

В.Ф. ЄРОХІН

Інститут спеціального зв'язку та захисту інформації НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна, e-mail: *stddssss@gmail.com*.

О.В. ВАКУЛЕНКО

Інститут спеціального зв'язку та захисту інформації НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна, e-mail: *tzadikalex@gmail.com*.

МЕТОДИКА ВИБОРУ СИНХРОПРЕАМБУЛ ДЛЯ ВЗАЄМНО НЕОРТОГОНАЛЬНИХ ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ У СИСТЕМАХ ЕЛЕКТРОННИХ КОМУНІКАЦІЙ З ВИПАДКОВИМ МНОЖИННИМ ДОСТУПОМ

Анотація. На основі теорії статистичних рішень запропоновано підхід до вибору синхропреамбул для взаємно неортогональних цифрових сигналів під час пакетної передачі у системах електронних бездротових комунікацій з випадковим множинним доступом. Для розв'язання задачі виявлення стану у спільному каналному ресурсі застосовано множини квазіортогональних послідовностей Голда, Касамі, Камалетдинова та їхні об'єднання. Факторизація задач виявлення стану в радіоканалі і розділення–демодуляції методами теорії багатокористувацького детектування дає змогу уникнути експоненційного зростання складності алгоритмів оброблення сигналів, що конфліктують.

Ключові слова: взаємно неортогональні цифрові сигнали, взаємкореляційні властивості сигналів, дискретний інформаційний параметр, правило прийняття рішень, синхропреамбула, ймовірності правильного та хибного виявлення пакета.

ВСТУП

На сьогодні проблематика виявлення–розділення–демодуляції двох взаємно неортогональних цифрових сигналів (ЦС) на одному та двох суміжних тактових інтервалах добре опрацьована фахівцями (наприклад, [1–8]). Низку задач розв'язано за таких припущень: сигнали, що є взаємно неортогональними, вважали синхронними [1, 2, 4, 7, 8], асинхронними за тактовими точками [3, 5, 6], неперервно випромінюваними [1, 3, 8–12] та такими, що характеризуються переривчастим режимом випромінювання [2, 4–6]. Однак, якщо спостереження обробляють більше ніж на одному тактовому інтервалі, а синтез процедур виявлення–розділення–демодуляції виконують методами статистичної теорії розділення (СТР) ЦС [9–12] за критерієм мінімуму ймовірності помилки в оцінці дискретного параметра (ДП) корисного ЦС, то складність алгоритмів виявлення стану у спільному каналному ресурсі (тобто, визначення наявності випромінювання корисного сигналу, або одночасно корисного і завадного сигналів) характеризується експоненційним зростанням залежно від кількості елементарних тактових інтервалів, які належить обробити [9, 13].

Мета статті — обґрунтування потреби у впровадженні методики вибору типу та довжини синхропреамбули під час пакетної передачі в радіоканалах з випадковим множинним доступом з можливими парними конфліктами на фізичному рівні та її розроблення.

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ КВАЗІОРТОГОНАЛЬНИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ

У [13] представлено евристичний підхід до інженерно-технічного розв'язання зазначеної проблеми. Запропоновано на початках пакетів користувачів перед інформаційною частиною додавати службові циклові послідовності з «хорошими» авто- та взаємкореляційними властивостями. Зрозуміло, що пакети різних користувачів, між якими можуть виникнути конфлікти на фізичному

Таблиця 1

Ансамбль	Довжина, L	Об'єм, V	Нормований максимум кореляції, ρ
Голд	$2^n - 1, n \neq 0 \bmod 4,$ 7, 31, 63, 127, 255	$L + 2 = 2^n + 1$	$\frac{\sqrt{2(L+1)} + 1}{L}, n \text{ непарне}$ $\frac{2\sqrt{L+1} + 1}{L}, n \text{ парне}$
Касамі	$2^n - 1, n \text{ — парне,}$ 15, 63, 255	$\sqrt{L+1}$	$\frac{\sqrt{L+1} + 1}{L}$
Об'єднання Касамі і бент-послідовностей	$2^n - 1, n = 0 \bmod 4,$ 15, 255	$2\sqrt{L+1} - 1$	$\frac{\sqrt{L+1} + 1}{L}$
Камалетдинов-I	$p(p-1), p \text{ просте,}$ 42, 110, 342	$p+1 = \frac{\sqrt{4L+1} + 3}{2}$	$\frac{p+3}{L}$
Камалетдинов-II	$p(p+1), p \text{ просте,}$ 12, 56, 132, 380	$p-1 = \frac{\sqrt{4L+1} - 3}{2}$	$\frac{p+1}{L}$

рівні, слід доповнювати такими незбіжними за структурою квазіортогональними послідовностями. Це, наприклад, можуть бути послідовності Голда, Касамі, Камалетдинова, бент-функції [14–16] та їхні об'єднання [17]. Попередньо прийнятними для практики вважають послідовності з довжинами 12, 15, 42, 56 та 63 біти (див. табл. 1 у [16]).

Відповідно їхні ансамблі за вибірками з наведених у табл. 1 довжин будуть нараховувати від чотирьох до 31 незбіжних послідовностей з «хорошими» взаємкореляційними властивостями. Зокрема слід зазначити, що у разі поєднання послідовностей Касамі з бент-функціями для $n = 0 \bmod 4$ кількість таких послідовностей в ансамблі збільшується майже вдвічі — наприклад, для $n = 4$ вона зростає з 4 до 7 та для $n = 8$ — з 16 до 31 [17].

Зрозуміло, що за допомогою синхропреамбул можна розв'язати низку супутніх задач. Це дасть змогу забезпечити тактовий і цикловий синхронізм (визначення в часі місця початку інформаційної частини пакета), створити умови для квазікогерентної демодуляції, яка є обов'язковою принаймні під час оброблення завадного сигналу [9–12] і бажаною у разі оброблення корисного.

