УДК 621.391 DOI: 10.31673/2412-9070.2022.054046

Г. І. ГАЙДУР[1], доктор техн. наук, професор;
Л. В. ДАКОВА[1], канд. техн. наук, доцент;
С. Ю. ДАКОВ[2], канд. техн. наук;
В. П. ЯКОВЕЦЬ[1], ст. викладач;
Д. О. СТАДНИК[1], магістр,
[1] Державний університет телекомунікацій, Київ
[2] Київський національний університет імені Тараса Шевченка

ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ АВТОКОРЕЛЯЦІЙНИХ МЕТОДІВ ПРИЙМАННЯ В ШИРОКОСМУГОВИХ СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ

Сучасні широкосмугові системи зв'язку не здатні повністю усунути вплив завад, характерних для різних каналів зв'язку, а саме: завад, спричинених багатопроменевим характером поширення сигналу, та зосереджених завад, тому існує потреба в дослідженні питання збільшення завадостійкості за різних методів приймання.

Статтю присвячено дослідженню методів підвищення завадостійкості в широкосмугових системах зв'язку під час флуктуаційних завад із використанням автокореляційних методів приймання. Розглянуто ймовірність помилок у багатопозиційній системі з ортогональними сигналами в разі некогерентного приймання з некогерентним нагромадженням. Проаналізовано ймовірності помилок під час автокореляційного приймання сигналів з одноразовою фазорізницевою модуляцією (ФРМ). Визначено, що завадостійкість взаємокореляційних методів приймання не залежить від бази сигналу, а завадостійкість автокореляційних методів залежить від бази і за рівної енергії нижча в сигналі з більшою базою (більшою кількістю елементів).

Результати роботи характеризують завадостійкість багатопозиційних систем за різних методів приймання та залежність завадостійкості групи автокореляційних методів приймання від кількості елементів N або бази FT складеного сигналу. Здобуті результати показують, що складені сигнали з ФРМ при всіх методах приймання забезпечують виграш в енергії вдвічі порівняно із системами з ортогональними сигналами.

Ключові слова: широкосмугові системи зв'язку; завадостійкість; автокореляційний приймання; флуктуаційні завади.

ВСТУП

Широкосмугові системи зв'язку використовуються в різних каналах зв'язку. Для кожного з цих каналів зв'язку характерні свої види завад. Тому дослідження питань завадостійкості широкосмугових систем зв'язку за різних методів приймання є надзвичайно актуальним.

Такі широкосмугові системи дають змогу ефективно боротися із зосередженими завадами та завадами, спричиненими багатопроменевим характером поширення сигналу. Проте вплив цих завад усувається не повністю, і вони знижують вірогідність передавання інформації. Тому виникають труднощі, з якими стикаються в процесі дослідження реальної завадостійкості широкосмугових систем зв'язку. Хоча якісно картина є зрозумілою, розмаїття завад і специфічність впливу деяких із них на широкосмугові системи зв'язку не дають можливості одночасно кількісно врахувати вплив усіх завад. Цьому заважає ще й відсутність достатньо повних відомостей про низку завад (наприклад, зосереджених), про характеристики завмирань, взаємне розташування променів під час багатопроменевого поширення тощо.

У статті досліджено завадостійкість систем як до адитивних, так і неадитивних завад. До адитивних належать флуктуаційні, зосереджені за спектром завади, та імпульсні, зосереджені в часі. Завади типу завмирань мають неадитивний характер. Щодо флуктуаційних завад, широкосмугові системи зв'язку за інших рівних умов не мають переваг порівняно зі звичайними вузькосмуговими системами зв'язку. Аналіз завадостійкості в разі флуктуаційних завад дасть змогу порівняти різні методи приймання складених сигналів і показати граничні можливості кожного методу. Розглянуто також питання завадостійкості широкосмугових систем під час загальних завмирань, на етапі складання променів у багатопроменевому каналі зв'язку і питання впливу зосереджених за спектром завад.

