

УДК 621.391.17

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ КОГЕРЕНТНОЇ ДЕМОДУЛЯЦІЇ СИНХРОННИХ ВЗАЄМНО НЕОРТОГОНАЛЬНИХ ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ З МІНІМАЛЬНОЮ ЧАСТОТНОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ¹

*Єрохін В.Ф., д.т.н., професор; Пелешок Є.В. науковий співробітник
Інститут спеціального зв'язку та захисту інформації
Національного технічного університету України «Київський політехнічний
інститут», Київ, Україна,
pel85@ukr.net*

MATHEMATICAL MODEL COHERENT DEMODULATION OF SYNCHRONOUS MUTUALLY NONORTHOGONAL DIGITAL SIGNALS WITH MINIMUM FREQUENCY-SHIFT KEYING

*Yerokhin V., Doctor of Engineering, Professor; Peleshok Y. Researcher
Institute of special communications and information protection
National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, Ukraine*

Вступ

При розробці сучасних радіозасобів нагальною залишається проблема надійного прийому цифрового сигналу (ЦС) в умовах обмеженості радіочастотного ресурсу, завмирань, багатопроменевості, доплерівських зсувів частоти, впливу різноманітних структурних завад.

Тому *актуальним* в межах зазначеної проблеми є пошук шляхів ефективного використання радіочастотного ресурсу та демодуляції корисних ЦС в умовах впливу навмисних або ненавмисних завад включаючи подібні за структурою до корисного сигналу. На це вже протягом більше ніж півсторіччя спрямована величезна кількість робіт (наприклад, [1–3, та ін.]). Однак вважати, що ця задача вирішена хоча б теоретично, поки що не доводиться. Можна припустити, що ефективний шлях її розв'язання – створення принаймні двоетапних процедур. На першому етапі треба виконувати задачу оцінювання сигнально-завадової обстановки. На другому – реалізувати той чи інший раціональний в певному сенсі алгоритм завадозахисту. Зрозуміло, що така ідеологія передбачає створення деякої множини (бібліотеки) алгоритмів обробки, які можуть бути застосовані в приймальному пристрої на цьому, другому етапі. Для боротьби з завадами можуть бути використані широкосмугові сигнали, адаптивні режими роботи (наприклад, згідно стандартів MIL-STD-188-141, MIL-STD-188-110B), псевдовипадкове перелаштування робочої частоти (наприклад, STANAG 4444), методи просторово-поляризаційної обробки [4], модемні компенсаційні

¹ <http://radap.kpi.ua/radiotechnique/article/view/1168>

методи [3, 5 та ін.], режекція завад в часі і по частоті та комбінації зазначених підходів. Однак стрімке зростання кількості та рівнів потужностей джерел радіовипромінювання різного походження, розвиток засобів радіопротидії і, як наслідок, підвищення якості та швидкості адаптації параметрів завад, що створюються цими засобами, призводять до того, що відомі на сьогоднішній час методи завадозахисту стають недостатньо ефективними.

Слід також зазначити, що забезпечити захист цифрових ліній військового або цивільного радіозв'язку від великого різноманіття потужних завад з використанням будь-якого одного методу очевидно, неможливо. У зв'язку з цим виникає необхідність серед множини технічних методів боротьби з завадами вибирати деяку раціональну їх сукупність, що забезпечуватиме виконання сучасних вимог до завадозахищеності цифрових ліній радіозв'язку спеціального призначення.

В межах однієї роботи розв'язання рахованої множини задач з розробки алгоритмів завадозахищеної обробки, вочевидь, неможливе. Низку задач можна вирішувати послідовно.

Окремим важливим класом задач завадозахищеного приймання ЦС є задачі, що пов'язані з демодуляцією корисного ЦС з кутовою (неенергетичною) модуляцією в умовах впливу потужних завад – синхронних, асинхронних (плезіохронних), подібних за своєю структурою до корисного ЦС.

Подібно [1,3,5–7], пропонується для підвищення завадозахищеності прийому корисного ЦС, що приймається в умовах адитивного впливу потужної подібної завади, використовувати в модемах (демодуляторах) приймальних пристроїв компенсаційні процедури. Зазначимо, що для забезпечення передачі даних в обмеженій смузі частот широко застосовуються цифрові сигнали з мінімальною частотною маніпуляцією (МЧМ) [8].