МОЖЛИВІ СИТУАЦІЇ У СПІЛЬНОМУ КАНАЛІ ПІД ЧАС ПАКЕТНОЇ ПЕРЕДАЧІ

Розглянемо процес виявлення–розділення–демодуляції двох ЦС, що є пакетами, котрі перетинаються в часі (рис. 1, 2). Якщо окрему синхропреамбулу (на рисунках — СП) не застосовувати, то задачу виявлення пакета доведеться виконувати на перших $N \ll M$, $N > 4$, тактових інтервалах (див. рис. 1). Вимога $N > 4$ продиктована тим, що задача виявлення є еквівалентною демодуляції амплітудно-маніпульованого сигналу, а під час передачі корисної інформації пакетом найбільш доцільно застосовувати сигнали з протилежними інформаційними станами. Інакше кажучи, слід вимагати від процедури оброблення, щоб помилка у виявленні стану в каналі була хоча б на порядок меншою за помилку в оцінюванні інформаційного ДП корисного сигналу. Проте доведено, що через складність оптимальних алгоритмів виявлення, одержаних методами СТР ЦС, виникають сумніви щодо доцільності (та, ба більше, можливості) їхньої технічної реалізації навіть для $N = 4$ [9, 10, 12, 13].

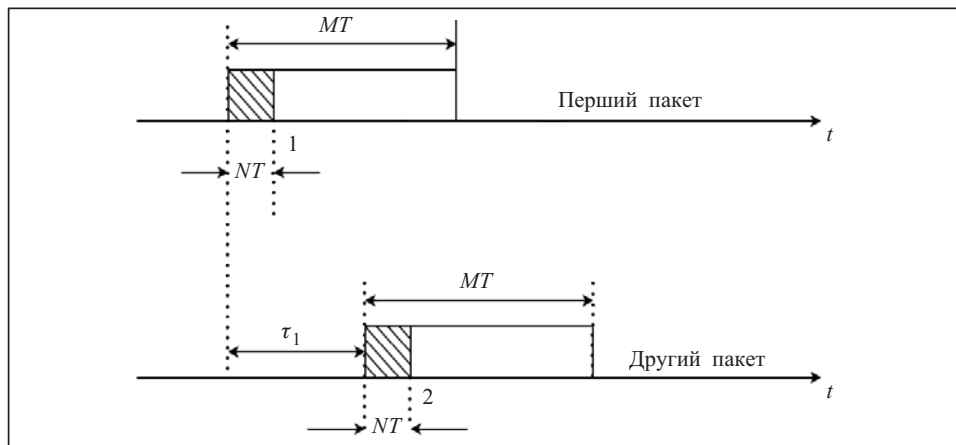


Рис. 1. Оптимальне виявлення

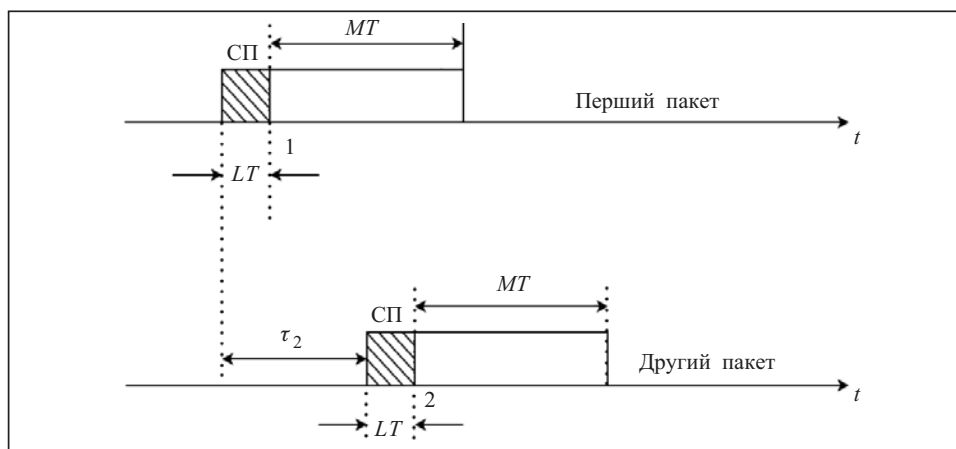


Рис. 2. Виявлення за синхрореамбулою

У разі застосування синхрореамбул (додавання до початку інформаційного пакета деякої синхропослідовності, апріорі відомої на приймальній стороні) (див. рис. 2) результувна довжина пакета збільшується на деяку величину LT цієї синхрореамбули.

У реальних умовах пакети різних користувачів будуть асинхронними, тобто їхні початки в точці приймання збігатися не будуть. Момент приходу другого (завадного) пакета передбачити неможливо. Тому в разі появи та виявлення корисного (першого) пакета в точці 1 слід припустити, що надалі може виникнути одна з трьох ситуацій (див. рис. 1, 2):

- 1) у каналі другого (завадного) пакета не було, і він на довжині MT корисного пакета не з'явився;
- 2) у каналі, як стане відомо в точці 2, з'явився другий (завадний) пакет;
- 3) у каналі вже був виявлений другий (завадний) пакет і він вже обробляється у когерентному (квазікогерентному) режимі.

Зосередимось тут і далі на випадках, коли пакети мають синхрореамбулу в одному з таких варіантів: об'єднання послідовностей Касамі та бент-послідовностей довжиною 15 біт; послідовність Касамі довжиною 63 біти; послідовність Голда довжиною 63 біти; послідовність Камалетдинова-I довжиною 42 біти; послідовність Камалетдинова-II довжиною 12 та 56 біт. Ці випадки є найбільш

практично прийнятними. Можна стверджувати, що послідовності довжинами $L > 63$ слід вважати технічно неприйнятними.

Найбільш складним під час виявлення стану в каналі є другий випадок. У цьому разі при появі та виявленні першого пакета потрібно буде запам'ятовувати результати принаймні L потактових кореляційних згорток корисного сигналу, а обробляти результати вже після виявлення факту передачі другого (завадного) пакета.

Інакше кажучи, лише в точці 2 стає відомо, що, можливо, наявний другий (завадний) пакет. Це означає, що оброблення першого (корисного) пакета доведеться затримати принаймні на LT (на довжину синхропреамбули другого пакета). Іншими словами, у процесі оброблення першого пакета слід запам'ятовувати не менше L тактів спостереження, і потім з такою затримкою починати його оброблення. Якщо синхропреамбула другого пакета не виявлена, можна продовжувати посимвольну класичну (некогерентну або квазікогерентну) демодуляцію корисного першого пакета. Якщо другий (завадний) пакет виявлено, то після оцінювання його неінформаційних та інформаційних параметрів потрібно сформулювати значення взаємних енергій між елементарними символами корисного та завадного сигналів і далі виконувати процедури посимвольного розділення-демодуляції, одержані раніше [1, 3, 8–10]. Водночас слід розуміти, що в цьому випадку наявний потактовий асинхронізм [3].

