

УДК 621.396.12

Д.А. МАКАРИШКІН, Ю.М. БОЙКО, Л.В. КАРПОВА

Хмельницький національний університет

МЕТОД РОЗПІЗНАВАННЯ СИТУАЦІЙ СИГНАЛЬНО-ЗАВАДОВОЇ ОБСТАНОВКИ ДЛЯ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ЦИФРОВИХ РАДІОРЕЛЕЙНИХ СТАНЦІЙ

Стаття присвячена вдосконаленню методу розпізнавання ситуацій сигнально-завадової обстановки цифрової радіорелейної станції, в якому у процедуру оцінювання ситуації до вимірюваних параметрів сигналу у вигляді співмножників вводять вагові коефіцієнти ознак різних завад шляхом врахування вихідних сигналів індикаторів ознак, які є супутніми у постановці імітаційних та шумових завад. Вдосконалений метод розпізнавання ситуацій сигнально-завадової обстановки цифрової радіорелейної станції дає змогу підвищити швидкодю та достовірність виявлення імітаційних завад у каналі передачі даних.

Ключові слова: цифрова радіорелейна станція, канал передачі даних, сигнально-завадова обстановка, імітаційна завада, розпізнавання ситуацій, інформаційно-вимірювальна та керуюча система.

D.A. MAKARYSHKIN, J.M. BOIKO, L.V. KARPOVA

Khmelnitsky National University

METHOD OF SITUATIONS RECOGNITION OF THE SIGNAL-HINDRANCES SITUATION FOR THE INCREASE OF THE DIGITAL RADIO-RELAY STATIONS NOISE STABILITY

The article is sanctified to perfection of method of situations recognition of the signal-hindrances situation of the digital radio-relay stations, in that in procedure of evaluation of situation to the measurable parameters of signal as factors enter the weighed coefficients of signs of different hindrances by taking into account of initial signals of indicators of signs, that accompany in raising of imitation and noise hindrances. The improved method of recognition of situations of signal-hindrances situation of the digital radio-relay station gives an opportunity to promote a fast-acting and authenticity of exposure of imitation hindrances in the channel of data.

Keywords: digital radio-relay station, channel of data, signal-hindrances situation, imitating hindrance, recognition of situations, informatively-measuring and managing system.

Аналіз останніх досліджень та публікацій. Канал передачі даних включає до свого складу передавач, приймач та середовище передачі. Обробка сигналу з метою отримання корисної інформації здійснюється на приймальній стороні. Статистичні характеристики суміші $y(t)$ модульованого радіочастотного сигналу та завади на виході антенної системи представляють собою вихідні дані для подальшої обробки у приймачі радіоканалу передачі даних.

Під модульованим радіочастотним сигналом представляють сигнал у вигляді радіовипромінювання або сигнал електричного кола на частоті радіовипромінювання, який є результатом модуляції несучої або піднесучої.

Суміш $y(t)$ може бути представлена у наступному вигляді:

$$y(t) = u_c(t, x_c, \alpha_c) + u_{ш}(t), \quad (1)$$

де $u_c(t, x_c, \alpha_c)$ – корисний сигнал; $x_c(t)$ – повідомлення; α_c – вектор невідомих неінформаційних параметрів сигналу у місці прийому; $u_{ш}(t)$ – адитивна завада у вигляді шуму.

Повідомлення $x_c(t)$ представляється вектором у вигляді $x_c(t) = \langle x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t) \rangle$. Параметрами $x_1(t), x_2(t), \dots$ можуть бути амплітуда, фаза сигналу та їх похідні. Кожна компонента вектора $x_c(t)$ є випадковим процесом, а $u_{ш}(t)$ представляє собою вектор параметрів завад у вигляді $u_{ш}(t) = \langle u_1(t), u_2(t), \dots, u_N(t) \rangle$.

Повідомлення $x_c(t)$ є нормальним випадковим процесом із відомими математичним сподіванням $M_x(t)$ та кореляційною функцією $R_x(t_1, t_2)$ (яка визначається для центрованих повідомлень). Точність відтворення повідомлення оцінюється середнім квадратом $M[\delta^2(t)]$ похибки його відтворення, де δ – похибка відтворення.

Неперервний сигнал каналу передачі в приймачі перетворюється у дискретний вигляд. У дискретні моменти часу k спостерігаються n параметри вихідних сигналів первинних вимірювачів (фазові координати) приймача каналу передачі даних, які складають вектор [1].

$$z_k = c_k y_k + \zeta_k, \quad (2)$$

де k – поточний крок підрахунку, $k = \overline{1, K}$; n – порядковий номер параметра, $n = \overline{0, N}$; c_k – матриця дискримінаційних характеристик розмірності $n \times m$, $m = \overline{0, \Lambda}$; ζ_k – n -мірний вектор шумів вимірювань. По суті z_k представляє собою вектор у вигляді $z_k(t) = \langle z_{1k}(t), z_{2k}(t), \dots, z_{Nk}(t) \rangle$.

Наприклад, у випадку спостереження сигналів з QAM-модуляцією фазовими координатами

$z_1(t), z_2(t), \dots, z_N(t)$ можуть бути амплітуди, фази сигналу, частота та ін.

Цифрові радіорелейні станції (ЦРПС) використовують сигнали з різновидом фазової модуляції (QPSK-модуляцією), або мають можливість зміни модуляції сигналу залежно від умов зв'язку. Наприклад цифрова радіорелейна станція МІК-РЛ400Р здатна використовувати QPSK / 8QAM / 16QAM / 32QAM / 64QAM-модуляцію.

Імітаційна завада представляє собою хибну подібність істинного сигналу, тому описується, як і корисний істинний сигнал [2].

Фазомодульований сигнал в каналі передачі має вигляд [3–6]

$$u(t) = A \cos(\omega t + \varphi(t) + \varphi_0), \tag{3}$$

де A і φ_0 – постійні (амплітуда і початкова фаза сигналу відповідно), ω – несуча частота. Кодування інформації проводиться фазою сигналу φ . При когерентній демодуляції у приймачі є зразок відновленої несучої $u_c(t) = A \cos(\omega t + \varphi_0)$. Методом порівняння прийнятого сигналу з несучою у приймачі обчислюється поточний фазовий зсув $\varphi(t)$. Зміна фази сигналу $\varphi(t)$ має однозначний зв'язок з переданою інформацією.

Квадратурна фазова модуляція [3, 4, 6, 7] (QPSK – Quadrature Phase Shift Keying) представляє собою чотирихпозиційну фазову модуляцію ($M=4$), в якій фаза високочастотного сигналу може приймати чотири різних значення кратних $\pi/2$.

Співвідношення між позиціями фази модульованого сигналу із множини $\{\pm \pi/4, \pm 3\pi/4\}$ з множиною символів цифрового повідомлення $\{00, 01, 10, 11\}$ встановлюються протоколом обміну даними в радіоканалі. Дане співвідношення наочно відображається у вигляді сигнального сузір'я, який представлено на рис. 1. Стрілками показані напрямки можливих переходів з одного фазового стану в інший.

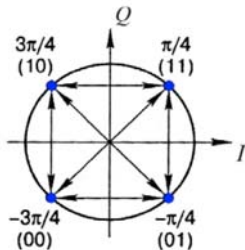


Рис. 1. Сигнальне сузір'я QPSK-модуляції

На рис. 1 відображається відповідність між значеннями символів і фазою сигналу, який встановлено таким чином, що значення відповідних символів в сусідніх точках сигнального сузір'я відрізняються тільки одним бітом. При передачі сигналів в умовах високоінтенсивних шумів найбільш ймовірною помилкою є детектування фази, яка відповідає сусідній точці сигнального сузір'я. При зазначеному способі кодування, незважаючи на можливі символні помилки, помилки в прийнятих даних будуть відповідати тільки одному біту, а не двом. Цим досягається зниження ймовірності виникнення помилок прийнятих даних на біт. Цей спосіб кодування отримав найменування *код Грея*.

