ТЕХНІКА

УДК 621.391

О.І. Восколович, д-р техн. наук, проф., О.В. Кувшинов, здобувач

МЕТОД ІТЕРАТИВНОЇ ОЦІНКИ СТАНУ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ СИСТЕМИ MIMO

Запропоновано метод ітеративної оцінки стану каналів зв'язку систем MIMO. Застосування методу під час моделювання статистичних характеристик завадозахищеності засобів радіозв'язку з технологією MIMO та турбо кодами дозволяє зменшити похибку оцінки стану каналу та підвищити завадозахищеність таких систем.

Ключові слова: система MIMO, оцінка стану каналу зв'язку, завадозахищеність.

Proposed a method for iterative evaluation of the communication channels of MIMO. Using the method during a simulation of the statistical characteristics of noise immunity of radio communication with MIMO technology and turbo codes can reduce the error in estimating the channel and increase the immunity of such systems.

Keywords: system of MIMO, assessment of the communication channel, noise.

Вступ. В теперішній час отримали розповсюдження системи зв'язку з рознесеними передавальними і приймальними антенами – системи *MIMO* (*multiple-input multiple-output*) [1-4]. Їх використання дозволяє проводити просторову і часову обробку сигналів, ефективніше використовувати випромінювану передавачем потужність і знижувати негативний вплив завад. При цьому напрямком підвищення завадозахищеності каналів засобів радіозв'язку (ЗРЗ) є застосування технології розширення спектра методом псевдовипадкової перестройки робочої частоти (ППРЧ) та турбо кодування (ТК).

Основною завадою, яка впливає на засоби радіозв'язку є флуктуаційний (білий) шум, який математично описується гаусівським випадковим процесом. Для подавлення ЗРЗ із розширенням спектра постановником завад може застосовуватися різні види навмисних завад, які за певних умов здатні ефективно впливати на характеристики завадозахищеності ЗРЗ [5]. Основними видами завад, які найбільш часто реалізуються в системах постановки навмисних завад, є: шумова загороджувальна перешкода, шумова завада в частині смуги (ШЗЧС) і завада у відповідь [5], моделі яких представляють обмежений по смузі частот адитивний білий гаусівський шум (АБГШ).

У зв'язку з підвищеною вимогою до якості передачі голосу й даних радіоканалами виникає необхідність побудови системи зв'язку, параметри й структура фізичного рівня якої змінювалися б зі зміною характеристик середовища поширення сигналу. Цього можна досягти за допомогою ЗРЗ, які допускають динамічну зміну своїх параметрів або структури. Зважаючи на це, виникає необхідність розробки адаптивних систем, які дозволили б адаптивно змінювати свої параметри зі зміною характеристик середовища розповсюдження сигналу. Для цього необхідна інформація про стан каналу зв'язку.

Аналіз досліджень і публікацій. Класичний підхід до оцінки стану каналу полягає у використанні навчальної послідовності й адаптивних фільтрів [6-8]. Однак цим двом способам протиставляються більш альтернативні методи, що використовують у якості апріорних відомостей тільки прийняту канальну послідовність [9, 10]. Використовуючи ці методи, запропонуємо новий алгоритм оцінки стану середовища поширення з постійними параметрами для систем *MIMO* із ППРЧ з використанням принципу турбо декодування.

Постановка завдання. Метою статті є розробка методу ітеративної оцінки стану каналів зв'язку системи *MIMO* та використання цієї оцінки в системах автоматичного управління.