ОСНОВНА ЧАСТИНА

Некогерентне приймання з некогерентним нагромадженням (багатопозиційні системи)

Проаналізуємо багатопозиційну систему з ортогональними сигналами. Відповідно до оптимального методу в багатопозиційній системі r-й символ вважається переданим, якщо при всіх $q \neq r$, $q = 1,2,\dots,m$ задовольняється умова

$$\sum_{k=1}^{N} V_{kr}^2 > \sum_{k=1}^{N} V_{kq}^2. \tag{1}$$

У цьому разі переданий r-й символ у приймачі буде фіксуватися правильно, якщо виконуватимуться $(m-1)$-нерівності. Імовірність правильного приймання буде визначатися ймовірністю виконання цієї умови.

Запишемо систему нерівностей (1) у такому вигляді:

$$z_r > z_q. \tag{2}$$

Тоді в разі деякого фіксованого значення z імовірність правильного приймання r-го символу буде дорівнювати

$$P_{\text{пр}} = \left[\rho\left(z_q < z_r\right)\right]^{m-1}, \tag{3}$$

оскільки всі випадкові величини z_q для всіх $q \neq r$ незалежні і мають однакові розподіли. Щоб відшукати повну ймовірність правильного приймання, потрібно усереднити (3) за всіма можливими значеннями z_r:

$$P_{\text{пов}} = z\int_{-\infty}^{\infty} \omega(z_r)\left[\rho\left(z_q < z_r\right)\right]^{m-1} dz. \tag{4}$$

Припустимо, що передавався r-й символ. Тоді відповідно до викладеного під час розрахунків імовірності помилки у двійковій системі (вважаємо $a_k = a$) матимемо

$$\omega(z_r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1^2}} \exp\left[-\frac{(z_r - a_1)^2}{2\sigma_1^2}\right], \tag{5}$$

де

$$\sigma_1^2 = M_2(z_r) = 4\sigma\beta^2\left(1 + \frac{\beta^2}{a^2}\right),\ \ a_1 = \beta = N + 2N$$

і

$$\left.\begin{array}{l} \rho = \dfrac{1}{\sqrt{2\pi}} \displaystyle\int_{-\infty}^{z_r} \exp\left[-\dfrac{(x - a_2)^2}{2\sigma_2^2}\right] dx, \\ a_2 = m_1(z_q) = 2N\beta^2,\ \sigma_2^2 = M_2(z_q) = 4N\beta^4 \end{array}\right\}. \tag{6}$$

Підставивши в (4) вирази (5) і (6), дістанемо такий вираз для ймовірності правильного приймання:

$$P_{\text{пр}} = q\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(y - \frac{\sqrt{Nh_k}}{\sqrt{2}\sqrt{1 + \frac{1}{2h_k^2}}}\right)^2\right]\left[1 - F\left(y\sqrt{1 + 2h_k^2}\right)\right]^{m-1} dy. \tag{7}$$

Інтеграл (7) не виражається в елементарних функціях. Щоб оцінити ймовірність помилки, скористаємося наближеним його значенням, здобутим за допомогою асимптотичного подання функції Лапласа $\sqrt{1 + 2h_k^2} \approx 1$. Вираз для ймовірності помилки при цьому набере такого вигляду:

$$\rho_{\text{опт}} = 1 - \rho\sqrt{m-1}\exp\left(-\frac{Nh_k^2}{8\left(1 + \frac{1}{2h_k^2}\right)} - 1{,}4\right) = \sqrt{m-1}\exp\left(-\frac{h^2}{8\left(1 + \frac{1}{2h^2}\right)} - 1{,}4\right). \tag{8}$$

Як випливає з (8), імовірність помилки в багатопозиційній системі в разі некогерентного приймання з некогерентним нагромадженням також залежить від кількості елементів складеного сигналу.

Автокореляційні методи приймання складених сигналів

Дослідимо завадостійкість автокореляційного методу приймання з використанням сигналів різного виду.

Почнемо з розгляду сигналів з абсолютними видами модуляції. У разі автокореляційного методу приймання (оптимального приймання сигналів невідомої форми) сигналів із частотною модуляцією (ЧМ) є широкосмугове приймання з інтегруванням після детектора. Здобуто вираз для ймовірності помилки під час приймання за цим методом двійкових сигналів ЧМ із більшим рознесенням (сигналів ортогональних у посиленому сенсі). Цей вираз доцільний у разі приймання сигналів із великою базою, і в наших позначеннях його можна подати так:

$$\rho_{\text{опт}} = F\left(\frac{h}{\sqrt{2}\sqrt{1+\frac{FT}{h^2}}}\right), \tag{9}$$

де F — смуга пропускання фільтра приймача; T — тривалість посилання сигналу.

