інформації.

Ключові слова: безпроводові системи, навмисні завади, турбокоди, алгоритми декодування.

Аннотация. В статье предложен модифицированный алгоритм декодирования турбокодов Log Map с учетом влияния преднамеренных помех, создаваемых системами радиоэлектронного противодействия, сущность которого заключается в применении гибридной и линейной аппроксимации логарифма Якобиана при декодировании турбокодов и учете при аппроксимации дополнительной информации о параметрах преднамеренных помех. Использование алгоритма декодирования в беспроводных системах, функционирующих в условиях воздействия преднамеренных помех, позволит повысить достоверность передачи информации.

Ключевые слова: беспроводные системы, преднамеренные помехи, турбокоды, алгоритмы декодирования.

Abstract. This paper proposes a modified decoding algorithm of Log Map turbo codes taking into consideration jamming influence from electronic countermeasure systems. The essence of this algorithm is the use of hybrid and linear approximation of the Jacobian logarithm decoding turbo codes and taking into account the approximation of additional information about the jamming parameters. Using the decoding algorithm in wireless systems operating in jamming conditions will improve the accuracy of the information transfer.

Keywords: wireless systems, jamming, turbo codes, decoding algorithms.

1. Вступ

Для подавлення безпроводних систем передачі інформації спеціального призначення постановником завад можуть застосовуватися різні види навмисних завад, які за певних умов здатні ефективно впливати на характеристики достовірності передачі інформації [1]. Основними видами завад, які найбільш часто реалізуються в системах постановки навмисних завад, є шумова загороджувальна завада (ШЗЗ), шумова завада в частині смуги (ШЗЧС) і завада у відповідь (ЗВ), моделі яких представляють обмежений по смузі частот адитивний білий гаусівський шум [1]. Навмисні завади випромінюються станціями постановки навмисних завад з великою потужністю та істотно знижують характеристики достовірності передачі інформації, що призводить до виникнення невизначеності при демодуляції та декодуванні інформаційної послідовності.

На сьогоднішній день широке застосування в телекомунікаційному обладнанні знаходять коригувальні турбокоди [2–5]. Висока ефективність турбокодів багато в чому залежить від принципів формування кодових комбінацій і розроблених для них імовірнісних алгоритмів декодування, які враховують для підвищення надійності декодування як апостеріорну, так і апіорну інформацію. Коригувальна здатність коду багато в чому залежить від декількох етапів декодування або ітерацій декодування, що було й покладено в основу алгоритмів декодування турбокодів для підвищення надійності декодування, коли апостеріорна інформація

декодера турбокоду після операції перемезення або деперемезення використовується як ап-ріорна для наступного декодера.

У безпроводових системах передачі інформації спеціального призначення для протидії навмисним завадам, які створюються системами радіоелектронного подавлення, використовується метод псевдовипадкової перебудови робочої частоти (ППРЧ) і застосовуються коригувальні коди. При цьому використовуються циклічні коди, коди БЧХ та коди Ріда-Соломона [1].

Відомі також приклади застосування турбокодів в умовах впливу навмисних завад. Так, у деяких безпроводових системах спеціального призначення для передачі інформації використовуються програмувальні радіостанції (SDR – software defined radio), принцип побудови яких передбачає застосування двокомпонентного турбокоду [6–8].

Однак дані роботи не враховують параметри навмисних завад при декодуванні турбокодів, алгоритми яких, з урахуванням цих завад, можуть бути модифіковані.

Метою роботи є модифікація алгоритму декодування турбокодів Log Map за рахунок застосування гібридної та лінійної апроксимації логарифма Якобіана при декодуванні турбокодів та врахуванні при апроксимації додаткової інформації про параметри навмисних завад.

2. Виклад основного матеріалу

Розроблені для турбокодів алгоритми декодування використовують “м'які” рішення на вході й на виході декодера. У зв'язку з цим вони одержали назву алгоритмів з “м'яким” входом – “м'яким” виходом SISO (soft input – soft output). До даних алгоритмів відносяться алгоритм Вітербі з “м'яким” виходом SOVA (soft output Viterbi algorithm), алгоритм декодування по максимуму апостеріорної імовірності MAP (maximum a posteriori probabilities) або, як згадується в деяких джерелах, алгоритм BCJR (Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv), а також менш складні алгоритми Max Log MAP й Log MAP [9].

Математичний апарат алгоритму декодування Map представлено в роботі [9].

Алгоритм Max Log MAP заснований на деяких перетвореннях над алгоритмом Map і використанні апроксимації [9].

