

О. В. Андреев, В. Г. Парфенюк, П. П. Топольницький, О. В. Франжі

## ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ПУНКТУ ПРИЙОМУ ЦІЛЬОВОЇ ІНФОРМАЦІЇ З КОСМІЧНИХ АПАРАТІВ У ФОРМАТІ HRPT

*У статті наведено ряд підходів до зменшення ймовірності помилкового прийому елементів повідомлення. Запропоновані методи грунтуються на властивостях коду, що використовується в радіолінії, вдосконаленні системи символної синхронізації, виявленні помилкових символів та їх виправленні. Проведено математичне моделювання даних рішень, яке показало, що їх використання може бути еквівалентне підвищенню співвідношення сигнал/шум до 3 дБ. Запропоновані методи можуть бути застосовані при створенні нових та вдосконаленні існуючих пунктів прийому цільової інформації з космічного апарата (КА) дистанційного зондування Землі (ДЗЗ).*

**Ключові слова:** формат HRPT, магнітний код, завадостійкість, м'яке рішення.

**Постановка проблеми в загальному вигляді.** Одним з поширених протоколів передачі даних з КА ДЗЗ є формат High Resolution Picture Transmission (HRPT), який на сьогоднішній день використовують у радіолінії для передачі зображень земної поверхні середнього розрізнення в діапазоні 1,7 ГГц.

Останнім часом, незважаючи на рекомендації Національної комісії, що здійснює державне регулювання у сфері зв'язку та інформатизації (НКРЗІ), не використовувати діапазон 1690–1710 МГц наземними службами, значно підвищився рівень перешкод від наземних передавачів, особливо в межах міста. Це накладає додаткові вимоги до завадостійкості приймальних засобів пунктів прийому спеціальної інформації (ППСІ).

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** Підвищення завадостійкості в радіолінії, що розглядається, може бути досягнуте завдяки використанню особливих властивостей манчестер-коду, який застосовується при передачі інформації у форматі HRPT. Основною його перевагою є можливість спростити символну синхронізацію [1]. Слід зазначити, що манчестер-код використовується, наприклад, і для передачі інформації між частинами розподілених обчислювальних систем. Тому пошук методів покращення завадостійкості систем передачі інформації, що використовують манчестер-код, на сьогоднішній день є досить актуальним. Знайдено способи виправлення помилок при прийомі інформації, що передається з використанням манчестер-коду завдяки, наприклад, комбінованому універсальному способу виправлення поодиноких похибок при передачі інформації біімпульсним кодом манчестер II [2]. Однак і перший і другий способи не можуть бути реалізовані в приймачах космічних радіоліній через необхідність змін у протоколі передачі інформації.

**Формулювання завдання дослідження.** Метою статті є розробка приймача (демодулятора-декодера) кодованих манчестер-кодом сигналів із більш високими показниками завадостійкості.

**Виклад основного матеріалу дослідження.** Кодування манчестер-кодом передбачає, що для передачі символу «1» використовується комбінація з двох символів 01, а для передачі символу «0» – комбінація 10. Таким чином, кожний інформаційний символ (біт) протоколу передачі HRPT передається двома канальними сигналами із різницею фаз  $\pm 68^\circ$ . Слід зазначити, що манчестер-кодування можна розглядати як використання завадостійкого коду із подвоєнням елементів (кореляційного коду) [1]. Однак такий блоковий код дозволяє тільки виявляти помилки.

Традиційно приймання сигналів у форматі HRPT будуються за схемою оптимального когерентного демодулятора бінарного фазоманіпульованого сигналу із різницею фаз  $136^\circ$ . При цьому такий приймач не враховує міжсимвольний зв'язок символів манчестер-коду тривалістю  $\tau$ , що дорівнює половині тривалості інформаційних символів  $T$ . При його використанні такий міжсимвольний зв'язок існує. Оскільки кожний інформаційний символ передається двома різними символами манчестер-коду, то в послідовності символів манчестер-коду не може бути більше двох поспіль однакових символів (рис. 1, б). Таким чином, інформаційний символ 1 кодується послідовністю символів 01 манчестер-коду, а інформаційний символ 0 - послідовністю символів 10. При цьому вважається, що сусідні інформаційні символи незалежні та рівноймовірні (рис. 1, а), але це не так для символів манчестер-коду. Якщо перший символ манчестер-коду 1, то наступний завжди 0, якщо перший символ манчестер-коду 0, то наступний завжди 1. Використовуючи даний міжсимвольний зв'язок (кореляцію), можна очікувати підвищення завадостійкості при його врахуванні.

