

**ОПТИМАЛЬНІ АЛГОРИТМИ РОЗДІЛЕННЯ ДВОХ ВЗАЄМНО НЕОРТОГОНАЛЬНИХ СИГНАЛІВ**

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

Як відомо алгоритми розділення взаємно неортогональних цифрових сигналів (ЦС), що оптимальні за критерієм мінімуму середньої помилки в дискретних параметрах (ДП), характеризуються експоненційно залежною складністю від кількості сигналів, що підлягають розділенню [1-3]. Стосовно задачі розділення адитивно об'єднаних ЦС прийнятну складність, на жаль, мають алгоритми розділення двох та трьох ЦС, синхронних за тактовими точками Тому на першочергову увагу заслуговують випадки, коли в спостереженні, окрім одного корисного сигналу, присутній ще один – подібний йому, заважаючий.

Сутність статистичної теорії розділення ЦС (СТРЦС) полягає в двох взаємопов'язаних складових [1]:

По-перше – на основі байєсівського підходу в статистичній теорії демодуляції ЦС – формування апостеріорних мір  $p_i(r / y_i, t)$  станів  $r_i = \overline{0, m_i - 1}$ ;  $m_i \geq 2$ ;  $i = \overline{1, M}$  інформаційних параметрів взаємозаважаючих (індивідуальних) ЦС із застосуванням апостеріорного розподілу  $p(r / y_i, t)$

станів  $r$  групового ЦС,  $r = (r_1, \dots, r_M)$ ;  $r = \overline{0, m_r - 1}$ ;  $m_r = \prod_{i=1}^M m_i$ , що формально утворюється індивідуальними ЦС, із наступним порівнянням в другій вирішуючій схемі [2,3].

По-друге – нерозривне, в єдиній постановці, розв'язання задач фільтрації неінформаційних неперервних  $\vec{\lambda}_i$ ,  $i = \overline{1, M}$  та інформаційних (псевдоінформаційних) параметрів  $r_i$ ,  $i = \overline{1, M}$  взаємозаважаючих ЦС, коли «м'які» або «жорсткі» оцінки  $r_i^*$  ДП сигналів застосовуються для демодуляції на входах трактів оцінок  $\vec{\lambda}_i^*$ ,  $i = \overline{1, M}$  неперервних параметрів ЦС, які, в свою чергу, необхідні для кореляційної обробки.

Процедури формування розподілів  $p_i(r / y_i, t)$  із застосуванням розподілу  $p(r / y_i, t)$  визначаються законом об'єднання індивідуальних ЦС в груповий і не залежать від конкретного виду  $p(r / y_i, t)$  [1]. А якщо врахувати, що незалежно від моделей спостереження, каналу зв'язку і виду мо-

дуляції-демодуляції розподіл  $p(r / y_i, t)$  завжди може бути представлений подібно [4] у еквівалентній експоненційній формі, то доцільно при розв'язанні задач синтезу спочатку одержувати деякий «базовий» алгоритм демодуляції – «каркас», який на початковому етапі слід використати для одержання відповіді про потенційну завадостійкість розділення, а в подальшому – конкретизувати в залежності від постановки задачі, насичуючи його процедурами фільтрації (оцінювання) неінформаційних параметрів.

Вищевикладене ґрунтується на тому, що методи формування спільної апостеріорної щільності імовірності дискретно-неперервних марківських параметрів  $\omega(r, \vec{\lambda} / y_i, t)$  та розподілу станів групового ДП  $p(r / y_i, t)$  добре відомі. Подальша розробка цих методів вже виконана, включаючи приведення до експоненційного представлення.

### **Мета статті**

Метою статті є огляд вже відомих та одержання із застосуванням СТРС так званих «базових» алгоритмів когерентного (КГ), квазікогерентного (ККГ), та когерентно-некогерентного (КНГ) розділення корисного ЦС і неортогональної йому подібної завади, що перевищує корисний сигнал за миттєвою потужністю із подальшим обговоренням їх спільних рис. Під когерентно-некогерентною обробкою тут і далі будемо розуміти ситуації, коли один з двох взаємозаважаючих сигналів демодулюється когерентно (квазікогерентно), а другий – некогерентно (НКГ) (автокореляційно).