Кожній позиції фази модульованого сигналу відповідає 2 біти інформації, яка кодується, тому швидкість передачі даних при QPSK-модуляції в 2 рази вище, ніж при BPSK-модуляції, але при цьому менша стійкість до шумових завад. Відомо [3, 4, 6], що спектральна щільність по потужності багатопозиційного сигналу збігається зі спектральною щільністю по потужності бінарного сигналу за умови заміни бітового інтервалу T_b на символний $T_s = T_b \log_2 M$, для чотирихпозиційної модуляції $M=4$, а $T_s = 2T_b$.

Спектральна щільність по потужності сигналу із QPSK-модуляцією, який промодульований імпульсним сигналом визначається виразом:

$$PSD(f) = 2A^2 T_b \left[\frac{\sin(\pi |f_c - f| 2T_b)}{\pi |f_c - f| 2T_b} \right]^2. \tag{4}$$

Ця формула наочно демонструє, що відстань між першими нулями спектральної щільності QPSK сигналу по потужності дорівнює $\Delta f = 1/T_b$. По виду сигнального сузір'я QPSK неважко визначити значення уявної і дійсної складових сигналів $I(t)$ і $Q(t)$ на виході модулятора, які відповідають символам інформаційної послідовності сигналу на вході [8]. Фаза промодульованого коливання з точністю до початкового зсуву φ_0 визначається сигнальним сузір'ям як кут вектора (I, Q) , який відкладається від осі абсцис. Звідки отримуємо, що $I(t) = \cos(\varphi(t))$, $Q(t) = \sin(\varphi(t))$, у відповідності до цього проводиться побудова таблиці 1.

Таблиця 1

Формування QPSK-сигналу

Сигнал	Значення			
	00	01	11	10
Дібіт цифрового повідомлення	00	01	11	10
Модульований сигнал	1	3	-3	-1
Фаза φ_k	$\pi/4$	$3\pi/4$	$-3\pi/4$	$-\pi/4$
$I_k = \cos(\varphi_k)$	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
$Q_k = \sin(\varphi_k)$	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$

Алгоритм, у відповідність з яким передавач каналу аналізує вхідну інформаційну послідовність у вигляді потоку бітів та генерує синусоїдальний сигнал $I(t)$ і $Q(t)$, організує свою роботу згідно таблиці 1. Наступним етапом є виконання каналної фільтрації, сутність якої полягає в обмеженні смуги частот для кожного сигналу.

Мінімальне число символних помилок досягається при виконанні умови рівності відстаней між сусідніми точками сигнального сузір'я, тобто розподіл позицій фази сигналу буде рівномірним на координатній площині. Звідси випливає висновок, що вид сигнального сузір'я повинен бути максимально наближений до ґратчастого. Модуляція, яка має подібний вид сигнального сузір'я, називається квадратурної. Одним із варіантів квадратурних різновидів модуляцій є квадратурна амплітудна модуляція (QAM – Quadrature Amplitude Modulation) [3, 4, 7, 8].

QAM-модуляція є багатопозиційною. При $M=4$ вона є порівнянною із QPSK-модуляцією, тому на практиці використовуються сигнали із QAM-модуляцією при $M \geq 8$. Оскільки кількість біт на символ $k = \log_2 M$, $k \in \mathbb{N}$, тоді M може приймати значення степенів, які дорівнюють 2, 4, 8, 16 і т.д. На рис. 2 представлено сигнальне сузір'я для 16-QAM із кодуванням по коду Грея.

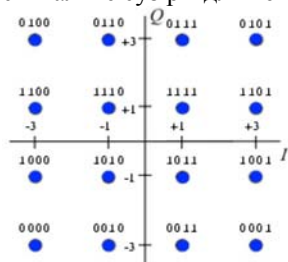


Рис. 2. Сигнальне сузір'я модуляції 16-QAM

При використанні QAM-модуляції досить часто використовуються великі значення M , аж до 1024-QAM. Це дозволяє досягти високої ефективності використання частотного спектру. Однак, оскільки інформаційна послідовність кодується амплітудою синусоїдального сигналу, а зміни амплітуди є великими, тоді використання QAM-модуляції пред'являє високі вимоги до лінійності характеристик підсилювача потужності в динамічному діапазоні і стабільності параметрів каналу передачі, особливо для великих значень M [3, 4, 6–8].

Процес $y(t)$, який реєструється на приймальній стороні каналу передачі даних, представляє собою результат адитивної взаємодії корисного сигналу $u_c(t, x_c, \alpha_c)$ та завад. Сукупність складових процесу $y(t)$ відображає структуру [9] каналу передачі даних $y^s(t)$, де s – номер структури. Під структурою розуміють стан каналу передачі даних, який визначається діючою сигнально-завадовою обстановкою (СЗО). Враховуючи обмеження, які прийняті у поставленні задачі, можна виділити три структури каналу передачі даних [10].

Першій структурі каналу передачі даних відповідає СЗО, при якій в $y(t)$ присутній корисний сигнал і природна адитивна шумова завада $u_{ш}(t)$ (у вигляді білого шуму):

$$y^1(t) = u_c(t, x_c, \alpha_c) + u_{ш}(t) \quad (5)$$

Другій структурі каналу передачі даних відповідає СЗО, яка обумовлена дією навмисно імітаційної завади $u_3(t, x_3, \alpha_3)$ спільно з корисним сигналом і природним шумом:

$$y^2(t) = u_c(t, x_c, \alpha_c) + u_3(t, x_3, \alpha_3) + u_{ш}(t) \quad (6)$$

Слід зазначити, що імітаційна завада $u_3(t, x_3, \alpha_3)$ за своєю структурою повністю повторює корисний сигнал і має у своєму складі аналогічно корисному сигналу повідомлення $x_3(t)$ та вектор невідомих у місці прийому неінформаційних параметрів сигналу α_3 .

Третій структурі відповідає СЗО, яка обумовлена дією навмисної імітаційної завади $u_3(t, x_3, \alpha_3)$ сумісно з шумовою завадою $u_{ш.3}(t)$, корисним сигналом і природним шумом:

$$y^2(t) = u_c(t, x_c, \alpha_c) + u_3(t, x_3, \alpha_3) + u_{ш}(t) + u_{ш.3}(t) \quad (7)$$

Формули (5–7) представляють собою можливі реалізації процесу $y(t)$ - структури каналу передачі даних за умови присутності корисного сигналу. Інші варіанти взаємодії компонентів сигналу в даній статті розглядатися не будуть.

Процес функціонування ЦРРС каналу передачі даних в умовах дії імітаційних завад за своїм характером відповідає радіоелектронному конфлікту, в якому з одного боку приймають участь передавальна і приймаюча цифрові радіорелейні станції каналу, а з іншого боку система радіопротидії третіх осіб, яка складається із станції радіотехнічної розвідки та станції постановки завад (рис. 3). Постановкою імітаційної завади $u_3(t, x_3, \alpha_3)$ одночасно з корисним сигналом $u_c(t, x_c, \alpha_c)$ переслідується мета передачі хибних даних за рахунок забезпечення переваги імітаційного сигналу в порівнянні з корисним.

На рис. 3 позначено: ПРД, ПРМ – передавальна і приймаюча цифрові радіорелейні станції каналу передачі відповідно, $u_c(t, x_c, \alpha_c)$ – корисний сигнал, $u_{ш}(t)$ – природна адитивна завада у вигляді білого шуму, $u_3(t, x_3, \alpha_3)$ – імітаційна завада, $y(t)$ – випадковий процес на вході приймаючої цифрової радіорелейної станції.