ПРАВИЛО ПРИЙНЯТТЯ РІШЕНЬ У РАЗІ ОПТИМАЛЬНОГО РОЗДІЛЕННЯ ДВОХ ЦС

Модель спостереження у разі двійкової фазової маніпуляції (ФМ) двох синхронних ЦС для одного інформаційного тактового інтервалу протяжністю $T_1 = T_2$ можна представити у такому вигляді [3]:

$$y_t = (-1)^{r_1^k} s_1[t_k \in [t_{k-1}, t_k)] + (-1)^{r_2^{k-1}} s_2[t_k \in [t_{k-2} + \tau, t_{k-1} + \tau) + (-1)^{r_2^k} s_2[t_k \in [t_{k-1} + \tau, t_k + \tau)] + n(t). \quad (1)$$

Тут $k=0, 1, 2, \dots$ — номер інформаційного тактового інтервалу першого (корисного) сигналу; τ — зсув між тактовими точками корисного та завадного сигналів, $\tau \in [0, T)$; $s_{1,2}(t)$ — інтегровані з квадратом функції, що представляють коливання-носії; $n(t)$ — адитивний білий гаусівський шум (АБГШ) з односторонньою спектральною щільністю потужності N_0 ; $r_{1,2} = 0, 1$ — ДП сигналів. У моделі (1) ДП $r_{1,2}$ — взаємно незалежні і апіорі рівномірні: $p(r_{1,2}=0) = p(r_{1,2}=1) = 0.5$.

Правило прийняття рішень (ППР) $r_1^{k*} \in \{0, 1\}$ про стан ДП r_1 першого (корисного) сигналу на одному тактовому інтервалі з номером k у разі когерентного приймання і асинхронізму за тактовими точками корисного сигналу і другого (завадного) сигналу має вигляд [3]

$$r_1^{k*} = \text{rect}[-b_1^k + \text{Arth}(\text{th } b_2^{k-1} \text{th } 2R_1^k) + \text{Arth}(\text{th } b_2^k \text{th } 2R_2^k)], \quad (2)$$

$$\text{rect}(x \geq 0) = 1, \text{ rect}(x < 0) = 0; \quad r_1^{k*} \in \{0, 1\}.$$

Як можна довести із застосуванням методики [3], у разі відносної фазової маніпуляції (ВФМ) на двох тактових інтервалах воно набуває такого вигляду:

$$\hat{r}_1^{k*} = \text{sign}[-b_1^{k-1} + \text{Arth}(\text{th } b_2^{k-2} \text{th } 2R_1^{k-1}) + \text{Arth}(\text{th } b_2^{k-1} \text{th } 2R_2^{k-1})] \times$$

$$\times \text{sign}[-b_1^k + \text{Arth}(\text{th } b_2^{k-1} \text{th } 2R_1^k) + \text{Arth}(\text{th } b_2^k \text{th } 2R_2^k)], \quad (3)$$

$$\text{sign}(x \geq 0) = 1, \text{ sign}(x < 0) = -1, \quad \hat{r}_1^{k*} \in \{1, -1\}.$$

Відповідно $r_1^* = (1 + \hat{r}_1^*) / 2$, $\hat{r}_1^* = 2r_1^* - 1$.

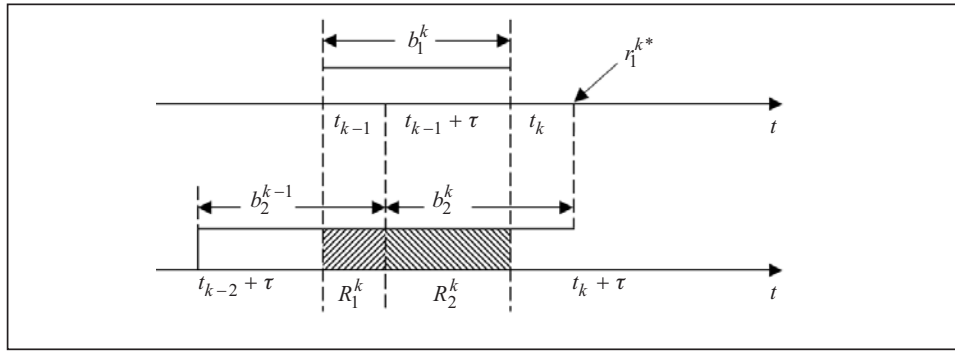


Рис. 3. Інтервали формування в часі складових ППР (2)

У ППР (2), (3) застосовано такі позначення, введені раніше у [3–7]:

$$\begin{aligned}
 b_1^{k-1} &= \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-2}}^{t_{k-1}} y(t) s_1(t) dt, \quad b_1^k = \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y(t) s_1(t) dt, \\
 b_2^{k-2} &= \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-3}+\tau}^{t_{k-2}+\tau} y(t) s_2(t) dt, \quad b_2^{k-1} = \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-2}+\tau}^{t_{k-1}+\tau} y(t) s_2(t) dt, \\
 b_2^k &= \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-1}+\tau}^{t_k+\tau} y(t) s_2(t) dt, \\
 R_1^{k-1} &= \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-2}}^{t_{k-2}+\tau} s_1(t) s_2(t) dt, \quad R_2^{k-1} = \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-2}+\tau}^{t_{k-1}} s_1(t) s_2(t) dt, \\
 R_1^k &= \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_{k-1}+\tau} s_1(t) s_2(t) dt, \quad R_2^k = \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-1}+\tau}^{t_k} s_1(t) s_2(t) dt.
 \end{aligned} \tag{4}$$

З формул (2), (3) видно, що оскільки формування кореляційного інтеграла b_2^k у завадній гілці закінчується в точці часу $t_k + \tau$, рішення про стан ДП корисного (першого) сигналу слід приймати не раніше цієї точки (рис. 3).