Викладення основного матеріалу. На рис. 1 показана структурна схема системи *MIMO* із ППРЧ і турбо кодами. На рис. 1 джерело даних виробляє послідовність біт $\overline{U} = \{u_i\}$, $i \in \overline{1,N}$ (де N – розмір послідовності), що надходить на кодер ТК. Кодер ТК, який представляє собою конкатенацію двох рекурсивних систематичних згорточних кодів (РСЗК), розділених перемежувачем (П), генерує послідовність кодованих символів $\overline{X} = \{x_j\}$, $j \in \overline{1,W}$ (де W – розмір послідовності). У модуляторі НЧ послідовність $\overline{X}$ перетворюється в послідовність канальних символів $\overline{X}^* = \{x_{mnt}\}$, $k \in \overline{1,K}$, $m \in \overline{1,M}$, $n \in \overline{1,2}$ (де K – розмір послідовності, M – розмір сигнального сузір'я методу модуляції) (синфазні та квадратурні складові неперервного сигналу). Буферний пристрій призначений для розділення послідовності канальних символів $\overline{X}^* = \{x_{mnt}\}$ на блоки розміром N/n, в результаті з'являються послідовності $\overline{X}_1^{**}, \ldots, \overline{X}_v^{**}$. У модуляторах ВЧ послідовності $\overline{X}_1^{**}, \ldots, \overline{X}_v^{**}$ перетворюються в неперервні сигнали $X_1(t)$, ..., $X_v(t)$. Перебудова частоти здійснюється за допомогою синтезатора частот і генератора псевдовипадкової послідовності у модуляторі ППРЧ. В результаті сигнали $X_1(t)$, ..., $X_v(t)$ перетворюються в сигнали $Z_1^*(t)$, ..., $Z_v^*(t)$. У каналі зв'язку на сигнали $Z_1^*(t)$, ..., $Z_v^*(t)$ впливають флуктуаційний шум та навмисні завади. Крім того при передачі по каналу мають місце загасання сигналів, повільні та швидкі завмирання сигналів. Прийняті сигнали $Z_1^{**}(t)$, ..., $Z_v^{**}(t)$ з виходу приймача надходять на демодулятор ППРЧ, у якому за рахунок синтезатора частоти, керованого ГПВП, усуваються стрибки робочої частоти і сигнали $Z_1^{**}(t)$, ..., $Z_v^{**}(t)$ перетворюються в $Y_1(t)$, ..., $Y_v(t)$. Далі сигнали $Y_1(t)$, ..., $Y_v(t)$ демодулюються і після буферного пристрою перетворюються в послідовність синфазних та квадратурних складових $\overline{Y}^* = \{y_k\}$, $k \in \overline{1,K}$. Ця послідовність після пристрою перетворення синфазної і квадратурної складової у вигляді послідовності $\overline{Y}$ надходить на ітеративний декодер ТК, який перетворює прийняту послідовність символів в послідовність біт $\overline{U}^*$. Крім того послідовність з виходу пристрою перетворення синфазної і квадратурної складової та з виходу декодера ТК поступає на модуль оцінки каналу, який здійснює оцінку рівня сигнал-

© Восколович О.І., Кувшинов О.В., 2011

завади в каналі. Значення цієї оцінки передається до модуля адаптації.

Передбачається, що канал зв'язку гаусівський і має ідеальну імпульсну характеристику $h_c(t) = 1$, внаслідок чого сигнал спотворюється тільки присутністю флуктуаційних шумів і навмисних завад.

На рис. 1 штрих-пунктирною лінією виділений дискретно-неперервний канал, який може бути замінений векторною моделлю [11].

Розглядається дискретно-неперервний канал з дискретним вхідним алфавітом і неперервним вихідним алфавітом з шумом та завадами типу АБГШ. У каналі відбувається посимвольне додавання синфазних та квадратурних складових сигналів з вибірками АБГШ на інтервалі тривалості символу T. Вибірки АБГШ – нормальні випадкові величини з нульовим математичним очікуванням і дисперсією $\sigma_n^2 = G_0 / 2$ – для флуктуаційного шуму, $\sigma_j^2 = G_j / 2$ – для навмисної завади, де G_0 – спектральна щільність потужності шуму, G_j – спектральна щільність потужності завади.