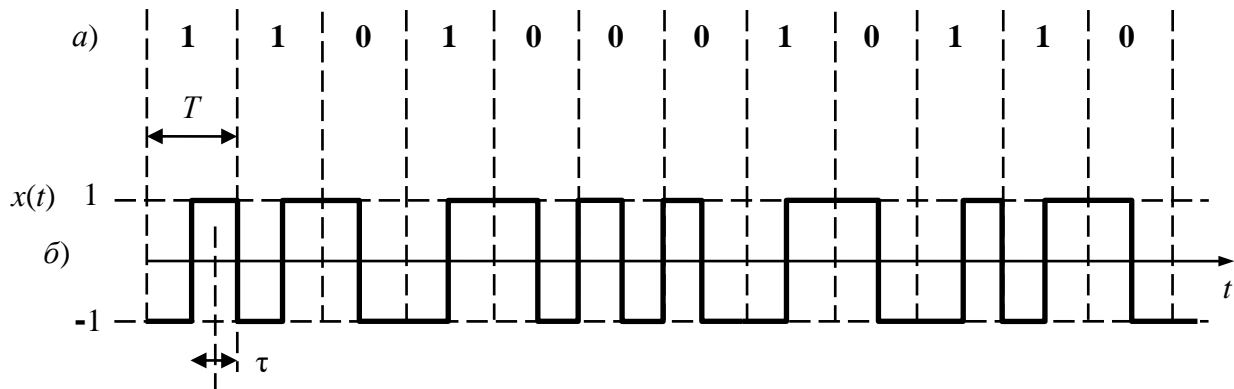


Рис. 1. Зображення біт цього потіку манчестер-кодом

Розглянемо випадок, коли для декодування використовуються не значення дискретних символів, отримані після демодулятора (жорсткий метод декодування), а значення елементів неперервних сигналів, відповідних до переданих символів манчестер-коду, або адекватні їм достатні статистики, наприклад, відліки на виходах узгоджених фільтрів.

Поділ операцій демодуляції й декодування на приймальній стороні має умовний характер. Справді, при використанні манчестер-коду кожний інформаційний символ можна розглядати як 2 послідовних канальних сигнали (які залежні) як один «складений» або «складний» сигнал тривалістю  $2\tau = T$ .

Таким чином, одержимо систему, у якій для передачі  $2^2$  повідомлень

використовується  $2^2$  «складних» сигналів тривалістю  $2\tau$  кожний. Для зазначених сигналів можна побудувати оптимальний приймач, який забезпечує мінімально можливу ймовірність помилкового приймання повідомлення, поєднуючи в собі функції демодулятора та декодера (поєднуючи операції демодуляції та декодування). Він відображає кожну реалізацію тривалістю  $T$  на виході каналу в одне з  $2^2$  повідомлень, тобто реалізує *декодування в широкому значенні* [4]. Таке декодування називають також декодуванням із м'яким прийняттям рішень. Точно так само можна послідовно включити кодер і модулятор замінити одним пристроєм, який кожному із  $2^2$  повідомлень буде ставити у відповідність складний сигнал. Такий пристрій виконує *кодування в широкому значенні*.

Розглянемо алгоритм декодування із м'яким прийняттям рішень більш детально. Будемо вважати, що елементарні каналні сигнали при передачі протилежні (випадок сигналу ФМ-2), а розглянутий канал є каналом із постійними параметрами й білим гауссовим шумом (АБГШ-канал). Тоді, враховуючи, що енергії всіх  $2^2$  складних сигналів однакові, одержимо

$$h_l = \int_0^{2\tau} y(t) s(t, U_l) dt = \sum_{i=0}^1 x_i(U_l) \int_{i\tau}^{(i+1)\tau} y(t) s_i(t - i\tau) dt, \quad (1)$$

де  $x_i(U_l)$   $s_i(t - i\tau)$  – заданий на інтервалі  $\tau$  один із двох елементарних смугових сигналів, складових  $l$ -го складного сигналу (парціальний сигнал складного сигналу), який відповідає інформаційному символу  $u_i$  кодового слова  $U_l$  із двох символів манчестер-коду,  $l = 0, 1; i = 0, 1$ ;

$x_i(U_l)$  – обвідна парціального сигналу.

Відповідно до (1) спочатку за  $y(t)$  обчислюються значення кореляційних інтегралів  $r_i = \int_{i\tau}^{(i+1)\tau} y(t) s_i(t - i\tau) dt$  для кожного парціального сигналу кодового слова як відліки (у

моменти, кратні  $\tau$ ) вихідного сигналу, узгодженого із парціальним сигналом фільтра (УФ) або корелятора. Надалі для кожного  $l$  ( $l = 0, 1$ ) обчислюється добуток  $h_l = \sum_{i=0}^1 x_i(U_l) r_i$  та

ухвалюється рішення на користь того кодового слова  $U_l^*$ , для якого має місце максимальне значення величини  $h_l$ . Величина  $l$  може бути знайдена, наприклад, за допомогою цифрового фільтра.