Тому *метою дослідження* і основним змістом статті є розв'язання задачі синтезу математичної моделі компенсаційної процедури когерентної демодуляції синхронних взаємозаважаючих сигналів з МЧМ. При цьому необхідно також виконати перевірку працездатності одержаної моделі.

Методика синтезу математичної моделі когерентної демодуляції синхронних взаємно неортогональних ЦС з мінімальною частотною маніпуляцією

Нехай сигнал з МЧМ має індекс маніпуляції, що дорівнює 0,5. На k -му тактовому інтервалі такий сигнал представляється наступним виразом [8].

$$S(\hat{r}_k, t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \hat{r}_k \Omega_D t + \theta_k), \quad t \in [t_{k-1}, t_k), \quad (1)$$

де $\hat{r}_k = -(-1)^k$, $\hat{r}_k = \overline{1, -1}$, $r_k = \overline{0, 1}$, $k = 1, 2, 3, \dots$, – дискретний параметр (ДП) (інформаційний символ); $\Omega_D = \frac{\pi}{2T}$ – девіація частоти; A_0 – амплітуда сиг-

налу з МЧМ; $\theta_k = \frac{\pi}{2} \sum_{i=1}^{k-1} \hat{r}_i - \frac{(k-1)\pi}{2} \hat{r}_k = \frac{\pi}{2} \sum_{i=1}^{k-1} (-1)^{r_i} - \frac{(k-1)\pi}{2} (-1)^{r_k}$ – початкова фаза сигналу на k -му тактовому інтервалі. Для зручності запису використовуються обидва застосованих в раніше відомих публікаціях [3, 8] визначення ДП $\hat{r}_i = -(-1)^{r_i}$.

Звідси видно, що сигнал залежить від значень інформаційного символу не тільки на k -му тактовому інтервалі, але і від його значень на всіх попередніх інтервалах [8].

Вважатимемо, що корисний сигнал з МЧМ $S_1(r_1, t)$ та потужна структура завада $S_2(r_2, t)$ розповсюджуються в стаціонарному каналі радіозв'язку, їхні частотні позиції та тактові точки співпадають, а неінформаційні параметри точно відомі, аналогічно [7–9].

Тоді модель спостереження на тривалості тактового інтервалу представимо наступним чином:

$$y(t) = S_1(r_1, t) + S_2(r_2, t) + n(t),$$

де $n(t)$ – адитивний білий гаусівський шум (АБГШ) з односторонньою спектральною щільністю потужності N_0 .

Цілком доречно при фазових методах двійкової маніпуляції формувати рішення про стан інформаційного параметру корисного сигналу на основі порівняння фазових зсувів на сусідніх тактових інтервалах, відповідно ідеї Н. Т. Петровича [10]. Це суттєво спрощує аналітичні доведення та, як наслідок, технічну реалізацію. Зокрема, необхідність інтегрування (згортки) квадратур спостереження на суміжних тактових інтервалах спрощується до двократної (точніше, послідовної) згортки на тих же інтервалах та послідовного ж запам'ятовування результату на довжину одного тактового інтервалу (в лініях затримки – екстраполяторах нульового порядку) з наступним перемноженням результату – в цьому випадку нас цікавить лише відповідь на питання про однаковість (неоднаковість) суміжних значень представляючого параметру корисного сигналу, тобто, про співпадіння (неспівпадіння) значень суміжних згорток. Але при демодуляції сигналу з МЧМ це не так – оптимальне рішення досягається шляхом обробки «в цілому» спостереження на двох суміжних тактових інтервалах [8].

Загальний вигляд функціоналу правдоподібності (ФП) сукупності дискретних параметрів взаємнозаважаючих ЦС для випадку ідеального когерентного прийому (розділення) при згортці на одному тактовому інтервалі аналогічно [3, 11] запишемо у виді (номер k тактового інтервалу спростовано):

$$\Lambda(r_1, r_2) = \varphi \left\{ \exp \left[b_1(r_1) + b_2(r_2) - 2R(r_1, r_2) \right] \right\}, \quad (2)$$

де складові, що визначаються енергіями сигналу та завад виду

$h_i^2 = \frac{1}{N_0} \int S_i^2(r_i, t) dt = \frac{1}{N_0} \int S_i^2(t) dt$, $i = \overline{1, 2}$, [3, 11], як незалежні від станів ДП r_i (МЧМ по неенергетичному параметру), спростовані як такі, що є однаковими для всіх ФП і тому не вплинуть на функціонування правила прийняття рішень (ППР) r_1^* про стани ДП r_1 корисного сигналу.