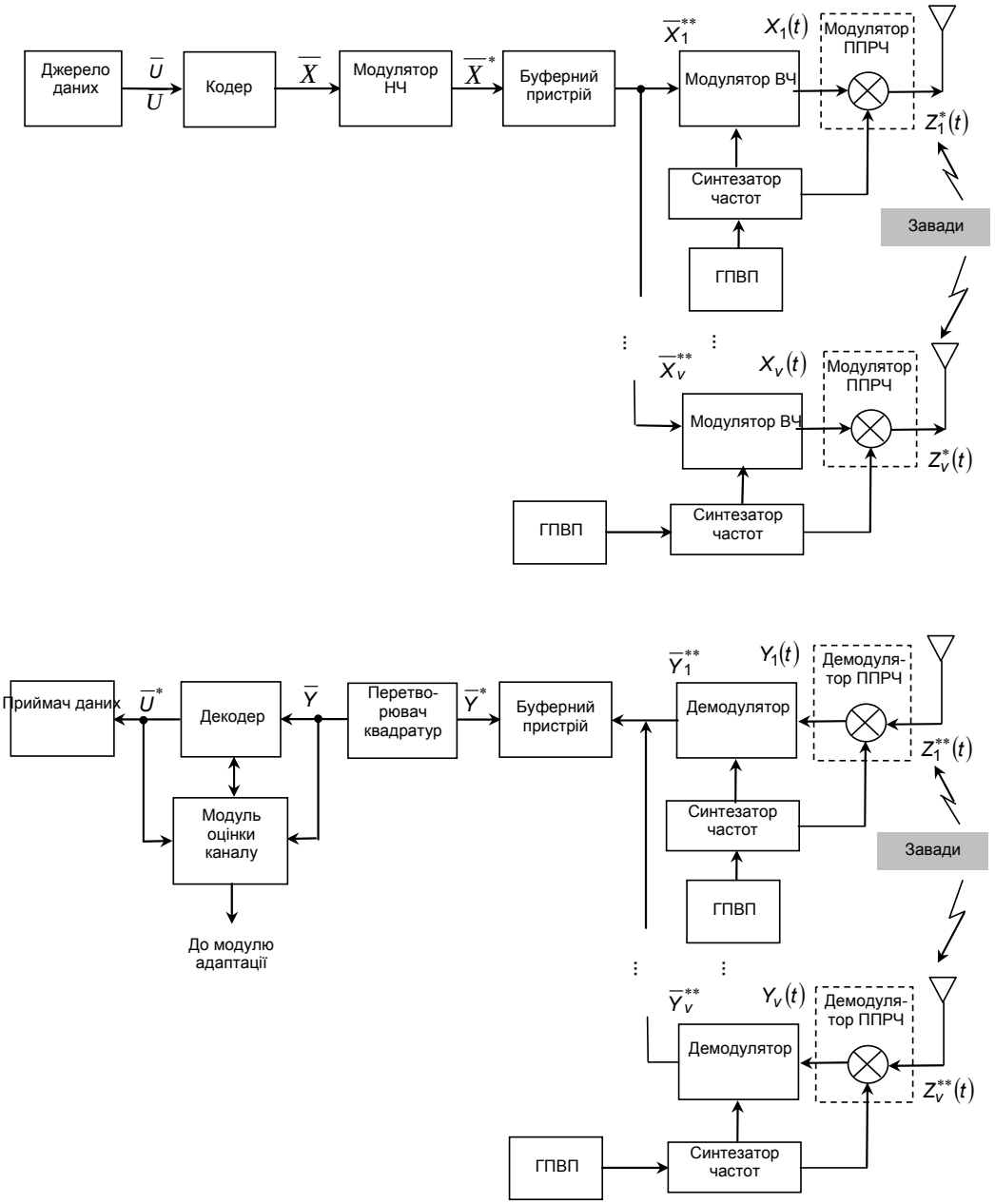


Рис. 1. Структурна схема системи MIMO з ППРЧ, ТК та модулями оцінки каналів системи MIMO

На рис. 2, 3 показані структурні схеми кодера та ітеративного декодера ТК відповідно при паралельному з'єднанні двох РСЗК.

Схема кодера турбо коду використовує РСЗК зі швидкістю 1/n виду: $(1, g_1 / g_0, \ldots, g_{n-1} / g_0)$, де g_0 – поліноміальний генератор зворотнього зв'язку, а $g_1, \ldots, g_{n-1}$ – поліноміальні генератори прямих зв'язків. Кожен РСЗК виконує кодування інформаційної послідовності по своїй діаграмі, структура якої залежить від поліноміальних генераторів РСЗК [12].