За умови $|b_2^{k-1,k}| \gg |b_1^k|$ ППР (2), (3) можна спростити:

$$\begin{aligned}
 r_1^{k*} &= \text{rect}[-b_1 + 2R_1^k \text{sign } b_2^{k-1} + 2R_2^k \text{sign } b_2^k], \quad \text{rect}(x \geq 0) = 1, \quad \text{rect}(x < 0) = 0, \\
 \hat{r}_1^{k*} &= \text{sign}[-b_1^{k-1} + 2R_1^{k-1} \text{sign } b_2^{k-2} + 2R_2^{k-1} \text{sign } b_2^{k-1}] \times \\
 &\times \text{sign}[-b_1^k + 2R_1^k \text{sign } b_2^{k-1} + 2R_2^k \text{sign } b_2^k], \quad \text{sign}(x \geq 0) = 1, \quad \text{sign}(x < 0) = -1.
 \end{aligned}$$

Структурну схему ППР (2) наведено на рис. 4.

Зауважимо, що ППР згідно з моделлю спостереження (1) у разі когерентно-некогерентного розділення–демодуляції (коли перший корисний сигнал обробляють у квадратурах) після узагальнення аналогічно до [18] можна представити у такому вигляді:

$$\begin{aligned}
 r_1^{k*} &= \text{rect} \{ -[-b_{1s}^{k-1} - \text{Arth}(\text{th } b_2^{k-2} \text{th } 2R_1^{k-1}) - \text{Arth}(\text{th } b_2^{k-1} \text{th } 2R_2^{k-1})] \times \\
 &\times [-b_{1s}^k - \text{Arth}(\text{th } b_2^{k-1} \text{th } 2R_1^k) - \text{Arth}(\text{th } b_2^k \text{th } 2R_2^k)] - b_{1q}^{k-1} b_{1q}^k \}.
 \end{aligned} \tag{5}$$

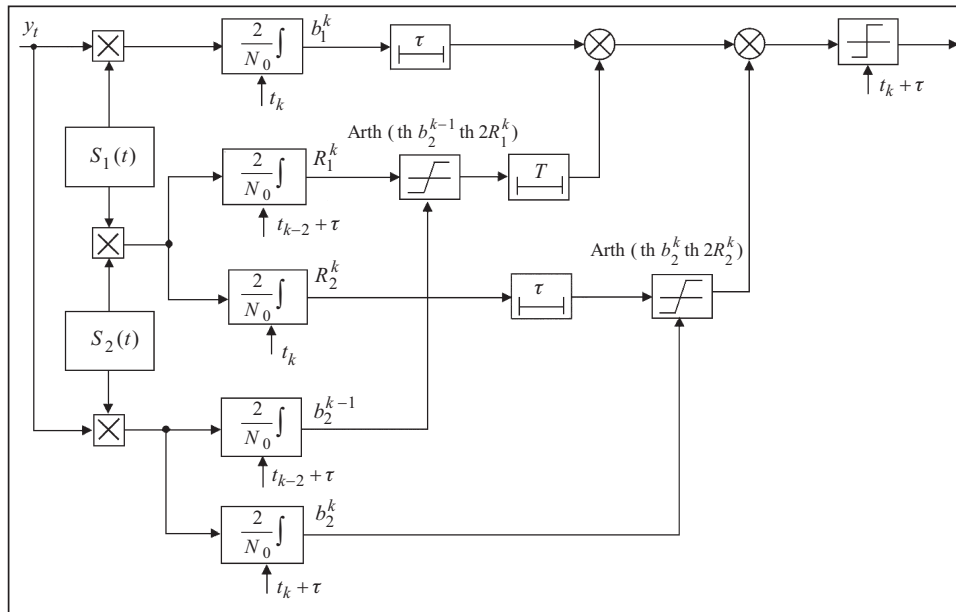


Рис. 4. Структурна схема алгоритму когерентного розділення двох асинхронних сигналів двійкової ФМ на одному інформаційному тактовому інтервалі корисного сигналу

Тут на додаток до (4) введено таке позначення:

$$b_{1s}^{k-1} = \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-2}}^{t_{k-1}} y(t) s_{1s}(t) dt, \quad b_{1s}^k = \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_{k-2}} y(t) s_{1s}(t) dt.$$

Це синфазні до другого ЦС $s_2(t)$ (сигналу-завади) складові згортки корисного (першого) ЦС $s_1(t)$ у моделі (1).

$$\text{Відповідно } b_{1q}^{k-1} = \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-2}}^{t_{k-1}} y(t) s_{1q}(t) dt, \quad b_{1q}^k = \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_{k-2}} y(t) s_{1q}(t) dt \text{ — квадратурні складові.}$$

Якщо миттєва потужність другого (завадного) сигналу перевищує синфазну складову першого корисного сигналу, тобто за умови $|b_2| \gg |b_1|$, ППР (5) також набуває спрощеного вигляду:

$$r_1^{k*} = \text{rect}[-(b_{1s}^{k-1} - 2R_1^{k-1} \text{sign } b_2^{k-2} - 2R_2^{k-1} \text{sign } b_2^{k-1}) \times \\ \times (b_{1s}^k - 2R_1^k \text{sign } b_2^{k-1} - 2R_2^k \text{sign } b_2^k) - b_{1q}^{k-1} \cdot b_{1q}^k], \quad r_1^{k*} \in \{0, 1\}, \quad (6)$$

або

$$\hat{r}_1^{k*} = \text{sign}[-(b_{1s}^{k-1} - 2R_1^{k-1} \text{sign } b_2^{k-2} - 2R_2^{k-1} \text{sign } b_2^{k-1}) \times \\ \times (b_{1s}^k - 2R_1^k \text{sign } b_2^{k-1} - 2R_2^k \text{sign } b_2^k) - b_{1q}^{k-1} \cdot b_{1q}^k], \quad \hat{r}_1^{k*} \in \{-1, 1\}$$

МЕТОДИКА ВИБОРУ СИНХРОПРЕАМБУЛИ

З'ясуємо можливий вплив завадостійкості приймання (виявлення) синхропреамбули на завадостійкість демодуляції інформаційної частини пакета корисного сигналу. Для цього запишемо співвідношення для ймовірності виявлення пакета (пакетів) та хибного виявлення. Далі наведемо приклади розрахунків і сформулюємо рекомендації щодо вибору синхропреамбули для низки випадків,

коли значення необхідної ймовірності помилки у прийманні двійкового символу у разі ідеального когерентного приймання лежить у межах $5 \cdot 10^{-2} \div 10^{-3}$.