Під час приймання сигналів з одноразовою фазорізницевою модуляцією (ФРМ) імовірність помилки визначатиметься за формулою

$$\rho_{\text{ФРМ}} = F\left(\frac{h}{\sqrt{1+\frac{FT}{2h^2}}}\right); \tag{10}$$

у разі приймання сигналів із багаторазовою ФРМ дістаємо вираз

$$\rho_{\text{ФРМ}} = F\left(\sin\frac{\pi}{2^n}\frac{h}{\sqrt{1+\frac{FT}{2h^2}}}\right), \tag{11}$$

де F — смуга пропускання приймача; 2^n — кількість варіантів різниць фаз.

Зокрема, (11) справедливо для ймовірності помилки під час некогерентного приймання з некогерентним нагромадженням сигналів із багаторазовою ФРМ у разі заміни FT на N.

Вирази (9)-(11) можна подати й в іншому вигляді. Якщо $\nu_0^2 F$ є потужністю $P_з$ завади, що надходить у приймач, то

$$\frac{FT}{h^2} = \frac{\nu_0^2 FT}{P_с T} = \frac{P_з}{P_с}. \tag{12}$$

Наприклад, беручи до уваги (12), вираз (10) набере такого вигляду:

$$\rho_{\text{ФРМ}} = F\left(\frac{h}{\sqrt{1+\frac{P_з}{P_с}}}\right). \tag{13}$$

Інші вирази можна записати так само. Якщо $P_з << P_с$, то замість (13) можна скористатися наближеним виразом

$$\rho_{\text{ФРМ}} = F(h). \tag{14}$$

Тобто, у разі слабкої завади ймовірність помилки не залежить від бази сигналу.

Проаналізуємо завадостійкість автокореляційного методу приймання двійкових сигналів із кореляційно-часовою модуляцією. Алгоритм роботи приймача в цьому разі можна подати так:

$$\text{sign}I = \text{sign}\int_{[\tau]}^{T+\tau} x(t-\tau)x(t)dt. \tag{15}$$

Обчислимо інтеграл у цьому виразі. Вважатимемо, що було передано перший варіант сигналу. При цьому

$$\left.\begin{aligned} x(t) &= s(t)+s(t-\tau)+\xi(t) \\ x(t-\tau) &= s(t-\tau)+s(t-2\tau)+\xi(t-\tau) \end{aligned}\right\}, \tag{16}$$

де $s(t)$ — реалізація випадкового сигналу з рівномірною спектральною густиною ν^2 і нормальним розподілом миттєвих значень; τ — час затримки, більший за інтервал кореляції сигналу $s(t)$ і завади $\xi(t)$; $\xi(t)$ — нормальна флуктуаційна завада зі спектральною густиною ν_0^2.

У результаті обчислень дістаємо:

$$\begin{aligned} \int_{\tau}^{T+\tau} x(t-\tau)x(t)dt = &\int_{\tau}^{T+\tau} s(t-\tau)s(t-\tau)dt + \int_{\tau}^{T+\tau} s(t-\tau)s(t)dt + \int_{\tau}^{T+\tau} s(t-2\tau)s(t)dt + \int_{\tau}^{T+\tau} s(t-2\tau)s(t-\tau)dt + \\ &+ \int_{\tau}^{T+\tau} s(t)\xi(t-\tau)dt + \int_{\tau}^{T+\tau} s(t-\tau)\xi(t-\tau)dt + \int_{\tau}^{T+\tau} s(t-2\tau)\xi(t)dt + \int_{\tau}^{T+\tau} s(t-\tau)\xi(t)dt + \int_{\tau}^{T+\tau} s(t)\xi(t)dt, \end{aligned} \tag{17}$$

де перший інтеграл виражає ефект корисного сигналу на виході приймача, а інші характеризують вплив завад як зовнішньої, так і спричиненої корисним сигналом.