Кожній структурі каналу передачі даних, в залежності від виду діючих завад, може відповідати ряд ситуацій i СЗО. Виходячи з представленої картини можливих взаємодій корисного сигналу і завад, можна виділити наступні ситуації i (нижній індекс $y(t)$) СЗО (на рис. 4–9 корисний сигнал показаний штрих пунктирною лінією, приймальний сигнал показаний червоною лінією, імітаційний пунктирною зеленою) [10]:

1) беззавадова (5), на виході антени є присутній сигнал правильної форми з несуттєвим шумом:

$$y_1(t) = A_c \cos(\omega_c t + \varphi_c(t) + \varphi_{c,0}) + u_{1,u}(t) \tag{8}$$

де A_c – амплітуда корисного сигналу, ω_c – циклічна частота корисного сигналу, φ_c – фаза корисного сигналу, $\varphi_{c,0}$ – початкова фаза корисного сигналу, $u_{1,\theta}(t)$ – рівень природного шуму; найбільшу небезпеку мають ситуації СЗО, які обумовлені дією навмисних імітаційних завад;

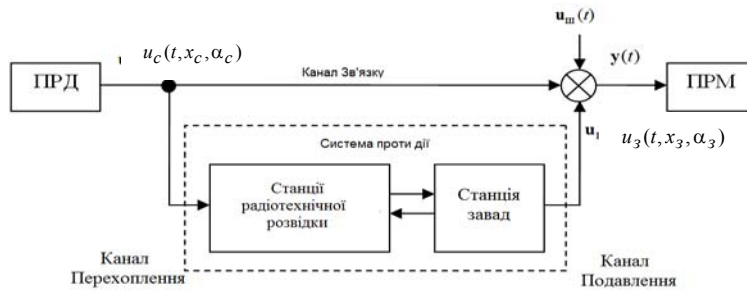


Рис. 3. Структурна схема радіоелектронного конфлікту

2) імітаційна завада на субчастоті (рис. 4)

$$y_2(t) = A_c \cos(\omega_c t + \varphi_c(t) + \varphi_{c,0}) + A_3 \cos(\omega_3 t + \varphi_3(t) + \varphi_{3,0}) + u_{1,u}(t) \quad \text{при} \quad \omega_c \approx \omega_3, \omega_c \neq \omega_3 \tag{9}$$

де A_3 – амплітуда імітаційного завадового сигналу, ω_c – циклічна частота завадового сигналу, φ_c – фаза завадового сигналу, $\varphi_{3,0}$ – початкова фаза сигналу завади, $u_{1,u}(t)$ – рівень природного шуму по потужності;

3) імітаційна завада на субчастоті з шумом високої інтенсивності (рис. 5):

$$y_3(t) = A_c \cos(\omega_c t + \varphi_c(t) + \varphi_{c,0}) + A_3 \cos(\omega_3 t + \varphi_3(t) + \varphi_{3,0}) + u_{1,3}(t) + u_{1,u,3}(t)$$

при

$$\omega_c \approx \omega_3, \omega_c \neq \omega_3, u_{1,u}(t) \ll u_{1,u,3}(t) \tag{10}$$

де $u_{1,u,3}(t)$ – рівень шумової завади за потужністю;

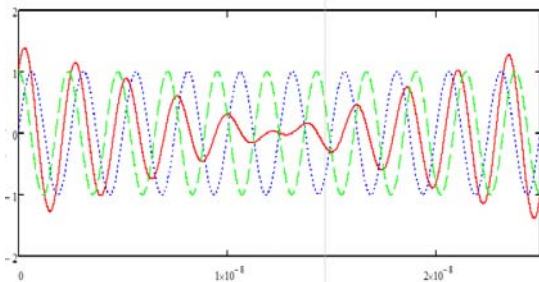


Рис. 4. Взаємодія сигналів. Ситуація 2

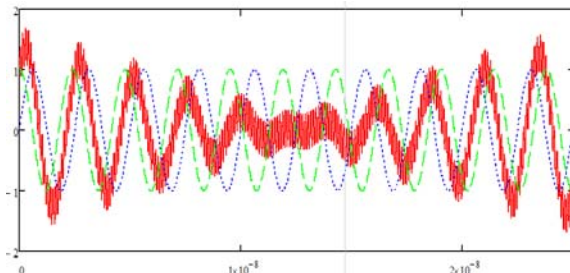


Рис. 5. Взаємодія сигналів. Ситуація 3

4) імітаційна завада, яка перевищує за рівнем корисний сигнал (рис. 6):

$$y_4(t) = A_c \cos(\omega_c t + \varphi_c(t) + \varphi_{c,0}) + A_\zeta \cos(\omega_\zeta t + \varphi_\zeta(t) + \varphi_{\zeta,0}) + u_{1,\theta}(t) \quad \text{при} \quad A_c < A_\zeta \tag{11}$$

5) імітаційна завада, яка перевищує за рівнем корисний сигнал із шумом високої інтенсивності (рис.

7):

$$y_5(t) = A_c \cos(\omega_c t + \varphi_c(t) + \varphi_{c,0}) + A_3 \cos(\omega_3 t + \varphi_3(t) + \varphi_{3,0}) + u_{1,u}(t) + u_{1,u,3}(t)$$

при

$$A_c < A_3, u_{1,u}(t) \ll u_{1,u,3}(t) \tag{12}$$

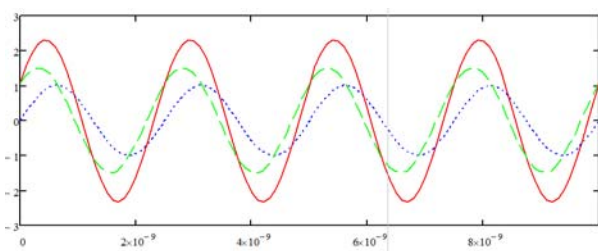


Рис. 6. Взаємодія сигналів. Ситуація 4

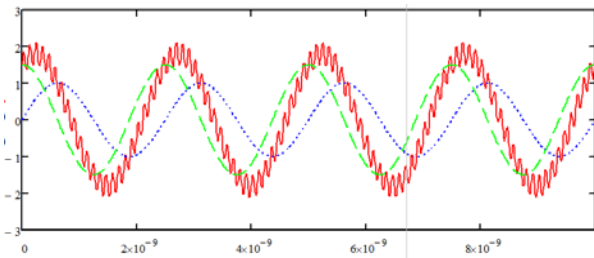


Рис. 7. Взаємодія сигналів. Ситуація 5

6) імітаційна завада на субчастоті, яка перевищує за рівнем корисний сигнал (рис. 8):

$$y_6(t) = A_c \cos(\omega_c t + \varphi_c(t) + \varphi_{c,0}) + A_3 \cos(\omega_3 t + \varphi_3(t) + \varphi_{3,0}) + u_{1,u}(t)$$

при

$$A_c < A_3, \omega_c \approx \omega_3, \omega_c \neq \omega_3 \quad (13)$$

7) імітаційна завада на субчастоті, яка перевищує за рівнем корисний сигнал із шумом високої інтенсивності (рис. 9):

$$y_6(t) = A_c \cos(\omega_c t + \varphi_c(t) + \varphi_{c,0}) + A_3 \cos(\omega_3 t + \varphi_3(t) + \varphi_{3,0}) + u_{1,u}(t)$$

при

$$A_c < A_3, \omega_c \approx \omega_3, \omega_c \neq \omega_3, u_{1,u}(t) \ll u_{1,u,3}(t) \quad (14)$$

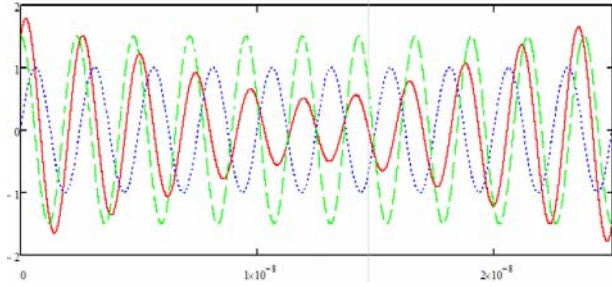


Рис. 8. Взаємодія сигналів. Ситуація 6

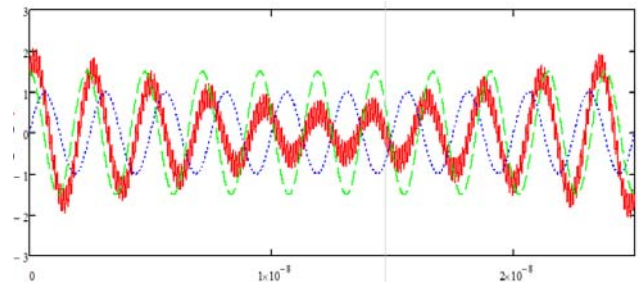


Рис. 9. Взаємодія сигналів. Ситуація 7

Першій ситуації СЗО відповідає нормальне функціонування каналу передачі даних зі стійким сигналом і адитивним шумом низької інтенсивності.