Для одержання прямої, зворотної та перехідної рекурсії даного алгоритму необхідно прологарифмувати відповідні рекурсії алгоритму Map: $A_t(s) = \ln \tilde{\alpha}_t(s)$, $B_t(s) = \ln \tilde{\beta}_t(s)$, $\Gamma_t(s', s) = \ln \gamma_t(s', s)$, а також використати апроксимацію $\ln \left(\sum_{i=1}^n e^{a_i} \right) \approx \max_{i=1..n} a_i$ [9].

З урахуванням цього основні рекурсії будуть мати вигляд [9]:

$$\begin{aligned} \Gamma_t(s', s) &= \frac{1}{2} \cdot \left(x_t^c \cdot (L_a^2(x_t^c) + L_c \cdot y_t^c) + L_c \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i} \right), \\ A_t(s) &\approx \max_s [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s)], \\ \tilde{A}_t(s) &\approx \max_s [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s)] - A_t^{\max}(s), \\ B_{t-1}(s') &\approx \max_s [\tilde{B}_t(s) + \Gamma_t(s', s)], \\ \tilde{B}_{t-1}(s') &\approx \max_s [\tilde{B}_t(s) + \Gamma_t(s', s)] - A_t^{\max}(s), \end{aligned} \quad (1)$$

де $A_t^{\max}(s) \approx \max_s (\max_s [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s)])$ – параметр нормалізації. У виразі прямої рекурсії $A_t(s)$ максимізація виконується по всіх попередніх станах s' , для яких існує перехід у по-

точний стан s , а для зворотної $B_t(s)$ – по всіх поточних станах s , в які існує перехід з попереднього стану s' . Параметри нормалізації прямих та зворотних рекурсій визначаються максимальним значенням цих рекурсій по всіх станах.

Логарифмічне відношення функцій правдоподібності про переданий біт інформації обчислюється за такою формулою [9]:

$$L(x_t^C) \approx \max_{\substack{(s', s) \\ u_{t+1}}} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s) + \tilde{B}_t(s)] - \max_{\substack{(s', s) \\ u_{t-1}}} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s) + \tilde{B}_t(s)]. \quad (2)$$

Апроксимація $\ln\left(\sum_{i=1}^n e^{a_i}\right) \approx \max_{i=1..n} a_i$ знижує характеристики достовірності передачі інформації при застосуванні алгоритма декодування Max Log MAP у порівнянні з алгоритмом MAP. Робертсон та ін. для покращання характеристик достовірності інформації з використанням алгоритму Max Log MAP запропонували використати логарифм Якобіана [10]:

$$\ln(e^{a_1} + e^{a_2}) = \max(a_1, a_2) + \ln(1 + e^{-|a_1 - a_2|}). \quad (3)$$

Алгоритм декодування, який використовує вираз (3), називається Log MAP [10]. Другий доданок у виразі (3) $f(\Delta) = \ln(1 + e^{-\Delta})$ є коригувальним в апроксимації $\ln\left(\sum_{i=1}^n e^{a_i}\right) \approx \max_{i=1..n} a_i$. Цей коригувальний доданок $f(\Delta) = \ln(1 + e^{-\Delta})$ може бути використаний при точному розрахунку, але при цьому з'являються операції зведення у ступінь і логарифмування, що ускладнює алгоритм декодування, або використовуються апроксимації функції $f(\Delta) = \ln(1 + e^{-\Delta})$, де $\Delta = |a_1 - a_2|$.

Автори роботи [10,11] пропонують використати дво- та п'ятиступінчасту апроксимацію функції $f(\Delta)$ при кінцевому числі інтервалів табуляції.

При п'ятиступінчастій апроксимації логарифма Якобіана запропоновано використати табл. 1.

Таблиця 1. П'ятиступінчаста апроксимація функції $f(\Delta) = \ln(1 + e^{-\Delta})$

Δ	[0; 0,2)	[0,2; 0,8)	[0,8; 1,4)	[1,4; 2,0)	[2,0; +∞)
$f(\Delta)$	0,67	0,52	0,32	0,18	0

Двоступінчаста апроксимація функції $f(\Delta) = \ln(1 + e^{-\Delta})$ показана у табл. 2.

Таблиця 2. Двоступінчаста апроксимація функції $f(\Delta) = \ln(1 + e^{-\Delta})$

Δ	[0; 1,6)	[1,6; +∞)
$f(\Delta)$	0,48	0

У роботі [12] автори запропонували використати багатокрокову апроксимацію логарифма Якобіана:

$$f^*(\Delta) = \frac{\ln 2}{2^{\lfloor \Delta + 0,5 \rfloor}}, \quad (4)$$

де $\lfloor \Delta + 0,5 \rfloor$ означає найменше ціле, яке менше або дорівнює $\Delta + 0,5$. Авторами даної роботи було доказано, що ця апроксимація більш ефективна, ніж дво- та п'ятиступінчаста.

