

УДК 621.391.17

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ КОГЕРЕНТНОЇ ДЕМОДУЛЯЦІЇ ВЗАЄМНОЗАВАЖАЮЧИХ ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ З МІНІМАЛЬНОЮ ЧАСТОТНОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ



Є.В. ПЕЛЕШОК

Інститут спеціального зв'язку та захисту інформації
НТУУ «КПІ»

Abstract – For to improve the noise immunity of the reception of the digital signal with a minimum frequency-shift keying (MSK), which observed on the background of the powerful hindrance with a MSK in demodulators receivers use compensatory procedures with coherent demodulation of the useful signal and hindrance is proposed. The synthesis mathematical model procedure of coherent demodulation of synchronous and asynchronous unorthogonal digital signals with MSK is the basic and purpose of this article. In absence of hindrance this procedures degenerates in classic coherent demodulation of digital signal with MSK. When the power of hindrance is much greater power of the useful digital signal with a MSK the interference protection receiving in the channel with additive white noise there is such when a hindrance missing. This mathematical models procedure can be used in modem compensators for realization of the repeated use of frequency resource and in development of perspective protection from hindrances of radio contact facilities.

Анотація – Для підвищення завадозахищеності прийому корисного цифрового сигналу (ЦС) з мінімальною частотною маніпуляцією (МЧМ), що спостерігається на фоні подібної потужної завади, запропоновано використовувати в демодуляторах приймальних пристроїв компенсаційні процедури із застосуванням когерентної обробки корисного сигналу та завади. Проведено синтез математичної моделі когерентної демодуляції синхронних та асинхронних взаємно неортогональних ЦС з МЧМ.

Аннотация – для повышения помехозащищенности приема полезного цифрового сигнала (ЦС) с минимальной частотной манипуляцией (МЧМ), который наблюдается на фоне подобной мощной помехи, предложено использовать в демодуляторах приемных устройств компенсационные процедуры с применением когерентной обработки полезного сигнала и помехи. Проведен синтез математической модели когерентной демодуляции синхронных и асинхронных взаимно неортогональных ЦС с МЧМ.

Вступ

При розробці сучасних високоефективних радіозасобів нагальною залишається проблема ефективного використання радіочастотного ресурсу. В реальних умовах прийом радіосигналів здійснюється, як правило, в умовах впливу навмисних або ненавмисних завад, включаючи структурні, що обумовлено обмеженістю радіочастотного ресурсу та зростанням кількості та потужності випромінювань різноманітного походження.

В межах зазначеного **актуальним** є пошук шляхів повторного використання радіочастотного ресурсу, прийом корисного сигналу в довільній сигнально-завадовій обстановці. На її вирішення спрямована величезна кількість робіт (наприклад, [1–3]).

Для боротьби з завадами можуть бути використані широкосмутові сигнали, адаптивні режими роботи (наприклад, згідно зі стандартами MIL-STD-188-141, MIL-STD-188-110B); псевдовипадкове перелаштування робочої частоти (наприклад, згідно з STANAG 4444); методи просторово-поляризаційної обробки [4,5]; модемні компенсаційні методи [6,7 та ін.]; режекція завад у 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 і тому потребують подальшого розвитку.

Пропонується для підвищення завадозахищеності демодуляції корисного цифрового сигналу (ЦС), що спостерігається на фоні потужної структурної завади з метою повторного використання радіочастотного ресурсу, застосовувати в приймальних пристроях компенсаційні процедури із застосуванням когерентної (квазікогерентної) демодуляції корисного сигналу та завади [5–11].

Для забезпечення передачі даних в обмеженій смузі частот широко застосовуються цифрові сигнали з мінімальною частотною маніпуляцією (МЧМ). Сигнал з МЧМ може бути представлений як сума двох двійкових взаємно ортогональних попарно протилежних сигналів, оптимальний когерентний прийом якого має завадостійкість навіть дещо вищу, ніж у випадку класичної чотирьохпозиційної фазової маніпуляції (ФМ) [12]. Ширина основної пелюстки спектра потужності сигналу при МЧМ дорівнює $1,5/T$ і майже вся енергія такого сигналу ($\approx 99,9\%$) зосереджена в ньому [12].

Тому метою і основним змістом статті є одержання математичних моделей когерентної демодуляції (розділення) синхронних та асинхронних взаємозаважаючих сигналів з МЧМ.

