УДК 621.391.17

ПРОЦЕДУРА КОГЕРЕНТНО-НЕКОГЕРЕНТНОЇ ДЕМОДУЛЯЦІЇ ВЗАЄМНОЗАВАЖАЮЧИХ ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ З ДВІЙКОВОЮ ЧАСТОТНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

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

PROCEDURE OF COHERENT-INCOHERENT DEMODULATION OF DIGITAL SIGNALS WITH BINARY FREQUENCY MODULATION

Yerokhin V., Doc. Of Sci (Technics), Professor; Peleshok Y.
Institute of special communications and information protection National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, Ukraine

Вступ

В сучасних умовах прийом радіосигналів здійснюється, як правило, в апріорно невизначеній сигнально-завадовій обстановці, яка обумовлена обмеженістю радіочастотного ресурсу та зростанням кількості та потужності структурних випромінювань різноманітного походження. В загальному випадку на вхід радіоприймального пристрою, крім корисних сигналів, потрапляють завади, які разом з внутрішніми шумами приймача можуть суттєво впливати на якість прийняття сигналу. Тому проблема демодуляції сигналів в умовах впливу завад була і залишається актуальною, а на її вирішення спрямована велика кількість робіт [1].

Окремим важливим класом задач завадозахищеного прийому сигналів є задачі, що пов'язані з прийомом корисного сигналу в умовах впливу потужних синхронних та подібних за структурою завад, що є одними із найнебезпечніших при прийомі [1–3].

У даній роботі пропонується для підвищення завадозахищеності прийому корисного сигналу, що спостерігається на фоні подібної потужної завади, використовувати в демодуляторах приймальних пристроїв компенсаційні процедури із застосуванням когерентної (квазікогерентної) обробки завади та некогерентної обробки корисного сигналу [2,4].

Метою і основним змістом статті є вирішення задачі синтезу процедури когерентно-некогерентної демодуляції взаємозаважаючих цифрових сигналів двостанової частотної модуляції (ЧМ-2) та визначення її потенційної завадозахищеності. Для досягнення поставленої мети доопрацюємо і використаємо методику, що приведена в [2, 4].

Методика синтезу процедури когерентно-некогерентного детектування корисного ЧМ-2 сигналу, що спостерігається на фоні потужної та подібної за структурою ЧМ-2 завади

Вважатимемо, що частотні позиції і тактові точки сигналу та завади співпадають, а маніпуляція завади на кожній із двох частотних позицій здійснюється без розриву фази. Остання умова дає можливість використовувати когерентну (квазікогерентну) обробку завади, а корисний сигнал будемо обробляти некогерентно (квадратурно).

Модель спостереження на тривалості тактового інтервалу представимо наступним чином:

$$y(t)=s_1(r_1,\varphi_{1c},\varphi_{2c},t)+s_2(r_2,\varphi_{1з},\varphi_{2з},t)+n(t)=r_1\Big[A_1^s\cos(\omega_1 t+\varphi_{1з})-$$

$$-A_1^k\sin(\omega_1 t+\varphi_{1з})\Big]+(1-r_1)\Big[A_2^s\cos(\omega_2 t+\varphi_{2з})-A_2^k\sin(\omega_2 t+\varphi_{2з})\Big]+$$

$$+r_2A_{21}\cos(\omega_1 t+\varphi_{1з})+(1-r_2)A_{22}\cos(\omega_2 t+\varphi_{2з})+n(t), \qquad (1)$$

де $A_{1,2}^{s,k}$ — амплітуди синфазних та квадратурних складових сигналу; A_{21}, A_{22} — амплітуда завади на частотах ω_1 та ω_2 відповідно; $n(t)$ — адитивний білий гаусівський шум (АБГШ).

В свою чергу

$$A_1^s=A_0\cos(\varphi_{1c}-\varphi_{1з});\ A_1^k=A_0\sin(\varphi_{1c}-\varphi_{1з});$$
$$A_2^s=A_0\cos(\varphi_{2c}-\varphi_{2з});\ A_2^s=A_0\sin(\varphi_{2c}-\varphi_{2з}), \qquad (2)$$

де A_0 — амплітуда корисного сигналу, незмінна за частотою.

Будемо також вважати, що стани дискретних параметрів r_1 та r_2 рівноімовірні та взаємно незалежні, а початкові фази $\varphi_{1,2,c,з}$ рівномірно розподілені на інтервалі $[0,2\pi]$.