Автори роботи [13] для подальшого покращання апроксимації запропонували використати гібридну апроксимацію, яка поєднує лінійну та багатокрокову апроксимацію. Дану апроксимацію можна представити такою системою:

$$f^*(\Delta) = \begin{cases} 0,6512 - 0,3251\Delta, & \Delta < 1,5 \\ \frac{0,1635}{2^{\lfloor 0,5\Delta \rfloor}}, & \Delta > 1,5 \end{cases} \quad (5)$$

Для поліпшення апроксимації логарифма Якобіана перетворимо вираз для гібридної апроксимації (4) таким чином:

$$f^*(\Delta) = \begin{cases} 0,6512 - 0,3251\Delta, & \Delta < 1,5 \\ \frac{0,1635}{2^{\lfloor 0,5\Delta \rfloor}}, & \Delta > 1,5 \end{cases}, \quad (6)$$

де $\lfloor \Delta + 5 \rfloor$ означає найбільше ціле, яке більше або дорівнює $\Delta + 5$.

Використовуючи вирази (5), (6), запропонуємо нову схему гібридної апроксимації:

$$f^*(\Delta) = \begin{cases} 0,6512 - 0,3251\Delta, & \Delta < 1,5 \\ \frac{0,1635}{2^{\lfloor 0,5\Delta \rfloor}}, & 1,5 \leq \Delta < 2,5 \\ \frac{0,1635}{2^{\lfloor (0,5\Delta + \lfloor 0,5\Delta \rfloor) / 2 \rfloor}}, & 2,5 \leq \Delta < 3 \\ \frac{0,1635}{2^{\lfloor 0,5\Delta \rfloor}}, & \Delta > 3 \end{cases} \quad (7)$$

Порівняльний аналіз різних апроксимацій логарифма Якобіана показаний на рис. 1, 2. Крива, отримана з використанням нової запропонованої схеми гібридної апроксимації, зображена як «Гібридна апр. (1 і 2)».

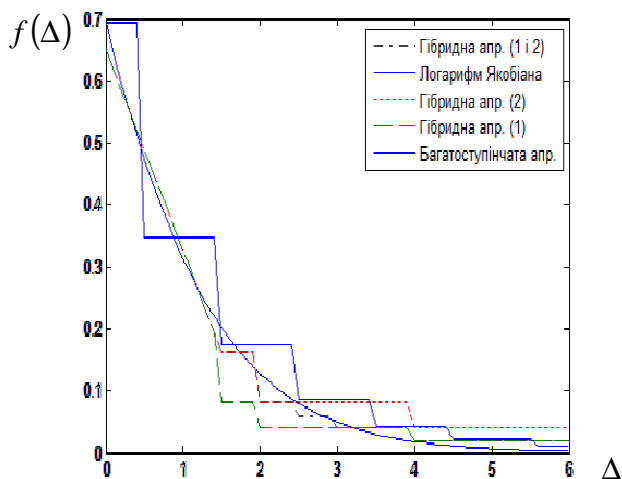


Рис. 1. Порівняння різних функцій апроксимацій логарифма Якобіана

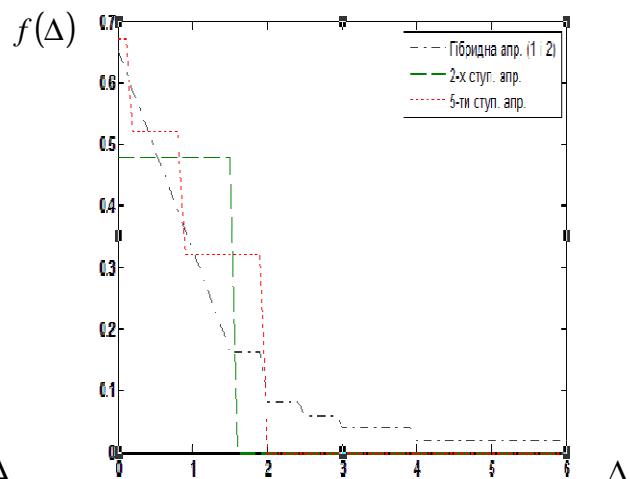


Рис. 2. Порівняння різних функцій апроксимацій логарифма Якобіана

Для знаходження функції лінійної апроксимації розіб'ємо криву логарифма Якобіана на три частини. В результаті отримуємо таку нову лінійну апроксимацію логарифма Якобіана:

$$f^*(\Delta) = \begin{cases} 0,6588 - 0,3358\Delta, & \Delta < 1,5 \\ 0,3418 - 0,1037\Delta, & 1,5 \leq \Delta < 2,5 \\ 0,07767 - 0,01373\Delta, & \Delta \geq 3 \end{cases} \quad (8)$$

Графік, отриманий з використанням нової запропонованої схеми лінійної апроксимації логарифма Якобіана, показаний на рис. 3.