I. Методика синтезу математичної моделі когерентної демодуляції синхронних взаємно неортогональних ЦС з МЧМ

Нехай сигнал МЧМ має індекс маніпуляції, що дорівнює 0,5. На k -му тактовому інтервалі такий сигнал представляється наступним виразом [13,14]:

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

де $\hat{r}_k = -(-1)^{r_k}$, $\hat{r}_k = \overline{1, -1}$, $r_k = \overline{0, 1}$, $k = 1, 2, 3, \dots$, – дискретний параметр (ДП) (інформаційний символ); $\Omega_{\Delta} = \frac{\pi}{2T}$ – девіація частоти; A_0 – амплітуда сигналу 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. Тут і далі для зручності запису використовуються обидва застосованих в раніше відомих публікаціях [13,15] позначення 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 [13].

Тут і далі вважатимемо, що корисний сигнал з МЧМ $S_1(r_1, t)$ та потужна структурна 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 [9–11,15]).

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 параметра корисного сигналу на основі порівняння фазових зсувів на сусідніх тактових інтервалах, відповідно ідеї Н. Т. Петровича [16]. 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 параметра корисного сигналу, тобто про співпадіння (неспівпадіння) значень суміжних згорток. Але при демодуляції МЧМ – сигналу це не так: оптимальне рішення досягається шляхом обробки «в цілому» спостереження на двох суміжних тактових інтервалах [13,14].

Загальний вигляд функціонала правдоподібності (ФП) сукупності дискретних параметрів взаємозаважаючих ЦС для випадку ідеального когерентного прийому (розділення) при згортці на одному тактовому інтервалі аналогічно [9, 15] запишемо у вигляді (номер k тактового інтервалу тут і далі спростовано):

$$\Lambda(r_1, r_2) = \phi \{ \exp [b_1(r_1) + b_2(r_2) - 2R_{12}(r_1, r_2)] \}, \quad (2)$$

де складові, що визначаються енергіями сигналу та завад виду $h_i^2 = \frac{1}{N_0} \int S_i^2(r_i, t) dt = \frac{1}{N_0} \int S_i^2(t) dt$, $i = \overline{1, 2}$, [9, 15] як незалежні від станів ДП r_i (МЧМ – модуляція 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, $b_1(r_1) = \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y(t) S_1(r_1, t) dt$ – відношення по-

двоєного 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;

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

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

$$R_{12}(r_1, r_2) = \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} S_1(r_1, t) S_2(r_2, t) dt - \text{відношення скалярного добутку корисного сиг-}$$

налу $S_1(r_1, t)$ 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 вектора ДП взаємозаважаючих ЦС:

$$\begin{aligned} \Lambda(1, 1) &= \phi\{\exp[b_1(1) + b_2(1) - 2R_{12}(1, 1)]\}; \\ \Lambda(-1, -1) &= \phi\{\exp[b_1(-1) + b_2(-1) - 2R_{12}(-1, -1)]\}; \\ \Lambda(1, -1) &= \phi\{\exp[b_1(1) + b_2(-1) - 2R_{12}(1, -1)]\}; \\ \Lambda(-1, 1) &= \phi\{\exp[b_1(-1) + b_2(1) - 2R_{12}(-1, 1)]\}. \end{aligned} \quad (3)$$

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

Тепер запишемо в явному вигляді згідно з моделлю (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:

