

УДК 621.626

Ю.В. Стасєв

Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків

## МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ ТА УСУНЕННЯ ПОХИБОК У СИСТЕМАХ КОСМІЧНОГО ЗВ'ЯЗКУ ТА УПРАВЛІННЯ

Пропонується метод визначення та усунення похибок у системах космічного зв'язку та управління. Розглянутий процес обробки сигналів, які модулюються мінімальним зсувом, що дозволяє визначити та усунути похибку у виборі фази опорних коливань під час її прийому. Надаються результати синтезу та розрахунку робочих характеристик пристрою обробки цих сигналів.

**Ключові слова:** обробка сигналів, космічний зв'язок, похибка, модуляція з мінімальним зсувом.

### Вступ

Рішення завдання організації розгалужених інформаційно-обчислювальних мереж, здатних забезпечити передачу великих потоків інформації, може бути досягнуто шляхом використання сучасних систем зв'язку. У таких системах зв'язку знайшли широке застосування сигнали, які використовують модуляції з мінімальним зсувом (ММЗ) та дозволяють забезпечити високу швидкість передачі інформації за умов обмеженої смуги частот, досить низький рівень позасмугових випромінювань, невелике розходження між піковою та середньою потужністю випромінюваного передавачем коливання.

Однак при використанні в космічній системі зв'язку сигналів з ММЗ необхідно вирішувати складні технічні завдання [1 – 5]. Одним з таких завдань є усунення помилки вибору фази на  $\pi/2$  опорного піднесучого коливання при прийомі таких сигналів, які ведуть за собою не тільки переключення прийнятої інформації, але й утруднення в цілому введення системи зв'язку в режим обробки [6 – 7].

**Мета статті** – розробка методу визначення та усунення похибок у системах космічного зв'язку та управління при обробці сигналів з ММЗ, який дозволяє визначити та усунути похибку у виборі фази опорних коливань під час їх прийому.

### Результати досліджень

Розглянемо метод визначення та усунення похибки зазначеного виду. Суть методу полягає в спільному використанні диференціального кодування модулюючих послідовностей  $g(t)$  і двоканального пристрою визначення та усунення невизначеності у виборі фази опорного коливання при прийомі сигналів з ММЗ.

Алгоритми оптимального прийому сигналів з ММЗ, розглянуті в [8, 9], припускають точне знання початкової фази, що можливе лише при наявності інформації про раніше передані інформаційні символи. Але, по-перше, при прийнятті рішень про ці символи можливі похибки, і, по-друге, будь-яка реалізація когерентного прийому супроводжується неоднозначністю визначення початкової фази аналізо-

ваного корисного сигналу. Це приводить до того, що в реальних умовах початкова фаза є відомою лише з точністю до  $\pi$ , тому алгоритми когерентного прийому сигналів із ММЗ необхідно оптимізувати при рівноймовірних і невідомих при прийомі значеннях початкової фази, рівних  $0$ ,  $\pi$  або  $\pi/2$ . Отже, при наявності випадкових значень фази опорних коливань метод формування сигналів з ММЗ необхідно вибрати з урахуванням особливостей використовуваної фазової обробки в приймальному пристрої.

Як відзначалося раніше, одним із способів усунення неоднозначності визначення початкової фази аналізованого сигналу з ММЗ із точністю до  $\pi$  та  $\pi/2$  є використання принципів диференціального кодування [9]. При цьому відомим способом вхідна двійкова інформаційна послідовність  $g(t)$  розбивається на дві послідовності парних  $g_1(t)$  і непарних  $g_2(t)$  елементів, які, у свою чергу, диференційно кодуються за наступним правилом:

$$b_k = b_{k-1} \oplus a_k,$$

де  $a_k$  та  $b_k$  – відповідно двійкові символи вхідної і перекодованої послідовностей на  $k$ -му циклі передачі, які набувають значення  $0$  або  $1$ ;  $\oplus$  – знак підсумовування за модулем  $2$ .

У результаті, інформація, яка підлягає передачі, вводиться у співвідношення значень інформаційних параметрів сусідніх сигналів і повідомлення, отже, міститься в розходженні інформаційних параметрів суміжних сигналів.