### **Моделі спостереження**

Подальше викладення виконане із застосуванням результатів, що були представлені раніше в роботах [1,5,6], а також одержаних авторами безпосередньо методами СТРС при підготовці цієї публікації. При цьому обмежимося тим, що в моделях спостереження вектор неперервних параметрів  $\vec{\lambda}$  спростуємо (тобто, будемо вважати його точно відомим або оцінюваним з необхідною точністю), активні стани ДП корисного і заважаючого сигналу будемо вважати двійковими рівноімовірними і взаємно незалежними, а корисний та заважаючий сигнали синхронними за тактовими точками. Це дозволить викласти матеріал в систематичному, однорідному і завдяки цьому в прозорому для розуміння вигляді, що не заважає його довільному узагальненню. Припущення про можливість узагальнення «базових» алгоритмів розділення ґрунтується: на забезпеченні еквівалентного експоненційного представлення розподілу  $p(r / y_i, t)$ ; відсутності руйнування структури «базового» алгоритму; появи процедур фільтрації неінформаційних параметрів  $\vec{\lambda}_i$ ,  $i = \overline{1, M}$ . Такі процедури просто доповнять структуру «базового» алгоритму.

Розглянемо моделі спостереження (тут і далі перший сигнал – корисний, а другий – заважаючий):

1. Два двійкових фазоманіпульшованих (ФМ-2) сигнали:

$$y_t = (-1)^{r_1} s_1(t) + (-1)^{r_2} s_2(t) + n(t), \quad (1)$$

де  $r_1, r_2 \in \{0,1\}$ ;  $t \in [t_{k-1} - t_k)$ ;  $k = \overline{1,2,\dots}$  – номер тактового інтервалу;  
 $n(t)$  – адитивний білий гаусівський шум (АДГШ).

2. ФМ-2 сигнал і переривчаста ФМ-2 завада:

$$y_t = (-1)^{r_1} s_1(t) + \left[ (-1)^{r_2} + r_2 (1 - r_2) / 2 \right] s_2(t) + n(t); \quad (2)$$

$$r_1 \in \{0,1\}; r_2 \in \{0,2\}; t \in [t_{k-1} - t_k); k = \overline{1,2,\dots},$$

де  $r_2 = 2$  стан, який відповідає відсутності завади.

3. Два двостанових частотноманіпульшованих (ЧМ-2) сигнали:

$$y_t = (-1)^{r_1} s_{11}(t) + (1 - r_1) s_{12}(t) + r_2 s_{21}(t) + (1 - r_2) s_{22}(t) + n(t) \quad (3)$$

$$r_1, r_2 \in \{0,1\}; t \in [t_{k-1} - t_k); k = \overline{1,2,\dots}$$

Процедури КГ (ККГ) демодуляції. На цьому етапі наведемо одержані в [1,7,8] процедури демодуляції двох взаємозаважаючих ЦС, коли вектор  $\bar{\lambda}$  їх неперервних параметрів точно відомий, або може бути оцінений шляхом спільного застосування методів СТРС і ТНФ. Для полегшення фізичних трактовок результатів тут і далі будемо вважати, що опорні коливання  $s_1(t), s_2(t)$  – косинусуїдального виду  $A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)$ ,  $i = \overline{1,2}$ .

1. Для першої моделі спостереження за зазначених умов маємо [1,7]:

$$r_1^* = \text{rect}[-b_1 + \text{Arth}(\text{th } b_2 \text{ th } 2R)], \quad (4)$$

де  $r_1^* \in \{0,1\}$  – рішення про стан ДП корисного ЦС;  $\text{rect}(x \geq 0) = 1$ ;  $\text{rect}(x < 0) = 0$  – вирішувача функція;

$$b_{1,2} = \frac{2A_{1,2}^*}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_t \cos(\omega_1^* t + \varphi_1^*) dt; R = \frac{A_1^* A_2^*}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} \cos(\omega_1^* t + \varphi_1^*) \cos(\omega_2^* t + \varphi_2^*) dt$$

де  $N_0$  – одностороння щільність потужності АБГШ. Символ (\*) означає оцінку неперервних супутніх параметрів.