Запишемо умовний функціонал правдоподібності для спостереження (1):

$$\Lambda(r_1,r_2,/\varphi_{1c},\varphi_{2c})=\exp\frac{1}{N_0}\Bigg[2\int_{t_{k-1}}^{t_k}y(t)\cdot s_1(r_1,\varphi_{1c},\varphi_{2c},t)dt+$$

$$+2\int_{t_{k-1}}^{t_k}y(t)\cdot s_2(r_2,\varphi_{1з},\varphi_{2з},t)dt-\int_{t_{k-1}}^{t_k}s_1^2(r_1,\varphi_{1c},\varphi_{2c},t)dt-\int_{t_{k-1}}^{t_k}s_2^2(r_2,\varphi_{1з},\varphi_{2з},t)dt-$$

$$-2\int_{t_{k-1}}^{t_k}s_1(r_1,\varphi_{1c},\varphi_{2c},t)\cdot s_2(r_2,\varphi_{1з},\varphi_{1з},t)dt\Bigg] \qquad (3)$$

З урахуванням моделі спостереження (1) і квадратурного представлення сигналу (2) введемо позначення для запису функціоналу (3) у явному вигляді:

$$b_1^s = \frac{2}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t_k} y(t) A_0 \cos(\varphi_{1c} - \varphi_{1з}) \cdot \cos(\omega_1 t + \varphi_{1з}) dt = b_1^{s0} \cos(\varphi_{1c} - \varphi_{1з});$$

$$b_1^k = -\frac{2}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t_k} y(t) A_0 \sin(\varphi_{1c} - \varphi_{1з}) \cdot \sin(\omega_1 t + \varphi_{1з}) dt = -b_1^{k0} \sin(\varphi_{1c} - \varphi_{1з});$$

$$b_2^s = \frac{2}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t_k} y(t) A_0 \cos(\varphi_{2c} - \varphi_{2з}) \cdot \cos(\omega_2 t + \varphi_{2з}) dt = b_2^{s0} \cos(\varphi_{2c} - \varphi_{2з});$$

$$b_2^k = -\frac{2}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t_k} y(t) A_0 \sin(\varphi_{2c} - \varphi_{2з}) \cdot \sin(\omega_2 t + \varphi_{2з}) \mathrm{d}t = -b_2^{k0} \sin(\varphi_{2c} - \varphi_{2з});$$

$$b_1 = \frac{2}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t_k} y(t) A_{21} \cos(\omega_2 t + \varphi_{1з}) dt;\ b_2 = \frac{2}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t_k} y(t) A_{22} \cos(\omega_2 t + \varphi_{2з}) dt;$$

$$h_1^2 = \frac{1}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t_k} A_0^2 \cos^2(\varphi_{1c} - \varphi_{1з}) \cdot \cos^2(\omega_1 t + \varphi_{1з}) dt + \frac{1}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t_k} A_0^2 \sin^2(\varphi_{1c} - \varphi_{1з}) \times$$

$$\times \sin^2(\omega_1 t + \varphi_{1з}) dt = h_{1s}^2 + h_{1k}^2;$$

$$h_2^2 = \frac{1}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t_k} A_0^2 \cos^2(\varphi_{2c} - \varphi_{2з}) \cdot \cos^2(\omega_2 t + \varphi_{2з}) dt + \frac{1}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t_k} A_0^2 \sin^2(\varphi_{2c} - \varphi_{2з}) \times$$

$$\times \sin^2(\omega_{21} t + \varphi_{2з}) dt = h_{2s}^2 + h_{2k}^2;$$

$$h_{1,2}^{2(2)} = \frac{1}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t_k} A_{21,22}^2 \cos^2(\omega_{1,2} t + \varphi_{1з,2з}) dt;$$

$$R_1 = \frac{1}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t_k} A_{21} A_0 \cos(\varphi_{1c} - \varphi_{1з}) \cdot \cos^2(\omega_1 t + \varphi_{1з}) dt = R_1^0 \cos(\varphi_{1c} - \varphi_{1з});$$

$$R_2 = \frac{1}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t_k} A_{22} A_0 \cos(\varphi_{2c} - \varphi_{2з}) \cdot \cos^2(\omega_2 t + \varphi_{2з}) dt = R_2^0 \cos(\varphi_{2c} - \varphi_{2з}) \ .(4)$$