Для визначення ймовірності помилки потрібно здобути функцію розподілу ймовірностей і числові характеристики суми випадкових величин, зумовлених усіма інтегралами, крім першого, в (17). Подамо $s(t)$ і $s(t-\tau)$ на інтервалі T посилання у вигляді

$$\left.\begin{aligned} s(t) &= \frac{\nu}{\sqrt{2T}} \sum_{k=k_1}^{k_2} \left(\theta_{1k} \cos\omega_k t + \theta_{2k} \sin\omega_k t\right) \\ s(t-\tau) &= \frac{\nu_c}{\sqrt{2T}} \sum_{k=k_1}^{k_2} \left(\theta_{3k} \cos\omega_k t + \theta_{4k} \sin\omega_k t\right) \end{aligned}\right\}, \tag{18}$$

де $(k_2-k_1+1)\frac{1}{T}=F$; F — смуга пропускання приймача; θ_{1k}, θ_{2k}, θ_{3k}, θ_{4k} — незалежні нормальні випадкові величини з нульовими середніми та дисперсіями, що дорівнюють одиниці.

Величини θ_{1k} і θ_{2k}, так само, як і θ_{3k} і θ_{4k}, незалежні між собою за різних k, оскільки визначаються взаємоортогональними функціями в розкладанні (19) та незалежними реалізаціями сигналу $s(t)$ і $s(t-\tau)$. Тепер подамо другий доданок у (18) так:

$$\theta_1 = \frac{\theta}{2} \sum_{k=k_1}^{k_2} \left(\theta_{1k}\theta_{3k} + \theta_{2k}\theta_{4k}\right). \tag{19}$$

Випадкова величина θ аналогічна θ_1, яку досліджували раніше.

На підставі граничної теореми теорії ймовірностей можна стверджувати, що випадкова величина θ_1 підкоряється нормальному розподілу з такими параметрами:

$$m_1(\theta_1)=0,\ \ M_2(\theta_1)=\frac{\nu_c^4}{2}FT. \tag{20}$$

Умову нормалізації випадкової величини можна вважати виконаною при $FT >> 3$. У процесі практичних розрахунків уважається, що умова нормалізації виконується при $FT \geq 30$. Випадкові величини θ_2, $\theta_3,\ldots,\theta_8$ дорівнюють відповідно третьому, четвертому і т.д. інтегралам виразу (17), аналогічні θ_1 і також є незалежними нормальними випадковими величинами з нульовим середнім значенням і такими дисперсіями:

$$\left.\begin{aligned} &M_2(\theta_1)=M_2(\theta_2)=M_2(\theta_3)=\frac{\nu_c^4}{2}FT \\ &M_2(\theta_4)=M_2(\theta_5)=M_2(\theta_6)=M_2(\theta_7)=\frac{\nu_c^2\nu_0^2}{2}FT \\ &M_2(\theta_8)=\frac{\nu_c^4}{2}FT \end{aligned}\right\}. \tag{21}$$

Отже, ефект на виході автокореляційного приймача можна подати у вигляді

$$\int_{\tau}^{T+\tau} x(t-\tau)x(t)dt = Q_s + \theta, \tag{22}$$

де $\theta = \theta_1+\theta_2+\theta_3+\theta_4+\theta_5+\theta_6+\theta_7+\theta_8$.

Випадкова величина θ як сума незалежних нормальних випадкових величин також розподілена за нормальним законом із нульовим середнім значенням і дисперсією:

$$M_2(\theta)=\nu_c^2\nu_0^2 M\left(2+\frac{\nu_0^2}{2\nu_c^2}+\frac{3\nu_c^2}{2\nu_0^2}\right). \tag{23}$$

Розглянемо тепер випадкову величину

$$Q_s = \int_{\tau}^{T+\tau} s(t-\tau)s(t-\tau)dt. \tag{24}$$

Взявши сигнал $s(t-\tau)$ у вигляді (18) і підставивши його в (24), дістанемо

$$Q_s = \frac{\nu_c^2}{2} \sum_{k=k_1}^{k_2} \left(\theta_{3k}^2 + \theta_{4k}^2\right). \tag{25}$$