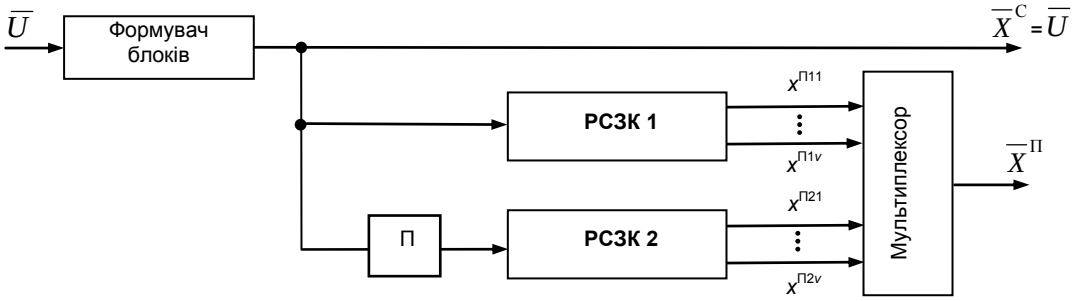


Рис. 2. Структурна схема двохкомпонентного кодера ТК

Послідовність на виході кодера ТК має вигляд: $\overline{X} = (\overline{X}^{\mathrm{C}}, \overline{X}^{\mathrm{П}})$, де $\overline{X}^{\mathrm{C}} = \overline{U}$ – систематичний вихід кодера, а $\overline{X}^{\mathrm{П}} = (\overline{X}^{\mathrm{П}1}, \overline{X}^{\mathrm{П}2})$ – перевірочний вихід кодера ТК. При цьому $\overline{X}^{\mathrm{П}1} = (\overline{X}^{\mathrm{П}11}, \ldots, \overline{X}^{\mathrm{П}1v})$ – перевірочний вихід РСЗК 1, $\overline{X}^{\mathrm{П}2} = (\overline{X}^{\mathrm{П}21}, \ldots, \overline{X}^{\mathrm{П}2v})$ – перевірочний вихід РСЗК 2, v – загальна кількість перевірочних символів кожного РСЗК кодера ТК.

Демодульована послідовність символів подається на декодери 1 і 2 (рис. 2): $\overline{Y}^{1} = (L_c \overline{Y}^{\mathrm{C}1}, L_c \overline{Y}^{\mathrm{П}1})$ – для декодера 1, де $\overline{Y}^{\mathrm{П}1} = (\overline{Y}^{\mathrm{П}11}, \ldots, \overline{Y}^{\mathrm{П}1v})$, L_c – параметр канальної "надійності". Відповідно $\overline{Y}^{2} = (L_c \overline{Y}^{\mathrm{C}2}, L_c \overline{Y}^{\mathrm{П}2})$ – для декодера 2, де $\overline{Y}^{\mathrm{П}2} = (\overline{Y}^{\mathrm{П}21}, \ldots, \overline{Y}^{\mathrm{П}2v})$. $\overline{Y}^{\mathrm{C}1} = \overline{Y}^{\mathrm{C}}, \overline{Y}^{\mathrm{C}2}$ – послідовності систематичних символів з урахуванням відповідної операції перемеження.

Розглядається такт роботи в момент часу *t*. Дійсне представлення "м'якого" рішення або логарифмічне відношення функцій правдоподібності (ЛВФП) поза декодером визначається виразом [12]:

$$L(x_t \mid y_t) = \ln \frac{P(y_t \mid x_t = +1)}{P(y_t \mid x_t = -1)} + \ln \frac{P(x_t = +1)}{P(x_t = -1)} = L_a(x_t) + L(y_t \mid x_t), \qquad (1)$$

де $L(y_t \mid x_t)$ – ЛВФП y_t, яке одержується шляхом виміру y_t на виході каналу при чергуванні умов, що може бути переданий $x_t = +1$ або $x_t = -1$, а $L_a(x_t)$ – апріорне ЛВФП біта даних x_t. Для спрощення позначень рівняння (1) може бути переписане таким чином [12]:

$$L'(x_t) = L_c(y_t) + L_a(x_t). \qquad (2)$$

Тут $L_c(y_t)$ означає, що член ЛВФП виходить у результаті канальних вимірів, зроблених у приймачі. Для систематичних кодів ЛВФП на виході декодера дорівнює наступному [12]:

$$L(x_t) = L'(x_t) + L_e(x_t). \qquad (3)$$

У цьому виразі $L'(x_t)$ – ЛВФП поза демодулятором (на вході декодера), а $L_e(x_t)$ – "зовнішнє" ЛВФП, що представляє зовнішню інформацію, що випливає з процесу декодування. З рівнянь (2) і (3) вихідне ЛВФП декодера прийме вид:

$$L(x_t) = L_c(y_t) + L_a(x_t) + L_e(x_t). \qquad (4)$$

Знак $L(x_t)$ є твердим рішенням про символ x_t, а модуль $|L(x_t)|$ – ступенем надійності (правдоподібності) цього рішення.

