

**Єрохін В.Ф.**

Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

**Толстова А.В.**

Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

## МЕТОДИКА І РЕЗУЛЬТАТИ СИНТЕЗУ ДЕМОДУЛЯТОРА ВЗАЄМНО НЕОРТОГОНАЛЬНИХ СИГНАЛІВ ВФМ-2

*В останній час бурхливий розвиток одержала так звана Multiuser detection theory (MDT) – це один напрямок в подоланні проблеми повторного використання каналного ресурсу. Однак результати зазначеної теорії характеризуються експоненціальною залежністю складності синтезованих алгоритмів розділення-демодуляції від низки чинників – кількості взаємно неортогональних сигналів, їх асинхронізму, випадковості випромінювання. Підоптимальні підходи в Multiuser detection theory такої ваді не мають, але їм зазвичай припадні суттєві втрати в енергетиці у порівнянні з оптимальними.*

*В статті представлені методика і результати синтезу методами MDT алгоритму розділення-демодуляції двох взаємно неортогональних асинхронних за тактовими точками сигналів відносної двійкової фазової маніпуляції, оптимального за критерієм мінімуму імовірності помилки в оцінці кожного з їх дискретних інформаційних параметрів. Продемонстровано, що такий оптимальний алгоритм внаслідок асинхронізму за тактовими точками взаємно неортогональних сигналів виявляється надто складним. Наводяться перетворення синтезованого оптимального алгоритму до спрощених евристичних представлень, прийнятних з точки зору технічної реалізації. Висувається припущення про асимптотичну оптимальність спрощеного евристичного алгоритму розділення-демодуляції, який, до того ж, на відміну від синтезованого, припускає прозоре фізичне трактування. Тобто, пропонується технічно прийнятний асимптотично оптимальний алгоритм розділення-демодуляції двох взаємно неортогональних двійкових сигналів з протилежними інформаційними станами, асинхронних за тактовими точками. Показано також, що алгоритм розділення-демодуляції двох асинхронних взаємно неортогональних сигналів відносної фазової маніпуляції можна звести до незалежної обробки на суміжних тактових інтервалах. Продемонстровано, що складність алгоритму розділення-демодуляції, що породжується їх асинхронізмом, може бути подолана шляхом асимптотичних наближень нелінійних функцій типу  $\text{th}(\bullet)$  за умови перевищення за одиницю абсолютних значень їх аргументів.*

**Ключові слова:** цифровий сигнал, розділення-демодуляція, тактовий інтервал, асинхронізм, апостеріорна імовірність, кореляційний інтеграл, правило прийняття рішень, завадозахист, радіозасіб.

**Постановка проблеми.** В теорії багатокористувацького детектування (БКД) [1] існує відгалуження, яке передбачає можливість синтезу алгоритмів розділення – демодуляції, оптимальних за критерієм мінімуму імовірності помилки в оцінці окремо кожного з дискретних параметрів (ДП) взаємно неортогональних сигналів, що підлягають розділенню – так звана статистична теорія розділення цифрових сигналів (ЦС) [2, 3 та ін.]. На відміну від багатьох інших напрямків в теорії БКД це відгалуження дозволяє одержувати відповіді на питання про потенційні можливості розділення-демодуляції, що збагачує теорію потенційної завадостійкості.

Платнею за вибір вищезазначеного критерію оптимальності є експоненціальне зростання

складності відповідних алгоритмів від кількості ЦС, що підлягають розділенню [1]. Виявляється також, що навіть коли кількість взаємно неортогональних сигналів мінімальна (більше двох), алгоритми розділення-демодуляції виявляються нетривіальними (див, наприклад, [2, 3]). Тому актуальними є задачі пошуку підоптимальних (асимптотично оптимальних) алгоритмів, прийнятних за складністю.

