

## МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ КОГЕРЕНТНОЇ ДЕМОДУЛЯЦІЇ ВЗАЄМНОЗАВАЖАЮЧИХ ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ З МІНІМАЛЬНОЮ ЧАСТОТНОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ

Єрохін В.Ф., Пелешок Є.В., Захарич О.В.

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

*E-mail: pel85@ukr.net*

### **The mathematical model of coherent demodulation mutually interfering digital signals with minimum frequency shift keying**

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

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, [1,2]).

Пропонується для підвищення заводо захищеності 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 [3,4].

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 заводостійкість навіть дещо вишу, ніж у випадку класичної чотирьохпозиційної фазової маніпуляції [5]. 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].

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 [6]:

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

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:

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

де  $r_1^{\text{II}}$ ,  $r_2^{\text{II}}$  – ДП на парних тактових інтервалах корисного сигналу та завади відповідно;  $r_1^{\text{H}}$ ,  $r_2^{\text{H}}$  – 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 ( $\hat{r}_1^{\text{II}}$ ) та непарних ( $\hat{r}_1^{\text{H}}$ ) тактових інтервалах відповідно;  $S_{21}(t)$ ,  $S_{22}(t)$  – квадратурні складові заважаючого МЧМ - сигналу, що відповідають значенням його ДП на парних ( $\hat{r}_2^{\text{II}}$ ) та непарних ( $\hat{r}_2^{\text{H}}$ ) 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:

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

де

$$b_1^{\text{II}} = \frac{2}{N_0} \int_{2kT}^{2(k+1)T} y(t) S_{11}(t) dt; \quad b_2^{\text{II}} = \frac{2}{N_0} \int_{2kT}^{2(k+1)T} y(t) S_{21}(t) dt;$$

$$b_2^{\text{H}1} = \frac{2}{N_0} \int_{(2k-1)T}^{(2k+1)T} y(t) S_{22}(t) dt; \quad b_2^{\text{H}2} = \frac{2}{N_0} \int_{(2k+1)T}^{(2k+3)T} y(t) S_{22}(t) dt;$$

$$R^{\Pi} = \frac{1}{N_0} \int_{2kT}^{2(k+1)T} S_{11}(t)S_{21}(t) dt; R_1^{\text{H}} = \frac{1}{N_0} \int_{2kT}^{(2k+1)T} S_{11}(t)S_{22}(t) dt;$$

$$R_2^{\text{H}} = \frac{1}{N_0} \int_{(2k+1)T}^{2(k+1)T} S_{11}(t)S_{22}(t) dt.$$

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

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

де

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

$$b_2^{\Pi 1} = \frac{2}{N_0} \int_{2(k-1)T}^{2kT} y(t)S_{21}(t) dt; b_2^{\Pi 2} = \frac{2}{N_0} \int_{2kT}^{2(k+1)T} y(t)S_{21}(t) dt;$$

$$R^{\text{H}} = \frac{1}{N_0} \int_{(2k-1)T}^{(2k+1)T} S_{12}(t)S_{22}(t) dt; R_1^{\Pi} = \frac{1}{N_0} \int_{(2k-1)T}^{2kT} S_{12}(t)S_{21}(t) dt;$$

$$R_2^{\Pi} = \frac{1}{N_0} \int_{2kT}^{(2k+1)T} S_{12}(t)S_{21}(t) dt.$$

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.

## Література

1. Немировский А. С. Метод компенсации помех с использованием частичного частотного разнесения / А. С. Немировский, П. А. Полушин // Электросвязь. – 1990. – № 12. – С. 37–39.
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. Бобровский В. И. Многопользовательское детектирование : Монография / В. И. Бобровский. – У. : Изд-во «Вектор-С», 2007. – 348 с.
5. 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.
6. 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.