$$\begin{aligned} R_{12}(1, 1) &= \frac{A_c A_3}{N_0} \int_{t_1}^{t_2} \cos(\omega_0 t + \Omega_{\Delta} t + \phi_c) \cdot \cos(\omega_0 t + \Omega_{\Delta} t + \phi_3) dt = \\ &= \frac{A_c A_3}{2N_0} \int_{t_1}^{t_2} \cos[2(\omega_0 + \Omega_{\Delta})t + \phi_c + \phi_3] dt + \frac{A_c A_3}{2N_0} \int_{t_1}^{t_2} \cos(\phi_c - \phi_3) dt = \\ &= \frac{A_c A_3}{2N_0} \int_{t_1}^{t_2} \cos[2(\omega_0 + \Omega_{\Delta})t] \cos(\phi_c + \phi_3) dt - \frac{A_c A_3}{2N_0} \int_{t_1}^{t_2} \sin[2(\omega_0 + \Omega_{\Delta})t] \sin(\phi_c + \phi_3) dt + \\ &\quad + \frac{A_c A_3}{2N_0} \int_{t_1}^{t_2} \cos(\phi_c - \phi_3) dt = \\ &= \frac{A_c A_3}{2N_0} \cdot \frac{\cos(\phi_c + \phi_3)}{2(\omega_0 + \Omega_{\Delta})} \cdot \sin[2(\omega_0 + \Omega_{\Delta})t] \Big|_{t_1}^{t_2} + \frac{A_c A_3}{2N_0} \cdot \frac{\sin(\phi_c + \phi_3)}{2(\omega_0 + \Omega_{\Delta})} \cdot \cos[2(\omega_0 + \Omega_{\Delta})t] \Big|_{t_1}^{t_2} + \\ &\quad + \frac{A_c A_3 (t_1 - t_2)}{2N_0} \cdot \cos(\phi_c - \phi_3) = \\ &= \frac{A_c A_3}{4(\omega_0 + \Omega_{\Delta}) N_0} [\cos(\phi_c + \phi_3) \cdot [\sin(2(\omega_0 + \Omega_{\Delta})t_1) - \sin(2(\omega_0 + \Omega_{\Delta})t_2)] + \\ &\quad + \sin(\phi_c + \phi_3) [\cos(2(\omega_0 + \Omega_{\Delta})t_1) - \cos(2(\omega_0 + \Omega_{\Delta})t_2)]] + \frac{A_c A_3 (t_1 - t_2)}{2N_0} \cdot \cos(\phi_c - \phi_3). \end{aligned} \quad (4)$$

Аналогічно,

$$\begin{aligned} R_{12}(-1,-1) &= \frac{A_c A_3}{N_0} \int_{t_1}^{t_2} \cos(\omega_0 t - \Omega_{\mathcal{A}} t + \phi_c) \cdot \cos(\omega_0 t - \Omega_{\mathcal{A}} t + \phi_3) dt = \\ &= \frac{A_c A_3}{4(\omega_0 - \Omega_{\mathcal{A}}) N_0} [\cos(\phi_c + \phi_3) \cdot [\sin(2(\omega_0 - \Omega_{\mathcal{A}}) t_1) - \sin(2(\omega_0 - \Omega_{\mathcal{A}}) t_2)] + \\ &+ \sin(\phi_c + \phi_3) [\cos(2(\omega_0 - \Omega_{\mathcal{A}}) t_1) - \cos(2(\omega_0 - \Omega_{\mathcal{A}}) t_2)]] + \frac{A_c A_3 (t_1 - t_2)}{2N_0} \cdot \cos(\phi_c - \phi_3); \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} R_{12}(-1,1) &= R_{12}(1,-1) = \frac{A_c A_3}{N_0} \int_{t_1}^{t_2} \cos(\omega_0 t - \Omega_{\mathcal{A}} t + \phi_c) \cdot \cos(\omega_0 t + \Omega_{\mathcal{A}} t + \phi_3) dt = \\ &= \frac{A_c A_3}{4\omega_0 N_0} [\cos(\phi_c + \phi_3) (\sin(2\omega_0 t_1) - \sin(2\omega_0 t_2)) + \sin(\phi_c + \phi_3) (\cos(2\omega_0 t_1) - \cos(2\omega_0 t_2))] + \\ &+ \frac{A_c A_3}{4\Omega_{\mathcal{A}} N_0} [\cos(\phi_c - \phi_3) (\sin(2\Omega_{\mathcal{A}} t_1) - \sin(2\Omega_{\mathcal{A}} t_2)) - \sin(\phi_c - \phi_3) (\cos(2\Omega_{\mathcal{A}} t_1) - \cos(2\Omega_{\mathcal{A}} t_2))]; \end{aligned} \quad (6)$$

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

$$\begin{aligned} \Lambda(1,1) &= \phi \{ \exp[b_1(1) + b_2(1) - 2R_{12}(1,1)] \}; \quad \Lambda(-1,-1) = \phi \{ \exp[b_1(-1) + b_2(-1) - 2R_{12}(1,1)] \}; \\ \Lambda(1,-1) &= \phi \{ \exp[b_1(1) + b_2(-1) - 2R_{12}(1,-1)] \}; \quad \Lambda(-1,1) = \phi \{ \exp[b_1(-1) + b_2(1) - 2R_{12}(1,-1)] \}. \end{aligned} \quad (7)$$