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** Експоненціальне зростання складності алгоритмів розділення-демодуляції взаємно неортогональних цифрових сигналів в залежності від їх кількості було вперше продемонстровано в [1]. Ця залежність була підтверджена значною кількістю робіт (див., наприклад [2, 3]), де виявилось, що за

критерієм мінімуму імовірності помилки в оцінці дискретних інформаційних параметрів кожного з сигналів, що підлягають розділенню, додаткове зростання складності алгоритмів розділення-демодуляції породжується асинхронізмом сигналів за тактовими точками. Водночас в реальних умовах тактовий синхронізм незалежних користувачів майже неможливий.

**Метою статті** є розробка методики і синтез алгоритму розділення-демодуляції двох взаємно неортогональних сигналів відносної фазової маніпуляції (ВФМ-2) асинхронних за тактовими точками.

Методика і результати синтезу алгоритму розділення-демодуляції

Модель спостереження (рис. 1, аналогічно [4]) можна представити у вигляді:

$$y_t = s_c [r_c^{k-2}, t \in [t_{k-3} + \tau, t_{k-2}]] + s_c [r_c^{k-1}, t \in [t_{k-2}, t_{k-1}]] + s_c [r_c^k, t \in [t_{k-1}, t_k]] + s_c [r_c^{k+1}, t \in [t_k, t_k + \tau]] + s_3 [r_3^{k-2}, t \in [t_{k-3} + \tau, t_{k-2} + \tau]] + s_3 [r_3^{k-1}, t \in [t_{k-2} + \tau, t_{k-1} + \tau]] + s_3 [r_3^k, t \in [t_{k-1} + \tau, t_k + \tau]] + n(t). \quad (1)$$

В моделі (1)  $s_c, s_3$  – інтегровані з квадратом функції – несвіні коливання сигналу та завади;

$r_c, r_3 = \overline{0,1}$  – дискретні параметри сигналу і завади відповідно;

$\tau \in [0, T)$  – зсув між тактовими точками сигналу і завади;

$T = t_k - t_{k-1}$  – протяжність інформаційного тактового інтервалу; що відповідно моделі (1) у сигналу і завади співпадає;

$n(t)$  – адитивний білий гаусівський шум (АБГШ);

$$\tau \in [0, T).$$

Апостеріорні імовірності станів групового ДП  $r_2 = (r_c^{k-2}, r_c^{k-1}, r_c^k, r_c^{k+1}, r_3^{k-2}, r_3^{k-1}, r_3^k)$ , що формально

утворюються станами індивідуальних ДП сигналу і завади, в каналі з постійними параметрами і АБГШ (див, наприклад [5] та ін.):

$$p(r_2 / y_t) = \frac{p(r_2) \exp B(r_2 / y_t)}{\sum_{r_2'} p(r_2') \exp B(r_2' / y_t)}. \quad (2)$$

У випадку рівноімовірних взаємно незалежних апіорних станів групового ДП  $r_2 = \overline{0, 2^7 - 1}$  (для двійкових ДП  $r_c, r_3 = \overline{0, 1}$ ) вираз (2) спроститься:

$$p[r_2 = (r_c^{k-2}, r_c^{k-1}, r_c^k, r_c^{k+1}, r_3^{k-2}, r_3^{k-1}, r_3^k) / y_t] \sim p[\hat{r}_2 = (r_c^{k-1}, r_c^k, r_3^{k-2}, r_3^{k-1}, r_3^k) / y_t] \sim \exp B(r_c^{k-1}, r_c^k, r_3^{k-2}, r_3^{k-1}, r_3^k / y_t) / \sum_{r_c^{k-1}=0}^1 \sum_{r_c^k=0}^1 \sum_{r_3^{k-2}=0}^1 \sum_{r_3^{k-1}=0}^1 \sum_{r_3^k=0}^1 \exp B(r_c^{k-1}, r_c^k, r_3^{k-2}, r_3^{k-1}, r_3^k / y_t). \quad (3)$$

При спрощенні в (3) також враховано, що при висуванні гіпотез щодо пари суміжних станів ДП  $(r_c^{k-1}, r_c^k)$  і формуванні відповідних апостеріорних імовірностей беруться до уваги лише стани трійки ДП  $(r_c^{k-2}, r_3^{k-1}, r_3^k)$  завади, а попередній  $(r_c^{k-2})$  та наступний  $(r_c^{k+1})$  стани ДП корисного сигналу не враховуються, тобто  $\hat{r}_2 = \overline{0, 2^5 - 1}$ . Нас цікавить вплив завади на сигнал на суміжних двох тактових інтервалах  $t \in [t_{k-2}, t_k)$ , де формуються кореляційні інтеграли  $b_c^{k-1}, b_c^k$  та знаки при них відповідно гіпотез щодо пари станів ДП сигналу  $r_c^{k-1}$  та  $r_c^k$ .