На наступному етапі за допомогою перекодованих інформаційних послідовностей  $g_{k1}(t)$  та  $g_{k2}(t)$  здійснюється фазова модуляція гармонічних піднесучих коливань, що знаходяться в квадратурі  $S'_1(t)$  та  $S'_2(t)$  відповідно. Причому знак функції  $S'_1(t)$  може змінюватися лише в моменти часу  $t = 2nT_c$ , коли обвідна цієї квадратурної складової дорівнює нулю, а обвідна функції  $S'_2(t)$  одночасно досягає максимального значення. Відповідно, функція  $S'_2(t)$  може змінити свій знак лише в моменти часу  $t = (2n + 1)T_c$ , коли обвідна цієї функції дорівнює нулю, а функція  $S'_1(t)$  має максимальне значення. Таким чином забезпечується неперервність фази результуючого сиг-

налу  $S(t)$  у моменти зміни інформаційних сигналів, причому на кожному  $i$ -му інтервалі часу коливання  $S(t)$  має постійну обвідну та одне з двох можливих значень частоти  $\omega_0 \pm \pi|2T_c$ , де частота  $\omega_0 + \pi|2T_c$  відповідає різним сусіднім символам, а частота  $\omega_0 - \pi|2T_c$  – однаковим. При виконанні перекодування інформаційних послідовностей  $g_1(t)$  і  $g_2(t)$  враховуються також значення двійкових символів на попередньому інтервалі обробки. Позитивна півхвиля у фазомодульованих гармонічних піднесучих коливаннях відповідає символу одиниці, а негативна – нулю.

Вважатимемо, що на приймальній стороні обробка за високочастотним коливанням установа і зберігається тільки за допомогою аналізу прийому послідовностей елементів, повідомлень  $g_1(t)$  і  $g_2(t)$ , які містяться в  $S'_1(t)$  і  $S'_2(t)$  відповідно.

Необхідно відзначити, що одночасно обробляються результуючі коливання двох каналів залежно від того, яка з піднесучих ( $S_{\text{on1}}(t) = \sin x$  або  $S_{\text{on2}}(t) = \cos x$ ) у внутрішній точці інтервалу спостереження набуває нульового значення. Таким чином, схема обробки приймального пристрою повинна бути двоканальною, причому правильному формуванню вихідного ефекту буде поперемінно відповідати результат на виході тільки одного з каналів.

У результаті обробки приймальних сигналів одержуємо послідовності диференційно кодованих парних  $g_{k1}^*(t)$  і непарних  $g_{k2}^*(t)$  елементів вихідної інформаційної послідовності  $g(t)$ . При цьому значенню одиниці буде відповідати символ "1", а значенню нуля – символ "-1". Якщо при прийомі сигналу відбувся стрибок фази піднесучого опорного коливання на  $\pi/2$  або початково було неправильно обрано опорне коливання, то після процедури обробки приймальних інформаційних послідовностей, яка описана вище, у результуючій послідовності будуть з'являтися символи "0" у кожному із квадратурних каналів. Цей випадок можна проілюструвати у такий спосіб. Нехай у результаті стрибка фази на вході квадратурних каналів обробки присутній один із сигналів:

$$S_3(t) = S_1(t); S_4(t) = -S_1(t); S_5(t) = S_{\perp}^+(t); S_6(t) = S_{\perp}^+(t),$$

які наведені на рис. 1.

Результат перемноження сигналів вигляду  $S_3(t)$  або  $S_4(t)$ , які є різнополярними за знаком чвертями хвиль приймального коливання з півхвилею будь-якої полярності опорного піднесучого коливання на періоді існування цієї півхвилі, буде фіксуватися в послідовностях  $g_{k1}^*(t)$  або  $g_{k2}^*(t)$  на виході квадратурного каналу як символ "0". Поява символу "0" у двох квадратурних каналах буде свідчити про неправильний вибір фази опорних коливань і необхідність її зсуву на  $\pi/2$ .

Крім того, диференціальне кодування дозволяє одержати однозначний результат і при неправильності знака опорного піднесучого коливання, тобто при стрибку фази на  $\pi$ .