Вирази прямої та зворотної рекурсії алгоритму декодування турбокодів Log Map обчислюються з урахуванням коригувальної складової, а саме [9, 10]:

$$A_t(s) = \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s)] + f^*(\Delta),$$

$$\tilde{A}_t(s) = A_t(s) - A_t^{\max}(s),$$

$$B_{t-1}(s') = \max_{s'} [\tilde{B}_t(s) + \Gamma_t(s', s)] + f^*(\Delta),$$

$$\tilde{B}_{t-1}(s') = B_{t-1}(s') - A_t^{\max}(s),$$

де $A_t^{\max}(s) = \max_s (\max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s)])$ – параметр нормалізації, аналогічний попередньому алгоритму.

У даному алгоритмі декодування ТК функція правдоподібності визначається виразом виду [9, 10]

$$L(x_t^c) \approx (\max_{(s',s)} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s) + \tilde{B}_t(s)] + f^*(\Delta)) - \max_{u_{t-1}} (\max_{(s',s)} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s) + \tilde{B}_t(s)] + f^*(\Delta)) \quad (9)$$

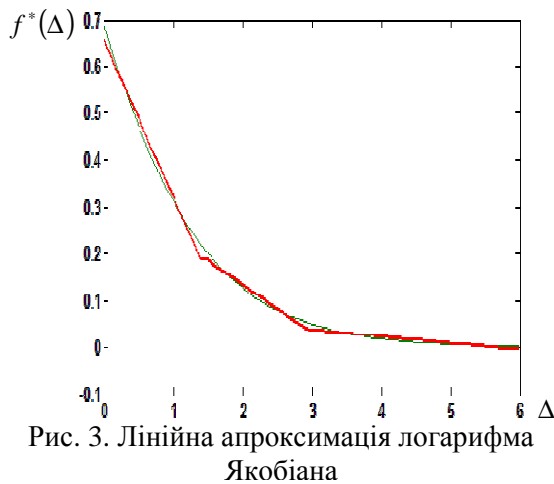


Рис. 3. Лінійна апроксимація логарифма Якобіана

Для порівняння характеристик достовірності передачі інформації системи, яка використовує алгоритм декодування турбокодів Log Map з різними функціями апроксимації логарифма Якобіана, було проведено імітаційне моделювання.

На рис. 4–6 показані графіки залежності середньої ймовірності бітової помилки декодування від відношення сигнал-шум у каналі, отримані в результаті проведеного імітаційного моделювання. Аналіз цих графічних залежностей свідчить, що найкращі характеристики достовірності передачі інформації показують криві, отримані при застосуванні за-

пропонованих гібридної та лінійної апроксимацій.

Покращимо характеристики достовірності передачі інформації в умовах впливу навмисних завад за рахунок додаткової апіорної інформації, яка враховує характеристики навмисних завад при декодуванні турбокодів алгоритмом Log Map.

Одним із параметрів, які враховує аргумент Δ функції $f^*(\Delta)$, є параметр каналної «надійності» L_c , що відображає поточний стан каналу передачі інформації. Стан каналу характеризується значеннями спектральних щільностей потужності шуму, навмисних за-

вад, а також параметром γ перекриття завадою смуги частот, де присутній сигнал, або шириною тривалості корисного сигналу.

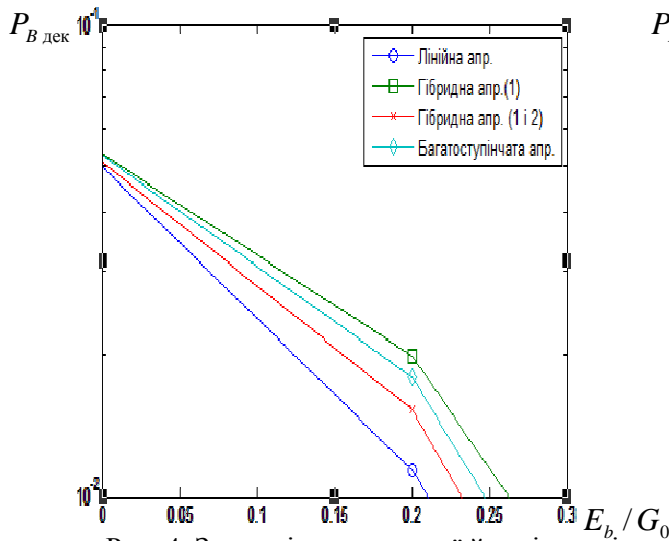


Рис. 4. Залежність середньої ймовірності бітрової помилки декодування від відношення сигнал-шум у каналі для різних функцій апроксимацій логарифма Якобіана