Декодер 1 у відповідності зі своїм алгоритмом виробляє "м'які" рішення про декодовані символи (вихідне ЛВФП), які складаються з трьох частин [10,11]:

$$L^1(x_t^{\mathrm{C}}) = L_c \cdot y_t^{\mathrm{C}1} + L_a^1(x_t^{\mathrm{C}}) + L_e^1(x_t^{\mathrm{C}}),$$

де x_t^{C} – систематичний символ кодера ТК.

При цьому "зовнішня" інформація декодера 1 про символ x_t^{C}, що є апріорною для декодера 2 (з урахуванням операції перемежіння), прийме вид [12]:

$$L_e^2(x_t^{\mathrm{C}}) = L_a^1(x_t^{\mathrm{C}}) = L^2(x_t^{\mathrm{C}}) - L_a^2(x_t^{\mathrm{C}}) - L_c \cdot y_t^{\mathrm{C}2}.$$

Другий елементарний декодер, одержавши апріорні відомості про інформаційні символи, робить аналогічні обчислення, визначаючи свою "зовнішню" інформацію про символ x_t^{C} [12]:

$$L_e^2(x_t^{\mathrm{C}}) = L_a^1(x_t^{\mathrm{C}}) = L^2(x_t^{\mathrm{C}}) - L_a^2(x_t^{\mathrm{C}}) - L_c \cdot y_t^{\mathrm{C}2}.$$

яка надходить на вхід декодера 1 наступної ітерації декодування.

Після виконання необхідної кількості ітерацій або у випадку примусової зупинки ітеративної процедури декодування виносяться рішення про декодовані символи:

$$x_t^{\mathrm{C}} = \begin{cases} 1, & \text{якщо } L(x_t^{\mathrm{C}}) \geq 0 \\ 0, & \text{якщо } L(x_t^{\mathrm{C}}) < 0 \end{cases}.$$

Основні принципи турбо кодування/декодування описані в [12].