Другий і третій ситуації відповідає адитивна суміш корисного сигналу та імітаційної завади на субчастоті. В останньому випадку із шумом високої інтенсивності. Найбільший ефект дії імітаційної завади, вданому випадку, досягається при періодичній зміні цих ситуацій. При різкій зміні рівня шуму дією імітаційної завади на субчастоті треті особи намагаються видати заваду за корисний сигнал. У цей час індикаторами фіксується биття амплітуди сигналу; більше відхилення фази від номінальних значень як результат складання сигналів з різними фазами; високе число помилок при декодуванні.

Четвертій ситуації відповідає адитивна суміш корисного сигналу та імітаційної завади, яка за рівнем перевищує корисний сигнал. При цьому індикатори фіксують високий рівень сигналу і биття амплітуди, оскільки сигнали з різними фазами.

У п'ятій ситуації шум подавляє корисний сигнал, роблячи його рівень нижче порога чутливості приймача. У той час як співвідношення сигнал/шум завадового сигналу відповідає впевненому прийому. Фіксується високий рівень сигналу і шуму, можливо биття амплітуди, зсув фази, високе число помилок.

Шоста і сьома ситуації представляють собою комбінації із вище перерахованих ситуацій.

Найбільш небезпечною і ймовірною слід вважати п'яту ситуацію СЗО, при якій діє імітаційна завада, яка перевищує за рівнем корисний сигнал із шумом високої інтенсивності. Менш ймовірною, але не менш небезпечною слід вважати сьому ситуацію СЗО, при якій діє імітаційна завада на субчастоті, яка перевищує за рівнем корисний сигнал із шумом високої інтенсивності.

Завади представляють собою складову спостережуваного процесу, які у результаті взаємодії із сигналом заважають достовірному сприйняттю сигналу.

Таким чином, незалежно від того, чи випадковий або ні є корисний сигнал, спостережуваний процес завжди є випадковим, оскільки він містить випадкову завадову складову. Ситуації утворюють повну групу несумісних подій [9].

Розрізнення та оцінювання (розпізнавання) ситуацій СЗО здійснюється з використанням наявної апіорної інформації.

Незважаючи на те, що класична теорія виявлення, розрізнення та оцінювання сигналів призначена для роботи в умовах повної апіорної визначеності, у дійсності завжди має місце апіорна невизначеність [9]. Як було показано вище, неперервні у часі сигнали на виході антени приймача каналу передачі даних, які піддаються цифровій обробці, перетворюються до дискретного виду. У цьому випадку має місце задача обробки інформації, яка полягає у знаходженні ймовірнісних характеристик вектора поточного стану об'єкта $[y_k^t, s_k^t]$ у момент часу k на основі спостережень z_k, r_k , які здійснюються вимірювачами фазових координат та індикаторами структури [9]. Згідно з [9], під індикаторами структури розуміють ймовірність стану об'єкта в тій чи іншій структурі. Для оцінювання станів і структури об'єкта пропонується використовувати математичний апарат із [9]. Динамічний об'єкт, яким є канал передачі, описується виразами [9]:

$$Y_{k+1} = \gamma_k(s_{k+1}, y_k, s_k, \xi_k) \quad (15)$$

$$q_k(s_{k+1} | y_k, s_k) \quad (16)$$

Вимірювач фазових координат – рівнянням

$$z_{k+1} = \psi_k(s_{k+1}, y_{k+1}, r_{k+1}, y_k, s_k, z_k, r_k, \zeta_k) \quad (17)$$

а індикатор структури виразом:

$$\pi_k(r_{k+1} | y_{k+1}, s_{k+1}, y_k, s_k, z_k, r_k),$$

$$s_k = 1, n^{(s)}, r_k = 1, n^{(r)}, k = 0, 1, \dots \quad (18)$$

Об'єкт і система спостереження зображена на рис. 10.

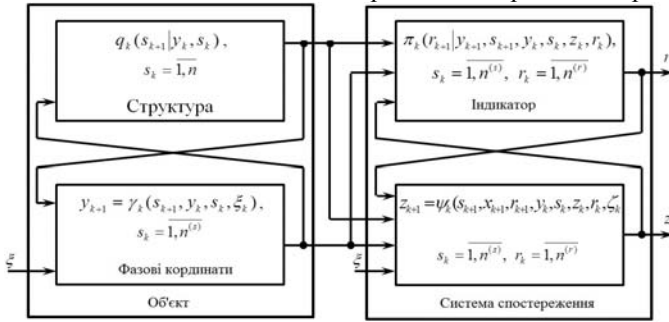


Рис. 10. Математична модель об'єкту та спостереження в системі із випадковою стрибкоподібною структурою

У виразах (15)–(18): y_k – вектор фазових координат об'єкта; s_k – вектор стану структури об'єкту; z_k – вектор вимірювання фазових координат; r_k – вектор індикації структури; ξ_k та ζ_k – вектори збуджень і завад, які діють відповідно на об'єкт та на вимірювач; розмірність векторів дорівнює відповідно $n_x, n_s, n_z, n_r, n_{\xi}, n_{\zeta}$.

Збудження ξ_k і завади ζ_k представляють собою послідовності векторних випадкових величин, які є незалежними при різних k ; $q(\cdot)$ та $\pi(\cdot)$ задані умовні ймовірності

переходів індексу структури s_k і вихідного сигналу індикатора r_k .

Відомі також $\gamma(\cdot)$ та $\psi(\cdot)$ – векторні детерміновані функції, $\tilde{f}_0(x_0, s_0)$ – початкова щільність ймовірності стану об'єкта та $\Phi_K(\xi_K, \zeta_K)$ – спільна функція розподілу збуджень і завад.

Потрібно знайти апостеріорний розподіл вектора стану об'єкта $[y_k^t, s_k^t]$ та його компонент y_k і s_k в момент часу k , які основані на спостереженнях вимірювача $z_{0,k} = z_0, z_1, \dots, z_k$ та індикатора $r_{0,k} = r_0, r_1, \dots, r_k$ на інтервалі $[0, k]$.