Якщо відношення сигнал/шум перевищує одиницю ( $h_1^2 \Delta \frac{PT}{N_0} > 1$ , де  $P_c$  –

миттєва потужність сигналу,  $T = t_k - t_{k-1}$  – довжина тактового інформаційного інтервалу) і додатково  $A_2 \gg A_1$ , то (4) спрощується до виду:

$$r_1^* = \text{rect}[-b_1 + 2R_{12} \text{sign } b_2], \quad (5)$$

де  $\text{sign}(x \geq 0) = 1$ ;  $\text{sign}(x < 0) = -1$

У [1] одержано узагальнене рішення, коли сигнал і завада не співпадають за тактовими точками, тобто гетерохронні.

Завдяки додатковій умові  $A_2 \gg A_1$  рішення, що представлено в [9] може бути дещо спрощене, якщо знехтувати впливом малопотужного корисного сигналу на якість оцінки заважаючого, як це пропонувалось в подібних умовах в [10,11].

2. Для другої моделі спостереження за зазначених умов маємо [1,12]:

$$r_1^* = \text{rect}[-b_1 + \text{Arth}(K(b_2) \text{th} b_2 \text{th} 2R)];$$

$$K(b_2) = P_b / \left[ P_b + (1 - P_b) \sqrt{(1 - \text{th}^2 b_2)(1 - \text{th}^2 2R) \exp 2h_2^2} \right], \quad (6)$$

де  $P_b$  – імовірність випромінення завади,  $h_2^2 = \frac{A_2^{2*}}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} \cos^2(\omega_2^* t + \varphi_2^*) dt$ .

Якщо  $h_1^2 > 1$ ;  $h_2^2 \gg h_1^2$ , з (6) одержуємо суттєве спрощення:

$$r_1^* = \text{rect}[-b_1 + \text{rect}(b_2 - h_2^2) 2R \text{sign} b_2]. \quad (7)$$

Внутрішня функція  $\text{rect}(\cdot)$  відіграє роль шукача переривчастої завади.

3. Для третьої моделі спостереження, застосовуючи взаємозв'язок між апостеріорним розподілом  $p_i(r / y_i, t)$  станів  $r_i = \overline{0, m_i - 1}$   $m_i \geq 2$   $i = \overline{1, M}$  інформаційних параметрів корисного ЦС та апостеріорним розподілом  $p(r / y_i, t)$  станів  $r$  групового ЦС,  $r = (r_1, r_2)$ ;  $r = \overline{0, m_r - 1}$ , маємо [13]

$$r_1^* = \text{rect}(b_1^{(1)} - h_1^{2(1)} - b_2^{(1)} + h_2^{2(1)} - \text{Arth}(\frac{\text{th}(b_1^{(2)} - h_1^{2(2)} - b_2^{(2)} + h_2^{2(2)}) [\exp(2R_1 + 2R_2) - \text{ch}(2R_1 - 2R_2)] + \text{sh}(2R_1 - 2R_2)}{\exp(2R_1 + 2R_2) + \text{ch}(2R_1 - 2R_2) - \text{th}(b_1^{(2)} - h_1^{2(2)} - b_2^{(2)} + h_2^{2(2)}) \text{sh}(2R_1 - 2R_2)}) \quad (8)$$

де  $R_{1,2} = \frac{A_{11,21}^* A_{21,22}^*}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} \cos(\omega_{11,12}^* t + \varphi_{11,12}^*) \cos(\omega_{21,22}^* t + \varphi_{21,22}^*) dt$ ;

$$b_1^{(1,2)} = \frac{2A_{11,21}^*}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_t \cos(\omega_{11,21}^* t + \varphi_{11,21}^*) dt$$
;

$$b_2^{(1,2)} = \frac{2A_{12,22}^*}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_t \cos(\omega_{12,22}^* t + \varphi_{12,22}^*) dt$$
;  $h_{1,2}^{2(1)} = \frac{A_{11,12}^{2*}}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} \cos^2(\omega_{11,12}^* t + \varphi_{11,12}^*) dt$ ;