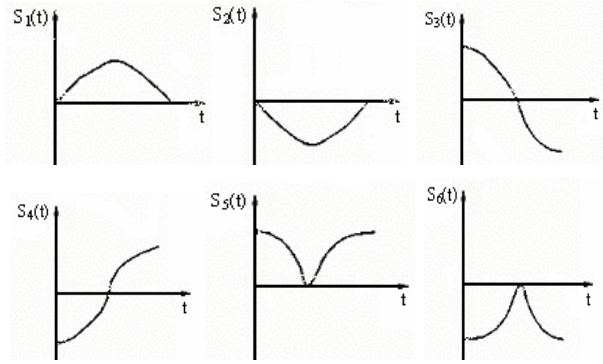


Рис. 1. Графіки сигналів на вході приймального пристрою

Після декодування інформаційних послідовностей відомими способами та сполучення парних і непарних елементів одержимо вихідну інформаційну послідовність  $g(t)$ . Слід зазначити, що необхідне при реалізації даного алгоритму перекодування переданих інформаційних символів пов'язане з переходом до відносних методів фазової модуляції по кожному з квадратурних каналів, власне кажучи, не приводить до скільки-небудь відчутного ускладнення пристроїв передачі і прийому.

Поставимо тепер задачу синтезувати схему, яка дозволяє знайти та усунути невизначеність за фазою опорного коливання при прийомі сигналів з ММЗ.

Для розв'язання цієї задачі скористаємося критерієм Неймана-Пірсона [10]. При цьому вважатимемо хибною тривоною  $F$  ухвалення рішення про правильне настроювання приймального пристрою, тобто у випадку синфазності приймального й опорного коливань. Відповідно, правильним виявленням  $D$  будемо вважати виявлення на вході приймального пристрою коливання, яке не синфазне опорному. Отже, необхідно максимізувати імовірність правильного виявлення факту неправильного настроювання приймача за фазою опорного коливання.

Якщо застосувати поняття відношення правдоподібності  $L$ , обумовлене як

$$L = L(\bar{u}) = \frac{P(\bar{u} / \lambda = 1)}{P(\bar{u} / \lambda = 0)}, \quad (1)$$

то оптимальним правилом ухвалення рішення є

$$\lambda^* = 1 \text{ при } L > L_0; \quad \lambda^* = 0 \text{ при } L < L_0. \quad (2)$$

Отже, пристрій виявлення й усунення невизначеності за фазою, відповідно до виразу (2) за приймальним коливанням  $\bar{u}(t)$ , повинен обчислювати відношення правдоподібності  $L$  та порівнювати його з пороговим значенням  $L_0$ . Введемо дві умовні щільності імовірності величини  $L$ : щільність імовірності величини  $L$  за умови, що приймальне коливання містить сигнал, не синфазний опорному коливанню –  $P_{\text{sn}}$  і щільність імовірності величини  $L$  за умови, що приймальне коливання містить сигнал, синфазний опорному коливанню –  $P_n$ . Тоді, виходячи з (2):

$$F = \Pr\{L > L_0 / \lambda = 0\} = \int_{L_0}^{\infty} P_n(L) dL \quad (3)$$

та відповідно

$$D = \Pr\{L > L_0 / \lambda = 1\} = \int_{L_0}^{\infty} P_{S_n}(L) dL. \quad (4)$$

Надалі будемо враховувати, що як вихідний ефект пристрою, який пропонується, замість відношення правдоподібності  $L$  може бути використана будь-яка монотонна функція відношення правдоподібності  $f(L) = X$ , так що правило ухвалення рішення представляється в еквівалентному вигляді, а саме:

$$\lambda^* = 1 \text{ при } f(L) > f(L_0), \text{ інакше } \lambda^* = 0. \quad (5)$$

Будемо вважати, що на вході приймального пристрою є коливання

$$U(t) = \lambda S_{\perp i}(t) + (1 - \lambda)S_i(t) + n(t), \quad (6)$$

де  $n(t)$  – нормальний стаціонарний випадковий процес типу білий шум,  $i = 1, \dots, 6$ ;  $\lambda = 1$  при невірному настроюванні приймача за фазою опорного коливання, інакше  $\lambda = 0$ .