Таким чином, синтезована схема алгоритму декодування із м'яким прийняттям рішень зображена на рис. 2. Дана схема може бути використана для приймання сигналів у форматі HRPT, не зважаючи на те, що у даному форматі використовується фазова маніпуляція із різницею фаз  $136^\circ$ , а не  $180^\circ$ , при якій каналні сигнали протилежні та характеризуються максимальною завадостійкістю. Відмінність між декодуванням із м'яким рішенням і декодуванням із жорстким рішенням полягає в тому, що **жорсткий декодер** працює тільки із двійковими символами, а **м'який декодер** – із відліками вихідного сигналу корелятора чи узгодженого фільтра  $r_i$ . Значення  $r_i$  є додатковою інформацією: чим більша величина  $|r_i|$ , тим більш достовірним є рішення демодулятора

щодо переданого інформаційного символу  $u_i$  (1 або 0) (більша величина  $|r_i|$  відповідає більшому відношенню сигнал/шум).

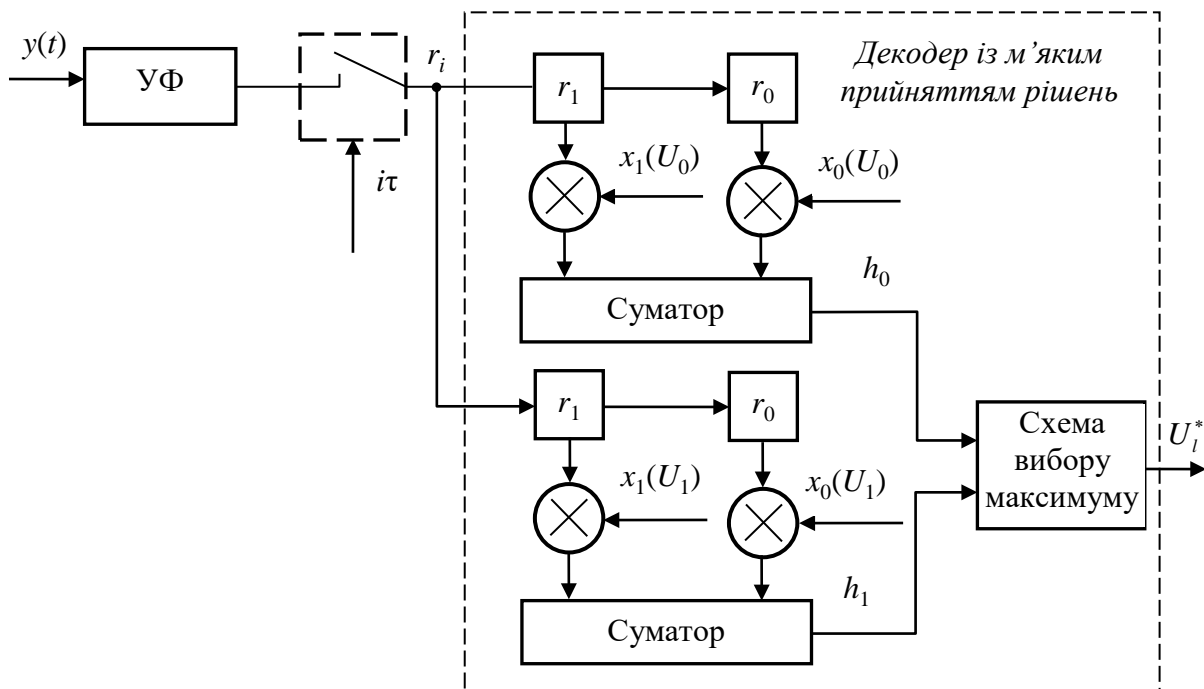


Рис. 2. Схема алгоритму декодування із м'яким прийняттям рішень

Декодування з м'яким рішенням усуває втрати, пов'язані з ухваленням проміжного рішення у вихідному блоці демодулятора (рішення щодо переданого двійкового символу). Оптимальним за завадостійкістю алгоритмом м'якого декодування є об'єднання операцій демодуляції й декодування. З іншого боку, складність такого декодера вища, тому запропоновано багато інших алгоритмів декодування із простішою реалізацією, здатних тією чи іншою мірою враховувати інформацію про надійність рішень, прийнятих демодулятором.

Оскільки за м'якого декодування використовується більш повна інформація про прийнятий сигнал, то слід очікувати меншої ймовірності помилок для того ж самого коду, ніж за жорсткого декодування. Очевидно, що для каналу АБГШ одержуємо алгоритм максимуму правдоподібності, еквівалентний демодуляції за мінімумом евклідової відстані.