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

За умови  $h_{1,2}^{2(1)} \ll h_{1,2}^{2(2)}$ ,  $h_{1,2}^{2(2)} \gg 1$  компенсуюча складова  $\text{Arth}(\cdot)$  в (8) спрощується:

$$r_1^* = \text{rect}(b_1^{(1)} - h_1^{2(1)} - b_2^{(1)} + h_2^{2(1)} - 2R_1 \text{rect}(b_1^{(2)} - h_1^{2(2)} - b_2^{(2)} + h_2^{2(2)}) + 2R_2 \text{rect}(b_2^{(2)} - h_2^{2(2)} - b_1^{(2)} + h_1^{2(2)})). \quad (9)$$

У [14] стосовно формул (8), (9) продемонстровано можливість оцінки неінформаційних неперервних параметрів завади і сигналу, що є взаємно-заважаючими частотноманіпульованими. У цьому випадку можна бачити, що необхідність виконання таких оцінок структуру «базових» алгоритмів не руйнує.

### **Процедури НКГ (автокореляційної) демодуляції**

У [10,11] із різним ступенем коректності стверджується, що за умови суттєвого перевищення миттєвої потужності заважаючого сигналу над миттєвою потужністю корисного сигналу не тільки оцінка неенергетичних параметрів корисного сигналу, а й оцінка його амплітуди для виконання процедур оцінки параметрів заважаючого сигналу може виявитись непотрібною. Слід при цьому зауважити, що якщо в [11] таке твердження не можна вважати достатньо строгим, то в [10] його правомірність доведена для широкого класу випадкових процесів, якими можна описати сигнал та заваду. Це твердження, по-перше, базується на тому, що синтезовані в [10] алгоритми радіометричного виявлення малопотужних випромінювань з довільною статистикою інваріантні за структурою відносно конструкції марківського процесу, яким апроксимуються (тобто, відносно виду коефіцієнтів переносу і дифузії та кількості компонент). При цьому достатньо накладення на заваду такого ж непринципового обмеження – можливості їх апроксимації з будь-яким ступенем точності компонентами деяких багатомірних марківських дифузійних процесів. По-друге, малопотужний сигнал незалежно від статистики його параметрів не буде суттєво впливати на оцінки моментів випадкових процесів, які описують параметри завади. Тому за додаткових умов тактового синхронізму сигналу і завади, співпадіння їх частот і некогерентного (автокореляційного) прийому корисного сигналу, достатньо забезпечити квазікогерентний прийом потужної завади з оцінкою всіх її (інформаційного дискретного і неінформаційних неперервних) параметрів класичними методами ТНФ, а оцінку неінформаційних параметрів сигналу взагалі не виконувати. Через ці самі причини наведені тут алгоритми розділення є своєрідними «каркасами», які доповнюються процедурами фільтрації неперервних параметрів корисного сигналу та завади з довільною статистикою (при ККГ обробці сигналу та завади) або лише процедурами фільтрації параметрів завади (при ККГ обробці завади і НКГ обробці сигналу), залишаються незмінними.

1. Для першої моделі спостереження з рішення [15], як частковий випадок, нескладно одержати прийнятну для даної публікації процедуру автокореляційної демодуляції сигналу відносної фазової модуляції (ВФМ-2) з реалізацією процедури компенсації подібної завади:

$$r_c^* = \text{rect} \left\{ - \left[ -b_{1s}^{(k-1)} + \text{Arth}(\text{th} b_2^{(k-1)} \text{th} 2R) \right] \times \right. \\ \left. \times \left[ -b_{1s}^{(k)} + \text{Arth}(\text{th} b_2^{(k)} \text{th} 2R) \right] - b_{1k}^{(k-1)} \cdot b_{1k}^{(k)} \right\}, \quad (10)$$

де

$$\begin{aligned}
 b_{1S}^{(k-1)} &= \frac{2A_1^*}{N_0} \int_{t_{k-2}}^{t_{k-1}} y_t \cos(\omega^* t + \varphi_2^*) dt; b_{1S}^{(k)} = \frac{2A_1^*}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_t \cos(\omega^* t + \varphi_2^*) dt; \\
 b_2^{(k-1)} &= \frac{2A_2^*}{N_0} \int_{t_{k-2}}^{t_{k-1}} y_t \cos(\omega^* t + \varphi_2^*) dt; b_2^{(k)} = \frac{2A_2^*}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_t \cos(\omega^* t + \varphi_2^*) dt; \\
 b_{1k}^{(k-1)} &= \frac{2A_1^*}{N_0} \int_{t_{k-2}}^{t_{k-1}} y_t \sin(\omega^* t + \varphi_2^*) dt; b_{1k}^{(k)} = \frac{2A_1^*}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_t \sin(\omega^* t + \varphi_2^*) dt; \\
 R &= \frac{A_1^* A_2^*}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} \cos^2(\omega^* t + \varphi_2^*) dt.
 \end{aligned}$$

У зазначених співвідношеннях амплітуда квадратурних складових сигналу вибирається за довільної умови  $A_1^* = \alpha A_2^*$ ,  $0 < \alpha \ll 1$ .