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

$$\begin{aligned} r_k^{c*} &= \text{rect} \{ \exp[b_1(1) [\exp(b_2(1) - 2R_{12}(1,1)) + \exp(b_2(-1) - 2R_{12}(1,-1))] - \\ &- \exp[b_1(-1) [\exp(b_2(1) - 2R_{12}(1,-1)) + \exp(b_2(-1) - 2R_{12}(1,1))]] \}. \end{aligned} \quad (8)$$

Тут $\text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases}$ – вирішуюча функція.

З метою приведення аргументу ППР (8) до комбінації доданків функцій $sh(x)$, $ch(x)$ від аргументів $b_{1,2}(r_{1,2})$, $R_{12}(r_1, r_2)$ помножимо всі складові в аргументі (8) на вираз:

$$\exp \left[-\frac{1}{2} (b_1(1) + b_1(-1) + b_2(1) + b_2(-1) - 2R_{12}(1,1) - 2R_{12}(1,-1)) \right],$$

В результаті отримуємо:

$$\begin{aligned} r_k^{c*} &= \text{rect} \left\{ \exp \left[\frac{1}{2} (b_1(1) + b_2(1) - 2R_{12}(1,1) - b_1(-1) - b_2(-1) + 2R_{12}(1,-1)) \right] + \right. \\ &+ \exp \left[\frac{1}{2} (b_1(1) - b_2(1) + 2R_{12}(1,1) - b_1(-1) + b_2(-1) - 2R_{12}(1,-1)) \right] - \\ &- \exp \left[\frac{1}{2} (-b_1(1) + b_2(1) + 2R_{12}(1,1) + b_1(-1) - b_2(-1) - 2R_{12}(1,-1)) \right] - \\ &\left. - \exp \left[\frac{1}{2} (-b_1(1) - b_2(1) - 2R_{12}(1,1) + b_1(-1) + b_2(-1) + 2R_{12}(1,-1)) \right] \right\} = \\ &= \text{rect} \left\{ \exp \left(\frac{b_1(1) - b_1(-1)}{2} \right) \cdot \left[\exp \left(\frac{2R_{12}(1,-1) - 2R_{12}(1,1) + b_2(1) - b_2(-1)}{2} \right) + \right. \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + \exp\left(\frac{-2R_{12}(1,-1)+2R_{12}(1,1)-b_2(1)+b_2(-1)}{2}\right) \Big] - \exp\left(\frac{-b_1(1)+b_1(-1)}{2}\right) \times \\
 & \times \left[\exp\left(\frac{-2R_{12}(1,-1)+2R_{12}(1,1)+b_2(1)-b_2(-1)}{2}\right) + \exp\left(\frac{2R_{12}(1,-1)-2R_{12}(1,1)-b_2(1)+b_2(-1)}{2}\right) \right] \Big\} = \\
 & = \text{rect}\left\{ \text{sh}\left(\frac{b_1(1)-b_1(-1)}{2}\right) \left[\text{ch}\left(\frac{b_2(1)-b_2(-1)}{2}\right) \text{ch}(R_{12}(1,-1)-R_{12}(1,1)) \right] + \right. \\
 & \left. + \text{ch}\left(\frac{b_2(1)-b_2(-1)}{2}\right) \left[\text{sh}\left(\frac{b_2(1)-b_2(-1)}{2}\right) \text{sh}(R_{12}(1,-1)-R_{12}(1,1)) \right] \right\}. \quad (9)
 \end{aligned}$$

Тепер поділимо всі складові (9) на

$$\text{ch}\left[\frac{1}{2}(b_2(1)-b_2(-1))\right] \text{ch}\left[\frac{1}{2}(b_2(1)-b_2(-1))\right] \text{ch}(R_{12}(1,-1)-R_{12}(1,1)).$$

В результаті одержуємо:

$$r_k^{c*} = \text{rect}\left\{ \text{th}\left[\frac{1}{2}(b_1(1)-b_1(-1))\right] + \text{th}\left[\frac{1}{2}(b_2(1)-b_2(-1))\right] \text{th}(R_{12}(1,-1)-R_{12}(1,1)) \right\}. \quad (10)$$