Зазначимо, що величини $h_{1,2}^2$, $h_{1,2}^{2(2)}$ інваріантні до значень початкових фаз $\varphi_{1c,2c}$ та $\varphi_{1з,2з}$. Крім того, при запропонованій вже відмові від оцінювання амплітуди A_0 корисного сигналу очевидне рівняння $h_1^2 = h_2^2$. Однак припущення про відмову від оцінювання амплітуди корисного сигналу та заміни її величиною $A_0 << A_{21}$, $A_0 << A_{22}$ не дозволяє знехтувати тим, що в загальному випадку $A_{21} \neq A_{22}$, тому що можливий випадок, коли різниця $|A_{21} - A_{22}|$ спів вимірна з A_0.

З урахуванням позначень (4), функціонал правдоподібності (3) може бути представлений наступним чином

$$\Lambda(r_1,\ r_2 / \varphi_{1c}, \varphi_{2c}) = \exp\Big[r_1\Big(b_1^{s0}\cos(\varphi_{1c} - \varphi_{1з}) - b_1^{k0}\sin(\varphi_{1c} - \varphi_{1з})\Big) + (1 - r_1)\times$$

$$\times\Big(b_2^{s0}\cos(\varphi_{2c} - \varphi_{2з})\Big) - b_2^{k0}\sin(\varphi_{2c} - \varphi_{2з}) + r_2 b_1 + (1 - r_2)b_2 - r_1 h_1^2 - (1 - r_1)h_2^2 -$$

$$- r_2 h_1^{2(2)} - (1 - r_2)h_2^{2(2)} - 2r_1 r_2 R_1^0 \cos(\varphi_{1c} - \varphi_{1з}) - 2(1 - r_1)(1 - r_2)R_2^0 \cos(\varphi_{2c} - \varphi_{2з})\Big] \quad (5)$$

При квазікогерентній обробці завади та за умови $h_{1,2}^2 >> 1$, похибками оцінок початкових фаз $\varphi_{1з,2з}$ можна знехтувати, тобто $\varphi_{1з} = \varphi_{2з} = 0$. Усереднивши (5) по $\varphi_{1c,2c}$ на інтервалі $[0, 2\pi]$ отримаємо безумовний функціонал правдоподібності:

$$\Lambda(r_1, r_2) = \frac{\exp\left(-r_1 h_1^2 - (1 - r_1)h_2^2\right)}{4\pi^2} \cdot \exp\left(r_2\left(b_1 - h_1^{2(2)}\right) + (1 - r_2)\left(b_2 - h_2^{2(2)}\right)\right)\times$$

$$\times \int_0^{2\pi}\int_0^{2\pi} \exp\Big[r_1\left(b_1^{s0}\cos\varphi_{1c} - b_1^{k0}\sin\varphi_{1c}\right) + (1 - r_1)\left(b_2^{s0}\cos\varphi_{2c} - b_2^{k0}\sin\varphi_{2c}\right) -$$

$$- 2r_1 r_2 R_1^0 \cos\varphi_{1c} - 2(1 - r_1)(1 - r_2)R_2^0 \cos\varphi_{2c}\Big] d\varphi_{1c} d\varphi_{2c}. \quad (6)$$

У подальшому множником $\exp\left(-r_1 h_1^2 - (1 - r_2)h_1^2\right)/2\pi$, що не залежить від r_1 та r_2 знехтуємо. З урахуванням раніше введених позначень (4) запишемо:

$$R_1^0 = \frac{h_1^{2(2)} A_0}{A_{21}} = \alpha_1 h_1^{2(2)};$$

$$R_2^0 = \frac{h_1^{2(2)} A_0}{A_{22}} = \alpha_1 h_2^{2(2)}. \quad (7)$$

Введемо позначення, що полегшують процедуру інтегрування (6):

$$B_1 = \sqrt{\left(b_1^{s0}\right)^2 + \left(b_1^{k0}\right)^2}\ ;\ B_2 = \sqrt{\left(b_2^{s0}\right)^2 + \left(b_2^{k0}\right)^2}\ ;$$

$$\psi_1 = \operatorname{arctg}\frac{b_1^{k0}}{b_1^{s0}}\ ;\ \psi_2 = \operatorname{arctg}\frac{b_2^{k0}}{b_2^{s0}}, \qquad (8)$$