Формування знаків у трійки кореляційних інтегралів  $b_3^{k-2}, b_3^{k-1}, b_3^k$  також виконується відповідно до гіпотез щодо станів ДП завади  $r_3^{k-2}, r_3^{k-1}, r_3^k$ . Тобто, процедури формування знаків величин  $b_c^{k-1}, b_c^k, b_3^{k-2}, b_3^{k-1}, b_3^k$  залежать лише від гіпотез про стани відповідних ДП  $r_c^{k-1}, r_c^k, r_3^{k-2}, r_3^{k-1}, r_3^k$ . В загаль-

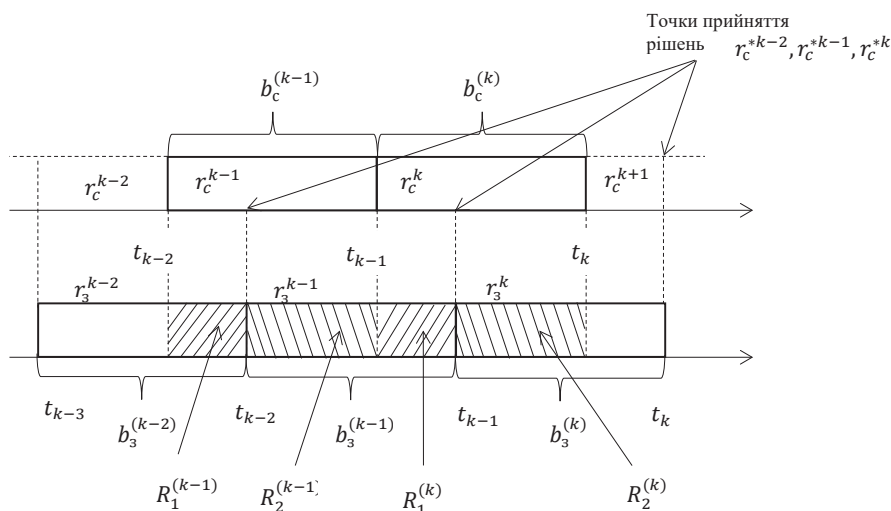


Рис. 1. Модель спостереження

ному випадку врахування впливу корисного сигналу на величини  $b_3^{k-2}, b_3^k$  на інтервалах  $[t_{k-3} + \tau, t_{k-2})$  та  $[t_k, t_k + \tau)$  відповідно можливе, але, очевидно, недоцільне, якщо енергетика завади суттєво перевищує енергетику корисного сигналу. Однак з метою уточнення оцінки впливу такого нехтування поведінку ДП сигналу  $r_c^{k-2}, r_c^{k+1}$  можна буде врахувати при оцінці завадостійкості розділення.