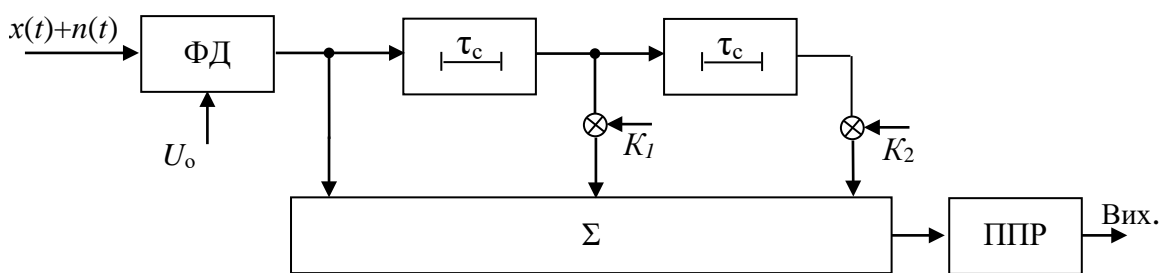
Практика показує, що для м'якого декодування достатньо квантувати вихідний сигнал УФ (корелятора) (див. рис. 2) на вісім рівнів [4]. У цьому разі на декодер відправляється трибітове слово, що відповідає значенню  $r_i$ . По суті видача декодеру такого трибітового слова замість одного двійкового символу еквівалентна передачі декодеру міри ймовірності разом із рішенням щодо переданого кодового символу. Двійкове значення 111 рівносильне твердженню, що з дуже високою вірогідністю прийнятим кодовим символом є 1, у той час як послідовність 100 відповідає кодовому символу 1 з низькою ймовірністю.

Якщо на декодер надходить більше даних, м'яке рішення можна розуміти як проміжний етап, необхідний для того, щоб на декодер надійшло більше інформації, на основі аналізу якої він потім зможе відновити передане кодове слово з більшою ймовірністю порівняно із жорстким декодуванням.

Для каналу АБГШ восьмирівневе квантування порівняно із дворівневим приводить у результаті до зменшення на 2 дБ необхідного відношення сигнал/шум. Це означає, що таке квантування з м'якою схемою прийняття рішення може дати ту ж імовірність помилкового біта, що й жорстке декодування, однак вимагає на 2 дБ меншого значення відношення при інших однакових параметрах. Аналіз показує, що аналогова обробка (або квантування з нескінченною кількістю рівнів) дає в результаті покращення на 2,2 дБ порівняно із дворівневим. Таким чином, за восьмирівневого квантування, порівняно із квантуванням із нескінченною кількістю рівнів, втрачається приблизно 0,2 дБ. З цієї причини квантування більш ніж на вісім рівнів може дати тільки незначне покращення завадостійкості [5].

При використанні даного коду в послідовності, що передається, не може бути більше двох поспіль однакових символів, при цьому кожний інформаційний символ передається двома різнойменними сигнальними символами. Таким чином, можна стверджувати, що після символів 00 може передаватись тільки 1, а після 11 – тільки 0, після 01 та 10 можуть з однаковою ймовірністю передаватись будь-які символи.

Використовуючи міжсимвольний зв'язок манчестер-коду, можна запропонувати такий пристрій прийняття м'якого рішення про значення прийнятого символу інформації, структурна схема якого зображена на рис. 3.



*Рис. 3. Структурна схема прийняття м'якого рішення про значення поточного символу*

Сигнал  $x(t)$  з шумом  $n(t)$  подається на вхід фазового детектора (ФД), на другий вхід ФД подається опорна напруга  $U_{оп}$ . У ФД відбувається детектування суміші сигналу із шумом. З виходу ФД сигнал подається на суматор та на лінію затримки на  $\tau_c$  і далі на таку ж лінію затримки, з їх виходів сигнал подається на відповідні перемножувачі з коефіцієнтами  $K_1$  та  $K_2$ . З виходів перемножувачів сигнали подаються на суматор, на виході якого отримуємо напругу, відповідну не тільки  $n$ -му, а й  $n-1$  та  $n-2$  сигнальним символам з урахуванням коефіцієнтів  $K_1$  та  $K_2$ . Коефіцієнти  $K_1$  та  $K_2$  повинні бути однаковими та від'ємними, тому що після символів 00 потрібно «допомогти»  $n$ -му символу сформуватись як 1, а у випадку, коли  $n-1$  та  $n-2$  символи передаються як 11, потрібно «допомогти» поточному символу сформуватись як 0. У випадку, коли  $n-1$  та  $n-2$  символи неоднакові, вони компенсують вплив один одного на формування поточного символу. З виходу суматора сигнал подається на пристрій прийняття рішення (ППР), де і приймається рішення про значення поточного символу. Якщо змінювати коефіцієнти  $K_1$  та  $K_2$ , то можна змінювати вплив попередніх символів на прийняття рішення про значення поточного.

Результати математичного моделювання запропонованого рішення, що зображені на графіках рис. 4, показали незначне, але зменшення ймовірності помилкового прийому

символу інформації, що еквівалентне збільшенню відношення с/ш до 0,2 дБ.