звідки:

$$b_1^{s0} = B_1\cos\psi_1;\ b_1^{k0} = B_1\sin\psi_1;$$

$$b_2^{s0} = B_2\cos\psi_2;\ b_2^{k0} = B_2\sin\psi_2. \qquad (9)$$

Тоді (6) з урахуванням (7)–(9) перепишеться у вигляді:

$$\Lambda\left(r_1,\ r_2\right) = \frac{1}{2\pi}\exp\left[r_2\left(b_1 - h_1^{2(2)}\right) + \left(1-r_2\right)\left(b_2 - h_2^{2(2)}\right)\right]\times$$

$$\int_0^{2\pi}\int_0^{2\pi}\exp\left[r_1 B_1\left(\cos\psi_1\cos\varphi_{1c} - \sin\psi_1\sin\varphi_{1c}\right) + \left(1-r_1\right)B_2\left(\cos\psi_2\cos\varphi_{2c} - \right.\right. \qquad (10)$$

$$\left.\left. -\sin\psi_2\sin\varphi_{2c}\right) - 2r_1r_2\alpha_1h_1^{2(2)}\cos\varphi_{1c} - 2\left(1-r_1\right)\left(1-r_2\right)\alpha_2h_2^{2(2)}\cos\varphi_{2c}\right]d\varphi_{1c}d\varphi_{2c}.$$

В загальному випадку правило прийняття рішення (ППР) для рівноімовірного дискретного параметру корисного сигналу r_1 має вигляд:

$$r_1^* = \operatorname{rect}\left[\Lambda(1,0) + \Lambda(1,1) - \Lambda(0,1) - \Lambda(0,0)\right];$$

$$\operatorname{rect}\left(x \ge 0\right) = 1;\ \operatorname{rect}\left(x < 0\right) = 0.$$

Або з урахуванням (10):

$$r_1^* = \operatorname{rect}\left[\exp\left(b_2 - h_2^{2(2)}\right)\int_0^{2\pi}\exp\left(B_1\left(\cos\psi_1\cos\varphi_{1c} - \sin\psi_1\sin\varphi_{1c}\right)\right)d\varphi_{1c} + \right.$$

$$+\exp\left(b_1 - h_1^{2(2)}\right)\cdot\int_0^{2\pi}\exp\left(B_1\left(\cos\psi_1\cos\varphi_{1c} - \sin\psi_1\sin\varphi_{1c}\right) - 2\alpha_1h_1^{2(2)}\cos\varphi_{1c}\right)d\varphi_{1c} -$$

$$-\exp\left(b_2 - h_2^{2(2)}\right)\int_0^{2\pi}\exp\left(B_2\left(\cos\psi_2\cos\varphi_{2c} - \sin\psi_2\sin\varphi_{2c}\right) - 2\alpha_2h_2^{2(2)}\cos\varphi_{2c}\right)d\varphi_{2c} -$$

$$\left. -\exp\left(b_1 - h_1^{2(2)}\right)\int_0^{2\pi}\exp\left(B_2\left(\cos\psi_2\cos\varphi_{2c} - \sin\psi_2\sin\varphi_{2c}\right)\right)d\varphi_{2c}\right]. \qquad (11)$$

Еквівалентні та спрощуючі перетворення процедури когерентно-некогерентної демодуляції корисного ЧМ-2 сигналу в умовах адитивного впливу подібної потужної завади

Після заміни змінних інтегрування на $\xi = \psi_{1,2} + \varphi_{1c,2c}$ отримаємо [5]:

$$r_1^* = \mathrm{rect}\left[\mathrm{e}^{\left(b_2 - h_2^{2(2)}\right)} \cdot \left[\int_0^{2\pi} \mathrm{e}^{(B_1\cos\xi)}\mathrm{d}\xi - \int_0^{2\pi} \mathrm{e}^{\left(\left(b_2^{s0} - 2\alpha_2 h_2^{2(2)}\right)\cdot\cos\varphi_{2c} - b_2^{k0}\cdot\sin\varphi_{2c}\right)} d\varphi_{2c} \right] - \right.$$

$$\left. - \mathrm{e}^{\left(b_1 - h_1^{2(2)}\right)} \cdot \left[\int_0^{2\pi} \mathrm{e}^{(B_2\cos\xi)}\mathrm{d}\xi - \int_0^{2\pi} \mathrm{e}^{\left(\left(b_1^{s0} - 2\alpha_1 h_1^{2(2)}\right)\cdot\cos\varphi_{1c} - b_1^{k0}\sin\varphi_{1c}\right)} d\varphi_{1c} \right] \right]. \quad (12)$$