В (3) інтеграл від сигнальної функції

$$B(r_c^{k-1}, r_c^k, r_3^{k-2}, r_3^{k-1}, r_3^k / y_i) = \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-3}+\tau}^{t_k+\tau} |y_i - (-1)^{k-1} s_c(t) - (-1)^k s_c(t) - (-1)^{k-2} s_3(t) - (-1)^{k-1} s_3(t) - (-1)^k s_3(t)|^2 dt \sim \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-3}+\tau}^{t_k+\tau} [(-1)^{k-1} \times y_i s_c(t) + (-1)^k y_i s_c(t) + (-1)^{k-2} y_i s_3(t) + (-1)^{k-1} y_i s_3(t) + (-1)^k \times y_i s_3(t) - 2(-1)^{k-2+k} s_3(t) s_c(t) - 2(-1)^{k-1+k} s_3(t) s_c(t) - 2(-1)^{k-1+k} s_3(t) s_c(t) - 2(-1)^{k-2+k} s_3(t) s_3(t) - 2(-1)^{k-1+k} s_3(t) s_3(t)] dt \sim (-1)^{k-1} b_c^{k-1} + (-1)^k b_c^k + (-1)^{k-2} b_3^{k-2} + (-1)^{k-1} b_3^{k-1} + (-1)^k b_3^k - 2(-1)^{k-2+k} \times R_1^{(k-1)} - 2(-1)^{k-1+k} R_2^{(k-1)} - 2(-1)^{k-1+k} R_1^{(k)} - 2(-1)^{k-2+k} R_2^{(k)}.$$

При одержанні (4) множники під інтегралом виду  $y_i; s_c^2(t); s_3^2(t)$  спростовані як такі, що є однаковими для будь-яких комбінацій  $r_c, r_3$  і тому не вплинуть на функціонування двійкового правила прийняття рішень (ППР), що синтезується.

В (4) використані позначення (див рис. 1):

$$b_c^{k-1} = \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-2}}^{t_k-1} y_i s_c(t) dt; \quad b_c^k = \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_i s_c(t) dt; \\ b_3^{k-2} = \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-3}+\tau}^{t_k-2+\tau} y_i s_3(t) dt; \\ b_3^{k-1} = \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-2}+\tau}^{t_k-1+\tau} y_i s_3(t) dt; \quad b_3^k = \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-1}+\tau}^{t_k+\tau} y_i s_3(t) dt; \\ R_1^{k-1} = \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-2}}^{t_k-1} s_c(t) s_3(t) dt; \quad R_2^{k-1} = \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-2}+\tau}^{t_k-1} s_c(t) s_3(t) dt; \\ R_1^k = \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} s_c(t) s_3(t) dt; \quad R_2^k = \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-1}+\tau}^{t_k} s_c(t) s_3(t) dt.$$

де  $N_0$  – одностороння спектральна щільність потужності АБГШ в моделі (1).

Тепер, використовуючи (3), одержимо вирази для апостеріорних імовірностей станів ДП корисного сигналу (знаменник в (3) як позитивний і однаковий для всіх  $r_c$  при цьому спростуємо):

$$P(r_c^k = 1 / y_i) = p(r_c^k \neq r_c^{k-1} / y_i) = \sum_{r_c^k=1-r_c^{k-1}=0} \sum_{r_3^{k-2}=0} \sum_{r_3^{k-1}=0} \sum_{r_3^k=0} \rightarrow \\ \rightarrow \exp B(r_c^k = 1 - r_c^{k-1}, r_3^{k-2}, r_3^{k-1}, r_3^k / y_i); \\ P(r_c^k = 0 / y_i) = p(r_c^k = r_c^{k-1} / y_i) = \sum_{r_c^k=r_c^{k-1}=0} \sum_{r_3^{k-2}=0} \sum_{r_3^{k-1}=0} \sum_{r_3^k=0} \rightarrow (5) \\ \rightarrow \exp B(r_c^k = r_c^{k-1}, r_3^{k-2}, r_3^{k-1}, r_3^k / y_i).$$

В результаті ППР  $r_c^k = \text{rect}[p(r_c^{k-1} \neq r_c^k / y_i) - p(r_c^{k-1} = r_c^k / y_i)]$  із залученням (4), (5) та громіздких перетворень,

що не впливають на знак аргументу в ППР та після спростування невід’ємних множників, однакових для всіх складових аргументу ППР, а також перетворень комбінацій функцій  $\exp(\odot)$  в комбінації гіперболічних функцій  $sh(\odot), ch(\odot), th(\odot), Arth(\odot)$  одержуємо вираз для ППР у виді:

$$r^* = \text{rect}(-thath\beta - thathbthxthya.th\beta - thcthdthozthztha.th\beta - thathbthc \times thdthxthztha.th\beta - thathcthxthy - thbthc - thathdthxthz - thbthdthythz + thathxth\beta + thbthyth\beta + thathcthdthxthythzth\beta + thbthcthdthzth\beta + thcthytha + thathbthcthxtha + thdthztha + thathbthdthxthythztha). \quad (6)$$

Тут  $\text{rect}(x \geq 0) = 1; \text{rect}(x < 0) = 0$ .