У загальному випадку на вході приймального пристрою може бути один з наступних сигналів:

$$S_1(t) = S(t) \text{ і } S_2(t) = -S(t) \text{ при } \lambda = 0 \quad (7)$$

або

$$S_3(t) = S_{\perp}(t); S_4(t) = -S_{\perp}(t); S_5(t) = S_{\perp}^+(t),$$

$$S_6(t) = S_{\perp}^+(t) \text{ при } \lambda = 0, \quad (8)$$

які наведені на рис. 2.

Для спрощення обчислень обмежимося розглядом синтезу тільки одного каналу обробки сигналу з ММЗ, нехай це буде канал з опорним коливанням типу  $\sin x$ , і обробка буде розглядатися на поточному інтервалі без обліку попередніх. Також будемо вважати, що в приймальному пристрої розв'язана задача входження в синхронізм і встановлена тактова синхронізація.

Функції правдоподібності для розглянутого випадку за умови, що передавався один із сигналів виразів (7) або (8), мають вигляд

$$P(\bar{u} / \lambda = 0, S_1) = K \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [u(t) - S_1(t)]^2 dt \right\};$$

$$P(\bar{u} / \lambda = 0, S_2) = K \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [u(t) - S_2(t)]^2 dt \right\};$$

$$P(\bar{u} / \lambda = 0, S_3) = K \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [u(t) - S_3(t)]^2 dt \right\};$$

$$P(\bar{u} / \lambda = 0, S_4) = K \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [u(t) - S_4(t)]^2 dt \right\};$$

$$P(\bar{u} / \lambda = 0, S_5) = K \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [u(t) - S_5(t)]^2 dt \right\};$$

$$P(\bar{u} / \lambda = 0, S_6) = K \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [u(t) - S_6(t)]^2 dt \right\}. \quad (9)$$

Вважаючи сигнали  $S_1(t)$  і  $S_2(t)$ , а також сигнали  $S_3(t)$ – $S_6(t)$  відповідно рівномірними, можна записати:

$$P(S_1) = P(S_2) = \frac{1}{2}; P(S_3) = P(S_4) = P(S_5) = P(S_6) = \frac{1}{4}. \quad (10)$$

Тоді, з урахуванням виразів (7), (9) та (10), для сигналів  $S_1(t)$  і  $S_2(t)$  одержимо вираз для умовної щільності імовірності:

$$P(\bar{u} / \lambda = 0) = \sum_{i=1}^2 P(\bar{u} / \lambda = 0, S_i) = K_u \left[ \exp \left\{ -e / N_0 \right\} \right] \text{ch} \left\{ (2 / N_0) Y \right\}, \quad (11)$$

де  $Y$  – кореляційний інтеграл приймального коливання  $u(t)$  з опорним сигналом  $S(t)$ ;  $e$  – енергія сигналу. Аналогічним чином для сигналів  $S_3(t)$  –  $S_5(t)$  та  $S_6(t)$  умовні щільності імовірності  $P(\bar{u} / \lambda)$  мають вигляд

$$P(\bar{u} / \lambda = 1) = \sum_{i=3}^6 P(\bar{u} / \lambda = 1, S_i) P(S_i) = \frac{K_u}{2} \left[ \exp \left\{ -\frac{\varepsilon}{N_0} \right\} \right] \left[ \text{ch} \left\{ \frac{2}{N_0} Y_{\perp} \right\} + \text{ch} \left\{ \frac{2}{N_0} Y_{\perp}^+ \right\} \right], \quad (12)$$

де  $Y_{\perp} = \int_0^T u(t) S_{\perp}(t) dt$  – кореляційний інтеграл приймального коливання  $u(t)$  з опорним сигналом  $S_{\perp}(f)$ .