Введемо позначення аналогічно (8), (9):

$$b_{1e}^{s0} = b_1^{s0} - 2\alpha_1 h_1^{2(2)};\ B_{1e} = \sqrt{\left(b_{1e}^{s0}\right)^2 + \left(b_1^{k0}\right)^2};$$

$$b_{2e}^{s0} = b_2^{s0} - 2\alpha_2 h_2^{2(2)};\ B_{2e} = \sqrt{\left(b_{2e}^{s0}\right)^2 + \left(b_2^{k0}\right)^2};$$

$$\eta_1 = \mathrm{arctg}\frac{b_1^{k0}}{b_{1e}^{s0}};\ \eta_2 = \mathrm{arctg}\frac{b_2^{k0}}{b_{2e}^{s0}},$$

звідки

$$b_{1e}^{s0} = B_{1e}\cos\eta_1;\ b_1^{k0} = B_{1e}\sin\eta_1;$$

$$b_{2e}^{s0} = B_{2e}\cos\eta_2;\ b_2^{k0} = B_{2e}\sin\eta_2.$$

Після заміни змінних інтегрування у другому та четвертому інтегралі ППР (12) на $\eta_{1,2} + \varphi_{1c,2c}$ отримаємо:

$$r_1^* = \mathrm{rect}\left[\ \exp\left(b_2 - h_2^{2(2)}\right)\left[I_0(B_1) - I_0(B_{2e})\right] + \exp\left(b_1 - h_1^{2(2)}\right)\left[I_0(B_{1e}) - I_0(B_2)\right]\ \right], \quad (13)$$

де $I_0(\cdots)$ — модифікована функція Бесселя нульового порядку.

Можна побачити, що при $h_{1,2}^{2(2)} >> 1$, $h_{1,2}^{2(2)} >> h_{1,2}^2$

$$\exp\left(b_1 - h_1^{2(2)}\right)\ \Big|_{r_2=1} >> 1;\ \exp\left(b_2 - h_2^{2(2)}\right)\ \Big|_{r_2=1} \cong 0;$$

$$\exp\left(b_1 - h_1^{2(2)}\right)\ \Big|_{r_2=0} \cong 0;\ \exp\left(b_2 - h_2^{2(2)}\right)\ \Big|_{r_2=0} >> 1.$$

Тоді ППР (13) можна замінити асимптотично еквівалентним:

$$r_1^* = \mathrm{rect}\left[\ \mathrm{rect}\left(b_2 - h_2^{2(2)}\right)\left[I_0(B_1) - I_0(B_{2e})\right] + \mathrm{rect}\left(b_1 - h_1^{2(2)}\right)\left[I_0(B_{1e}) - I_0(B_2)\right]\ \right]. \quad (14)$$

Таким чином, наближена процедура (14) прийняття рішення r_1^* виявляється двоетапною, де на першому етапі приймається рішення про те, на якій з частот випромінюється завада $s_2(r_2, \varphi_{1з}, \varphi_{2з}, t)$. Якщо енергія завади суттєво перевищує енергію корисного сигналу $s_1(r_1, \varphi_{1c}, \varphi_{2c}, t)$, то пару правила прийняття рішення $\mathrm{rect}\left(b_{1,2} - h_{1,2}^{2(2)}\right)$, через малий вплив похибок на

загальне рішення r_1^*, слід замінити одним правилом прийняття рішення при когерентному (квазікогерентному) прийомі сигналу ЧМ-2:

$$r_2^* = \mathrm{rect}(b_1 - b_2).$$

У результаті (14) перетворюється до вигляду:

$$r_1^* = \mathrm{rect}\left[\mathrm{rect}(b_1 - b_2)\cdot(B_1 - B_{2e}) + \mathrm{rect}(b_2 - b_1)\cdot(B_{1e} - B_2)\right], \qquad (15)$$

де враховано, що функція $I_0(x)$ монотонна при $x > 0$.