В (6) і далі з метою скорочення записів застосовані позначення:  $R_1^{k-1}=a, R_2^{k-1}=b, R_1^k=c, R_2^k=d, b_3^{k-2}=x, b_3^{k-1}=y, b_3^k=z, b_c^{k-1}=\alpha, b_c^k=\beta$ .

ППР (6) виявилось доволі громіздким, тому знайдемо шлях до його менш складного представлення.

Спростуючі перетворення і редукція розділення-демодуляції.

Для цього припустимо, що, аналогічно [3] для спостереження на двох суміжних тактових інтервалах аргумент ППР (6) можна представити в виді:

$$(-\alpha + Arth(thxtha) + Arth(thythb))(\beta - Arth(thythc) + Arth(thzthd)) = \\ = \left( -\alpha + Arth \frac{thxtha + thythb}{1 + thxthathythb} \right) \left( \beta - Arth \frac{thythc + thzthd}{1 + thythcthzthd} \right) - (-tha - thxthathythbtha + thxtha + thythb)(th\beta + thythcthzthdth\beta - thythc - thzthd) \quad (7)$$

При заміні в (7)  $th^2 y = 1$ , вважаючи, що  $\lim_{x \rightarrow \pm\infty} th^2 x = 1$ , маємо представлення (6).

Також і навпаки – з аргументу ППР (6) можна одержати вираз (7), якщо помножити в (6) на  $th^2 y$  ті складові, що співпадають зі складовими аргументу ППР (7) з точністю до цього множника.

Тоді з аргументу ППР (6) отримуємо (7).

Далі застосуємо загальновідому функцію  $Sign(x \geq 0) = 1; Sign(x < 0) = -1$ . Якщо  $|x| \gg 1, |y| \gg 1, |z| \gg 1$  то  $thx \rightarrow Signx; thy \rightarrow Signy; thz \rightarrow Signz$ ; Окрім того,  $Sign^2(\odot) = 1$ , як наслідок.

Тоді з (7) отримуємо:

$$-thath\beta - thcthdSigny.Signztha.th\beta + thcSignytha + thdSignztha - tha \times thbSignxSignytha.th\beta - thathbthcthdSignxSignztha.th\beta + thathbthc \times Signxtha + thathbthdSignxSignySignztha + thaSignxth\beta + thathcthd \times SignxSignySignzth\beta - thathcSignxSigny - thathdSignxSignz + thb \times Signyth\beta + thbthcthdSignzth\beta - thbthc - thbthdSignySignz. \quad (8)$$

Перевіримо тепер гіпотезу «з кінця» для цього випадку, коли аргумент ППР – виду:

$$[-\alpha + Arth(Signxtha) + Arth(Signythb)] \times [\beta - Arth(Signythc) - Arth \times (Signzthd)] = (-\alpha + a Signx + b Signy) \times (\beta - c Signy - d Signz) = -\alpha\beta + \alpha c Signy + \alpha d Signz + \beta a Signx + ac SignxSigny - bd SignxSignz + \beta b \times Signy - bc - bd SignySignz. \quad (9)$$

Тут не 16, як в (8), а лише 9 складових. Це тому, що застосовані перетворення, що не впливають на знак аргументу ППР, але вони – нелінійні:

$$Arth(thathb) \rightarrow Arth(Signathb) = bSigna.$$

Однак це позбавляє нас необхідності застосування представлень виду

$$Artha + Arthb = Arth \frac{tha + thb}{1 + thathb}.$$

Тепер перегрупуємо (8):

$$\begin{aligned} & -tha.th\beta(1 + thcthdSignySignz + thathbSignxSigny + thathbthcthdSignx \times \\ & \times SignySignz) + tha(thcSignz + thdSignz + thathbthcSignz + thathbthdSignx \times \\ & \times SignySignz) + th\beta(thcSignx + thbSigny + thathcthdSignxSignySignz + \\ & + thbthcthdSignz) - thathcSignxSigny - thathdSignxSignz - thbthd \times \\ & \times SignySignz - thbthc. \end{aligned} \quad (10)$$