Уявімо, що стан у радіоканалі може бути одним з таких: канал вільний; є корисний пакет; є «чужий» пакет; є корисний пакет і з'являється «чужий» (завадний) пакет; або навпаки, спочатку з'являється завадний пакет, а потім — корисний. Застосуємо запропонований підхід до виявлення стану в радіоканалі з використанням синхропреамбул з переліку, наведеного в табл. 1, і виконаємо розрахунки (оцінки «зверху») ймовірностей помилки виявлення пакета та хибного виявлення.

На сьогодні є декілька методів оброблення (виявлення) рекурентних послідовностей:

— метод приймання за безпомилковим фрагментом рекурентної послідовності [19];

— метод послідовного оцінювання Уорда [20];

— метод декодування на основі дуального базису [21].

З-поміж них найпростішим є перший метод, відповідно до якого верхня оцінка ймовірності помилки $P_{\text{пом}}$ у виявленні (див., наприклад, [22]) є такою:

$$P_{\text{пом}} = \sum_{i=L_{\text{пор}}+1}^L C_L^i p^i (1-p)^{L-i} = 1 - \sum_{i=0}^{L_{\text{пор}}} C_L^i p^i (1-p)^{L-i}, \quad (7)$$

а оцінка «зверху» ймовірності хибного виявлення $P_{\text{хв}}$ має вигляд

$$P_{\text{хв}} = (V-1) \sum_{i=\frac{L-2L_{\text{пор}}+1}{2}-q}^L p^i (1-p)^{L-i} \quad (8)$$

для послідовностей непарної довжини та

$$P_{\text{хв}} = (V-1) \sum_{i=\frac{L}{2}-L_{\text{пор}}-q}^L p^i (1-p)^{L-i} \quad (9)$$

для послідовностей Камалетдинова.

У виразах (7)–(9) L — довжина кодової послідовності; $L_{\text{пор}}$ — допустима кількість помилок (поріг, у разі перетинання якого кодову послідовність виявити не можна); $q = \rho L$ — ненормований максимум кореляційного піку у разі оброблення «чужої» послідовності (табл. 1); p — ймовірність помилки в оцінюванні двійкового дискретного параметра у статистично незалежному стаціонарному радіоканалі; V — об'єм ансамблю кодової послідовності.

Згідно з табл. 1 для об'єднань послідовностей Касамі і бент-функцій довжиною $L=15$ маємо $V=7$, $q=5$, для послідовностей Касамі довжиною $L=63$ — $V=7$, $q=9$ відповідно.

Як цільову функцію (ЦФ) під час вибору синхропреамбули можна запропонувати вираз для ймовірності невдалого оброблення синхропреамбули:

$$P_{\text{н}} = \min_{\{L_{\text{пор}}\}} [1 - (1 - P_{\text{пом}})(1 - P_{\text{хв}})]_L, \quad L \in \{12, 15, 42, 56, 63\}. \quad (10)$$

Якщо ймовірності $P_{\text{пом}}$ та $P_{\text{хв}}$ не є рівнозначними, то

$$P_{\text{н}} = \min_{\{L_{\text{пор}}\}} [1 - (1 - mP_{\text{пом}})(1 - nP_{\text{хв}})]_L, \quad L \in \{12, 15, 42, 56, 63\}.$$

На практиці доцільно застосовувати цілочислові значення вагових коефіцієнтів m та n , $m, n \in \{1, 2, 3, \dots\}$.

Графіки оцінок «зверху» $P_{\text{пом}}(L_{\text{пор}}; p)$, $P_{\text{хв}}(L_{\text{пор}}; p)$ як функції $L_{\text{пор}}$ та ймовірностей бітової помилки $p \in \{10^{-2} \div 10^{-3}\}$ згідно з формулами (7)–(9) наведено на рис. 5–10.

Залежності, наведені на рис. 5 (лінія 1 — $P_{\text{пом}}(L_{\text{пор}}, 0.01)$; лінія 2 — $P_{\text{пом}}(L_{\text{пор}}, 0.005)$; лінія 3 — $P_{\text{пом}}(L_{\text{пор}}, 0.001)$; лінія 4 — $P_{\text{хв}}(L_{\text{пор}}, 0.01)$; лінія 5 — $P_{\text{хв}}(L_{\text{пор}}, 0.005)$; лінія 6 — $P_{\text{хв}}(L_{\text{пор}}, 0.001)$) свідчать про те, що оптимальне значення $L_{\text{пор}}^{\text{опт}}$ для $L = 15$ в інтервалі помилки p в оцінюванні ДП сигналу, що становить $5 \cdot 10^{-2} \div 10^{-3}$, дорівнює двом. Тут і далі у цьому демонстраційному прикладі припустимо, що у ЦФ (10) $m = n = 1$. Відповідно з рис. 6 (лінія 1 — $P_{\text{пом}}(L_{\text{пор}}, 0.05)$; лінія 2 — $P_{\text{хв}}(L_{\text{пор}}, 0.05)$; лінія 3 — $P_{\text{хв}}(L_{\text{пор}}, 0.01)$; лінія 4 — $P_{\text{хв}}(L_{\text{пор}}, 0.005)$) маємо, що порогове значення $L_{\text{пор}}^{\text{опт}}$ для $L = 63$ в інтервалі помилки p в оцінюванні ДП корисного сигналу, що становить $5 \cdot 10^{-2}$ або менше, слід вибирати в межах $16 \div 17$.

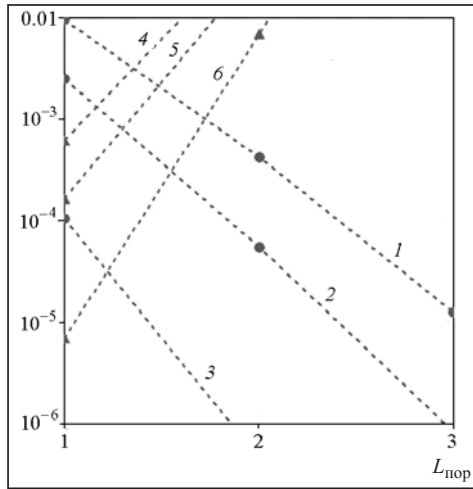


Рис. 5. Залежності ймовірності помилки у прийманні послідовностей з об'єднання Касамі і бент-функцій довжиною $L = 15$ для $V = 7$, $q = 5$, $p \in \{0.01, 0.005, 0.001\}$