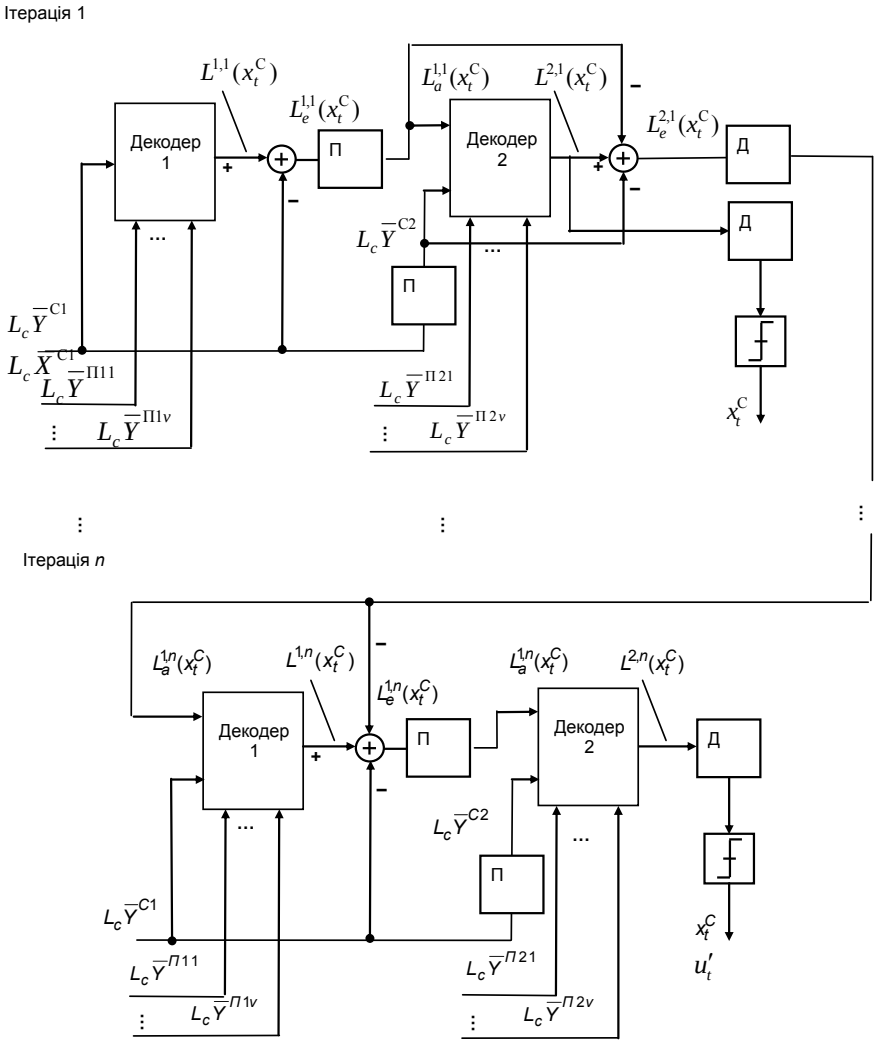


Рис. 3. Структурна схема двохкомпонентного декодера ТК

Для систем *MIMO* з повільною ППРЧ, що не використовує турбо кодування, дисперсія завад у кожному каналі буде визначатися таким способом:

$$\hat{\sigma}_1^2 = \frac{1}{L_1}\sum_{t=0}^{L_1-1}\left(y_{1t}^{**} - \hat{y}_{1t}^{**}\right)^2; \qquad (5)$$

$$\hat{\sigma}_v^2 = \frac{1}{L_v}\sum_{t=0}^{L_v-1}\left(y_{vt}^{**} - \hat{y}_{vt}^{**}\right)^2. \qquad (6)$$

де L_k – кількість даних, переданих за один стрибок частоти для *k*-го каналу системи *MIMO*, $k \in \overline{1,v}$, $\hat{y}_{kt}^{**}$ – оцінений переданий символ для *k*-го каналу системи *MIMO*, $k \in \overline{1,v}$, $\hat{y}_{kt}^{**} = 1$, якщо $\hat{y}_{kt}^{**} < 0$ й $\hat{y}_{kt}^{**} = -1$, якщо $\hat{y}_{kt}^{**} < 0$. Оцінене значення $\hat{\sigma}^2$ ($\hat{\sigma}^2 = f\left(\sigma_n^2 + \sigma_j^2\right)$) ураховує вплив навмисних і ненавмисних завад.

Для систем *MIMO* зі швидкою ППРЧ, що не використовує турбо кодування, дисперсія завад у кожному каналі буде визначатися відповідно таким чином:

$$\hat{\sigma}_1^2 = \frac{1}{N_1}\sum_{t=0}^{N_1-1}\left(y_{1t}^{**} - \hat{y}_{1t}^{**}\right)^2; \qquad (7)$$

$$\hat{\sigma}_v^2 = \frac{1}{N_v}\sum_{t=0}^{N_v-1}\left(y_{vt}^{**} - \hat{y}_{vt}^{**}\right)^2, \qquad (8)$$

де N_k – кількість символів у переданому блоці для відповідного каналу.

Слід звернути увагу на те, що формули (5)-(8) можна використовувати при малих рівнях шумів (завад) у каналі, а якщо рівні шумів значні, то результати будуть відрізнятися від дійсних.

У випадку застосування постановником завад ефективних навмисних завад (стратегія постановки завад і спектральна щільність потужності завади вище порогових) стан каналу зв'язки зміниться значним чином. У цьому випадку формули (5)-(8) стають неефективні, і оцінка стану каналу повинна проводитись з використанням ітеративного принципу, заснованого на використанні декодера ТК.

Для систем *MIMO* із ППРЧ при наявності в каналі зв'язку навмисних завад з високим значенням спектральної щільності потужності завади оцінка каналу буде здійснюватися з використанням ітеративного декодування ТК. У цьому випадку дисперсія завад для кожної ітерації декодування кожного каналу системи *MIMO* буде визначатися таким чином:

для першої ітерації декодування

$$\hat{\sigma}_{11}^2 = \frac{1}{N_1}\sum_{t=0}^{N_1-1}\left(y_{1t}-\hat{y}_{1t}\right)^2,\ \ldots,\ \hat{\sigma}_{1v}^2 = \frac{1}{N_v}\sum_{t=0}^{N_v-1}\left(y_{vt}-\hat{y}_{vt}\right)^2, \quad (9)$$

де L_k – оцінений переданий символ для 1-ї ітерації декодування, $k \in \overline{1,v}$ $\hat{y}_{kt}^{**}$, якщо $\hat{y}_{kt} > 0$ й $\hat{y}_{kt} = -1$, якщо $\hat{y}_{kt} = -1$;

для *n*-ї ітерації декодування

$$\hat{\sigma}_{n1}^2 = \frac{1}{N_1}\sum_{t=0}^{N_1-1}\left(y_{1t}-\hat{y}_{1t}\right)^2,\ \ldots,\ \hat{\sigma}_{nv}^2 = \frac{1}{N_v}\sum_{t=0}^{N_v-1}\left(y_{vt}-\hat{y}_{vt}\right)^2, \quad (10)$$

де $\hat{y}_{kt}$ – оцінений переданий символ для *n*-ї ітерації декодування, $\hat{y}_{kt} = 1$, якщо $L^{2,n}(x_{kt}^C) > 0$ й $\hat{y}_{kt} = -1$, якщо $L^{2,n}(x_{kt}^C) < 0$.