Далі, аргумент (10) може бути представлений у виді суми чотирьох добутоків:

$$\begin{aligned} & -tha.th\beta(1 + thcthdSignySignz)(1 + thathbSignxSigny) + (thbSignx \times \\ & \times SignySignz + thaSignz)(thcSignxSignySignz + thdSignz) + tha(thathb \times \\ & \times Signz + SignxSignySignz)(thcSignxSignz + thdSignzSigny) + th\beta(thc \times \\ & \times thdSignx + SignxSignySignz)(thaSignySignz + thbSignxSignz). \end{aligned} \quad (11)$$

Поділимо одержане представлення (11) аргументу ППР на позитивний вираз  $(1 + thcthdSignySignz)(1 + thathbSignxSigny)$ , що не вплине на його знак і, відповідно, на функціонування ППР:

Маємо:

$$\begin{aligned} & -(tha - Signxth(a+bSignxSigny)) \times (th\beta - Signzth(d+cSignySignz)) \\ & \sim (-\alpha + aSignx + bSigny)(\beta - dSignz - cSigny). \end{aligned} \quad (12)$$

Таким чином, громіздкий вираз (8) для аргументу ППР зводиться до достатньо простого виду (9), який, крім того, припускає прозоре фізичне пояснення – на кожному з двох тактових інтервалів вплив завади (взаємні енергії сигналу і завади) компенсуються незалежно. Окрім того, рішення  $r_1^*$  про значення ДП корисного першого сигналу можна приймати окремо на кожному з двох суміжних тактових інтервалів.

Остаточно, з урахуванням припущення (9) та представлень аргументу ППР у виді (7), (12) маємо наступні варіанти ППР (повернемося до введених раніше позначень):

При обробці на двох тактових інтервалах:

$$\begin{aligned} r_c^{*k} &= \text{rectl}[-b_c^{k-1} + \text{Arth}(thb_3^{k-2}th2R_1^{k-1}) + \text{Arth}(thb_3^{k-1}th2R_2^{k-1})](b_c^k - \\ & - \text{Arth}(thb_3^{k-1}th2R_1^k) - \text{Arth}(thb_3^kth2R_2^k)); \end{aligned} \quad (13)$$

$$r_c^{*k} \in \{0, 1\}.$$

При прийнятті рішень  $r_c^*$  окремо на кожному з двох суміжних тактових інтервалів:

$$\hat{r}_c^{*k} = \text{Sign}[-b_c^k + \text{Arth}(thb_3^{k-1}th2R_1^k) + \text{Arth}(thb_3^kth2R_2^k)]; \quad (14)$$

$$\hat{r}_c^{*k} \in \{-1, 1\}.$$

За умови  $|b_3| \gg 1$  згідно (12) маємо:

$$r_c^{*k} = \text{rectl}[-b_c^{k-1} + 2R_1^{k-1} \text{Sign}b_3^{k-2} + 2R_2^{k-1} \text{Sign}b_3^{k-1}](b_c^k - 2R_1^k \text{Sign}b_3^{k-1} - 2R_2^k \text{Sign}b_3^k). \quad (15)$$

Або при прийнятті рішень окремо на суміжних тактових інтервалах:

$$\hat{r}_c^{*k} = \text{Sign}(-b_c^k + 2R_1^k \text{Sign}b_3^{k-1} + 2R_2^k \text{Sign}b_3^k). \quad (16)$$

Відповідний зв'язок між рішеннями  $\hat{r}_c^{*k}$  і  $r_c^*$  в ППР (13)–(16):

$$r_c^{*k} = (1 - \hat{r}_c^{*k-1} \hat{r}_c^{*k}) / 2 \quad \hat{r}_c^{*k-1} \hat{r}_c^{*k} = -(-1)^{r_c^{*k}}$$

Запропоновані варіанти ППР (13)–(16) передбачають когерентну (квазікогерентну) завадозахищену обробку як завади, так і корисного сигналу. Однак одержаний результат аналогічно [6] може бути розвинутий на випадок квадратурної (некогерентної) обробки корисного сигналу за обов'язкової умови, що завада обробляється когерентно (квазікогерентно).