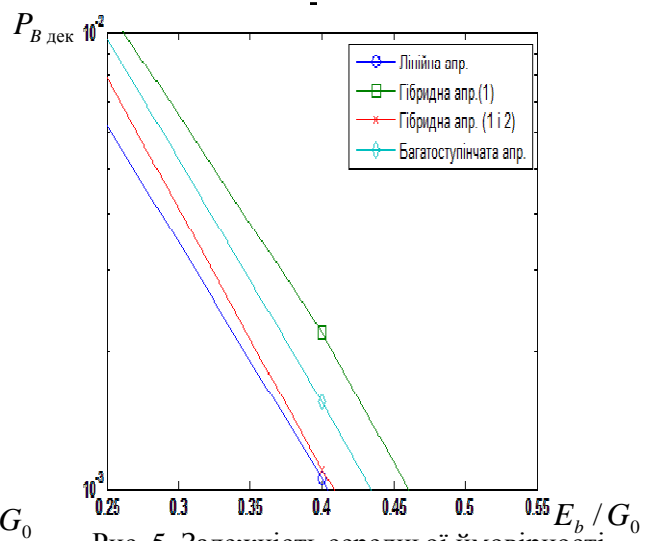


Рис. 5. Залежність середньої ймовірності бітрової помилки декодування від відношення сигнал-шум у каналі для різних функцій апроксимацій логарифма Якобіана

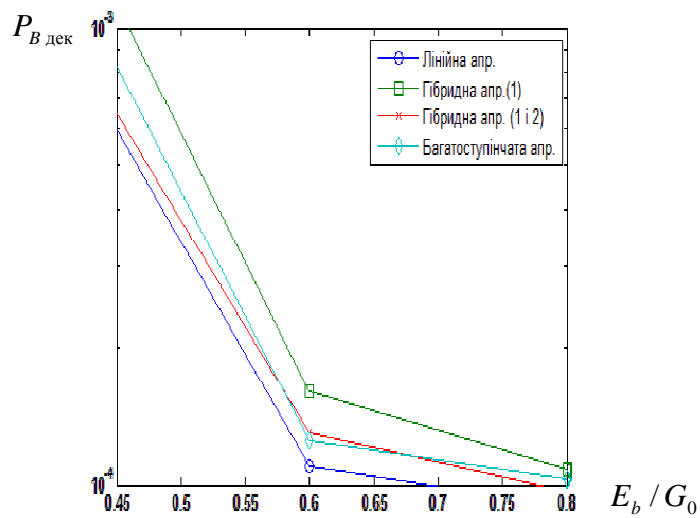


Рис. 6. Залежність середньої ймовірності бітрової помилки декодування від відношення сигнал-шум у каналі для різних функцій апроксимацій логарифма Якобіана

Параметр каналної «надійності» L_c визначається такою формулою [9]:

$$L_c = \frac{2 \cdot E_s}{\sigma^2}, \quad (10)$$

де $\sigma^2 = \sigma_n^2$ – дисперсія флукуційного шуму, E_s – енергія символу. Енергія символу дорівнює $E_s = E_b \cdot R \cdot \log_2 M$, де E_b – енергія біта, R – швидкість кодування, $M = 2^k$ – роз-

мір множини сигналів, де k – кількість біт, які передаються одним символом. З урахуванням цього вираз (10) буде мати такий вигляд:

$$L_c = \frac{2 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{\sigma_n^2}. \quad (11)$$

Підставляючи вираз дисперсії $\sigma_n^2 = \frac{G_0}{2}$ в (11), де G_0 – спектральна щільність потужності флуктуаційного шуму, одержимо формулу для визначення параметра L_c при впливі флуктуаційного шуму:

$$L_c = \frac{4 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{G_0}, \quad (12)$$

де $E_b / G_0 = h_0^2$ – відношення енергії біта до спектральної щільності потужності шуму (відношення сигнал-шум).