В (2) φ – деякий нормуючий множник, $b_1(r_1) = \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y(t) S_1(r_1, t) dt$ – ві-

дношення подвоєного скалярного добутку вхідного спостереження і корисного сигналу $S_1(r_1, t)$ на довжині тактового інтервалу $[t_{k-1}, t_k)$ до односторонньої спектральної щільності потужності АБГШ;

$b_2(r_2) = \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y(t) S_2(r_2, t) dt$ – відношення подвоєного скалярного добутку

вхідного спостереження і заважаючого сигналу $S_2(r_2, t)$ на довжині тактового інтервалу $[t_{k-1}, t_k)$ до односторонньої спектральної щільності потуж-

ності АБГШ; $R(r_1, r_2) = \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} S_1(r_1, t) S_2(r_2, t) dt$ – відношення скалярного

добутку корисного сигналу $S_1(r_1, t)$ та заважаючого $S_2(r_2, t)$ на довжині тактового інтервалу $[t_{k-1}, t_k)$ (взаємної енергії) до односторонньої спектральної щільності АБГШ.

Запишемо всі можливі ФП вектору ДП взаємозаважаючих ЦС:

$$\begin{aligned} \Lambda(1, 1) &= \varphi \left\{ \exp \left[b_1(1) + b_2(1) - 2R(1, 1) \right] \right\}; \quad \Lambda(1, -1) = \varphi \left\{ \exp \left[b_1(1) + b_2(-1) - 2R(1, -1) \right] \right\}; \\ \Lambda(-1, 1) &= \varphi \left\{ \exp \left[b_1(-1) + b_2(1) - 2R(-1, 1) \right] \right\}; \quad \Lambda(-1, -1) = \varphi \left\{ \exp \left[b_1(-1) + b_2(-1) - 2R(-1, -1) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (3)$$

Починаючи з (2), в межах даної роботи обмежимося одним тактовим інтервалом. Одержане ППР не буде оптимальним за критерієм мінімуму середньої ймовірності помилки в оцінці ДП корисного сигналу, але дозволить перевірити принципову можливість компенсації завади, подібної за своєю структурою до корисного сигналу з МЧМ в демодуляторі приймального пристрою.

Тепер запишемо в явному вигляді згідно моделі (1) відношення взаємних енергій корисного сигналу з МЧМ та завади з МЧМ на деякому інтервалі часу $t \in [t_1, t_2)$ до N_0 , де їх ДП незмінні:

$$R(1, 1) = \frac{A_c A_s}{N_0} \int_{t_1}^{t_2} \cos(\omega_0 t + \Omega_{Д} t + \varphi_c) \cdot \cos(\omega_0 t + \Omega_{Д} t + \varphi_s) dt =$$

$$= \frac{A_c A_3}{4(\omega_0 + \Omega_{Д}) N_0} \left[\cos(\varphi_c + \varphi_3) \cdot \left[\sin(2(\omega_0 + \Omega_{Д})t_1) - \sin(2(\omega_0 + \Omega_{Д})t_2) \right] + \right. \\ \left. + \sin(\varphi_c + \varphi_3) \left[\cos(2(\omega_0 + \Omega_{Д})t_1) - \cos(2(\omega_0 + \Omega_{Д})t_2) \right] \right] + \frac{A_c A_3 (t_1 - t_2)}{2N_0} \cdot \cos(\varphi_c - \varphi_3). \quad (4)$$