Варіант (13) спрощеного алгоритму розділення-демодуляції [7] на двох тактових інтервалах наведений на рис. 2.

Нагадаємо, що в моделі (1) передбачається, що тактові точки сигналу і завади не співпадають. Тому рішення  $r_1^*$  про стан ДП корисного сигналу слід приймати в точці  $t_k + \tau$ . Значення  $\alpha$  і  $\beta$  треба запам'ятовувати на інтервал часу  $T + \tau$ , значення  $x$  і  $a$  – на інтервал часу  $2T$ , значення  $y$  і  $c$  треба запам'ятовувати на інтервал  $T$  до моменту прийняття рішення  $r_1^*$  в точці  $t_k + \tau$ .

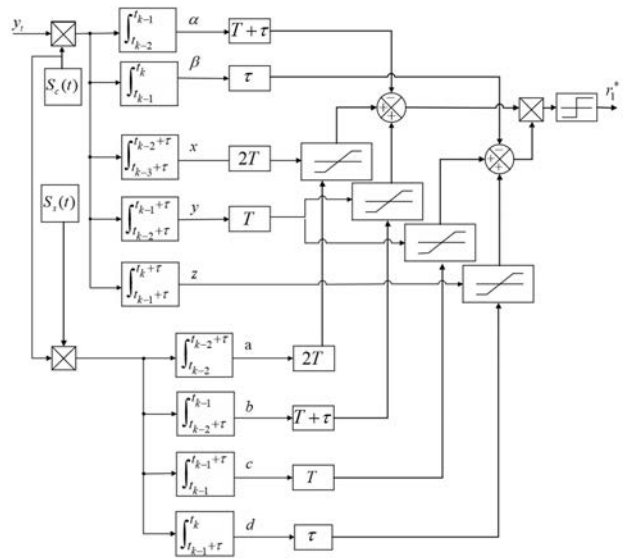


Рис. 2. Алгоритм розділення-демодуляції сигналу ВФМ-2 в умовах впливу подібної асинхронної завади

**Висновки.** Оптимальний алгоритм демодуляції ВФМ-2 сигналу за критерієм мінімуму імовірності помилки в оцінці  $r_1^*$  інформаційного ДП корисного сигналу в умовах впливу асинхронної подібної потужної завади внаслідок обробки на двох суміжних тактових інтервалах виявляється надто складним і тому представляється технічно неприйнятним.

За умов відмінності в миттєвих потужностях сигналу і завади в 6 дБ та більше (завада вважається потужнішою) апроксимація функцій виду  $th(-)$



функціями  $Sign(\cdot)$  ППР (5) радикально спрощуються – на заміну 64 функцій  $\exp(\cdot)$  з 4–5 доданками в їх аргументах або після еквівалентних перетворень – 72 функцій виду  $th(\cdot)$  з однією складовою в їх аргументах (6) – до 8 функцій виду  $th(\cdot)$  та двох функцій виду  $Arth(\cdot)$  (13).

Одержане перетворення аргументу ППР дозволяє звести алгоритм розділення-демодуляції ВФМ-2 сигналу і подібної завади до послідовної обробки окремо на суміжних тактових інтерва-

лах, що, в свою чергу, додатково спрощує ППР приблизно вдвічі.