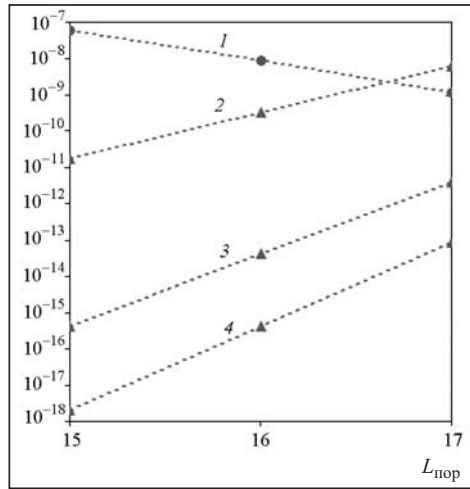


Рис. 6. Залежності ймовірності помилки у прийманні послідовностей Касамі довжиною $L = 63$ для $V = 8$, $q = 9$, $p \in \{0.05, 0.001, 0.005\}$

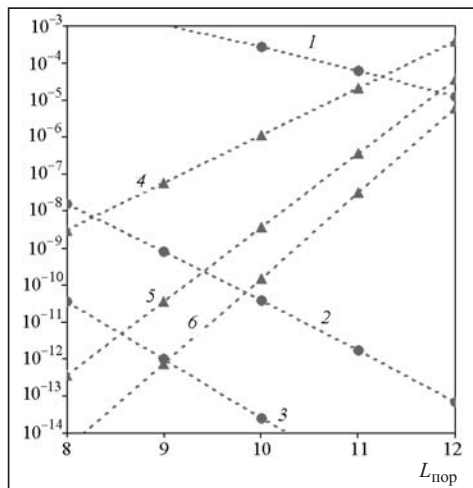


Рис. 7. Залежності ймовірності помилки у прийманні послідовностей Голда довжиною $L = 63$ для $V = 65$, $q = 17$, $p \in \{0.01, 0.05, 0.005\}$; для цього випадку $L_{\text{пор}}^{\text{опт}} \in \{9, \dots, 11\}$

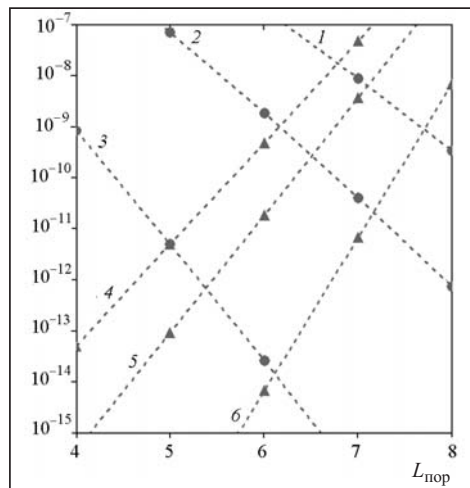


Рис. 8. Залежності ймовірності помилки в прийманні послідовностей Камалетдинова-І довжиною $L = 42$ для $V = 8$, $q = 10$, $p \in \{0.01, 0.005, 0.001\}$; тут $L_{\text{пор}}^{\text{опт}} \in \{6, 7\}$

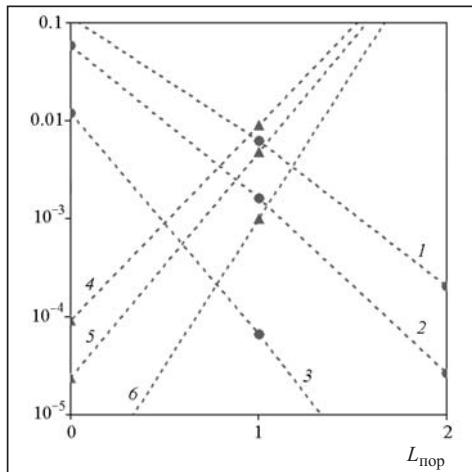


Рис. 9. Залежності ймовірності помилки у прийманні послідовностей Камалетдинова-II довжиною $L = 12$ для $V = 2$, $q = 4$, $p \in \{0.01, 0.005, 0.001\}$; тут $L_{\text{пор}}^{\text{опт}} = 1$

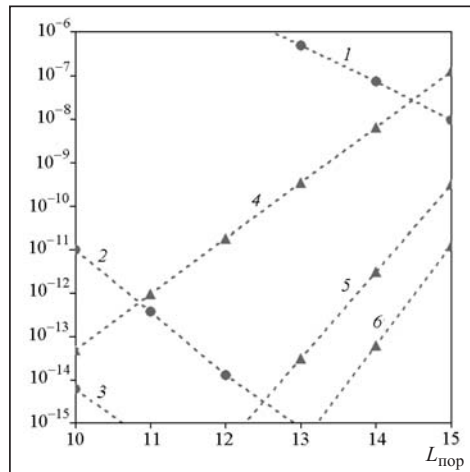


Рис. 10. Залежності ймовірності помилки у прийманні послідовностей Камалетдинова-II довжиною $L = 56$ для $V = 6$, $q = 8$, $p \in \{0.05, 0.01, 0.005\}$; тут $L_{\text{пор}}^{\text{опт}} \in \{10, \dots, 14\}$

Аналогічно для вибраних вище послідовностей Голда і Камалетдинова маємо залежності, наведені на рис. 7–10. На рис. 7, 9 вжито такі позначення: лінія 1 — $P_{\text{пом}}(L_{\text{пор}}, 0.01)$; лінія 2 — $P_{\text{пом}}(L_{\text{пор}}, 0.005)$; лінія 3 — $P_{\text{пом}}(L_{\text{пор}}, 0.001)$; лінія 4 — $P_{\text{хв}}(L_{\text{пор}}, 0.01)$; лінія 5 — $P_{\text{хв}}(L_{\text{пор}}, 0.005)$; лінія 6 — $P_{\text{хв}}(L_{\text{пор}}, 0.001)$. На рис. 8, 10 позначено: лінія 1 — $P_{\text{пом}}(L_{\text{пор}}, 0.05)$; лінія 2 — $P_{\text{пом}}(L_{\text{пор}}, 0.01)$; лінія 3 — $P_{\text{пом}}(L_{\text{пор}}, 0.005)$; лінія 4 — $P_{\text{хв}}(L_{\text{пор}}, 0.05)$; лінія 5 — $P_{\text{хв}}(L_{\text{пор}}, 0.01)$; лінія 6 — $P_{\text{хв}}(L_{\text{пор}}, 0.005)$.

