

**МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ КОГЕРЕНТНОЇ ДЕМОДУЛЯЦІЇ  
АДИТИВНОЇ СУМШІ СИНХРОННИХ ВЗАЄМНОЗАВАЖАЮЧИХ  
ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ З МІНІМАЛЬНОЮ ЧАСТОТНОЮ  
МАНІПУЛЯЦІЄЮ**

*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» м. Київ, Україна*

При розробці сучасних радіозасобів актуальною 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.

Для забезпечення передачі даних в обмеженій смузі частот широко застосовуються цифрові сигнали (ЦС) 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 [1].

Нехай сигнал з МЧМ має індекс маніпуляції, що дорівнює 0,5. На  $k$ -му тактовому інтервалі такий сигнал (у загальному випадку сигналів може бути більше одного) представляється наступним виразом [1, 2]:

$$S_i(\hat{r}_{ik}, t) = A_i \cos(\omega_0 t + \hat{r}_{ik} \Omega_D t + \varphi_{ik} + \varphi_{i0}), \quad t \in [t_{k-1}, t_k), \quad (1)$$

де  $A_i$  – амплітуда сигналу з МЧМ;  $\Omega_D = \frac{\pi}{2T}$  – девіація частоти;  $T$  – тривалість тактового інтервалу;  $\omega_0$  – частота несівної;  $\hat{r}_{ik} = -(-1)^{r_{ik}}$ ,  $\hat{r}_{ik} = \overline{1, -1}$ ,  $r_{ik} = \overline{0, 1}$ ,  $\forall i = \overline{1, M}$ ,  $k = 1, 2, 3, \dots$  – дискретний параметр (ДП);  $M$  – кількість синхронних по тактовим точкам сигналів з МЧМ;  $\varphi_{ik} = \frac{\pi}{2} \sum_{j=1}^{k-1} \hat{r}_{ij} - \frac{(k-1)\pi}{2} \hat{r}_{ik} = -\frac{\pi}{2} \sum_{j=1}^{k-1} (-1)^{r_{ij}} + \frac{(k-1)\pi}{2} (-1)^{r_{ik}}$  – фаза сигналу на  $k$ -му тактовому інтервалі;  $\varphi_{i0}$  – початкова фаза.

З (1) видно, що сигнал з МЧМ залежить від значень інформаційного символу не тільки на  $k$ -му тактовому інтервалі, але і від його значень на всіх попередніх інтервалах [1,2]. За два будь-яких сусідніх інтервали фаза сигналу змінюється на  $\pm\pi$  або не змінюється. Таким чином, при обробці вхідного спостереження на одному тактовому інтервалі будемо мати справу з демодуляцією ортогональних сигналів, а при обробці на інтервалі

$2T$  – протилежних.

Модель вхідного спостереження для випадку, коли в каналі присутні два взаємно синхронних по тактовим точкам МЧМ – сигнали має вигляд:

$$y(t) = -(-1)^{r_1^{\text{п}}} S_{11}(t \in [2kT, 2(k+1)T]) - (-1)^{r_1^{\text{н}}} S_{12}(t \in [(2k-1)T, (2k+1)T]) - (-1)^{r_2^{\text{п}}} S_{21}(t \in [2kT, 2(k+1)T]) - (-1)^{r_2^{\text{н}}} S_{22}(t \in [(2k-1)T, (2k+1)T]) + n(t), \quad (2)$$

де  $r_1^{\text{п}}$ ,  $r_2^{\text{п}}$  – ДП на парних тактових інтервалах корисного сигналу та завади відповідно;  $r_1^{\text{н}}$ ,  $r_2^{\text{н}}$  – ДП на непарних тактових інтервалах корисного сигналу та завади відповідно;  $S_{11}(t)$ ,  $S_{12}(t)$  – квадратурні складові корисного МЧМ – сигналу, що відповідають значенням його ДП на парних ( $\hat{r}_1^{\text{п}}$ ) та непарних ( $\hat{r}_1^{\text{н}}$ ) тактових інтервалах відповідно;  $S_{21}(t)$ ,  $S_{22}(t)$  – квадратурні складові заважаючого МЧМ – сигналу, що відповідають значенням його ДП на парних ( $\hat{r}_2^{\text{п}}$ ) та непарних ( $\hat{r}_2^{\text{н}}$ ) тактових інтервалах відповідно;  $n(t)$  – адитивний білий гаусівський шум.