Тепер з урахуванням виразів (11) та (12) запишемо оптимальну процедуру ухвалення рішення в такому вигляді:

$$\lambda^* = 1 \text{ при } L > 2L_0; \lambda^* = 0 \text{ при } (L) < 2L_0, \quad (13)$$

де

$$L = \left( \text{ch} \left( (2 / N_0) \cdot Y_{\perp} \right) + \text{ch} \left( (2 / N_0) \cdot Y_{\perp}^+ \right) \right) / \text{ch} \left( (2 / N_0) \cdot Y \right).$$

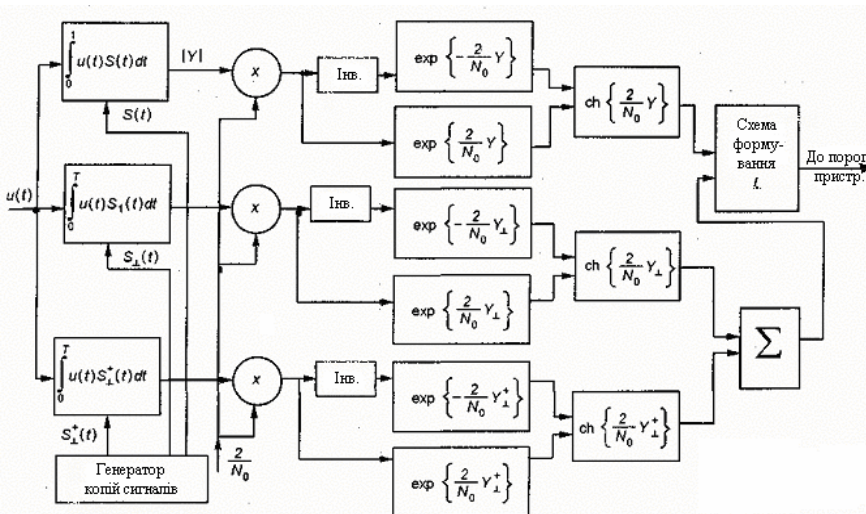


Рис. 2. Структурна схема пристрою виявлення та усунення невизначеності за фазою при прийомі сигналів з ММЗ

Отримане розв'язувальне правило можна моделювати схемно. На рис. 2 відповідно до виразу (13), надана структура одного каналу двоканальної схеми пристрою виявлення та усунення невизначеності за фазою при прийомі сигналів з ММЗ. Приймальне коливання  $u(t)$  подається на перші входи схем формування кореляційних інтегралів  $Y$ ,  $Y_{\perp}$ ,  $Y_{\perp}^+$ , на інші входи яких надходять копії сигналів  $S(t)$ ,  $S_{\perp}(t)$ ,  $S_{\perp}^+(t)$  з генератора копій. Потім вихідні ефекти схем формування кореляційних інтегралів, перемножуючись з коефіцієнтом  $2/N_0$ , надходять на схеми обчислення величин вигляду

$$\exp\left\{\pm \frac{2}{N_0} Y\right\}, \exp\left\{\pm \frac{2}{N_0} Y_{\perp}\right\}, \exp\left\{\pm \frac{2}{N_0} Y_{\perp}^+\right\}.$$

З їх виходу сигнали надходять на відповідні схеми обчислення гіперболічних косинусів і далі – на схему обчислення відношення правдоподібності  $L$ . Результат цього обчислення порівнюється з пороговим значенням  $L_0$ . Наслідком такого порівняння є ухвалення рішення про наявність (відсутність) у приймальному коливанні сигналу, несинфазного опорному коливанню, і, при виявленні такого, – про перебудову фази опорного генератора на  $\pi/2$ .

Наведені вище розрахунки і схемні рішення виконані, як визначалося раніше, тільки для одного каналу пристрою визначення та усунення невизначеності за фазою, зокрема, для каналу з опорним коливанням типу  $\sin$ . Аналогічний канал виявлювача будується і для опорного коливання типу  $\cos$ . Результати ухвалення рішення по кожному з каналів у вигляді керуючих сигналів надходять на розв'язувальний пристрій. Крім того, на розв'язувальний пристрій подається керуючий сигнал про “неправильне” настроювання опорного генератора, якщо в результаті диференціального декодування виявлені нульові комбінації в інформаційних послідовностях, які формуються обома квадратурними каналами. У свою чергу, розв'язувальний пристрій за результатами аналізу отриманих даних здійснює, у разі потреби, зсуви фази коливання, яке формується опорним генератором на  $\pi/2$ .