Аналогічно,

$$R(-1, -1) = \frac{A_c A_3}{N_0} \int_{t_1}^{t_2} \cos(\omega_0 t - \Omega_{Д} t + \varphi_c) \cdot \cos(\omega_0 t - \Omega_{Д} t + \varphi_3) dt = \\ = \frac{A_c A_3}{4(\omega_0 - \Omega_{Д}) N_0} \left[\cos(\varphi_c + \varphi_3) \cdot \left[\sin(2(\omega_0 - \Omega_{Д})t_1) - \sin(2(\omega_0 - \Omega_{Д})t_2) \right] + \right. \\ \left. + \sin(\varphi_c + \varphi_3) \left[\cos(2(\omega_0 - \Omega_{Д})t_1) - \cos(2(\omega_0 - \Omega_{Д})t_2) \right] \right] + \frac{A_c A_3 (t_1 - t_2)}{2N_0} \cdot \cos(\varphi_c - \varphi_3); \quad (5)$$

$$R(1, -1) = R(-1, 1) = \frac{A_c A_3}{N_0} \int_{t_1}^{t_2} \cos(\omega_0 t - \Omega_{Д} t + \varphi_c) \cdot \cos(\omega_0 t + \Omega_{Д} t + \varphi_3) dt = \\ = \frac{A_c A_3}{4\omega_0 N_0} \left[\cos(\varphi_c + \varphi_3) (\sin(2\omega_0 t_1) - \sin(2\omega_0 t_2)) + \sin(\varphi_c + \varphi_3) (\cos(2\omega_0 t_1) - \cos(2\omega_0 t_2)) \right] + \\ + \frac{A_c A_3}{4\Omega_{Д} N_0} \left[\cos(\varphi_c - \varphi_3) (\sin(2\Omega_{Д} t_1) - \sin(2\Omega_{Д} t_2)) - \sin(\varphi_c - \varphi_3) (\cos(2\Omega_{Д} t_1) - \cos(2\Omega_{Д} t_2)) \right]; \quad (6)$$

З (4) та (5) видно, що взаємні енергії $R(1,1) = R(-1,-1)$, тому (3) переписемо наступним чином:

$$\Lambda(1, 1) = \varphi \left\{ \exp[b_1(1) + b_2(1) - 2R(1,1)] \right\}; \quad \Lambda(-1, -1) = \varphi \left\{ \exp[b_1(-1) + b_2(-1) - 2R(1,1)] \right\}; \\ \Lambda(1, -1) = \varphi \left\{ \exp[b_1(1) + b_2(-1) - 2R(1, -1)] \right\}; \quad \Lambda(-1, 1) = \varphi \left\{ \exp[b_1(-1) + b_2(1) - 2R(1, -1)] \right\}. \quad (7)$$

Використовуючи (3) запишемо ППР про переданий ДП корисного сигналу з МЧМ:

$$r_k^{c*} = \text{rect} \left\{ \exp b_1(1) \left[\exp(b_2(1) - 2R(1,1)) + \exp(b_2(-1) - 2R(1, -1)) \right] - \right. \\ \left. - \exp b_1(-1) \left[\exp(b_2(1) - 2R(1, -1)) + \exp(b_2(-1) - 2R(1,1)) \right] \right\}, \quad (8)$$

де $\text{rect}(x \geq 0) = 1$, $\text{rect}(x < 0) = 0$ – вирішуюча функція.

З метою приведення аргументу ППР (8) до комбінації доданків функцій $\text{sh}(x)$, $\text{ch}(x)$ від аргументів $b_{1,2}(r_{1,2})$, $R(r_1, r_2)$ помножимо всі складові в аргументі (8) на вираз:

$$\exp \left[-\frac{1}{2} (b_1(1) + b_1(-1) + b_2(1) + b_2(-1) - 2R(1,1) - 2R(1, -1)) \right],$$

В результаті отримуємо:

$$r_k^{c*} = \text{rect} \left\{ \text{sh} \left(\frac{b_1(1) - b_1(-1)}{2} \right) \left[\text{ch} \left(\frac{b_2(1) - b_2(-1)}{2} \right) \text{ch} (R(1, -1) - R(1, 1)) \right] + \text{ch} \left(\frac{b_2(1) - b_2(-1)}{2} \right) \left[\text{sh} \left(\frac{b_2(1) - b_2(-1)}{2} \right) \text{sh} (R(1, -1) - R(1, 1)) \right] \right\}. \quad (9)$$