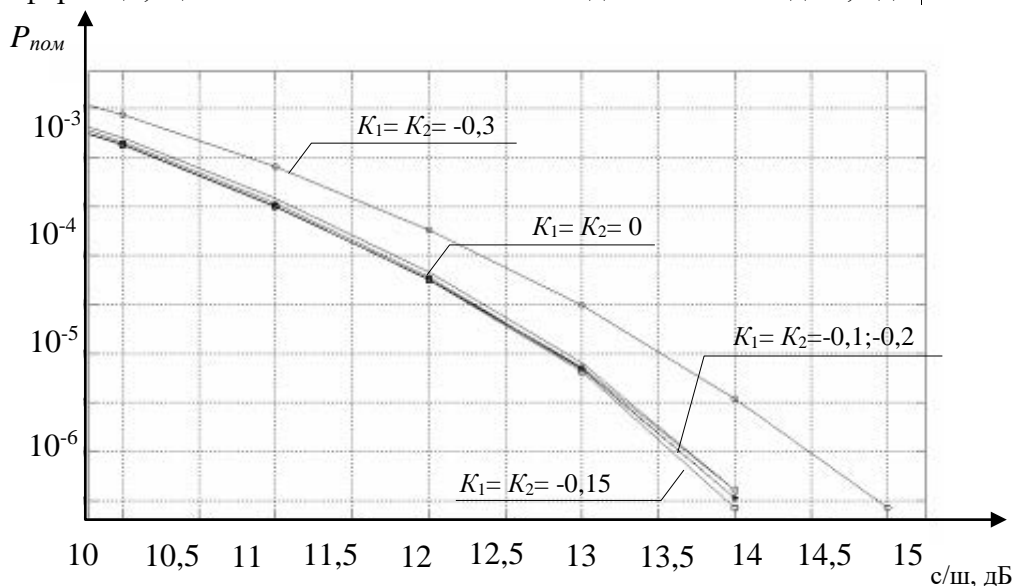


Рис. 4. Результ ат и моделювання при реалізації м'якого рішення

Дуже важливим для правильної реєстрації прийнятого інформаційного потоку є стійка робота системи символної синхронізації. Моделювання роботи безінерційної системи при використанні манчестер-коду показало, що у випадку помилки при прийомі сигнального символу може відбутись вихід із синхронізму, при цьому збійний символ може бути пропущений, що призведе до неправильного прийому всієї наступної послідовності в межах кадру. Поширена структурна схема безінерційної системи символної синхронізації для манчестерського кодування зображена на рис. 5, а її робота пояснюється за допомогою епюр на рис. 6.

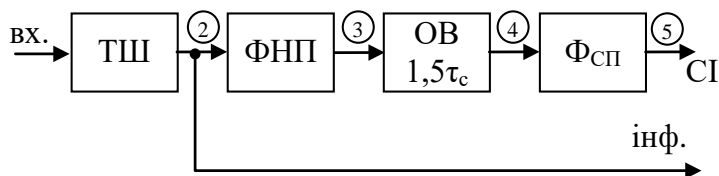


Рис. 5. Структурна схема безінерційної системи символної синхронізації

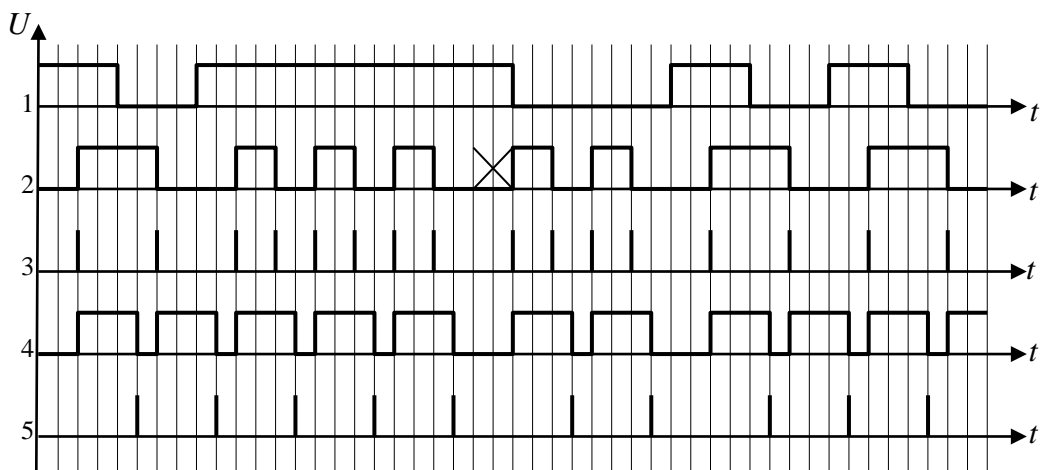
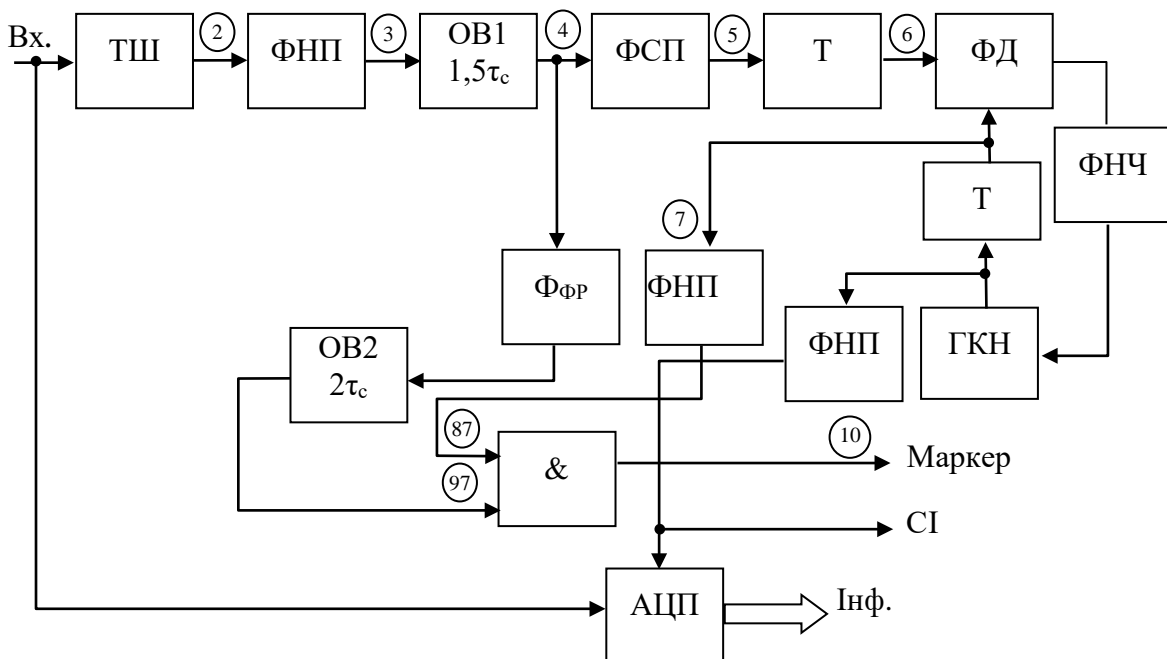