Деякі різні щільності (для неперервних випадкових величин) або ряди розподілів (для дискретних випадкових величин), для внесення ясності, позначаються символом f і відрізняються лише формою запису аргументів. Аналогічно символом Φ позначаються всі функції розподілу. Якщо взяти до уваги той факт, що вимірювання фазових координат і індикаторів структури відбувається без запізнення, тоді

$$z_{k+1} = \Psi_{k+1}(s_{k+1}, y_{k+1}, r_{k+1}, z_k, r_k, \xi_{k+1})$$

$$\pi_{k+1}(r_{k+1} | y_{k+1}, s_{k+1}, z_k, r_k) \quad s_k = 1, n^{(s)}, r_k = 1, n^{(r)}, k = 0, 1, \dots \quad (19)$$

Інакше кажучи, на відміну від (17), (18) показання вимірювача і індикатора в момент $k+1$ безпосередньо не залежать від y_k і s_k , хоча статистична залежність (через z_k і r_k) зберігається. Вивід рівнянь для апостеріорної щільності стану об'єкта ґрунтується на відомій формулі Байеса [9]:

$$f_{k+1}(y_{k+1}, s_{k+1} | z_{0,k+1}, r_{0,k+1}) = \frac{f_{k+1}(z_{k+1}, r_{k+1} | y_{k+1}, s_{k+1}, z_{0,k}, r_{0,k}) f_{k+1}(y_{k+1}, s_{k+1} | z_{0,k}, r_{0,k})}{f_{k+1}(z_{k+1}, r_{k+1} | z_{0,k}, r_{0,k})} \quad (20)$$

З урахуванням (19) оптимальний алгоритм фільтрації та нормувальний коефіцієнт, які отримуються на основі (20), має вигляд:

$$\hat{f}(y_{k+1}, s_{k+1}) = \bar{f}^{-1}(z_{k+1}, r_{k+1}) f(z_{k+1} | y_{k+1}, s_{k+1}, r_{k+1}, z_k, r_k) \times \pi(r_{k+1} | y_{k+1}, s_{k+1}, z_k, r_k) \tilde{f}(y_{k+1}, s_{k+1})$$

$$\tilde{f}(y_{k+1}, s_{k+1}) = \sum_{s_k = -\infty}^{\infty} \int f(y_{k+1}, s_{k+1} | z_{k+1}, r_{k+1}, z_k, r_k) q(s_{k+1} | y_k, s_k) \times \tilde{f}(y_k, s_k) dy_k$$

$$s_{k+1} = 1, n^{(s)}, k = 0, 1, \dots,$$

$$\bar{f}(z_{k+1}, r_{k+1}) = \sum_{s_{k+1} = -\infty}^{\infty} \int f(z_{k+1}, r_{k+1} | y_{k+1}, s_{k+1}, r_{k+1}, z_k, r_k) \times \pi(r_{k+1} | y_{k+1}, s_{k+1}, z_k, r_k) \tilde{f}(y_{k+1}, s_{k+1}) dy_{k+1},$$

де

$$f(z_{k+1}, r_{k+1} | y_{k+1}, s_{k+1}, r_{k+1}, z_k, r_k) = (2\pi)^{-n} \int \int \exp\left\{i\omega^t [\psi(y_{k+1}, s_{k+1}, r_{k+1}, z_k, r_k, \zeta_{k+1}) - z_{k+1}]\right\} d\Phi(\zeta_{k+1}) d\omega$$

$$f(y_{k+1}, s_{k+1} | z_{k+1}, r_{k+1}, z_k, r_k) = (2\pi)^{-n} \int \int \exp\left\{i\omega^t [\gamma(s_{k+1}, y_k, s_k, \xi_k) - x_{k+1}]\right\} d\Phi(\xi_k | \zeta_k) d\omega$$

$$\Phi(\zeta_k) = \Phi(\xi_K, \zeta_K) |_{\xi_k = \infty}, \Phi(\xi_k | \zeta_k) = \Phi(\xi_K, \zeta_K) | \Phi^{-1}(\zeta_k);$$

$\tilde{f}(y_{k+1}, s_{k+1}) = f_{k+1}(y_{k+1}, s_{k+1} | z_{0,k}, r_{0,k})$ – щільність вектора стану, яка є прогнозованою на один крок

дискретності; ω – векторний аргумент характеристичної функції, $i = \sqrt{-1}$, $\sum_{s_k} = \sum_{s_k=1}^{n^{(s)}}$.

Знаючи $f(y_k, s_k)$ можна знайти умовні і маргінальні розподіли векторів y_k і s_k та їх оцінки і коваріації помилки оцінювання вектора y_k в момент часу k [9]:

$$p(s_k) = \int_{-\infty}^{\infty} f(y_k, s_k) dy_k, \quad f(y_k | s_k) = p^{-1}(s_k) f(y_k, s_k),$$

$$y(s_k) = \int_{-\infty}^{\infty} y_k f(y_k | s_k) dy_k, \quad R(s_k) = \int_{-\infty}^{\infty} [y_k - y(s_k)][y_k - y(s_k)]^T f(y_k | s_k) dy_k,$$

$$s_k = \arg \max_{s_k} p(s_k), \quad s_k = \overline{1, n^{(s)}}, \quad f(y_k) = \sum_{s_k} f(y_k, s_k), \quad y_k = \sum_{s_k} y(s_k) p(s_k),$$

$$R_k = \sum_{s_k} [R(s_k) + y(s_k) y^T(s_k)] \quad p(s_k) - y_k y_k^T,$$

де $p(s_k)$ – ймовірність s_k -го стану структури; s_k – оцінка стану структури; $f(y_k | s_k)$, $y(s_k)$, $R(s_k)$ – умовні при фіксованому s_k -му стані структури, $f(y_k)$, y_k , R_k – безумовні відповідно щільності ймовірності, оцінки та коваріації помилки оцінювання вектора y_k .

За оцінку вектора y_k в даному випадку приймається математичне сподівання, а за оцінку стану структури – значення індексу s_k , ймовірність якого є максимальною.

При спостереженні без запізнювання в алгоритмі можна виділити два послідовних етапи обчислень: прогноз і корекцію.

Прогнозована на момент часу $k+1$ щільність $\tilde{f}(y_{k+1}, s_{k+1} = j), j = \overline{1, n^{(s)}}$ обчислюється на основі апіорних для цього моменту часу даних про об'єкт $\tilde{f}(y_{k+1} | y_k, z_k, s_{k+1} = j, s_k = i)$, $q(s_{k+1} = j | y_k, s_k = i)$ та апостеріорної щільності $f(y_k, s_k = i), i = \overline{1, n^{(s)}}$ обчисленої на попередньому кроці k [9].

На етапі прогнозу кожен j -й канал $j = \overline{1, n^{(s)}}$ містить $n^{(s)}$ i -х каналів, вихідні сигнали яких, підсумовані по i та проінтегровані по y_k , дають $\tilde{f}(y_{k+1}, s_{k+1} = j)$.

На етапі корекції прогнозована щільність $\tilde{f}_{k+1}(y_{k+1}, s_{k+1} = j)$ коригується показами вимірювача z_{k+1} та індикатора r_{k+1} , що в свою чергу дає апостеріорну щільність $f_{k+1}(y_{k+1}, s_{k+1} = j), j = \overline{1, n^{(s)}}$.

В цілому, при спостереженні без запізнювання, алгоритм розпізнавання та оцінювання представляється менш складним, що спрощує його технічну реалізацію.

Наведені вище вирази із [9], написані стосовно до щільностей ймовірностей, також будуть справедливими і до ймовірностей.

Захист від імітаційних завдань більшості систем передачі даних має дуже обмежені можливості, оскільки для виявлення завдань в каналі передачі використовуються тільки послідовності спостережуваних даних, які містять інформацію передану по каналу, без залучення додаткових відомостей. Однак, у багатьох випадках наряду із спостереженням за інформаційною складовою послідовності є можливість реєстрації ознак, стохастично пов'язаних із спостережуваною послідовністю даних, які супроводжують зміні СЗО. Подібні ознаки можуть бути виявлені шляхом індикації явищ, які пов'язані із впливом на канал передачі завдань. Для індикації ознак можуть використовуватися, у тому числі, і неінформаційні параметри сигналу.

Індикатори, які супроводжують ознаки представляють собою пристрої реєструючого типу, що сигналізують про наявність або відсутність ознаки. Найбільш часто індикаторами супутніх ознак є вимірювальні датчики із визначеним порогом спрацьовування.