Тепер поділимо всі складові (9) на

$$\text{ch} \left(\frac{b_2(1) - b_2(-1)}{2} \right) \text{ch} \left(\frac{b_2(1) - b_2(-1)}{2} \right) \text{ch} (R(1, -1) - R(1, 1)).$$

В результаті одержуємо:

$$r_k^{c*} = \text{rect} \left\{ \text{th} \left(\frac{b_1(1) - b_1(-1)}{2} \right) + \text{th} \left(\frac{b_2(1) - b_2(-1)}{2} \right) \text{th} (R(1, -1) - R(1, 1)) \right\}. \quad (10)$$

З урахуванням того, що функція $\text{Arth}(x)$ є непарною, ППР (10) запишемо у вигляді:

$$r_k^{c*} = \text{rect} \left\{ \left(\frac{b_1(1) - b_1(-1)}{2} \right) - \text{Arth} \left[\text{th} \left(\frac{b_2(-1) - b_2(1)}{2} \right) \text{th} (R(1, -1) - R(1, 1)) \right] \right\}. \quad (11)$$

Структурна схема когерентного демодулятора розділення синхронних взаємно неортогональних ЦС з МЧМ, зображена на рис. 1.

Якщо модулі величин $b_2(-1) - b_2(1)$ суттєво перевищують одиницю, (тобто складові завади за миттєвою потужністю набагато більше корисного сигналу), ППР (11) можна суттєво спростити ($\text{th}(x \gg 1) \approx 1$; $\text{th}(x \ll 1) \approx -1$):

$$r_k^{c*} = \text{rect} \left\{ \left(\frac{b_1(1) - b_1(-1)}{2} \right) - \text{sign} \left(\frac{b_2(-1) - b_2(1)}{2} \right) \cdot (R(1, -1) - R(1, 1)) \right\}, \quad (12)$$

де $\text{sign}(x \geq 0) = 1$, $\text{sign}(x < 0) = -1$ – сигнальна функція.

Представлення (12) моделі розділення (11) дозволяє спростено продемонструвати процедуру компенсації потужної завади, подібної корисному сигналу з МЧМ. Демонстрація функціонування ППР (11) наведена в табл. 1. При складанні табл. 1 з метою прозорості пояснень наявність шумових складових на виходах кореляторів схеми рис. 1 не враховувалась.