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

$$r_k^{c*} = \text{rect}\left\{ \left(\frac{b_1(1)-b_1(-1)}{2}\right) - \text{Arth}\left[\text{th}\left(\frac{b_2(-1)-b_2(1)}{2}\right) \text{th}(R_{12}(1,-1)-R_{12}(1,1))\right] \right\}. \quad (11)$$

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

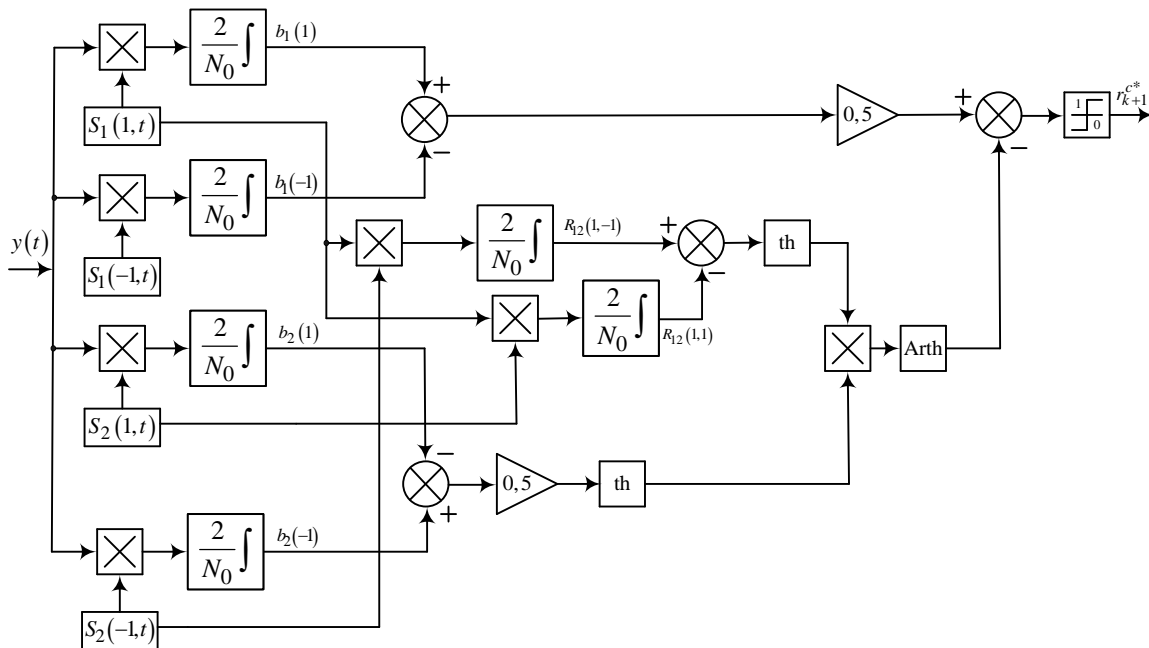


Рис. 1. Структурна схема когерентного демодулятора розділення синхронних ЦС з мінімальною частотною маніпуляцією

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

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

Тут $\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases}$ – сигнальна функція.

Спрощене представлення (12) моделі розділення (11) дозволяє 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 враховувались.

Таблиця 1. Демонстрація функціонування правила прийняття рішення (11)

r_1	r_2	$\frac{b_1(1) - b_1(-1)}{2}$	$\frac{b_2(-1) - b_2(1)}{2}$	$\text{arg rect}(x)$	r_k^{c*}
0	0	$R_{12}(1,-1) - h_1^2(-1) - R_{12}(-1,-1)$	$[-R_{12}(-1,1) + R_{12}(-1,-1) + h_2^2(-1)] \geq \theta_1^2(-1)$	$\theta_1^2(-1)$	0
0	1	$R_{12}(1,1) - h_1^2(-1) - R_{12}(-1,1)$	$[-R_{12}(-1,1) - h_2^2(1) + R_{12}(-1,-1)] < \theta_1^2(-1)$	$\theta_1^2(-1)$	0
1	0	$h_1^2(1) + R_{12}(1,-1) - R_{12}(-1,-1)$	$[-R_{12}(1,1) + R_{12}(1,-1) + h_2^2(-1)] > 0$	$h_1^2(1)$	1
1	1	$h_1^2(1) + R_{12}(1,1) - R_{12}(-1,1)$	$[-R_{12}(1,1) - h_2^2(1) + R_{12}(1,-1)] < 0$	$h_1^2(1)$	1

Тут $\text{arg rect}(x)$ – аргумент ППР (11).