В результаті розробки аналітичної моделі когерентної демодуляції синхронних по тактовим точкам взаємозаважаючих ЦС з МЧМ було отримано правило прийняття рішення про переданий ДП на парних тактових інтервалах корисного сигналу з МЧМ:

$$r_1^{\text{п}*} = \text{rect} \left[ b_1^{\text{п}} - \text{Arth}(\text{th}b_2^{\text{п}} \text{th}2R^{\text{п}}) - \text{Arth}(\text{th}b_2^{\text{н}1} \text{th}2R_1^{\text{н}}) - \text{Arth}(\text{th}b_2^{\text{н}2} \text{th}2R_2^{\text{н}}) \right], \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \text{де } b_1^{\text{п}} &= \frac{2}{N_0} \int_{2kT}^{2(k+1)T} y(t) S_{11}(t) dt; & b_2^{\text{п}} &= \frac{2}{N_0} \int_{2kT}^{2(k+1)T} y(t) S_{21}(t) dt; \\ b_2^{\text{н}1} &= \frac{2}{N_0} \int_{(2k-1)T}^{(2k+1)T} y(t) S_{22}(t) dt; & b_2^{\text{н}2} &= \frac{2}{N_0} \int_{(2k+1)T}^{(2k+3)T} y(t) S_{22}(t) dt; \\ R^{\text{п}} &= \frac{1}{N_0} \int_{2kT}^{2(k+1)T} S_{11}(t) S_{21}(t) dt; & R_1^{\text{н}} &= \frac{1}{N_0} \int_{2kT}^{(2k+1)T} S_{11}(t) S_{22}(t) dt; \\ R_2^{\text{н}} &= \frac{1}{N_0} \int_{(2k+1)T}^{2(k+1)T} S_{11}(t) S_{22}(t) dt. \end{aligned}$$

Відповідно, правило прийняття рішення про переданий ДП корисного сигналу з МЧМ на непарних тактових інтервалах:

$$r_1^{\text{н}*} = \text{rect} \left[ b_1^{\text{н}} - \text{Arth}(\text{th}b_2^{\text{н}} \text{th}2R^{\text{н}}) - \text{Arth}(\text{th}b_2^{\text{п}1} \text{th}2R_1^{\text{п}}) - \text{Arth}(\text{th}b_2^{\text{п}2} \text{th}2R_2^{\text{п}}) \right], \quad (4)$$

$$\text{де } b_1^{\text{н}} = \frac{2}{N_0} \int_{(2k-1)T}^{(2k+1)T} y(t) S_{12}(t) dt; \quad b_2^{\text{н}} = \frac{2}{N_0} \int_{(2k-1)T}^{(2k+1)T} y(t) S_{22}(t) dt;$$

$$b_2^{n1} = \frac{2}{N_0} \int_{2(k-1)T}^{2kT} y(t) S_{21}(t) dt; \quad b_2^{n2} = \frac{2}{N_0} \int_{2kT}^{2(k+1)T} y(t) S_{21}(t) dt;$$
$$R^H = \frac{1}{N_0} \int_{(2k-1)T}^{(2k+1)T} S_{12}(t) S_{22}(t) dt; \quad R_1^H = \frac{1}{N_0} \int_{(2k-1)T}^{2kT} S_{12}(t) S_{21}(t) dt;$$
$$R_2^H = \frac{1}{N_0} \int_{2kT}^{(2k+1)T} S_{12}(t) S_{21}(t) dt.$$

Синтезована модель може знайти застосування при розробці модемних компенсаторів, що забезпечать повторне використання частотного ресурсу при МЧМ, а також при розробці перспективних заводо захищених засобів радіозв'язку, адаптивних до сигнально-заводової обстановки.

#### **Перелік посилань**

1. Аджемов С. С. Перспективы применения частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой / С. С. Аджемов, Г. Ц. Кастейянос, Н. И. Смирнов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1987. – № 9. – С. 3–9.

2. Константинов П. А. Оптимальный прием детерминированных сигналов с минимальной частотной манипуляцией / П. А. Константинов, А. А. Парамонов, Д. Н. Яманов // Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника. – 1983. – Т. 26, № 11. – С. 30–35.

#### **Анотація**

Запропонована математична модель компенсаційної процедури когерентної демодуляції синхронних взаємозаважаючих цифрових сигналів з мінімальною частотною маніпуляцією.

**Ключові слова:** когерентна демодуляція, синхронні цифрові сигнали, мінімальна частотна маніпуляція.

#### **Аннотация**

Предложена математическая модель компенсационной процедуры когерентной модуляции синхронных взаимно мешающих цифровых сигналов с минимальной частотной манипуляцией.

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

#### **Abstract**

The mathematical model of the compensation procedure of coherent demodulation synchronous mutually interfering digital signals with minimum shift keying is proposed.

**Keywords:** coherent demodulation, synchronous digital signals, minimum frequency-shift keying.