Випадкова величина Q_s підкоряється χ^2-розподілу з $2FT$ ступенями свободи. З огляду на здобуті раніше результати можна стверджувати, що на підставі граничної теореми випадкова величина підкоряється нормальному закону розподілу з такими числовими характеристиками:

$$m_1(Q_s)=\nu_c^2 FT;\ \ \mathrm{M}_2(Q_s)=\nu_c^4 FT. \tag{26}$$

Якщо подати Q_s у вигляді суми постійної величини, що дорівнює $m_1(Q_s)$, і випадкової величини Q_s з нульовим середнім і дисперсією, яка дорівнює $M_2(Q_s)$, то можна показати, що випадкові величини Q_s і θ незалежні. Тоді ймовірність помилки буде дорівнювати ймовірності виконання нерівності

$$m(Q_s) < -(\theta + Q_s). \qquad (27)$$

Випадкова величина $(\theta + Q_s) = \theta$ є нормальною величиною як сума двох незалежних нормальних величин і має нульове середнє значення й дисперсію

$$M_2(\theta) = \nu_c^2 \nu_0^2 FT\left(2 + \frac{\nu_0^2}{2\nu_c^2} + \frac{5\nu_c^2}{2\nu_0^2}\right).$$

Імовірність виконання нерівності (27), тобто ймовірність помилки під час приймання сигналів із кореляційно-часовою модуляцією можна дістати з рівняння

$$\rho_{\text{кчм}} = F\left[\frac{\nu_c^2 FT}{\sqrt{\nu_c^2 \nu_0^2 FT\left(2 + \frac{\nu_0^2}{2\nu_c^2} + \frac{5\nu_c^2}{2\nu_0^2}\right)}}\right] = F\left[\frac{h}{\sqrt{2 + \frac{FT}{2h^2} + \frac{5h^2}{2FT}}}\right], \qquad (28)$$

де $h = \frac{\nu_c^2}{\nu_0^2} FT$.

Як випливає з (28), при $h \to \infty$ імовірність помилки прагне не до нуля, а до межі, зумовленої виразом

$$\rho_{\text{меж}} = F\left(\sqrt{\frac{2FT}{5}}\right). \qquad (29)$$

Наявність межі ймовірності помилки під час кореляційно-часової модуляції пояснюється в такий спосіб. Згідно з виразом (17) у разі зовнішньої завади, що дорівнює нулю, залишається завада, спричинена затримками один відносно одного компонентів сигналу, і чим більша потужність сигналу, тим більшою буде ця «внутрішня» завада. Зі зростанням бази сигналу (яка приблизно дорівнює FT) відбувається краще усереднення випадкових величин завади в приймачі й гранична ймовірність помилки прагне до нуля.

На підставі проведеного аналізу легко здобути вираз для ймовірності помилки в разі автокореляційного приймання сигналів із фазорізницевою модуляцією. Під час одноразової ФРМ як варіанти використовуються такі сигнали:

$$\left.\begin{array}{l} s_1(t) = \begin{cases} s(t) & 0 \le t \le T \\ s(t+T) & T \le t \le 2T \end{cases} \\ s_2(t) = \begin{cases} s(t) & 0 \le t \le T \\ -s(t+T) & T \le t \le 2T \end{cases} \end{array}\right\}, \qquad (30)$$

де $s(t)$ — сигнал, що повторюється від посилання до посилання.

Алгоритм кореляційного приймання сигналів з одноразовою ФРМ має аналогічний вигляд (10), але в цьому разі час затримки τ дорівнює тривалості посилання T.

Подальший аналіз приймання сигналів із ФРМ подібний до наведеного раніше, але в цьому разі величини θ_1, θ_2, θ_3, θ_6, θ_7 дорівнюють нулю (відсутні). Випадкова величина θ матиме таку дисперсію:

$$M_2(\theta) = \nu_c^2 \nu_0^2 M\left(1 + \frac{\nu_0^2}{2\nu_c^2}\right). \qquad (31)$$

Імовірність помилки під час приймання сигналів із ФРМ визначатиметься за виразом

$$\rho_{\text{ФРМ}} = F\left[\frac{h}{\sqrt{1 + \frac{FT}{2h^2}}}\right], \qquad (32)$$

що збігається з (10).

Графіки, що характеризують завадостійкість багатопозиційних систем ($m = 4$) за різних методів приймання, наведено на рис. 1. Графіки, які унаочнюють залежність завадостійкості групи автокореляційних методів приймання від кількості елементів N або бази FT складеного сигналу, зображено відповідно на рис. 2 і 3.