Використовуючи наведені вище позначення, ППР (15) можна переписати наступним чином:

$$r_1^* = \mathrm{rect}\left[\left(b_1^{s0} - 2\mathrm{rect}(b_1 - b_2)\alpha_1 h_1^{2(2)}\right)^2 + \left(b_1^{k0}\right)^2 - \right.$$
$$\left. - \left(b_2^{s0} - 2\mathrm{rect}(b_2 - b_1)\alpha_2 h_2^{2(2)}\right)^2 - \left(b_2^{k0}\right)^2\right]. \qquad (16)$$

У разі відсутності завади $s_2(r_2, \varphi_{1з}, \varphi_{2з}, t)$, тобто при $h_{1,2}^{2(2)} = 0$, ППР (13)–(16) вироджуються в класичні правила некогерентного прийому двійкового ЧМ сигналу.

Виконаємо якісне оцінювання завадостійкості отриманих ППР для асимптотичного випадку необмеженого збільшення середньої потужності завади $s_2(r_2, \varphi_{1з}, \varphi_{2з}, t)$. Припускаючи, що похибки оцінювання неперервних $(A_{21},\ A_{22}, \varphi_{1з}, \varphi_{2з})$ та дискретного параметрів завади будуть наближатися до нуля, отримаємо наступні вирази для b_1^{s0}, b_2^{k0} (див. позначення (2), (4)):

$$b_1^{s0}\Big|_{r_1=r_2=1} = \frac{2}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t_k}\left[\left(A_1^s + A_{21}\right)\cos\left(\omega_1 t + \varphi_{1з}\right) + n(t)\right]\cdot A_1^s\cos\left(\omega_1 t + \varphi_{1з}\right)dt =$$

$$= 2h_{1s}^2 + 2\alpha_1 h_1^{2(2)} + n_{ш1};$$

$$b_2^{s0}\Big|_{r_1=r_2=0} = \frac{2}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t_k}\left[\left(A_2^s + A_{22}\right)\cos\left(\omega_2 t + \varphi_{2з}\right) + n(t)\right]\cdot A_2^s\cos\left(\omega_2 t + \varphi_{2з}\right)dt =$$

$$= 2h_{2s}^2 + 2\alpha_2 h_2^{2(2)} + n_{ш2}. \qquad (17)$$

Із співставлення (16) та (17) видно, що при вищезазначених припущеннях (про відсутність похибок оцінювання параметрів завади) складові в кореляційних інтегралах $b_{1,2}^{s0}$, що породжуються її наявністю, повністю компенсуються. Шумові складові $n_{ш1}$ $n_{ш2}$, залишаються такими ж, як і для класичного випадку некогерентного прийому ЧМ-2 сигналу. Таким чином, потенційна завадостійкість алгоритму некогерентної демодуляції (13) ЧМ-

2 сигналу за умови суттєвого перевищення середньої потужності подібної ЧМ-2 завади над потужністю корисного сигналу і відсутності похибок в оцінюванні її параметрів є такою ж, як і за її відсутності.

Висновки

Процедура когерентно-некогерентної демодуляції взаємозаважаючих цифрових сигналів двостанової частотної модуляції має ряд переваг:

– за умови суттєвого перевищення середньої потужності подібної ЧМ-2 завади над потужністю корисного ЧМ-2 сигналу та відсутності похибок в оцінці параметрів завади потенційна (гранична) завадостійкість процедури некогерентної демодуляції (13) є такою ж, як і за відсутності завади;

– компенсація здійснюється на виходах кореляційної згортки корисного сигналу, що є зручним з точки зору технічної реалізації;

– за відсутності завади дана процедура вироджується у класичну некогерентну демодуляцію ЧМ-2 сигналу;

– дана процедура може використовуватися при реалізації програм повторного використання частотного ресурсу та при розробці перспективних завадозахищених засобів радіозв'язку.

Література

1. Бобровский В. И. Многопользовательское детектирование / В. И. Бобровский. — Ульяновск. : Вектор — С, 2007. — 348 с.

2. 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.

3. Бураченко Д. Л. Потенциальная помехоустойчивость разделения цифровых сигналов. Методика, программы, результаты расчетов / Д. Л. Бураченко, В. Ф. Ерохин, В. О. Рашич — Л., 1987. — 122 с. — Деп. в ЦСИФ МО 04.03.87, № В-523.