Незалежно від типу індикатора його функціонування може бути описано умовною ймовірністю переходу зі стану r_k у стан r_{k+1} [9]:

$$\pi(r_{k+1}, k+1 | J_k, p_r, r_k, k) \quad (21)$$

де k – крок підрахунку, який отримується при дискретизації у часі; J_k – індикаторна функція (наприклад, амплітуда сигналу), яка відповідає l -й ознаці (наприклад, перевищення встановленого значення амплітуди); p_r – реєстрована ознака, $p_r = \overline{0, 1}$ (1 – якщо реєструється наявність ознаки, 0 – якщо ознака відсутня); r_k, r_{k+1} – вихідні сигнали індикатора на k -му та $(k+1)$ -му кроці відповідно, $r_k, r_{k+1} = \overline{0, 1}$.

Умова в (21) відображає наступне: в k -й момент часу на вході індикатора супутньої ознаки присутня індикаційна функція J і реєструється наявність або відсутність зацікавленого признаку $p_r = \overline{0, 1}$, вихідний сигнал індикатора r на k -м кроці рахунку може приймати одне з двох станів $r_k = \overline{0, 1}$, які не обов'язково збігаються із $p_r = \overline{0, 1}$. Умовна ймовірність переходу у стан r_{k+1} можна представити у вигляді:

$$\pi(r_{k+1}, k+1 | J_k, p_r, r_k, k) = \begin{cases} p(J_k)p(p_r=1)p(r_{k+1} | r_k) \\ p(J_k)p(p_r=0)p(r_{k+1} | r_k) \\ p(J_k)p(p_r=1)p(s_{k+1} | r_k) \\ p(J_k)p(p_r=0)p(s_{k+1} | r_k) \end{cases} \text{ при } r_{k+1} = r_k \quad (22)$$

де $p(J_k)$ – ймовірність наявності індикаторної функції на вході індикатора; $p(p_r=1), p(p_r=0)$ – ймовірності наявності і відсутності в індикаторній функції реєстрованої ознаки відповідно; $p(r_{k+1} | r_k), p(s_{k+1} | r_k)$ – ймовірності збереження і зміни вихідного сигналу індикатора ознаки відповідно.

Праву частину (22) можна представити у вигляді:

$$\pi(r_{k+1} | r_k) = \begin{cases} p(p_r=1)p(r_{k+1} | r_k); \\ p(p_r=0)p(r_{k+1} | r_k); \end{cases} r_k, r_{k+1} = \overline{0,1}, \quad (23)$$

$$\pi(s_{k+1} | r_k) = \begin{cases} p(p_r=1)p(s_{k+1} | r_k); \\ p(p_r=0)p(s_{k+1} | r_k); \end{cases} r_k, s_{k+1} = \overline{0,1}, \quad (24)$$

де (23) описує правильне функціонування індикатора, а (24) – помилкове. При підстановці (23) і (24) в (22), можна отримати:

$$\pi(r_{k+1}, k+1 | J_k, p_r, r_k, k) = \begin{cases} p(J_k)\pi(r_{k+1} | r_k) \\ p(J_k)\pi(s_{k+1} | r_k) \end{cases} \text{ при } r_{k+1} \neq r_k \quad (25)$$

або, використовуючи статичні характеристики індикатора ознаки:

$$\pi(r_{k+1}, k+1 | J_k, p_r, r_k, k) = \begin{cases} p(J_k)\pi(r_{k+1} | r_k) [1 - \exp(-\Delta t T^{-1})] + \exp(-\Delta t T^{-1}) \\ \text{при } r_{k+1} = r_k = \overline{0,1}; \\ p(J_k)\pi(s_{k+1} | r_k) [1 - \exp(-\Delta t T^{-1})] + \exp(-\Delta t T^{-1}) \\ \text{при } r_{k+1} \neq r_k, r_k, s_{k+1} = \overline{0,1}, \end{cases} \quad (26)$$

де $\pi(0|0)$ – ймовірність правильного виявлення супутньої ознаки; $\pi(1|1)$ – ймовірність правильного виявлення супутньої ознаки; $\pi(0|1)$ – ймовірність пропуску супутньої ознаки; $\pi(1|0)$ – ймовірність хибної реєстрації супутньої ознаки. Процедури отримання статичних характеристик простих технічних пристроїв є відомими із [2, 4, 7], також вони можуть бути визначені експериментальним шляхом.

Грунтуючись на фізиці процесів передачі інформації електромагнітними хвилями [2, 4, 7], для сигналу із QPSK-модуляцією виберемо шість індикаторів ознак, які є супутніми зміні ситуацій СЗО. Спільне спрацьовування індикаторів вказує на сформовану ситуацію СЗО. У зв'язку з цим, виникає необхідність використання математичного апарату індикаторів супутніх ознак для розпізнавання ситуацій СЗО i в рамках структур s .

При дії імітаційних завад у каналі виникають динамічні зміни кутових і амплітудних параметрів сигналу. Найбільш стійкими є амплітудні ознаки, які при постійних параметрах каналу залежать тільки від рівня корисного сигналу. Його величина, як правило, відповідає сталому прийому в умовах ненавмисних завад, що обґрунтовує пріоритет вибору амплітудних ознак в якості основних.

Можна вважати, що збільшення рівня сигналу може бути викликане дією інших передавачів у режимі передачі, у тому числі і третіх осіб. Для нав'язування приймачу каналу передачі хибного інформаційного символу треті особи змушені транслювати сигнал із зсувом фази, який забезпечує при складанні з корисним сигналом прийняття хибного символу. Це, в свою чергу, викликає биття амплітуди прийнятого сигналу, про що свідчить більше відхилення фази від номінальних значень.

Про дію завад свідчить і наявність сигналів на субчастотах, що також викликає биття амплітуди прийнятого сигналу і більший порівняно із нормальним режимом функціонування коефіцієнт бітових помилок (Bit Error Ratio, BER). Під BER слід розуміти відношення кількості помилкових бітів до їх загального переданого числа.

Зазвичай, побудова імітаційних завад супроводжується шумовими завадами, що дає перевагу більш потужним сигналам третіх осіб.

Метод розпізнавання ситуацій сигнально-завадової обстановки. Попередні дослідження алгоритмів розпізнавання СЗО показали, що швидкодія і точність є незадовільними для своєчасного виявлення фактів дії імітаційних завад. Необхідна модернізація методу розпізнавання дії СЗО для підвищення завадостійкості ЦРПС. У зв'язку з цим, потрібна модернізація методу оцінки дії СЗО на основі Байєсівського підходу для підвищення швидкодії [10, 13]. Однак, метод із [9], є описаним стосовно до щільностей ймовірностей структур об'єкта. Далі у статті пропонується використовувати безпосередньо ймовірності станів СЗО i , наперед визначаючи їх приналежність до тієї або іншої структури s_k каналу передачі даних, яка обумовлена дією завад. Передбачається, що збудження ξ_k і завади ζ_k , є малої інтенсивності.

Домогтися підвищення швидкодії виявлення імітаційних завад, пропонується за рахунок

комплексної обробки інформації вимірювачів та індикаторів супутніх ознак.

Вихідний сигнал індикатора буде описуватися функцією з двох станів.

$$r = \begin{cases} 0, & \text{порог спрацювання не перевищено;} \\ 1, & \text{порог спрацювання перевищено.} \end{cases}$$

Сукупна обробка індикаторів π , які породжуються впливом на канал імітаційної завади, може бути представлена у вигляді:

$$\pi_l(\eta_{l,k+1}, k+1 | J_{l,k}, p_r, \eta_{l,k}, k), \tag{27}$$

де $i = \overline{0, L}$ – номер одного із L індикаторів; k – поточний крок підрахунку, ($k = \overline{1, k}$); J – індикаторна функція, яка відповідає l -й ознаці; p_r – ймовірність правильного виявлення ознаки індикатором; r – вихідний сигнал індикатора, ($r = \overline{0, 1}$), i -номер ситуації СЗО. Ситуації СЗО відображають всі можливі варіанти впливу імітаційних завод із урахуванням накладених в постановці задач обмежень і утворюють повну групу несумісних подій.