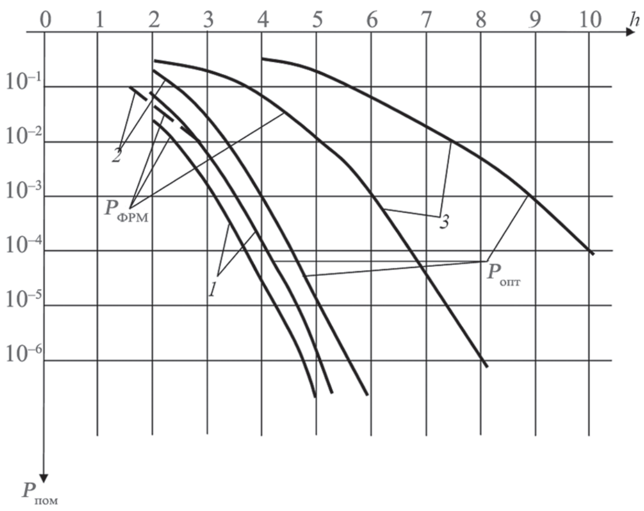

Рис. 1. Імовірності помилок під час приймання багатопозиційних ($m = 4$) складених сигналів:
1 **— когерентне приймання загалом;**
2 **— некогерентне приймання з когерентним нагромадженням;** ***3*** **— некогерентне приймання з некогерентним нагромадженням; автокореляційне приймання $N(FT) = 100$**

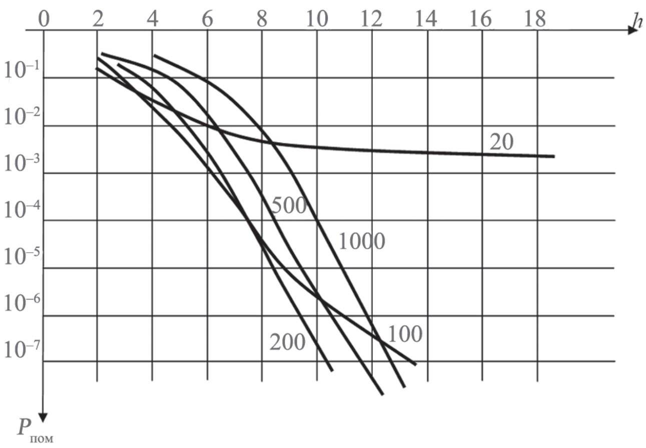

Рис. 3. Імовірності помилок під час приймання сигналів з кореляційно-часовою модуляцією за різних значень бази сигналу ***FT***

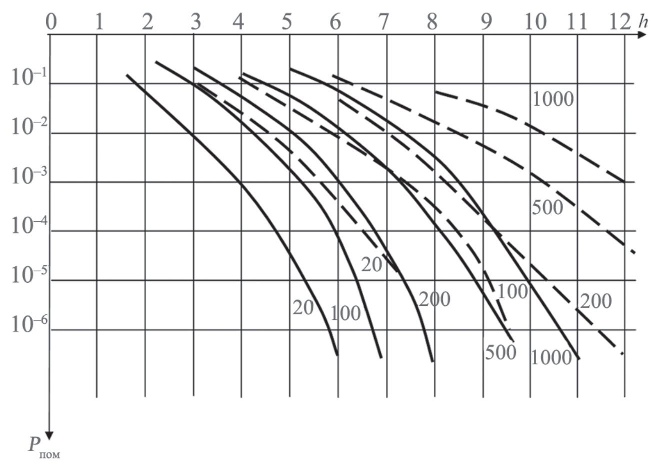

Рис. 2. Імовірності помилок автокореляційних методів приймання за різних значень $N(FT)$:
— складені сигнали із ФРМ;
- - - ортогональні складені сигнали

Як випливає з порівняння відповідних виразів і графіків, складені сигнали з ФРМ за всіх методів приймання забезпечують виграш в енергії вдвічі більший, ніж із системами з ортогональними сигналами. Це справедливо як для взаємокореляційних, так і для автокореляційних методів приймання.

Висновки

У статті було розглянуто надзвичайно актуальне питання завадостійкості широкосмугових систем зв'язку із застосуванням різних методів приймання.