У рамках загальної постановки задачі синтезу схеми пристрою виявлення та усунення невизначеності за фазою опорного коливання проведемо розрахунок його робочих характеристик і якісних показників відповідно до методики [3]. Для рівноймовірних сигналів, які мають однакові енергії, виходячи з (5) та (10), та вважаючи, що  $f_0(L)$  є логарифмічною функцією, для випадку  $\lambda = 0$  можна записати:

$$f_0(L) = \ln P(L/\lambda = 0) = \frac{2}{N_0} (q_{\perp}^+ - q), \quad (14)$$

$$\text{де } q = \int_0^T n(t)S(t)dt \text{ та } q_{\perp} = \int_0^T n(t)S_{\perp}(t)dt - \text{випадкові величини, отримані шляхом лінійного перетворення випадкового процесу } n(t).$$

Математичне сподівання та дисперсія величин  $f_0(L)$  складають відповідно

$$m_{f_0} = \langle f_0(L) \rangle = \frac{2}{N_0} (\langle q_{\perp}^+ \rangle - \langle q \rangle) = 0;$$

$$G_{f_0(L)}^2 = \frac{4}{N_0^2} \langle (q_{\perp}^+ - q)^2 \rangle = \frac{4e}{N_0} = 4\rho, \quad (15)$$

$$\text{де } \langle q^2 \rangle = \langle q_{\perp}^{2+} \rangle = 0;$$

$$\langle q_{\perp}^+ q \rangle = \frac{N_0}{2} \int_0^T S(t)S_{\perp}^+(t)dt = 0, \quad \langle q_{\perp}^+ \rangle = \langle q \rangle = \frac{e \cdot N_0}{2};$$

$\rho$  – значення відношення сигнал–шум на вході приймального пристрою.

Аналогічно записується функція  $f_1(L)$  для випадку  $\lambda = 1$ :

$$f_1(L) = \ln P(L/\lambda = 1) = (2/N_0) \cdot |e - q|. \quad (16)$$

Математичне сподівання та дисперсія величини  $f_1(L)$  складають

$$m_{f_1} = \langle f_1(L) \rangle = \frac{2e}{N_0} = 2\rho; \quad G_{f_1(L)}^2 = \frac{4}{N_0^2} \langle q^2 \rangle = 2\rho.$$

Тоді, виходячи з (15) – (17), умовні щільності розподілу імовірності  $P_n(f_0)$  і  $P_{Sn}(f_1)$  для розглянутого випадку будуть мати вигляд

$$P_n(f_0) = \left(\sqrt{2\pi G_{f_0}^2}\right)^{-1} \cdot \exp\left(-x_n^2 / (2G_{f_0}^2)\right); \quad (18)$$

$$P_{Sn}(f_1) = \left(\sqrt{2\pi G_{f_1}^2}\right)^{-1} \cdot \exp\left((x_n - m_{f_1})^2 / (2G_{f_1}^2)\right). \quad (19)$$

Відповідно до (15) та (18) імовірність хибної тривоги  $F$  за допомогою інтеграла імовірності  $\Phi(Z)$ , що є табульованою монотонно зростаючою функцією свого аргументу, дорівнює

$$F = 1 - \Phi(X_n / (2G_{f_0})) = 1 - \Phi(X_n / (4\sqrt{\rho})). \quad (20)$$

Імовірність правильного виявлення, виходячи з (17) та (19), також приводиться до табличного інтеграла:

$$D = \Phi\left((m_{f_1} - X_n) / (2G_{f_1})\right) = \Phi\left((2\rho - X_n) / (2\sqrt{2\rho})\right). \quad (21)$$

Оскільки можливість виявлення сигналу при оптимальному прийомі з заданими імовірностями  $D$  та  $F$  не залежить від форми сигналу і визначається тільки відношенням енергії сигналу до спектральної щільності шуму, то для обчислення порогового рівня сигналу необхідно розв'язати систему рівнянь (20) та (21) відносно  $\rho$ . Використовуючи табличні інтегралі  $\Phi(Z)$ , за заданим  $F$  знаходиться значення аргументу  $X_n / 2G_{f_0}$ , а за дисперсією  $G_{f_0}$  обчислюється порогове значення  $X_n$ .