Якщо взяти до уваги вище сказане, тоді основна частина інформації про ситуації СЗО міститься в $[z_k, \pi_k]$, що в кінцевому підсумку повинно представляти можливість виводу про діючі ситуації i . Час на прийняття рішення на користь тієї чи іншої ситуації СЗО може виявитися невиправдано великим за рахунок малих відмінностей між ймовірностями станів. Вирішити дану проблему можна уведенням у метод оцінки інформації індикаторів супутніх ознак.

Нехай, на основі статистичних даних, є апіорні ймовірності $p_0(i)$ про відповідність векторів z_k і π_k заздалегідь визначеним станам при $i = \overline{0, 1}$. Позначимо через B подію, яка полягає у тому, що на $k+1$ -му кроці підрахунку діє імітаційна завада. Висунемо гіпотези H_i , ($i = \overline{0, 1}$) на користь відповідних станів СЗО i . Умовна ймовірність $p(B | i)$ по групі параметрів може бути отримана як

$$p(B | i) = \prod_1^N p(z_n). \tag{28}$$

Припускаючи, що всі параметри z_n вектора z_k , які підлягають оцінці, мають нормальний закон розподілу, умовна ймовірність для кожного n -го параметру може бути представлена у вигляді

$$p(z_N) = \frac{1}{\sigma_{z_n} \sqrt{2n}} \exp\left(-\frac{(z_n - M_{z_n})^2}{2\sigma_{z_n}^2}\right), \tag{29}$$

де M_{z_n} – математичне сподівання z_n ; σ_{z_n} – середньоквадратичне відхилення z_n . На основі (23) і (24), з врахуванням заданих інтенсивностей переходів $q(i)$ в i -ю ситуацію апостеріорні ймовірності гіпотез на $k+1$ -му кроці будуть дорівнювати

$$p(i | B)_{k+1} = \frac{P_0(i)q_i \cdot \prod_1^L \pi_l \cdot \prod_1^N \exp\left(-\frac{(z_n - M_{z_{ni}})^2}{2\sigma_{z_{ni}}^2}\right)}{\sum_0^l p_0(i)q_i \cdot \prod_1^L \pi_l \cdot \prod_1^N \exp\left(-\frac{(z_n - M_{z_{ni}})^2}{2\sigma_{z_{ni}}^2}\right)}. \tag{30}$$

де π_l – вагові коефіцієнти індикаторів супутніх ознак.

Вагові коефіцієнти індикаторів супутніх ознак враховуються у формулі (30) тільки у випадку «спрацювання» відповідного індикатора, збільшуючи «вагу» на користь тієї чи іншої гіпотези. Значення коефіцієнтів забезпечують більш різку зміну ймовірностей ситуацій СЗО каналу передачі даних. В цілому, ефективність (30) буде визначатися швидкістю зміни ситуацій i при СЗО.

Для підвищення заводостійкості ЦРПС на рівні каналів передачі даних потрібна розробка алгоритму, який реалізує модернізований метод із заявленими перевагами, що забезпечує підвищення швидкодії виявлення ознак впливу імітаційних завод в прийнятому сигналі та оцінку ситуації в поточний момент часу ситуації СЗО.

Блок-схема алгоритму, який реалізує оцінку ймовірностей ситуації СЗО (розпізнавання СЗО) та керування каналами передачі, представлена на рис. 11.

У відповідності до блок-схеми алгоритму вихідними даними є покази вимірювачів, вагові значення супутніх ознак, апіорна інформація про ймовірності ситуацій СЗО, математичні сподівання та середньоквадратичне відхилення вимірюваних величин.

По черзі здійснюється індикація L супутніх ознак функціями r_l , $l = \overline{0, L}$ і при спрацюванні відповідний ваговий коефіцієнт $\pi_l = const$ з'являється у формулі для оцінювання ймовірностей ситуацій СЗО, додаючи вагу на користь тієї чи іншої ситуації.

Далі на основі показів вимірювачів та індикаторів супутніх ознак здійснюється почерговий розрахунок ймовірностей ситуацій i СЗО.

У результаті обробки розраховуються апостеріорні ймовірності ситуацій. В якості діючої

приймається ситуація, яка має апостеріорну максимальну ймовірність $p(i|B)_{k+1} = p_{max}$.

Якщо ситуація без завад $i=1$, тоді здійснюється перехід на наступний крок підрахунку. Якщо завади $i \neq 1$, приймальна та передавальна станції переключаються на інший канал передачі $e+1$, і далі по закінченню ліміту яких $e=E$ приймається рішення про припинення зв'язку до з'ясування причин та відмов від даних, які отримують після і під час виявлення дії імітаційних завад. Враховуючи те, що у цифрових радіорелейних станціях використовується пакетна передача даних, тоді і відмова від прийому і використання даних слід проводити з моменту приходу пошкоджених пакетів даних за фактом зміни СЗО.

Застосування інших мір, наприклад, підвищення скритності сигналу на даному каналі передачі даних, застосування режиму з псевдовипадковою змінною робочої частоти та інших вважається нереалізованим у даному класі радіорелейних станцій і невиправданим через громадянське призначення останніх.

Ефективне вирішення завдань керування в інформаційних системах у теперішній час є нереалізованим без залучення засобів обчислювальної техніки та автоматизованих інформаційно-вимірювальних і керуючих систем (ІВКС), оскільки вимоги по швидкодії обробки інформації та достовірності отриманої інформації постійно підвищуються.

Особливо високі вимоги пред'являються до інформаційно-вимірювальних і керуючих систем каналами передачі даних цифрових радіорелейних станцій, задача яких полягає у своєчасному розпізнаванні зміни ситуації СЗО, яка обумовлена дією імітаційних завад у відповідному каналі передачі.

Запропонована ІВКС каналами передачі даних включає до свого складу дві підсистеми: вимірювальну (ВП) і керуючу (КП). Структурна схема інформаційно-вимірювальної і керуючої системи представлена на рис.12.

Ядром цих підсистем є бази пам'яті і бази даних. Бази пам'яті містять необхідний об'єм апіорної і апостеріорної інформації для розпізнавання ситуації СЗО і керування каналами передачі. Бази даних зберігають у собі покази вимірювачів, індикаторів, стан каналів передачі даних, керуючі впливи на попередніх кроках розрахунку.

Вимірювальна підсистема складається з первинних вимірювачів параметрів сигналу, індикаторів супутніх ознак, бази пам'яті, бази даних та модуля розрахунку ситуацій СЗО. Керуюча підсистема включає до свого складу модуль оцінювання ситуацій СЗО та ідентифікації структури каналу передачі даних, базу пам'яті, базу даних, модуль керування каналами передачі даних ЦРРС.

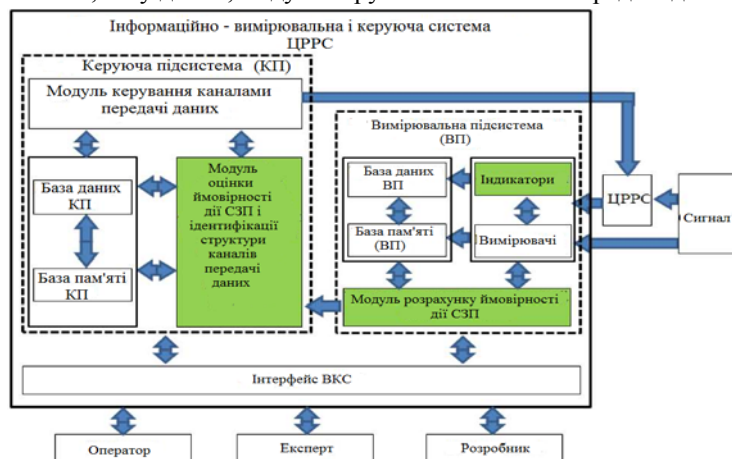


Рис. 12. Структурна схема інформаційно-вимірювальної та керуючої системи ЦРРС

наступних кроках розрахунку і одночасно надходить на модуль розрахунку ймовірностей ситуацій СЗО. База пам'яті ВП зберігає в собі відомості про математичне сподівання, середньоквадратичне відхилення параметрів, які спостерігаються, а також про вагові значення індикаторів супутніх ознак для всіх СЗО.