II. Методика синтезу математичної моделі когерентної демодуляції асинхронних взаємно неортогональних ЦС з МЧМ

Якщо тактова частота асинхронної по тактовим точкам з сигналом завади не перевищує тактову частоту корисного сигналу, то модель спостереження може бути представлена у вигляді суми корисного сигналу та двох взаємно ортогональних завад $S_2(r_2, t)$ та $S_3(r_3, t)$ на довжині однієї інформаційної послідовності $T = t_k - t_{k-1}$ корисного сигналу $S_1(r_1, t)$, що пояснюється на рис. 2.

Математична модель вхідного спостереження у цьому випадку буде мати вигляд:

$$y(t) = \sum_{j=1}^3 S_j(r_{jk}, t) + n(t), \quad t \in [t_{k-1}, t_k], \quad (13)$$

де $n(t)$ – АБГШ з односторонньою спектральною щільністю потужності N_0 . Тут і далі канал зв'язку будемо вважати стаціонарним, а неінформаційні параметри корисного і заважаючого (заважаючих) сигналів точно відомими (аналогічно [9–11, 15]).

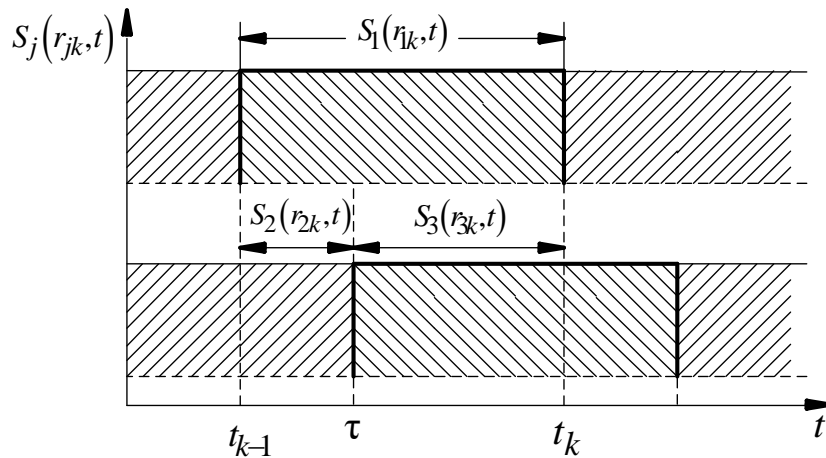


Рис. 2. Часові діаграми корисного та заважаючого сигналу

Використовуючи попередні міркування та позначення, отримуємо вирішуюче правило:

$$r_k^{c*} = \text{rect} \left\{ \frac{b_1(1) - b_1(-1)}{2} - \text{Arth} \left[\text{th} \left(\frac{b_2(-1) - b_2(1)}{2} \right) \text{th} [R_{12}(1, -1) - R_{12}(1, 1)] \right] - \text{Arth} \left[\text{th} \left(\frac{b_3(-1) - b_3(1)}{2} \right) \text{th} [R_{13}(1, -1) - R_{13}(1, 1)] \right] \right\}, \quad (14)$$

позначення $b_1(r_1)$, $b_2(r_2)$, $R_{12}(r_1, r_2)$ – такі ж, як і в (2), $b_3(r_3) = \frac{2}{N_0} \int_{\tau}^{t_k} y(t) S_3(r_3, t) dt$ – відношення подвоєного скалярного добутку вхідного спостереження і корисного сигналу $S_3(r_3, t)$ на довжині тактового інтервалу $[t_{k-1}, t_k)$ до односторонньої спектральної щільності потужності АБГШ. Аналогічно, $R_{13}(r_1, r_3) = \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} S_1(r_1, t) S_3(r_3, t) dt$ – відношення скалярного добутку корисного $S_1(r_1, t)$ та заважаючого $S_3(r_3, t)$ сигналів на довжині тактового інтервалу $[t_{k-1}, t_k)$ (взаємної енергії) до односторонньої спектральної щільності потужності АБГШ. По аналогії, $R_{23}(r_2, r_3) = \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} S_2(r_2, t) S_3(r_3, t) dt$.