При впливі шумової загороджувальної завади на безпроводову систему дисперсія σ^2 буде мати вигляд $\sigma^2 = \sigma_n^2 + \sigma_j^2 = \frac{G_0 + G_j}{2}$, де G_j – спектральна щільність потужності навмисної завади. У цьому випадку параметр L_c визначається таким виразом:

$$L_c = \frac{2 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{\sigma^2} = \frac{4 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{G_0 + G_j}. \quad (13)$$

Стан шумової завади в частині смуги – це випадкова величина z , обумовлена як $P(z=1) = \gamma$, якщо завада присутня, і $P(z=0) = 1 - \gamma$, якщо завада відсутня. Дисперсія σ^2 для шумової завади в частині смуги визначається як $\sigma^2 = \sigma_n^2 + z \cdot \frac{\sigma_j^2}{\gamma} = \frac{G_0}{2} + z \cdot \frac{G_j}{2 \cdot \gamma}$. Підставивши цей вираз в (11), одержимо формулу для визначення параметра каналної «надійності» при впливі шумової завади в частині смуги:

$$L_c = \frac{2 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{\sigma^2} = \frac{4 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{G_0 + z \cdot G_j / \gamma}. \quad (14)$$

У випадку застосування постановником навмисних завад завади у відповідь дисперсія σ^2 буде визначатися як $\sigma^2 = \sigma_n^2 + \sigma_j^2 = \frac{G_0 + G_j}{2}$ при впливі на символ флуктуаційного шуму та ЗВ, $\sigma^2 = \sigma_n^2 = \frac{G_0}{2}$ при впливі тільки флуктуаційного шуму. Параметр L_c для цього випадку обчислюється таким чином:

$$\begin{aligned} L_c = L_{c1} \cdot \gamma + L_{c2} \cdot (1 - \gamma) &= \frac{2 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{\sigma^2} \cdot \gamma + \frac{2 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{\sigma_n^2} \cdot (1 - \gamma) = \\ &= \frac{4 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{G_0 + G_j} \cdot \gamma + \frac{4 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{G_0} \cdot (1 - \gamma). \end{aligned} \quad (15)$$

Для систем із розширенням спектра сигналу важливою характеристикою є коефіцієнт розширення спектра сигналу K_s . Цей коефіцієнт характеризує міру збільшення відно-

шення сигнал-завада в результаті згортання (стиску) розширеної смуги частот радіосигналу й приведення її до смуги частот інформаційного сигналу. Коефіцієнт розширення спектра K_s визначається виразом [1]

$$K_s = \frac{\Delta F_s}{F_s}, \quad (16)$$

де ΔF_s – смуга частот, яку займає сигнал, F_s – ширина смуги одного частотного каналу.

При розширенні спектра методом ППРЧ загальна смуга частот $\Delta F_s = \frac{a \cdot M_f}{T_h}$, де M_f – число частотних каналів, T_h – тривалість стрибка частоти, a – параметр, значення якого, як правило, вибирається в межах 1...2. З урахуванням цього вираз (16) буде мати такий вигляд:

$$K_s = \frac{a \cdot M_f}{T_h \cdot F_s}. \quad (17)$$

Якщо прийняти, що ведеться побітова передача зі швидкістю 1 біт/стрибок, $a = 1$, отже, $T_h \cdot F_s = 1$, то коефіцієнт розширення спектра K_s буде дорівнювати числу використуваних частотних каналів M_f у системі із ППРЧ.

З урахуванням коефіцієнта розширення спектра K_s вирази (13), (14) при впливі шумової загороджувальної завади і шумової завади в частині смуги відповідно будуть мати такий вигляд:

$$L_c = 4 \cdot R \cdot \log_2 M \cdot \left(\frac{G_0}{E_b} + \frac{P_j}{K_s \cdot P_b} \right)^{-1} = 4 \cdot R \cdot \log_2 M \cdot \left(\left(\frac{E_b}{G_0} \right)^{-1} + \left(\frac{K_s \cdot P_b}{P_j} \right)^{-1} \right)^{-1}, \quad (18)$$

$$L_c = 4 \cdot R \cdot \log_2 M \cdot \left(\frac{G_0}{E_b} + z \cdot \frac{P_j}{\gamma \cdot K_s \cdot P_b} \right)^{-1} = 4 \cdot R \cdot \log_2 M \cdot \left(\left(\frac{E_b}{G_0} \right)^{-1} + z \cdot \left(\frac{\gamma \cdot K_s \cdot P_b}{P_j} \right)^{-1} \right)^{-1}. \quad (19)$$

При врахуванні в алгоритмі Log Мар параметрів завади у відповідь коефіцієнт розширення спектра не враховується.