Розраховані значення ймовірностей ситуацій СЗО передається в керуючу підсистему, де у модулі оцінювання ситуацій СЗО та ідентифікації структури каналу передачі даних здійснюється оцінювання

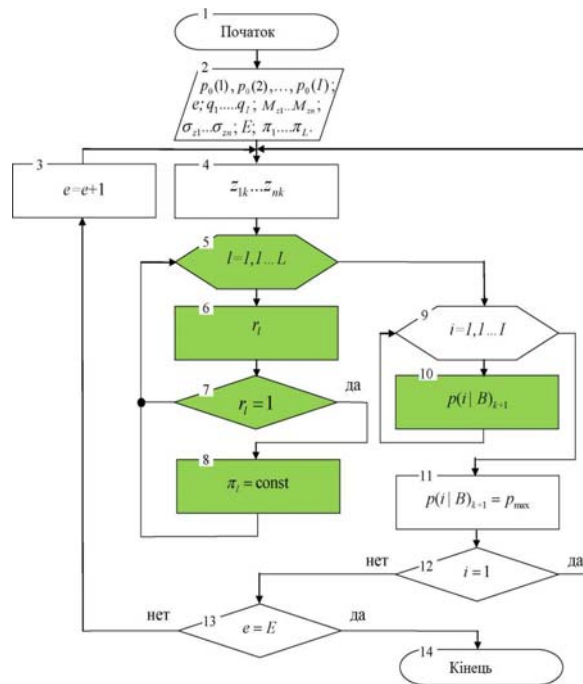


Рис. 11. Алгоритм розпізнавання СЗО

Для взаємодії із користувачами ІВКС має відповідний інтерфейс. На вхід вимірювальної підсистеми надходить сигнальна сукупність каналу передачі даних і оброблений низькочастотний (НЧ) сигнал прийнятий цифровою радіорелейною станцією.

Первинними вимірювачами здійснюється вимірювання інформаційних та неінформаційних параметрів, прийнятої сигнальної сукупності і НЧ – сигналу ЦРРС. Інформація вимірювачів та індикаторів відображається на предмет наявності супутніх ознак, після чого вона заноситься в базу даних ВП для формування апіорних відомостей на

ймовірностей. В якості діючої приймається ситуація СЗО, яка має максимальну ймовірність. Залежно від приналежності цієї ситуації до заводових або без заводових ситуацій, ідентифікується діюча структура каналу передачі даних. Інформація про діючі ситуації СЗО розміщується у базу даних КП. База пам'яті КП зберігає у собі інформацію про сигнально-заводові ситуації та ідентифіковані структури, апіорні та апостеріорні відомості про ситуації СЗО, поточної структури каналу передачі даних.

Інформація про поточну структуру каналу передачі даних надходить на модуль керування каналами передачі даних, за сигналами якого здійснюється припинення роботи відповідного каналу і перемикавання на резервний канал передачі даних ЦРПС. Для користування ІВКС, формування баз пам'яті, корекції роботи, зміни структури в ІВКС передбачений інтерфейс користувача. В якості користувача можуть виступати як розробники та експерти, так і оператори ІВКС.

Висновки

1. Існуючий науково-методичний апарат, який використовується для розпізнавання ситуації СЗО, нездатний у повній мірі забезпечити необхідну стійкість до дії імітаційних завод, наслідком чого є великі затримки у виявленні дії завод і прийом помилкових даних.

2. Для скорочення часу, який витрачається на розпізнавання ситуації СЗО, є доцільним використання інформації індикаторів супутніх ознак.

3. Під час впливу імітаційних завод в каналі виникають динамічні зміни кутових і амплітудних параметрів сигналу.

4. Найбільш інформативним в ході розв'язування задачі розпізнавання ситуації СЗО, яка враховує вимірювальну, індикаторну і апіорну інформацію, є Байєсовський підхід.

5. Вагові коефіцієнти індикаторів супутніх ознак враховуються при розрахунку ймовірностей тільки у випадку «спрацьовування» відповідного індикатора, збільшуючи при цьому «вагу» на користь тієї чи іншої ситуації СЗО.

6. Вдосконалений метод розпізнавання ситуації СЗО та реалізоване його алгоритмічне забезпечення ІВКС каналами передачі даних ЦРПС, які дозволяють скоротити затримку у виявленні дії імітаційних завод за рахунок комплексування інформації вимірювачів та індикаторів супутніх ознак.

7. Для реалізації методу розпізнавання ситуації СЗО в структурну схему ІВКС каналами передачі даних ЦРПС введені індикатори супутніх ознак, модуль розрахунку ймовірностей ситуації СЗО, модуль оцінювання ситуації СЗО та ідентифікації структури каналів передачі даних.

Література

1. Павлов В.И. Оптимизация функционирования измерительных систем / В.И. Павлов, В.В. Аксенов, Т.В. Белова // Известия Томского политехнического университета. – Томск : Изд-во «Известия ТПУ», 2010. – Т. 317. № 4. – С. 104–106.

2. Теория обнаружения сигналов / под редакцией П.А. Бакута. – М. : Радио и связь, 1984. – 440 с.

3. Крухмалев В.В. Цифровые системы передачи / В.В. Крухмалев, В.Н. Гордиенко, А.Д. Моченов. – М. : Горячая линия - Телеком, 2007. – 351 с.

4. Бойко Ю.М. Дослідження способів заводостійкого кодування для захисту від помилок у цифрових каналах передавання інформації / Ю.М. Бойко, Д.А. Макаришкін // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. Радіотехніка, електроніка та телекомунікації. – 2013. – № 2. – С. 123–130.

5. Бойко Ю. М. Підвищення заводостійкості блоків оброблення сигналів супутникових засобів телекомунікацій на основі модифікованих схем синхронізації / Ю. М. Бойко // Вісник НТУУ КПІ. Телекомунікації, радіолокація і навігація, електроакустика. – К., 2015. – № 61. – С. 91–107.

6. Карпова Л.В. Дослідження ефективної ширини спектру вузькосмугового імпульсного сигналу в умовах нелінійної частотної модуляції / О.М. Шинкарук, І.І. Чесановський, Л.В. Карпова // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – Хмельницький, 2016. – № 2. – С. 14–18.

7. J.M. Voiko, A.I. Eromenko, “Solutions Improve Signal Processing In Digital Satellite Communication Channels“, 20th International IEEE conference on microwaves, radar and wireless communications. MIKON-2014. June, Gdansk – Poland, pp. 126–129.

8. Иванов В.И. Цифровые и аналоговые системы передачи : учебник для вузов / В.И. Иванов, В.Н. Гордиенко, Г.Н. Попов и др. ; под ред. В.И. Иванова. – 2-е изд. – М. : Горячая линия –Телеком, 2003. – 232 с.

9. Бухалев В.А. Распознавание, оценивание и управление в системах случайной скачкообразной структурой / Бухалев В.А. – М. : Наука. Физматлит, 1996. – 288 с.

10. Аксенов В.В. Функционирование радиоканала передачи данных при действии имитационных помех / В.В. Аксенов // Информационные технологии XXI века : материалы международной научной конференции, Хабаровск, 20–24 мая 2013 г. – Хабаровск : Изд.-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2013. – С. 182–187.

Рецензія/Peer review : 16.10.2016 р.

Надрукована/Printed :28.10.2016 р.

Рецензент: д.т.н., професор Мартинюк В.В.