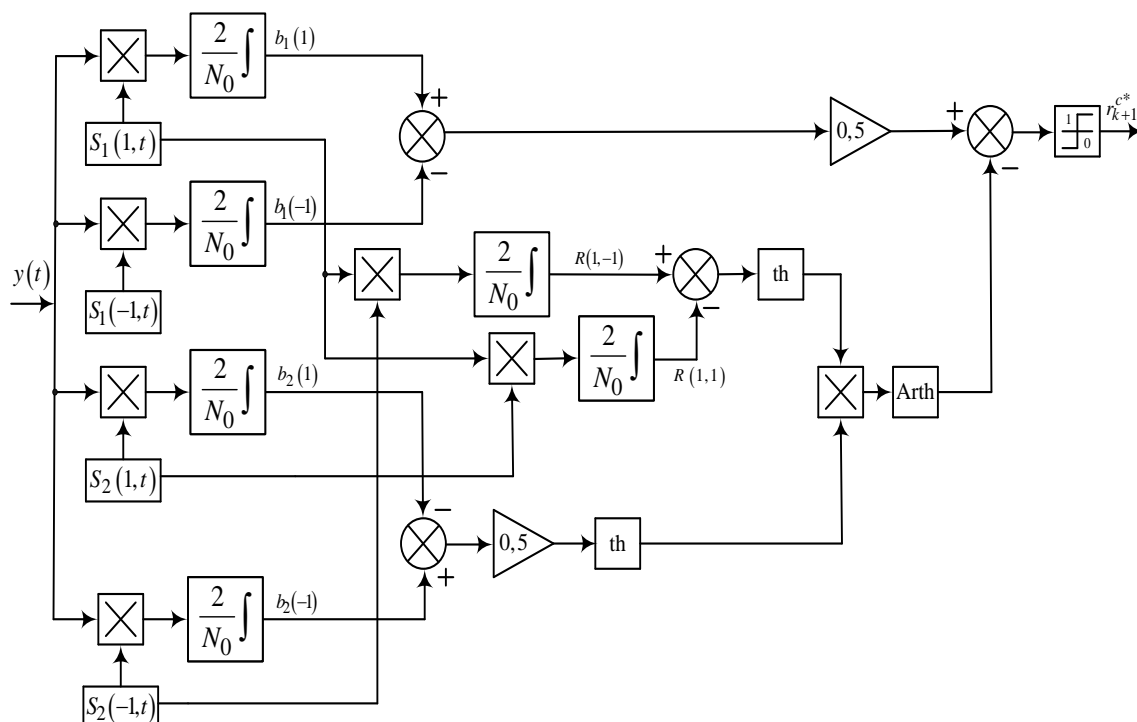


Рис. 1 Структурна схема когерентного демодулятора розділення синхронних ЦС з мінімальною частотною маніпуляцією

Таблиця 1

r_1	r_2	$\frac{b_1(1) - b_1(-1)}{2}$	$\frac{b_2(-1) - b_2(1)}{2}$	$\arg \text{rect}(x)$	r_k^{c*}
0	0	$R(1,-1) - h_1^2(-1) - R(-1,-1)$	$[-R(-1,1) + R(-1,-1) + h_2^2(-1)] > 0$	$-h_1^2(-1)$	0
0	1	$R(1,1) - h_1^2(-1) - R(-1,1)$	$[-R(-1,1) - h_2^2(1) + R(-1,-1)] < 0$	$-h_1^2(-1)$	0
1	0	$h_1^2(1) + R(1,-1) - R(-1,-1)$	$[-R(1,1) + R(1,-1) + h_2^2(-1)] > 0$	$h_1^2(1)$	1
1	1	$h_1^2(1) + R(1,1) - R(-1,1)$	$[-R(1,1) - h_2^2(1) + R(1,-1)] < 0$	$h_1^2(1)$	1

В табл. 1 $\arg \text{rect}(x)$ – аргумент ППР (11).

Висновки

Сутність запропонованої математичної моделі когерентної демодуляції взаємозаважаючих синхронних ЦС з МЧМ полягає в тому, що вона описує процедуру компенсації впливу завади, подібної корисному сигналу з МЧМ на вході корелятора сигнальної гілки демодулятора. При цьому компенсувальні напруги формуються на основі опорних коливань сигналу і завади, а їх знаки – на виході завадової гілки демодулятора.

Відмінною особливістю даної математичної моделі від загальновідомої класичної когерентної демодуляції сигналу з МЧМ є наявність компенсаційного тракту. При цьому, на відміну від процедур, синтезованих метода-

ми лінійної або нелінійної фільтрації, ланцюги компенсації спрямовані не в зворотному, а в прямому напрямку.

Розроблена математична модель не є оптимальною за критерієм мінімуму середньої ймовірності помилки на біт корисного сигналу (точніше, навіть ідеалізований наведений в даній статті варіант, де не містяться процедури оцінювання неперервних неінформаційних параметрів сигналу та завад). Однак очікується, що за умови суттєвого перевищення середньої потужності подібної за структурою завади над потужністю корисного сигналу з МЧМ та відсутності похибок в оцінці неперервних параметрів завади асимптотична завадозахищеність даної математичної моделі виявиться такою ж, як і за відсутності завади в каналі зв'язку при обробці на одному тактовому інтервалі.

Синтезована математична модель може знайти застосування при реалізації програм повторного використання частотного ресурсу та при розробці перспективних завадозахищених засобів радіозв'язку.

Задачі детального аналізу завадостійкості моделі (11) буде присвячена окрема публікація.