З порівняння (11) та (14) видно, що аналітична складність ППР є лінійною і залежить від кількості взаємно ортогональних сигналів, якими може бути представлений заважаючий гетерохронний сигнал на довжині однієї інформаційної послідовності корисного сигналу.

Узагальнена структурна схема когерентного демодулятора, що реалізує розділення асинхронних взаємно неортогональних ЦС з МЧМ на одному тактовому інтервалі корисного сигналу зображена на рис. 3.

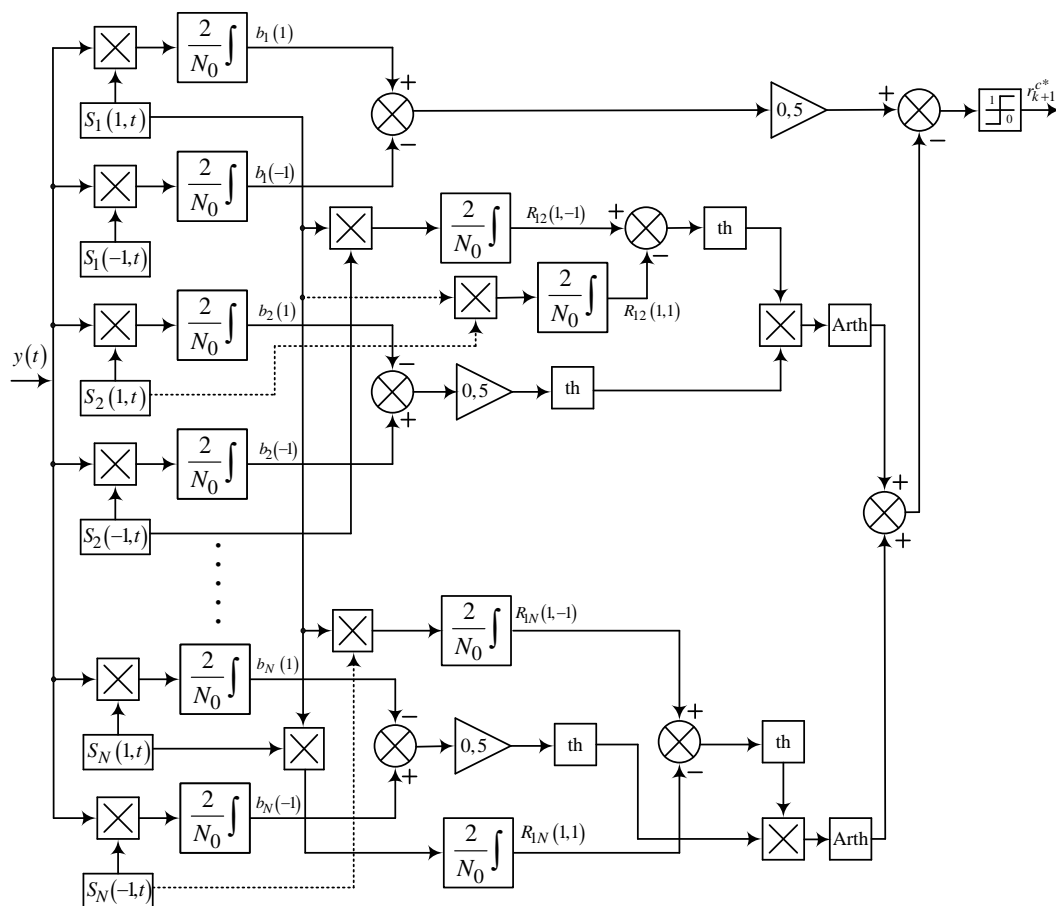


Рис. 3. Узагальнена структурна схема когерентного демодулятора розділення асинхронних ЦС з МЧМ

Висновки

Сутність запропонованих математичних моделей (11), (14) когерентної демодуляції взаємозаважаючих синхронних, асинхронних ЦС з МЧМ полягає в тому, що вони описують процедуру компенсації впливу завади, подібної корисному МЧМ сигналу. При цьому компенсуючі напруги формуються на основі опорних коливань сигналу і завади, а їх знаки – на виході завадової гілки демодулятора.