Проведемо аналіз урахування параметрів навмисних завад в алгоритмі декодування турбокодів Log Мар з лінійною апроксимацією логарифма Якобіана на характеристики достовірності передачі інформації. Для цього було проведено імітаційне моделювання.

На рис. 7–9 показані графіки залежності середньої ймовірності бітрової помилки декодування $P_{B \text{ дек}}$ від відношення сигнал-завада E_b/G_j в каналі (відношення сигнал-шум прийнято $E_b/G_0=9,58$ дБ), які отримані в результаті проведеного імітаційного моделювання.

Моделювалась система передачі з турбокодами, модуляцією ФМ-2, розширенням спектра методом ППРЧ та навмисними завадами. Використовувався турбокод з двома компонентними рекурсивними систематичними згортаними кодами виду (1, 7/5), зі швидкістю кодування $R=1/3$, псевдовипадковим перемежувачем (деперемежувачем), розміром кадру $N=1000$ біт, 8 ітераціями декодування. Як навмисні завади досліджувались шумова загороджувальна завада, шумова завада в частині смуги та завада у відповідь.

Аналіз графічних залежностей свідчить, що використання параметрів навмисних завад в лінійній апроксимації логарифма Якобіана дозволяє отримати енергетичний ви-

граф до 1 дБ або покращити характеристики достовірності системи передачі інформації (зменшити кількість помилок у прийнятій інформаційній послідовності).

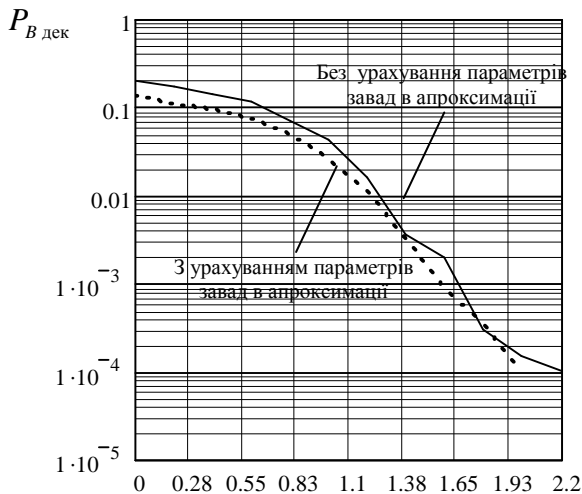


Рис. 7. Залежність середньої ймовірності бітової помилки декодування від відношення сигнал-завада в каналі для лінійної функції апроксимації логарифма Якобіана при впливі ШЗЗ ($\gamma = 1$)

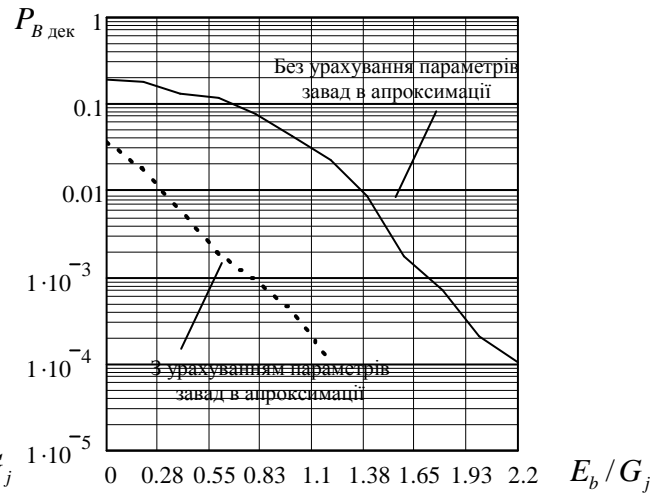


Рис. 8. Залежність середньої ймовірності бітової помилки декодування від відношення сигнал-завада в каналі для лінійної функції апроксимації логарифма Якобіана при впливі ШЗЧЗ ($\gamma = 0,9$)