Рис. 6. Епюри для пояснення роботи і схеми за рис. 5

Сигнал з виходу демодулятора РПрП подається на вхід тригера Шмідта (ТШ) для формування фронтів та спадів отриманих символів, далі сигнал подається в інформаційну шину і на вхід формувача імпульсів нуль-перетенів (ФНП), далі на вхід одновібратора без перезавпуску (ОВ) із затримкою переключення  $1,5 \tau_c$ . Формувач коротких імпульсів за спадом ( $\Phi_{сп}$ ) виробляє синхросимволи. На епюрі 1 рис. 6 зображено вихідну інформаційну послідовність. На епюрі 2 позначено помилково прийнятий символ, така ситуація призвела до того, що не сформувалися два синхросимволи (епюра 5), що призведе до пропусків у реєстрації прийнятих символів, а це рівноцінно втраті всього інформаційного кадру. Однак слід зауважити, що цей ефект можна використати для визначення поодиноких збійних символів.

Інерційна система символної синхронізації, що працює на основі фазового автоматичного підлаштування частоти (ФАПЧ), забезпечує безперебійне вироблення синхросимволів, тому зменшує ймовірність пропуску прийнятих бітів. Використання обох систем дозволить виявляти поодинокі збійні символи, маркувати їх та забезпечити безперервний запис прийнятого потоку за допомогою інерційної системи. Структурна схема для реалізації такого рішення та епюри для пояснення її роботи зображені на рис. 7, 8.

Пристрій складається з ТШ, трьох ФНП, ОВ1 без перезавпуску і часом переключення  $1,5 \tau_c$ , ОВ2 з перезавпуском і часом переключення  $2 \tau_c$ , формувача короткого імпульсу за спадом ( $\Phi_{сп}$ ), формувача короткого імпульсу за фронтом ( $\Phi_{фр}$ ), двох тригерів із лічильним входом (Т), ФД, фільтра нижніх частот (ФНЧ), генератора, що керується напругою (ГКН), аналого-цифрового перетворювача (АЦП) та логічного елемента І (&).



*Рис. 7. Структурна схема пристрою символної синхронізації з функцією маркування помилково прийнятого символу*