У вирішуючому правилі (10), очевидно, передбачається ККГ обробка завади і автокореляційна обробка корисного сигналу.

Якщо  $A_1 \ll A_2$ , то з (10) одержуємо просте правило:

$$r_c^* = \text{rect} \left\{ - \left[ -b_{1S}^{(k-1)} + 2R \text{sign}(\text{th} b_2^{(k-1)}) \right] \cdot \left[ -b_{1S}^{(k)} + 2R \text{sign}(\text{th} b_2^{(k)}) \right] - b_{1k}^{(k-1)} \cdot b_{1k}^{(k)} \right\} \quad (11)$$

У [15] наведене більш загальне рішення, коли заважаючий сигнал – чотирьох становий (ФМ-4).

2. Для третьої моделі спостереження із застосуванням процедури представлення апостеріорного розподілу дискретних станів корисного сигналу через апостеріорний розподіл дискретних станів формального групового сигналу одержуємо некогерентний демодулятор сигналу ЧМ-2 з реалізацією процедури компенсації подібної потужної ЧМ-2 завади:

$$r_c^* = \text{rect} \left[ \exp(b_2^{(2)} - h_2^{2(2)}) [I_0(B_1) - I_0(B_{2e})] + \exp(b_1^{(2)} - h_1^{2(2)}) [I_0(B_{1e}) - I_0(B_2)] \right] \quad (12)$$

де  $b_{1,2}^{(2)}; h_{1,2}^{2(2)}$  – визначені позначеннями до вирішуючого правила (8);

$I_0(\cdot)$  – модифікована функція Бесселя першого роду нульового порядку;

$$B_{1,2} = \sqrt{b_{1S,2S}^2 + b_{1k,2k}^2}; B_{1e,2e} = \sqrt{b_{1Se,2Se}^2 + b_{1k,2k}^2},$$

$$\text{де } b_{1Se,2Se} = b_{1S,2S} - 2\alpha_{1,2} h_{1,2}^{2(2)}; \alpha_1 = \frac{A_{11}^*}{A_{21}^*}; \alpha_2 = \frac{A_{12}^*}{A_{22}^*}; 0 < \alpha \ll 1,$$

а решта позначень відповідає введеним при описі вирішуючого правила (10).

Якщо енергія завади суттєво перевищує енергію корисного сигналу, з (12) одержуємо:

$$\begin{aligned}
 r_c^* &= \text{rect} \left[ \text{rect}(b_2^{(2)} - h_2^{2(2)}) [I_0(B_1) - I_0(B_{2e})] + \right. \\
 &\quad \left. + \text{rect}(b_1^{(2)} - h_1^{2(2)}) [I_0(B_{1e}) - I_0(B_2)] \right] \quad (13)
 \end{aligned}$$

Зважаючи на те, що функція  $I_0(x)$  монотонна при  $x > 0$  (13) можна переписати у ще більш спрощеному вигляді:

$$r_1^* = \text{rect} \left[ (b_{1s} - 2\text{rect}(b_1^{(2)} - b_2^{(2)})\alpha_1 h_1^{2(2)})^2 + b_{1k}^2 - (b_{2s} - 2\text{rect}(b_2^{(2)} - b_1^{(2)})\alpha_2 h_2^{2(2)})^2 - b_{2k}^2 \right] \quad (14)$$

Усі наведені точні і наближені алгоритми [4-14] мають спільні риси:

- за відсутності завади вони вироджуються у класичні алгоритми КГ та НКГ (авто кореляційного) прийому ЦС, що спостерігається на фоні білого шуму;

- ідеалізована постановка (припущення про точне знання неінформаційних параметрів завади) дозволяє (можливо, вперше) отримати коректну відповідь на питання про потенційну завадозахищеність прийому ЦС того чи іншого виду модуляції, що спостерігається на фоні АБГШ та подібної завади, суттєво потужнішої за корисний сигнал.