Перелік посилань

1. Єрохін В. Ф. Алгоритм демодуляції, що забезпечує повторне використання частот цифрового радіомовлення / В. Ф. Єрохін, І. М. Крутофіст // Захист інформації. – 2005. – № 25. – С. 42-47.
2. Сосулин Ю. Г. Оценочно-корреляционно-компенсационная обработка сигналов на фоне помех / Ю. Г. Сосулин, В. В. Костров // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т. 51, № 9. – С. 1027-1065.
3. Бураченко Д. Л. Оптимальное разделение цифровых сигналов многих пользователей в линиях и сетях связи в условиях помех / Д. Л. Бураченко – Л. : ВАС, 1990. – 302 с.
4. Родимов А. П. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех в линиях связи / А. П. Родимов, В. В. Поповский. – М. : Радио и связь, 1984. – 271 с.
5. Бобровский В. И. Многопользовательское детектирование : Монография / В. И. Бобровский. – Ульяновск : Изд-во «Вектор-С», 2007. – 348 с.
6. Єрохін В. Ф. Процедура когерентно-некогерентної демодуляції взаємозаважаючих цифрових сигналів з двійковою частотною модуляцією / В. Ф. Єрохін, Є. В. Пелешок // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2013. – Вип. 53. – С. 23-31.
7. Єрохін В. Ф. Синтез алгоритмів оптимального розділення двостанових взаємозаважаючих гетерохронних сигналів частотної маніпуляції / В. Ф. Єрохін, В. М. Раєвський // Радіотехніка. ХНУРЕ. – 2009. – № 156. – С. 78-84.
8. Константинов П. А. Оптимальный прием детерминированных сигналов с минимальной частотной манипуляцией / П. А. Константинов, А. А. Парамонов, Д. Н. Яманов // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1983. – Т. 26, № 11. – С. 30-35.
9. Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости / В. А. Котельников. – М. : Государственное энергетическое изд-во, 1956. – 152 с.
10. Петрович Н. Т. Передача и прием дискретных сигналов на основе сравнения элементарных посылок. : дис. док. тех. наук / Н. Т. Петрович. – М. : ИРЭ АН СССР, 1959.

11. Єрохін В. Ф. Випадковий множинний доступ при розв'язанні конфліктів на фізичному рівні : навч. посібн. / В. Ф. Єрохін. – К. : Вид-во ІСЗЗІ НТУУ «КПІ», 2014. – 296 с.

References

1. Yerokhin V. F. and Krutofist I. M. (2005) Alhorytm demodulatsii, shcho zabezpechuie povtorne vykorystannia chastot tsyfrovoho radiomovlennia [Demodulation algorithm for frequencies reusing in digital broadcasting]. *Zakhyst informatsii*, No 25, pp. 42-47.

2. Sosulin Yu. G. and Kostrov V. V. (2006) Estimation–Correlation–Compensation Signal Processing in the Presence of Interferences: A Review. *Journal of Communications Technology and Electronics*. Vol. 51, No 9, p. 967. doi: 10.1134/S1064226906090014

3. Burachenko D. L. (1990) *Optimal'noe razdelenie tsifrovikh signalov mnogikh pol'zovatelei v liniyakh i setyakh svyazi v usloviyakh pomekh* [Optimal separation of digital signals of many users in the lines and communication networks under noisy conditions]. Leningrad, VAS Publ., 302 p.

4. Rodimov A. P. and Popovskii V. V. (1984) *Statisticheskaya teoriya polyarizatsionno-vremennoi obrabotki signalov i pomekh v liniyakh svyazi* [The statistical theory of polarization-time processing of signals and interference in communication lines]. Moscow, Radio i svyaz', 271 p.

5. Bobrovskii V. I. (2007) *Mnogopol'zovatel'skoe detektirovanie* [Multi-user detection]. Ul'yanovsk, Vektor-S Publ., 348 p.

6. Yerokhin V. F. and Peleshok Ye. V. (2013) Procedure of coherent-incoherent demodulation of digital signals with binary frequency modulation. *Visn. NTUU KPI, Ser. Radiotekh. radioaparaturbuduv.*, no. 53, pp. 23-31. (in Ukrainian)

7. Yerokhin V. F. and Raievskiy V. M. (2009) Syntez alhorytmiv optymalnoho rozdiliannia dvostanovykh vzaiemnozavazhaiuchykh heterokhronnykh syhnaliv chastotnoi manipuliatsii [Synthesis algorithms for optimal distribution of mutually interfering heterochrony signals with frequency manipulation]. *Radiotekhnika. KhNURE*, No 156, pp. 78-84.