Максимального спрощення аргументу ППР (6) можна одержати за умов відмінності між миттєвими потужностями ВФМ-2 сигналу і подібної завади не менше, ніж в 6 дБ (потужнішою передбачається завада) та значень кореляційного інтегралу завади орієнтовно від 10 дБ. За таких умов аргументи ППР (13)–(16) будуть містити лише тривіальні функції виду  $rect(\cdot)$  та  $Sign(\cdot)$

#### Список літератури:

1. Verdu S. Multiuser detection. Cambridge: Cambridge University Press. 1998. P. 474.
2. Єрохін В.Ф., Ірха М.С. Методики та результати синтезу і аналізу асинхронної переривчастої завади, подібної до корисного фазоманіпульованого сигналу. *Visnyk NTUU KPI Seria Radiotekhnika Radioaparaturbuduvannia*. 2020. Iss. 82. P. 14–24. DOI: 10.20535/RADAR.2020.8.2.14-24.
3. Єрохін В.Ф., Карплюк В.В. Алгоритм компенсації подібної сигналу асинхронної завади з двійковою фазовою маніпуляцією. *Збірник наукових праць. Київ: ІСЗЗІ НТУУ КПІ*. 2017. Вип. 2(2). С. 27–35.
4. Ashwini A. Borkar. Asynchronous multiuser decorrelating detector for AWGN channel. Theses. New Jersey Institute of Technology. 1996. 31 p.
5. Долгов В.І. Основи статистичної теорії прийому дискретних сигналів. Харків вид. «Форт». 2013. 520 с.
6. Єрохін В.Ф., Крутофіст І.М. Алгоритм демодуляції, що забезпечує повторне використання частот цифрового радіомовлення. *Київ: ДУТ, Захист інформації*. 2005. № 25. С. 42–47.
7. Єрохін В.Ф., Толстова А.В. Технологічні представлення алгоритму розділення-демодуляції сигналів відносної PSK. *II Міжнародна науково-практична конференція «Кібербезпека державних інституцій та подолання кризових станів»* (Київ, 25 травня 2023 р.), в 2 т. Київ: ІСЗЗІ КПІ ім. Ігоря Сікорського. Т. 1. С. 313–314.

#### Yerokhin V.F., Tolstova A.V. METHODOLOGY AND RESULTS OF THE SYNTHESIS OF A DEMODULATOR OF MUTUALLY NON-ORTHOGONAL SIGNALS VFM-2

Recently, the so-called Multiuser detection theory (MDT) has received rapid development – another direction in overcoming the problem of channel resource reuse. However, the results of the mentioned theory are characterized by the exponential dependence of the complexity of the synthesized separation-demodulation algorithms on a number of factors – the number of mutually non-orthogonal signals, their asynchrony, randomness of radiation. Suboptimal approaches in Multiuser detection theory do not have such a defect, but they usually have significant losses in energy compared to optimal ones.

The article presents the procedure and results of the synthesis by MDT methods of the separation-demodulation algorithm of two mutually non-orthogonal asynchronous relative binary phase manipulation signals based on clock points, optimal according to the criterion of the minimum probability of error in the estimation of each of their discrete information parameters. It is demonstrated that such an optimal algorithm is too complicated due to the asynchrony at clock points of mutually non-orthogonal signals. An assumption is put forward about the asymptotic optimality of the simplified heuristic separation-demodulation algorithm, which, moreover, unlike the synthesized one, assumes a transparent physical interpretation. Transformations of the synthesized optimal algorithm to simplified heuristic representations acceptable from the point of view of technical implementation are given. That is, a technically acceptable asymptotically optimal algorithm for the separation-demodulation of two mutually non-orthogonal binary signals with opposite information states, asynchronous in clock points, is proposed. It is also shown that the separation-demodulation algorithm of two asynchronous mutually non-orthogonal signals of relative phase manipulation can be reduced to independent processing on adjacent clock intervals. It is demonstrated that the complexity of the separation-demodulation algorithm, caused by their asynchrony, can be overcome by asymptotic approximations of nonlinear functions of the type provided that the absolute values of their arguments are exceeded by one.

**Key words:** digital signal, separation-demodulation, clock interval, asynchrony, posterior probability, correlation integral, decision-making rule, failure protection, radio device.