ПОРІВНЯННЯ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ ГОЛДА І КАСАМІ

Для повноти аналізу порівняємо за кореляційними властивостями послідовностей Касамі і послідовності Голда з однаковим періодом. Відомо [16], що коефіцієнти кореляції послідовностей Касамі набувають лише трьох значень, а саме $\{-1, -q, (q-2)\}$, де індекс децимації $q = 2^{n/2} + 1$, тобто для наведеного прикладу маємо $\{-1, -9, 7\}$. Водночас коефіцієнти кореляції для послідовностей Голда такого самого періоду будуть приблизно вдвічі більшими. Так, за такого самого періоду $L = 63$ коефіцієнти кореляції послідовностей Голда дорівнюватимуть $\{-1, -17, 15\}$. Звідси випливає, що кореляційні властивості послідовностей Голда приблизно у два рази гірші порівняно з кореляційними властивостями послідовностей малого сімейства Касамі такого самого періоду. Це забезпечує суттєво більш високу завадостійкість виявлення послідовностей Касамі під час їхньої передачі по каналах з помилками. Отже, за критерієм кореляції перевагу мають послідовності малого сімейства Касамі.

Завадостійкість послідовностей малого сімейства Касамі порівняно з послідовностями Голда такого самого періоду буде вищою завдяки тому, що так звані m -елементні ділянки в послідовностях Голда у $4/3$ рази довші (у послідовності Касамі $m = 3n/2$, а в послідовності Голда — $m = 2n$) [16]. Відповідно це збільшує ймовірність приймання елементних ділянок послідовностей Голда з помилками та зменшує ймовірність правильного розпізнавання послідовностей Голда порівняно з послідовностями Касамі під час мажоритарного оброблення цих послідовностей.

З огляду на викладене можна дійти висновку, що послідовності малих сімейств Касамі та їхнього об'єднання з бент-функціями мають вищу завадостійкість порівняно з послідовностями Голда з таким самим періодом.

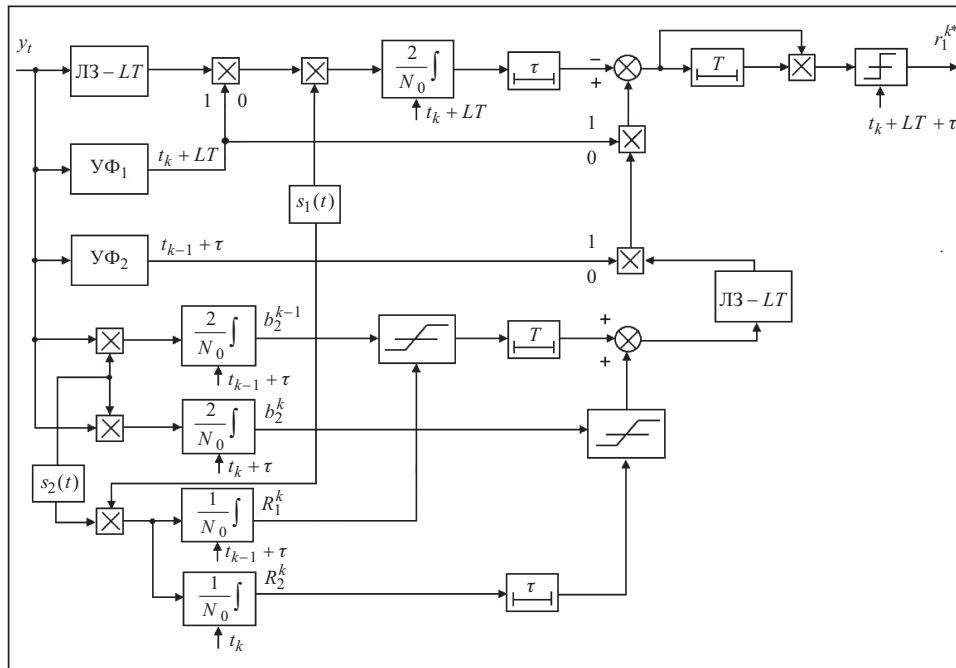


Рис. 11. Структурна схема процедури виявлення-когерентного розділення-демодуляції двох асинхронних ЦС у разі пакетної передачі

Структурна схема виявлення-розділення-демодуляції. Насамкінець наведемо приклад технічно прийнятної структурної схеми виявлення-квазікогерентного розділення-демодуляції двох ЦС з відносною ФМ корисного сигналу (рис. 11).

На рис. 11 вжито такі позначення: $УФ_1$ — узгоджений фільтр, налаштований на синхропослідовність першого сигналу; $УФ_2$ — узгоджений фільтр, налаштований на синхропослідовність другого сигналу; ЛЗ — лінія затримки на довжину синхропреамбули LT . З рис. 11 видно, що процедура згортання елементів корисного сигналу починається після його виявлення в $УФ_1$, а демодуляція — або у класичний спосіб (у разі появи лише корисного сигналу після його виявлення в $УФ_1$), або за наявності у спостереженні обох сигналів (з упровадженням процедури компенсації впливу другого (завадного) сигналу).

У разі когерентно-некогерентного оброблення структурну схему, наведену на рис. 11, слід доповнити квадратурною гілкою оброблення першого сигналу.

Звісно, щоб реалізувати процедуру виявлення-розділення-демодуляції потрібно розв'язати низку супутніх задач. Слід оцінити всі неінформаційні параметри обох сигналів, як-от: частоти, початкові фази, амплітуди, тактові точки тощо.

ВИСНОВКИ

Застосування квазіортогональних синхропослідовностей у заголовках сигналів під час пакетної передачі цифрових сигналів, що конфліктують, дає змогу розв'язувати задачі виявлення-розділення-демодуляції взаємно неортогональних ЦС на технічно прийнятному рівні.

Найбільш ефективними за завадостійкістю є послідовності Касамі, їхні об'єднання з бент-функціями та послідовності Камалетдинова.

Вибір типу та довжини синхропослідовності слід здійснювати з одночасним (спільним) урахуванням вимог до ймовірностей виявлення корисного сигналу в радіоканалі та хибного виявлення.