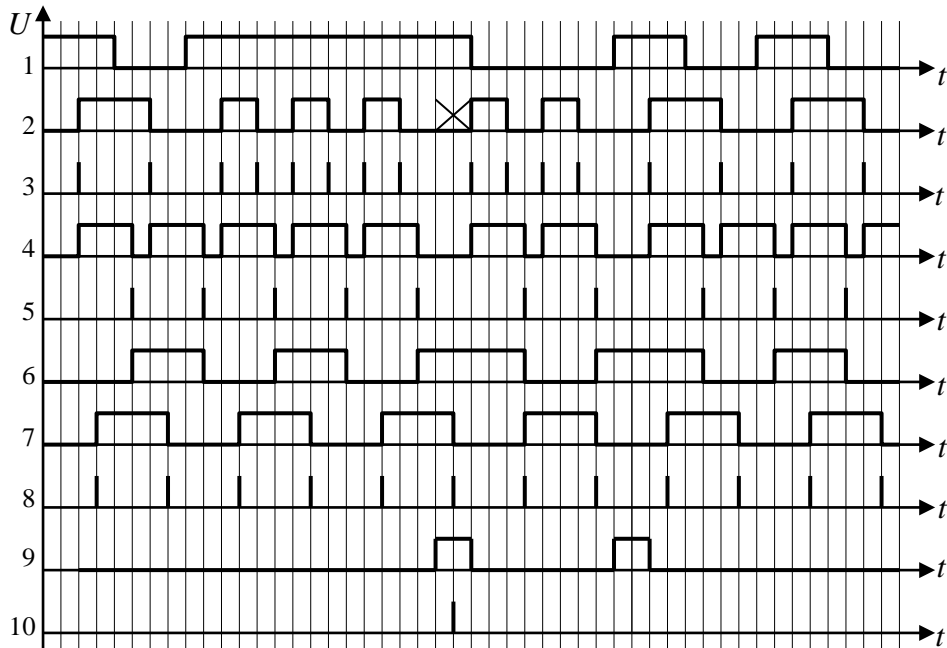


Рис. 8. Епюри для пояснення роботи і схеми за рис. 7

Аналізуючи роботу запропонованої системи символної синхронізації, бачимо, що хоча збійний інформаційний символ і маркується, але при цьому не завжди правильно визначається, який з двох сигнальних символів прийнятий неправильно. Для розв'язання цієї задачі розглянемо, які фактори впливають на формування напруги на виході детектора в реальних умовах прийому:  $U_{\text{фд}}$  пропорційне напрузі шумів, завад, флуктуацій сигналу і безпосередньо напрузі, що відповідає поточному символу. Усі складові, за виключенням останнього, мають випадковий характер, тому можна стверджувати, що ймовірність того, що напруга на виході детектора при передачі 1 буде більшою, ніж при передачі 0, більше ймовірності того, що напруга на виході детектора при передачі 1 буде меншою, ніж при передачі 0:

$$P(U_{\text{д1}} > U_{\text{д0}}) > P(U_{\text{д1}} < U_{\text{д0}}).$$

Виходячи з цих міркувань, пропонується для визначення двох сигнальних символів, що марковані як збійні, порівняти напруги, що їм відповідають, і символу з більшою напругою присвоїти 1, а символу з меншою напругою – 0. Наприклад, якщо першому з двох символів відповідає напруга +0,2 В, а другому – +0,4 В, то першому присвоюється значення 0, а другому – 1, якщо першому з двох символів відповідає напруга -0,2 В, а другому – -0,4 В, то першому присвоюється значення 1, а другому – 0. Для реалізації цього підходу необхідно забезпечити можливість у пристрої за структурною схемою (рис. 5) здійснювати реєстрацію прийнятих символів не за значенням 0 чи 1, а реєструвати величину і знак напруги, що їм відповідають, тому інформаційна шина підключена безпосередньо до виходу детектора, далі сигнал з цієї шини перетворюється в цифровий код і реєструється, після чого реалізується запропонований алгоритм.

Перевірку працездатності запропонованих рішень та оцінювання їх ефективності здійснено за допомогою моделювання в середовищі MATLAB. При проведенні досліджень використовувалась випадкова послідовність тривалістю  $2 \cdot 10^7$  інформаційних



символів, закон розподілу похибок вважався нормальним, залежності отримувались як середнє за 20 циклів моделювання.

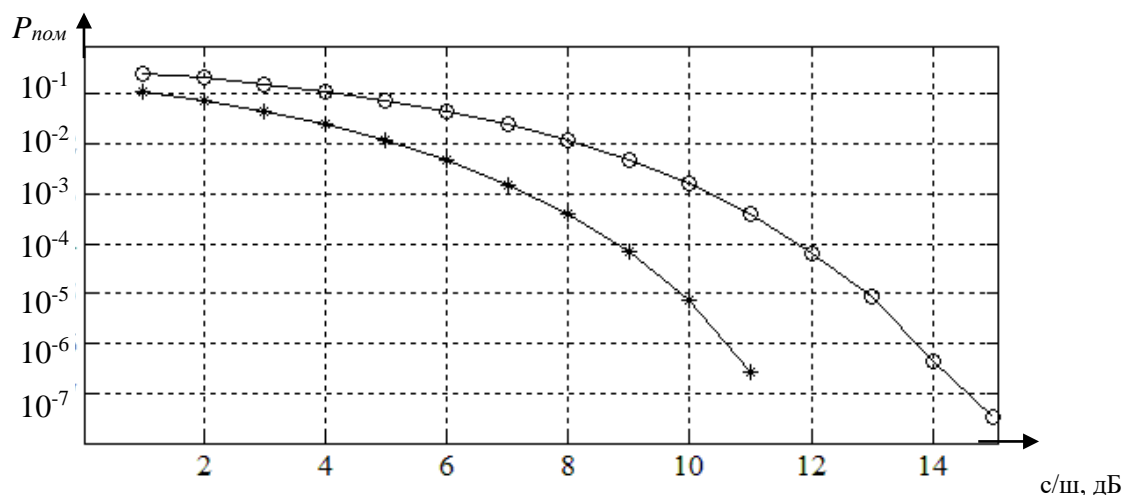


Рис. 9. Результат ат и моделювання

На рис. 9 показано залежності ймовірності помилки при прийманні елемента повідомлення залежно від співвідношення сигнал/шум для звичайного (крива позначена символом «о»; приймається рішення про прийняття: 1, – якщо напруга на виході детектора перевищує поріг і 0, – якщо ні) і модифікованого (крива позначена символом «\*») алгоритмів визначення поточного символу. Порівняння графіків показує, що використання запропонованого алгоритму еквівалентне підвищенню співвідношення с/ш до 3дБ, що дозволить зменшити вимоги до апаратної частини радіолінії. Наприклад, використовувати антенні системи з меншим діаметром або бортові передавачі з меншою потужністю.