На практиці систему рівнянь (20) та (21) розв'язують графічно. Для цього шляхом виключення з (20) та (21) параметра  $X_n / G_{f_0}$  будують сім'ю кривих, які виражають залежність імовірностей  $D$  від імовірностей  $F$  і від енергетичного співвідношення сигнал–перешкода (рис. 3). Аналіз отриманих

робочих характеристик показує, що при встановленні режиму обробки в супутниковому каналі зв'язку можливі виявлення та усунення невизначеності за фазою опорного колювання при прийомі сигналів з ММЗ з імовірністю  $D = 0,999$  при заданій імовірності хибної тривоги  $F = 10^{-5}$ .

Використовуючи отримані робочі характеристики виявлювача неправильного настроювання приймача, наведені на рис. 3, можна розрахувати і якісні показники процедури безпосереднього виявлення, які також характеризуються двома параметрами: імовірністю хибної тривоги  $F$  та імовірністю правильного виявлення  $D$  [3].

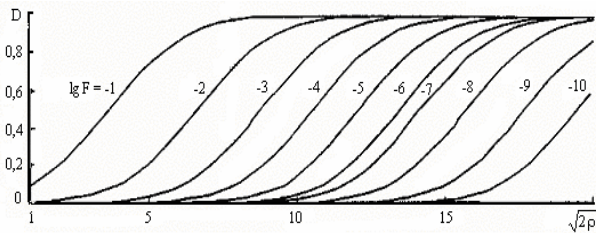


Рис. 3. Робочі характеристики пристрою виявлення та усунення невизначеності за фазою опорного колювання при прийомі символів з ММЗ

Звичайно якісні показники схеми пов'язують з декількома типами похибок, які виникають при прийнятті рішень.

До похибок першого типу відноситься імовірність хибної тривоги  $F$ . Для двоканального пристрою ця імовірність дорівнює імовірності події, яка полягає в тому, що хоча б один з двох каналів дає вихідний ефект, який перевищує пороговий рівень, та, виходячи з (20), ця імовірність визначається як

$$P_{\text{ош1}} = 2F = 2 \left[ 1 - \Phi \left( X_n / (4\rho) \right) \right]. \quad (22)$$

До похибок другого типу відноситься імовірність пропускання сигналу, коли при наявності сигналу, несинфазного опорному колюванню ( $\lambda = 1$ ), формується рішення про його відсутність ( $\lambda = 0$ ). При високій вірогідності обробки імовірність пропускання сигналу в багатоканальній схемі дорівнює імовірності пропускання сигналу в одному каналі, отже, можна записати розрахунковий вираз

$$P_{\text{ош2}} \approx 1 - D_1 = 1 - \Phi \left( (2\rho - X_n) / (2\sqrt{2\rho}) \right), \quad (23)$$

де  $D$  – імовірність вірного виявлення в одному каналі.

Похибка третього типу полягає в тому, що при правильному рішенні про наявність сигналу в приймальному колюванні, несинфазного опорному ( $\lambda^* = 1/\lambda = 1$ ), вибирається “хибний” канал

$$P_{\text{ош3}} = 0,5 \cdot e^{-\rho/2}. \quad (24)$$

Для усунення невизначеності необхідно, щоб спільно відбулися дві події. По-перше, правильно виконано виявлення корисного сигналу на вході приймача і, по-друге, правильно розв'язана задача розпізнавання. У результаті, для імовірності усунення невизначеності в розглянутій двоканальній схемі при заданому значенні  $F$  можна записати вираз

$$P_{\text{ун}} = \left( 1 - 1/2 \cdot y^{-\rho/2} \right) \Phi \left( (2\rho - X_n) / (2\sqrt{2\rho}) \right). \quad (25)$$

Виходячи з вищевикладеного матеріалу, якісні показники виявлювача залежать від порогового значення  $\rho$  на його вході, який визначається графічно на основі заданих технологічними умовами значень  $F$  і  $D$  за робочими характеристиками, що наведені на рис. 3. При цьому імовірність хибної тривоги  $F$  звичайно задається з умови роботи системи при відсутності сигналу і складає  $10^{-1} \dots 10^{-3}$ .