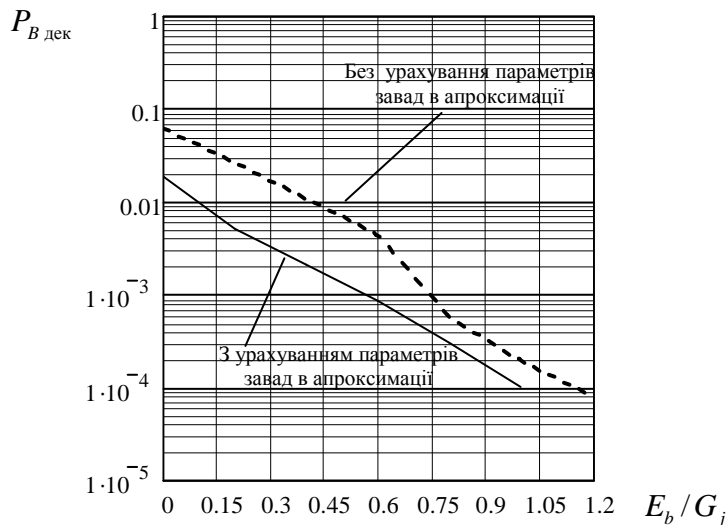


Рис. 9. Залежність середньої ймовірності бітової помилки декодування від відношення сигнал-завада в каналі для лінійної функції апроксимації логарифма Якобіана при впливі ЗВ ($\gamma = 0,9$)

3. Висновки

У статті запропоновано модифікований алгоритм декодування турбокодів Log Мар з урахуванням впливу навмисних завад, створюваних системами радіоелектронної протидії.

Сутність модифікованого алгоритму декодування турбокодів полягає в застосуванні нових апроксимацій (гібридної та лінійної) логарифма Якобіана при декодуванні турбокодів та врахуванні при апроксимації додаткової інформації про параметри навмисних завад.

Використання алгоритму декодування в безпроводних системах, що функціонують в умовах впливу навмисних завад, дозволить підвищити достовірність передачі інформації. Так, використовуючи запропоновану гібридну та лінійну апроксимацію з урахуванням параметрів завад в алгоритмі декодування турбокодів Log Map, отримано енергетичний ви- граш до 1 дБ та зменшено кількість помилок у прийнятій інформаційній послідовності за умов впливу навмисних завад.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В.И. Борисов, В.М. Зинчук, А.Е. Лимарев [и др.]. – М.: Радио и связь, 2000. – 384 с.
2. Holma H. HSDPA/HSUPA for UMTS: High Speed Radio Access for Mobile Communications / H. Holma, A. Toskala. – John Wiley & Sons, 2006. – 268 p.
3. Valenti M. The UMTS turbo code and an efficient decoder implementation suitable for software-defined radios / M. Valenti, J. Sun // Int. Journal of Wireless Inf. Networks. – 2001. – Vol. 8, N 4. – P. 203 – 215.
4. Soleymani R. Turbo Coding for Satellite and Wireless Communications / R. Soleymani, Y. Gao, U. Vailapornasawai. – Kluwer Academic Publisher, 2002. – 211 p.
5. Declercq D. Channel Coding. Theory, Algorithms, and Applications / D. Declercq, M. Fossorier, E. Biglieri. – Elsevier, 2014. – 653 p.
6. Maier K. Mapping waveforms to systems: What would a wideband networking waveform system require? / K. Maier // Military EMBEDDED SYSTEMS. – 2005. – October. – P. 38 – 41.
7. Wideband Networking Waveform OFDM PHY. Physical Layer Implementation of WNW on the SDR-4000 Platform [Електронний ресурс]. – Режим доступу: www.spectrumsignal.com/products/pdf/WWN_OFDM_web.pdf.
8. Kang J. Turbo codes for noncoherent FH-SS with partial band interference / J. Kang, W. Stark // IEEE Trans. Commun. – 1998. – Vol. 42. – P. 1451 – 1456.
9. Woodard J. Comparative Study of Turbo Decoding Techniques: An Overview / J. Woodard, L. Hanzo // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2000. – Vol. 49, N 6. – P. 2208 – 2232.
10. Robertson P. Comparison of Optimal and Sub-Optimal MAP Decoding Algorithms Operating in the Log Domain / P. Robertson, E. Villebrun, P. Hoeher // IEEE International Conference “Gateway to Globalization”. – Seattle, Jun. 1995. – Vol. 2. – P. 1009 – 1013.
11. Classon B. Turbo decoding with the constant-log-MAP algorithm / B. Classon, K. Blankenship, V. Desai // Proc. Int. Symposium on Turbo Codes. – Brest, France, 2000. – Sept. – P. 467 – 470.
12. Wang H. Improved log-MAP decoding algorithm for turbo-like codes / H. Wang, H. Yang, D. Yang // IEEE Communications Letters. – 2006. – Vol. 10. – P. 186 – 188.
13. Lim L. Hybrid Log-MAP Algorithm for Turbo Decoding Over AWGN Channel / L. Lim, G. Lim // The Seventh International Conference on Wireless and Mobile Communications. – Luxembourg, 2011. – June. – P. 211 – 214.

Стаття надійшла до редакції 15.06.2015