**Висновки.** У статті запропоновано рішення, які можуть дозволити зменшити ймовірність помилкового прийому інформаційного символу в системах передачі інформації, еквівалентні збільшенню співвідношення сигнал/шум до 3дБ. Методи можуть бути використані при прийомі цільової інформації з КА ДЗЗ у форматі HRPT, що забезпечить підвищення завадостійкості існуючих радіоліній та радіоліній, які створюються, а також у системах передачі даних, де використовується манчестер-код. Запропоновані схемні рішення можуть бути реалізовані як апаратно, так і програмно.

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Скляр Бернанд. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Скляр Бернанд. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. – [2-е изд.] ; пер. с англ. – 1104 с.: ил. – Парал. тит. англ.
2. Пат. 2163400 Российская Федерация, МПК: G11В 20/18, Н03М 5/12. Комбинированный универсальный способ исправления одиночных ошибок при передаче информации биимпульсным кодом Манчестер II. авторов Демченко О. Ф., Долженкова Н. Н., Поповича К. Ф., Школина В. П., Кодолы В. Г., опубли. 20.02.2001 бюл. № 5.
3. Пат. 2566336 Российская Федерация. Способ исправления ошибок при передаче информации биимпульсным кодом манчестер-2 и устройство его осуществления.
4. Теория электрической связи: учеб. для вузов / А. Г. Зюко, Д. Д. Кловский, В. И. Коржик, М. В. Назаров ; под ред. Д. Д. Кловского. – М. : Радио и связь, 1999. – 432 с.

5. М. Вернер. Основы кодирования : учеб. для вузов / М. Вернер. – М. : Техносфера, 2004. – 288 с.

Подано 23.09.2016

**А. В. Андреев, В. Г. Парфенюк, П. П. Топольницкий, А. В. Франжи**

### **ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПУНКТА ПРИЕМА ЦЕЛЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ С КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ В ФОРМАТЕ HRPT**

*В настоящее время, несмотря на рекомендации Национальной комиссии, осуществляющей государственное регулирование в сфере связи и информатизации не использовать диапазон 1690...1710 МГц наземными службами, существенно повысился уровень помех от наземных передающих средств, особенно в городской черте. Это накладывает дополнительные требования к помехоустойчивости приемных средств пунктов приема специальной информации. Использование при передаче целевой информации в формате HRPT манчестер-кода позволяет учитывать его структуру для обеспечения повышения помехоустойчивости радиосвязи. В статье предложен ряд подходов для снижения вероятности ошибочного приема элементов сообщения и их схемные реализации. Предложенные методы предполагают совершенствование системы символической синхронизации, обнаружение ошибочных символов и использование мягкого декодирования принятой последовательности. Проведено математическое моделирование предложенных решений, которое показало, что их использование может быть эквивалентным повышению отношения сигнал/шум до 3 дБ. Предложенные методы могут быть использованы при создании новых и совершенствовании существующих пунктов приема целевой информации с КА ДЗЗ.*

**Ключевые слова:** формат HRPT, манчестер-код, помехоустойчивость, мягкое решение.

**O. V. Andreiev, V. H. Parfeniuk, P. P. Topolnytskyi, O. V. Franzhy**

### **INCREASING OF NOISE IMMUNITY OF RECEPTION POINT OF HRPT FORMAT TARGET INFORMATION FROM THE SPACECRAFTS**

*At the present time, despite the recommendations of the National Commission, carrying out state regulation in the sphere of communication and informatization to not use the frequency band of 1690...1710 MHz by terrestrial services, the level of disturbance from terrestrial transmitters increased substantially, particularly in the urban areas. This imposes additional requirements for noise immunity of receiving means of specific information reception points. Using during the transmission of HRPT format target information manchester code allows to take into account its structure to provide better noise immunity of radio link. Some approaches to reduce the probability of message elements erroneous reception and their circuit implementation are proposed in the article. The proposed methods involve improving the symbol timing system, the detection of erroneous symbols and the using of soft decoding of the received sequence. Mathematical simulation of the proposed approaches showed that their using may be an equivalent to increasing in the signal / noise ratio up to 3 dB. The proposed methods can be used in the creation of new and improvement of existing target information reception points from earth remote sensing spacecrafts.*

**Keywords:** HRPT format, manchester code, noise immunity, soft decision.