Асимптотична оцінка завадозахищеності вищенаведених алгоритмів демодуляції (5), (7), (9) виконана відповідно в роботах [5,10-13,15]. Чисельно та аналітично доведено, що за умови  $A_1 \ll A_2$  (тобто, за суттєвого перевищення миттєвої потужності заважаючого сигналу над миттєвою потужністю корисного) потенціальна завадостійкість виявляється такою ж, як і за відсутності завади, і за умови точного знання її неінформаційних параметрів визначається лише відношенням сигнал/шум.

### **Висновки**

Сучасний стан СТРЦС та природне взаємопов'язане розгортання її методів на суміжні методи теорії нелінійної фільтрації дискретно-неперервних марківських процесів дозволяють синтезувати високоефективні процедури демодуляції ЦС, що спостерігаються в адитивній суміші з заважаючими подібними сигналами.

Усі продемонстровані процедури демодуляції мають спільні риси. По-перше, за відсутності завади вони вироджуються у відповідні КГ, ККГ, НКГ (або автокореляційні) класичні демодулятори ФМ-2 або ЧМ-2. По-друге, процедури компенсації завжди здійснюються на виходах кореляційної згортки корисного сигналу, що є зручним з точки зору технічної реалізації.

Байєсівський підхід в СТРЦС, що передбачає наявність (можливість формування) апостеріорного розподілу дискретних станів групового спостереження (що утворюється адитивною сумою сигналу і завад) в узагальненій експоненційній формі, забезпечує можливість синтезу «базових» процедур розділення, строго оптимальних за критерієм мінімуму середньої імовірності помилки на біт корисного сигналу, що не залежать за структурою від процедур формування зазначеного розподілу.

За умови суттєвого перевищення миттєвої потужності заважаючого сигналу над миттєвою потужністю корисного сигналу (на 6-10 дБ, в залежно-

сті від виду модуляції) необхідність в оцінці енергетичних параметрів корисного сигналу відпадає. При некогерентній демодуляції останнього оцінка його початкової фази, очевидно, теж не потрібна.

Асимптотична завадозахищеність процедур оптимального розділення (за умови суттєвого перевищення потужності завади над корисним сигналом) наближається до потенційної завадостійкості прийому корисного сигналу за відсутності завади.

При реалізації обговорених процедур демодуляції визначну роль відіграє ступінь точності оцінки всіх (інформаційних і неінформаційних, дискретних та неперервних) параметрів завади.

Вищевикладене дає підставу сподіватись на застосування процедур розділення взаємнозаважаючих ЦС при розробці перспективних завадозахищених засобів та ліній радіозв'язку, зокрема при реалізації перспективних програм повторного використання частотного ресурсу.