Поріг у разі мажоритарного декодування зазначених множин послідовностей визначають суперечними одна одній вимогами до ймовірності виявлення та ймовірності хибного виявлення. Його значення орієнтовно не перевищує чверті довжини послідовності.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Бураченко Д.Л., Ерохин В.Ф. Алгоритм разделения аддитивных неортогональных синхронных сигналов. *Радиотехника*. 1986. № 12. С. 58–59.
2. Бураченко Д.Л., Ерохин В.Ф. Потенциальная помехоустойчивость демодулятора цифрового сигнала с компенсацией структурной прерывистой помехи. *Радиотехника*. 1989. № 9. С. 61–62.
3. Єрохін В.Ф., Карплюк В.В. Алгоритм компенсації подібної сигналу асинхронної завади з двійковою фазовою маніпуляцією. *Зб. наук. пр. «Спеціальні телекомунікаційні системи та захист інформації»*. Київ: ІСЗІ КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. Вип. 2(2). С. 27–35.
4. Єрохін В.Ф., Ірха М.С. Еволюція розвитку методики синтезу алгоритмів розділення двох взаємно неортогональних сигналів двійкової фазової модуляції. *Зб. наук. пр. «Спеціальні телекомунікаційні системи та захист інформації»*. Київ: ІСЗІ КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. Вип. 1(7). С. 67–81.
5. Єрохін В.Ф., Ірха М.С. Алгоритм демодуляції фазоманіпульованого сигналу в умовах впливу асинхронної переривчастої подібної завади. *Збірник наукових праць*. В/ч А1906. 2019. Вип. 47. С. 56–67.
6. Yerokhin V.F., Irkha M.S. Methodology and results of synthesis and analysis of potential resilience for noise immunity compensator of an asynchronous intermittent interference similar to a useful phase-manipulated signal. *Visnyk NTUU KPI. Ser. Radiotekhnika. Radioaparobuduvannia*. 2020. Iss. 82. P. 14–24. URL: <https://radap.kpi.ua/radiotechnique/article/view/1632>.
7. Єрохін В.Ф., Вакуленко О.В. Методика та результати синтезу алгоритмів розділення двох взаємно неортогональних переривчастих сигналів двійкової ФМ. *Зб. наук. пр. «Спеціальні телекомунікаційні системи та захист інформації»*. Київ: ІСЗІ КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. Вип. 1(34). С. 5–13.
8. Єрохін В.Ф., Пелешок Є.В. Математична модель когерентної демодуляції синхронних взаємно неортогональних цифрових сигналів з мінімальною частотною маніпуляцією. *Вісник НТУУ «КПІ». Сер. Радіотехніка. Радіоапаробудування*. 2016. Вип. 64. С. 41–50. URL: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/17431>.
9. Бураченко Д.Л. Оптимальное разделение цифровых сигналов многих пользователей в линиях и сетях связи в условиях помех. Ленинград: ВАС, 1990. 302 с.
10. Ерохин В.Ф. Демодуляция конфликтующих цифровых сигналов. Киев: Киевский военный ин-т управления и связи; Ин-т кибернетики им. В.М. Глушкова НАН Украины, 1993. 133 с.
11. Verdu S. Multiuser Detection. New York: Cambridge University Press. 1998. 474 p.
12. Бобровский В.И. Многопользовательское детектирование. Ульяновск: Вектор-С, 2007. 348 с.
13. Єрохін В.Ф., Вакуленко О.В. Експоненціальна складність алгоритмів виявлення–розділення–демодуляції взаємно неортогональних цифрових сигналів з пакетними режимами передачі. *Сучасна спеціальна техніка*. 2022. № 3. С. 14–22.
14. Sarwate D.V., Pursley M.B. Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences. *Proceedings of the IEEE*. 1980. Vol. 68, N 5. P. 593–619.
15. Свердлик М.П. Оптимальные дискретные сигналы. Москва: Сов. радио, 1975. 199 с.

16. Косолапов Д.С., Галеев А.В. Исследование возможности декодирования сложных кодовых последовательностей. *Инженерный журнал: наука и инновации*. 2014. Вып. 1 (25). URL: <http://engjournal.ru/catalog/pribor/radio/1170.html>.
17. Камалетдинов Б.Ж. Оптимальный ансамбль бинарных последовательностей на основе объединения ансамблей последовательностей Касами и бент-функций. *Проблемы передачи информации*. 1988. Т. 24, № 2. С. 104–107.
18. Єрохін В.Ф., Крутофіст І.М. Алгоритм демодуляції, що забезпечує повторне використання частот цифрового радіомовлення. *Захист інформації*. 2005. № 25. С. 42–47.
19. Лосев В.Р., Бродская Е.Б., Коржик В.И. Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов. Москва: Связь, 1979. 302 с.
20. Диксон Р.К. Широкополосные системы. Москва: Связь, 1979. 304 с.
21. Кукунин Д.С. Анализ эффективности декодирования циклических кодов с использованием двойственного базиса: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.01 / Ун-т им. Бонч-Бруевича. СПб, 2009. 169 с.
22. Міщенко В.Г., Єрохін В.Ф. Методика оцінки завадозахищеності алгоритмів входження в синхронізм радіоліній з псевдовипадковим перелаштуванням радіочастоти. *Захист інформації*. 2001. № 2. С. 39–52.

V.F. Yerokhin, O.V. Vakulenko

**METHOD OF CHOOSING SYNCHRO PREAMBLE OF MUTUALLY
NON-ORTHOGONAL DIGITAL SIGNALS IN ELECTRONIC
COMMUNICATION SYSTEMS WITH RANDOM MULTIPLE ACCESS**

Abstract. Using the theory of statistical decisions, an approach to the selection of synchro preambles for mutually non-orthogonal digital signals during packet transmission in telecommunication systems with random multiple access is proposed. It is proposed to use sets of quasi-orthogonal Gold, Kasami, Kamaletdinov sequences and their combinations to solve the state detection problem in a common channel resource. Factorization of the problems of state detection in the radio channel and separation-demodulation by the methods of the theory of multi-user detection allows avoiding the exponential growth in the complexity of algorithms for processing conflicting signals.

Keywords: mutually non-orthogonal digital signals, mutual correlation properties of signals, discrete information parameter, decision rule, synchro preamble, probabilities of correct and false packet detection.

Надійшла до редакції 20.01.2023