4. Ерохин В. Ф. Демодуляция конфликтующих цифровых сигналов / В. Ф. Ерохин. — К. : КВИУС — ИК им. В. М. Глушкова АН Украины, 1993. — 132 с.

5. Прудников А. П. Интегралы и ряды: Элементарные функции / А. П. Прудников, Ю. А. Брычков, О. И. Маричев. — М. : Наука, 1981. — 797 с.

References

1. Bobrovskyi V. I. Mnohopolzovatelskoie detektirovanie. Ulianovsk, Vector – S, 2007, 348 p.

2. Yerokhin V. F., Krutofist I. M. Alhorytm demoduliatsuyi shcho zabezpechyie povtorne vykorystannia chastot radiomovlennia. Zakhyst informatsyi, 2005. No. 25, pp. 42–47.

3. Burachenko D. L., Yerokhin V. F., Rashych V. O. Potentsyalnaia pomekhoustoychivost razdelenyia tsyfrovykh sihnalov. Metodika, prohramy, rezultaty raschetov. L., 1987, 122 p. Dep. TSSIF MO 04.03.87 # V-523.

4. Yerokhin V. F. Demoduliatsyia konfliktuiushchikh tsyfrovykh sihnalov. K. : KVIUS – IK. im. V. M. Hlushkova AN Ukrainy, 1993, 132 p.

5. Prudnikov A. P., Brychkov Yu. A., Marychev O. A. Intehraly i riady: Elementarnyie funktsyi. M. : Nauka, 1981, 797 p.

Єрохін В. Ф., Пелешок Є. В. ***Процедура когерентно-некогерентної демодуляції взаємнозаважаючих цифрових сигналів з двійковою частотною модуляцією.*** *В статті представлений синтез компенсаційної процедури когерентно-некогерентної демодуляції взаємозаважаючих цифрових сигналів з двійковою частотною модуляцією (ЧМ-2). Показано, що за умови квазікогерентного прийому подібної ЧМ-2 завади та суттєвого перевищення її середньої потужності над потужністю корисного ЧМ-2 сигналу, завадозахищеність прийому останнього наближається до завадозахищеності прийому в каналі без завади з адитивним білим гаусівським шумом.*

Ключові слова: *радіозв'язок, когерентно-некогерентна демодуляція, потенційна завадозахищеність, двійкова частотна модуляція.*

Ерохин В. Ф., Пелешок Е. В. ***Процедура когерентно-некогерентной демодуляции взаимномешающих цифровых сигналов с двоичной частотной модуляцией.*** *В статье представленный синтез компенсационной процедуры когерентно-некогерентной демодуляции взаимномешающих цифровых сигналов с двоичной частотной модуляцией (ЧМ-2). Показано, что при условии квазикогерентного приема подобной ЧМ-2 помехи и существенного превышения ее средней мощности над мощностью полезного ЧМ-2 сигнала, помехозащищенность приема последнего приближается к помехозащищенности приема в канале без помехи с аддитивным белым гауссовским шумом.*

Ключевые слова: *радиосвязь, когерентно-некогерентная демодуляция, потенциальная помехозащищенность, двоичная частотная модуляция.*

Yerokhin V., Peleshok Y. ***Procedure of coherent-incoherent demodulation of digital signals with binary frequency modulation.***

Introduction. The synthesis procedure of coherent-incoherent demodulation of digital signals with binary frequency modulation (F3E-2) is the basic and the purpose of this article.

Synthesis procedure method of coherent-incoherent demodulation of useful signal with F3E-2 which is observed with a powerful and alike hindrance with F3E-2. Coherent reception of similar hindrance with F3E-2 and incoherent reception of useful digital signal with F3E-2 in a channel with additive white noise are showed.

Simplifying transformations of coherent-incoherent demodulation procedure of useful digital signal with F3E-2 in the conditions of similar powerful hindrance. Simplification of procedure of coherent-incoherent demodulations of digital signals with F3E-2 is accomplished.

Conclusions. In absence of hindrance this procedure degenerates in classic incoherent demodulation of digital signal with F3E-2. This procedure can be used for programs realization of the repeated use of frequency resource and in development of perspective protection from hindrances of radio contact facilities.

Keywords*: radio contact, coherent-incoherent demodulations, protecting from hindrances, binary frequency modulation.*