## Висновок

Таким чином, для запобігання втрати інформації у випадку використання сигналів з ММЗ при стрибку фази опорного піднесучого колювання на  $\pi/2$  доцільне спільне використання двоканального виявлювача факту неправильного настроювання приймального пристрою за фазою опорного колювання і диференціального кодування модулюючих послідовностей сигналів з ММЗ. Якісні показники такого виявлювача залежать від порогового відношення сигнал–шум на вході приймача, яке визначається графічно за його технічними характеристиками на основі заданих технічними умовами значень хибної тривоги  $F$  та імовірності правильного виявлення  $D$ .

## Список літератури

1. Рожков В.М. Системы космической связи и ретрансляции / В.М. Рожков. – М.: ФГУП РНИИ КП, 2007. – 248 с.
2. Системы и сети передачи информации: учебное пособие [Электронный ресурс] / А.Д. Захаров и др. – М.: МТУСИ, 2008. – 322 с. – Режим доступа к пособию: [http://ufuuit.uzpак.uz/nfnelsd/djirs/sys\\_i\\_per11](http://ufuuit.uzpак.uz/nfnelsd/djirs/sys_i_per11).
3. Применение сложных сигналов в командно-телеметрических радиолниях / Ю.В. Стасев, И.Д. Горбенко, Б.И. Макаренко и др. // Космична наука і термінологія: Наук.-техн. журнал. – 1997. – № 5/6, т. 3. – С. 104-108.
4. Стасев Ю.В. Анализ помехозащищенности радиоканалов управления аппаратами / Ю.В. Стасев, О.Г. Лебедев // Надежность, живучесть и безопасность летательных аппаратов: Сб. статей. – Х.: ХВУ, 1996. – С. 134-137.
5. Fister-Sabater. On the linear complexity of nonlinearly filtered PN-sequences / Fister-Sabater and P. Caballero-Gil // In J. Pieprzyk and R. Safavi-Naini, editors. Advances in Cryptology – Asiacrypt '94. – Berlin, 1995. – P. 80-90.
6. Бакланов И.Г. Тестирование и диагностика систем связи / И.Г. Бакланов. – М.: Эко-Трендз, 2001. – 264 с.
7. Контроль качества в телекоммуникациях и связи / А.В. Засецкиц, А.Б. Иванов, С.Д. Постников и др. – М.: Сайрус Системс, 2001. – Ч. II. – 336 с.
8. Макаров С.Б. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания / С.Б. Макаров, И.А. Цикин. – М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.
9. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь / Дж. Спилкер. – М.: Связь, 1979. – 592 с.
10. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов / В.И. Тихонов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.

Надійшла до редколегії 18.11.2008

Рецензент: д-р техн. наук проф. І.Д. Горбенко, Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків.

**МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ И УСТРАНЕНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ В СИСТЕМАХ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ И УПРАВЛЕНИЯ**

Ю.В. Стасев

*Предлагается метод определения и устранения погрешностей в системах космической связи и управления. Рассмотрен процесс обработки сигналов, которые модулируются минимальным сдвигом, что позволяет определить и устранить погрешность в выборе фазы опорных колебаний во время ее приема. Предоставляются результаты синтеза и расчета рабочих характеристик устройства обработки этих сигналов.*

**Ключевые слова:** обработка сигналов, космическая связь, погрешность, модуляция с минимальным сдвигом.

**A METHOD OF DETERMINATION AND REMOVAL OF ERRORS IS IN SPACE COMMUNICATION AND MANAGEMENT NETWORKS**

Yu.V. Stasev

*The method of determination and removal of errors is offered in space communication and management networks. The process of the signal which are modulated a minimum change processing is considered, that allows to define and remove an error in the choice of phase of supporting vibrations during its reception. The results of synthesis and calculation of workings descriptions of device of the these signal processing are given.*

**Keywords:** signal processing, space connection, error, modulation with a minimum change.

---