8. Konstantinov P. A., Paramonov A. A. and Yamanov D. N. (1983) Optimal'nyi priem determinirovannykh signalov s minimal'noi chastotnoi manipulyatsiei [Optimal receiving of deterministic signals with minimum shift keying]. *Izvestiya vuzov. Radioelektronika*. Vol. 26, No 11, pp. 30-35.

9. Kotel'nikov V. A. (1956) *Teoriya potentsial'noi pomekhoustoichivosti* [The theory of potential noise immunity]. Moscow, Gosudarstvennoe Energeticheskoe Izdatelstvo, 152 p.

10. Petrovich N. T. (1959) *Peredacha i priem diskretnykh signalov na osnove sravneniya elementarnykh posylok*. Dis. dok. tekhn. nauk [Sending and receiving digital signals based on a comparison of packets. Dr. Techn. sci. diss.]. Moscow, IRE ANSSR.

11. Yerokhin V. F. (2014) *Vypadkovyi mnozhynnyi dostup pry rozv'iazanni konfliktiv na fizychnomu rivni* [Random Multiple Access in resolving conflicts on the physical level]. Kyiv, ISZZI NTUU "KPI" Publ, 296 p.

Єрохін В. Ф., Пелешок Є. В. Математична модель когерентної демодуляції синхронних взаємно неортогональних цифрових сигналів з мінімальною частотною маніпуляцією. В статті представлено синтез математичної моделі компенсаційної процедури когерентної демодуляції синхронних взаємно неортогональних ЦС з МЧМ. За відсутності завади дана процедура вироджується в процедуру класичної когерентної демодуляції ЦС з МЧМ. При суттєвому перевищенні миттєвої потужності завади над миттєвою потужністю корисного ЦС з МЧМ заводозахищеність прийому остан-

нього наближається до завадозахищеності прийому в каналі з АБГШ без завади.

Дана математична модель може використовуватися при розробці модемних компенсаторів, що забезпечують повторне використання частотного ресурсу, а також при розробці перспективних завадозахищених засобів радіозв'язку.

Ключові слова: радіозв'язок, когерентна демодуляція, синхронні неортогональні цифрові сигнали, мінімальна частотна маніпуляція.

Ерохин В. Ф., Пелешок Е. В. Математическая модель когерентной демодуляции синхронных взаимно неортогональных цифровых сигналов с минимальной частотной манипуляцией. В статье представлен синтез математической модели компенсационной процедуры когерентной демодуляции синхронных взаимно неортогональных ЦС с МЧМ. При отсутствии помехи данная процедура вырождается в процедуру классической когерентной демодуляции ЦС с МЧМ. При существенном превышении мгновенной мощности помехи над мгновенной мощностью полезного ЦС с МЧМ помехозащищенность приема последнего приближается к помехозащищенности приема в канале с аддитивным белым гауссовским шумом без помехи.

Данная математическая модель может быть использована при разработке модемных компенсаторов, обеспечивающих повторное использование частотного ресурса, а также при разработке перспективных помехозащищенных средств радиосвязи.

Ключевые слова: радиосвязь, когерентная демодуляция, синхронные неортогональные цифровые сигналы, минимальная частотная манипуляция.

Yerokhin V. F., Peleshok Y. V. Mathematical model coherent demodulation of synchronous mutually nonorthogonal digital signals with minimum frequency-shift keying.

Introduction. The synthesis mathematical model procedure of coherent demodulation of synchronous mutually nonorthogonal digital signals with minimum frequency-shift keying is the basic and purpose of this article.

Synthesis method of mathematical model coherent demodulation of synchronous mutually nonorthogonal digital signals with minimum frequency-shift keying. Coherent demodulations of powerful signal interference with minimum frequency-shift keying and useful digital signal with minimum frequency-shift keying in a channel with additive white noise are showed. In absence of signal interference this procedure degenerates in classic coherent demodulation of digital signal with minimum frequency-shift keying. When the power of signal interference is much greater power of the useful digital signal with a minimum frequency-shift keying the interference protection receiving in the channel with additive white noise there is such when a signal interference missing.

Conclusions. This mathematical model procedure can be used in modem compensators for realization of the repeated use of frequency resource and in development of perspective protection from signal interference of radio contact facilities.

Keywords: radio contact, coherent demodulation, synchronous nonorthogonal digital signals, minimum frequency-shift keying.