### Література

1. Бураченко Д.Л. Оптимальное разделение цифровых сигналов многих пользователей в линиях и сетях связи в условиях помех / Бураченко Д.Л. –Л.: ВАС, 1990. – 302с.
2. Verdu S. Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiply Access Channels / Verdu S. – С.: IEEE Trans. Inf. Theory, 1986. – 85-96 p.
3. Verdu S. Multiuser detection / Verdu S.: Cambridge University Press, 1998. p. 101-124.
4. Lupas R. Linear Multiuser Detectors for Synhronous Code-Division Multiple-Access Channels / R. Lupas, S. Verdu. – С.: IEEE Trans. On Inf. Theory, 1989. – 123-135 p.
5. Єрохін В.Ф. Сумісна фільтрація дискретно-неперервних та неперервних марківських процесів / В.Ф. Єрохін, О.Г. Соловей // Радіотехніка. – 2007.– № 149.– С. 156-163.
6. Verdu S. Fifty Years of Shannon Theory / S. Verdu – С.: IEEE Trans. Inf. Theory, 1986. – 2057-2077 p.
7. Бураченко Д.Л. Алгоритм разделения аддитивных неортогональных синхронных сигналов / Д. Л. Бураченко, В. Ф. Ерохин // Радиотехника.– 1985.– № 12. – С. 58-59.
8. Ерохин В. Ф. Демодуляция конфликтующих цифровых сигналов / В. Ф. Ерохин – К.: КВИУС–ИК им. В.М. Глушкова АН Украины, 1993. – 133 с.
9. Ерохин В. Ф. Синтез алгоритма разделения гетерохронных ЦС / В. Ф. Ерохин, Д.А. Люлин // Электронное моделирование. – 1999. – № 5. – С. 46-54.
10. Сосулин Ю. Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов / Ю. Г. Сосулин // Сов. радио. – 1978. – № 53. – С. 320.
11. Милстайн Л. Б. Методы подавления помех в системах радиосвязи с широкополосными сигналами / Л. Б. Милстайн // ТИИЭР – 1988. – Т. 76, № 6.– С. 19-36.
12. Бураченко Д.Л. Потенциальная помехоустойчивость демодуляции цифрового сигнала с компенсацией структурной прерывистой помехи / Д.Л. Бураченко, В.Ф. Ерохин // Радиотехника. – 1989. – № 9. – С. 61-62.
13. Єрохін В.Ф. Метод синтезу алгоритмів оптимального розділення двостанових взаємнозаважаючих цифрових сигналів частотної маніпуляції / В.Ф. Єрохін, В.М. Раєвський // Зб. наук. праць – 2004. – № 4. – С. 38-47.
14. Єрохін В.Ф. Подолання апріорної невизначеності параметрів при демодуляції взаємнозаважаючих частотноманіпульованих цифрових сигналів / В.Ф. Єрохін, В.М. Раєвський // Радіотехніка. – 2006. – № 144. – С. 208-216.

15. 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.

*Єрохін В.Ф., Пелешок Є.В. **Оптимальні алгоритми розділення двох взаємно неортогональних сигналів.** Розглянуто «базові» алгоритми когерентного (КГ), квазікогерентного (ККГ) та когерентно-некогерентного (КНГ) – автокореляційного розділення корисного цифрового сигналу і подібної йому неортогональної завади, яка перевищує корисний сигнал за миттєвою потужністю. Під когерентно-некогерентною обробкою сигналів розуміється ситуація, коли один з двох взаємозаважаючих сигналів демодулюється когерентно (квазікогерентно), а другий – некогерентно (автокореляційно). Практичне застосування даних алгоритмів дозволяє реалізувати повторне використання частот, зайнятих потужними випромінюваннями – наприклад, на вторинній основі.*

**Ключові слова:** оптимальні алгоритми, неортогональні сигнали, багатокористувацьке детектування.

*Ерохин В.Ф., Пелешок Е.В. **Оптимальные алгоритмы разделения двух взаимно неортогональных сигналов.** Рассмотрены «базовые» алгоритмы когерентного (КГ), квазікогерентного (ККГ) и когерентно-некогерентного (КНГ) – автокорреляционного разделения полезного цифрового сигнала и подобной ему неортогональной помехи, которая превышает полезный сигнал по мгновенной мощности. Под когерентно-некогерентной обработкой сигналов подразумевается ситуация, когда один из двух взаимномешающих сигналов демодулируется когерентно (квазікогерентно), а другой – некогерентно (автокорреляционно). Практическое применение данных алгоритмов позволяет реализовывать повторное использование частот, занятых мощными излучениями – например, на вторичной основе.*

**Ключевые слова:** оптимальные алгоритмы, неортогональные сигналы, многопользовательское детектирование

*Yerohin V., Peleshok Ye. **Optimum algorithms of division two mutually unorthogonal signals.** «Base» algorithms are considered coherent, kvazikogerentnogo and un-coherent – autocorrelation division of useful digital signal and similar to him unorthogonal hindrance which exceeds an useful signal on instantaneous power. Under un-coherent treatment of signals is understand a situation, when one of two vzajemnozavazhayuchikh signals demodulyuet'sya coherently (kvazikogerentno), and second – non-coherent (autocorrelation). Practical application of these algorithms allows to realize the repeated use of frequencies, busy at powerful radiations, – for example, on the second basis. Thus a basic user at some additionalss can even and not to notice the fact of the repeated use of frequencies.*

**Keywords:** optimum algorithms, unorthogonal signals, multiuser detection.