З порівняння (11) та (14) видно, що аналітична складність ППР є лінійною і залежить від кількості взаємно ортогональних сигналів, якими може бути представлений заважаючий гетерохронний сигнал на довжині однієї інформаційної послідовності корисного сигналу.

Розроблені математичні моделі не є оптимальними за критерієм мінімуму середньої ймовірності помилки на біт корисного сигналу. Очікується, що за умови суттєвого перевищення середньої потужності подібної за структурою завади над потужністю корисного МЧМ сигналу та відсутності похибок в оцінці неперервних параметрів завади асимптотична завадозахищеність даних математичних моделей виявиться такою ж, як і за відсутності завади в каналі зв'язку при обробці на одному тактовому

інтервалі. Синтезовані математичні моделі можуть знайти застосування при розробці модемних компенсаторів, що забезпечують повторне використання частотного ресурсу, а також при розробці перспективних завадозахищених засобів радіозв'язку.

Список літератури:

1. *Ерохін В.Ф., Крутофіст І.М.* Алгоритм демодуляції, що забезпечує повторне використання частот цифрового радіомовлення // Захист інформації. – 2005. – № 25. – С. 42-47.
2. *Немировский А.С., Полушин П.А.* Метод компенсации помех с использованием частично частотного разнесения // Электросвязь. – 1990. – № 12. – С. 37-39.
3. *Сосулин Ю.Г., Костров В.В.* Оценочно-корреляционно-компенсационная обработка сигналов на фоне помех // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т. 51, № 9. – С. 1027-1065.
4. *Родимов А.П., Поповский В.В.* Статистическая теория поляризованно-временной обработки сигналов и помех в линиях связи. – М. : Радио и связь, 1984. – 271 с.
5. *Яманов Д.Н., Жаворонков С.С.* Повторное использование частот в каналах связи с минимальной частотной манипуляцией сигналов // Научный вестник МГТУ ГА. Серия Радиофизика и радиотехника. – 2006. – № 98(2). – С. 55-60.
6. *Сосулин Ю.Г.* Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. – М. : Советское радио, 1978. – 320 с.
7. *Бураченко Д.Л.* Оптимальное разделение цифровых сигналов многих пользователей в линиях и сетях связи в условиях помех. – Л.: ВАС, 1990. – 302 с.
8. *Бобровский В.И.* Многопользовательское детектирование : Монография. – У. : Изд-во «Вектор-С», 2007. – 348 с.
9. *Ерохін В.Ф., Крутофіст І.М.* Асимптотична ефективність когерентних демодуляторів цифрових сигналів, що спостерігаються на фоні подібних потужних завад // Труды академії. НАОУ. – 2005. – № 65. – С. 76-81.
10. *Ерохін В.Ф., Раевский В.Н.* Оптимальная демодуляция цифрового сигнала при аддитивном воздействии мощной подобной помехи // Изв. вузов. НТУУ «КПИ». Серия Радиоэлектроника. – 2009. – Т. 52, № 9. – С. 17-29.
11. *Аджемов С.С., Кастейянос Г.Ц., Смирнов Н.И.* Перспективы применения частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой // Зарубежная радиоэлектроника. – 1987. – № 9. – С. 3-9.
12. *Ерохін В.Ф., Раєвський В.М.* Синтез алгоритмів оптимального розділення двостанових взаємозаважаючих гетерохронних сигналів частотної маніпуляції // Радиотехніка. – 2009. – № 156. – С. 78-84.
13. *Константинов П.А., Парамонов А.А., Яманов Д.Н.* Оптимальный прием детерминированных сигналов с минимальной частотной манипуляцией // Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника. – 1983. – Т. 26, № 11. – С. 30-35.
14. *Парамонов А.А., Яманов Д.Н.* Оптимальный прием сигналов с минимальной частотной манипуляцией при флюктуирующей начальной фазе // Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника. – 1985. – Т. 28, № 4. – С. 50-55.
15. *Ерохін В.Ф.* Випадковий множинний доступ при розв'язанні конфліктів на фізичному рівні : Навч. посібник. – К. : Вид-во ІСЗЗІ НТУУ «КПІ», 2014. – 296 с.
16. *Петрович Н.Т.* Передача и прием дискретных сигналов на основе сравнения элементарных посылок. : дис. ... док. тех. наук. – М. : ИРЭ АН СССР, 1959.