Досліджено алгоритми визначення ймовірності помилки за різних методів приймання складених сигналів під час флуктуаційних завад. З'ясовано, що за ознакою залежності завадостійкості від властивостей складеного сигналу методи приймання поділено на дві групи: групу взаємокореляційних методів, яку утворюють когерентне приймання в цілому і некогерентне приймання з когерентним нагромадженням та групу автокореляційних методів приймання, до якої належать некогерентне приймання з некогерентним нагромадженням та автокореляційне приймання.

Визначено, що завадостійкість взаємокореляційних методів приймання не залежить від бази сигналу, а завадостійкість автокореляційних методів залежить від бази і за рівної енергії нижча в сигналі з більшою базою (більшою кількістю елементів).

Складені сигнали з ФРМ при всіх методах приймання забезпечують виграш в енергії вдвічі більший порівняно із системами з ортогональними сигналами. Це справедливо як для взаємокореляційних, так для автокореляційних методів приймання.

Список використаної літератури

1. ***Esmailzadeh R.*** *Fixed Broadband Communications Systems. 2016.*

2. ***Methods*** *and means of ensuring the noise immunity of transmission in telecommunication networks / Yu. V. Khmelnitsky, O. A. Kablukov, L. O. Riaba, L. V. Solodeeva // Collection of scientific works of the Military Institute of Kyiv National Taras Shevchenko University. 2019. P. 133–143.*

3. ***Kumar B.*** *Broadband Communications. 2023.*

4. ***Method*** *of the adaptive decoding of self-orthogonal codes in telecommunication / J. Boiko, I. Pyatin, O. Eromenko, M. Stepanov. 2020. Vol. 19. P. 1287–1296.*

*5. **New Noise** Immunity Coding Technique with Application of Triple Correlation and Bispectrum / J. Astola, K. Egiazarian, P. Molchanov [et al.] //Telecommunications and Radio Engineering. 2006. Vol. 65. P. 399–411.*

*6. **Autocorrelative** weak-value amplification and simulating the protocol under strong Gaussian noise / H. Jinghui, X.-Y. Hu, A. Dada [et al.] // Physical Review A. 2022. Vol. 106.*

*7. **Broadband** transparent and flexible silver mesh for efficient electromagnetic interference shielding and high-quality free-space optical communication / Q. Lei, Z. Luo, X. Zheng [et al.] // Optical Materials Express. 2022. Vol. 13.*

*8. **Vanhaverbeke F., M. Moeneclaey, Sari H.** Turbo Multiple Access: Channel Overloading Using Two Sets of Orthogonal Signal Waveforms and Iterative Interference Cancellation // Communications, Pacific. 2000.*

H. Haidur, L. Dakova, S. Dakov, V. Yakovets, D. Stadnik

STUDY OF INTERFERENCE RESISTANCE OF AUTOCORRELATIVE RECEIVING METHODS IN BROADBAND COMMUNICATION SYSTEMS

Modern broadband communication systems are not able to completely eliminate the effects of interference characteristic of various communication channels, namely interference caused by the multipath nature of signal propagation and concentrated interference which reduce the reliability of information transmission. Although the picture is qualitatively clear, the variety of interference and the specificity of the impact of some of them on broadband communication systems do not allow one to quantitatively take into account the impact of all interference at the same time. Therefore, there is a need to study the issue of increasing immunity to various reception methods.

This article is devoted to the study of methods of increasing immunity to interference in broadband communication systems with fluctuating interference using autocorrelation methods of reception. The probability of errors in a multi-position system with orthogonal signals at incoherent reception with incoherent accumulation is investigated. Probabilities of errors during autocorrelation reception of signals with single phase-difference modulation are analyzed. The article defines that the immunity of intercorrelation methods of reception does not depend on the base of the signal, and the immunity of autocorrelation methods depends on the base and at the same energy is lower in the signal with a larger base (larger number of elements).

The results of the work characterize the interference immunity of multi-position systems with different reception methods and the dependence of the immunity of a group of autocorrelation reception methods on the number of elements N or the FT base of the composite signal. According to the results of the work, the composite signals from the FRM in all reception methods provide a gain in energy twice as compared to the systems with orthogonal signals.

Keywords: broadband communication systems; interference resistance; autocorrelative receiving; fluctuating interference.