Параметр канальної "надійності" основних функцій алгоритмів декодування ТК для кожного каналу системи *MIMO* визначається наступним виразом:

$$L_{c1} = \frac{2\cdot E_{s1}}{\sigma_1^2},\ \ldots,\ L_{cv} = \frac{2\cdot E_{sv}}{\sigma_v^2}, \quad (11)$$

де $E_s = E_b \cdot R \cdot \log_2 M$. Таким чином, у виразі (11) дисперсія завад для першої ітерації декодування буде визначатися згідно (9), відповідно для *n*-ї ітерації декодування – згідно (10) для відповідного каналу системи *MIMO*.

Структурна схема декодера ТК і модуля оцінки каналу в загальному випадку показана на рис. 4.

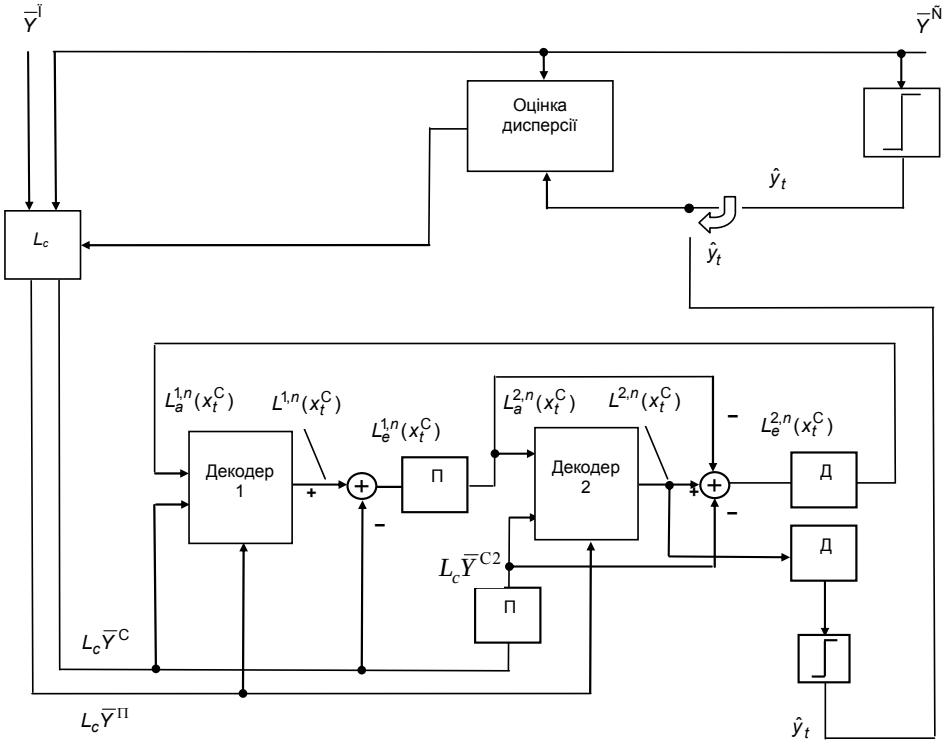


Рис. 4. Структурна схема декодера ТК та модуля оцінки дисперсії завад

Слід зазначити, що оцінка каналу може проводитись для схеми (рис. 1), коли використовується один ТК для всіх каналів системи *MIMO*, так і для схеми, коли ТК використовується в кожному каналі системи *MIMO*.

Для оцінки ефективності запропонованого методу була розроблена статистична імітаційна модель, що дозволяє оцінити завадозахищеність засобів радіозв'язку з врахуванням оцінки дисперсії завад при декодуванні турбо кодів.

Розглянемо один канал системи *MIMO*. Результати моделювання показані на рис. 5, 6. На рис. 6 показаний графік залежності ітеративної оцінки відношення енергії сигналу до спектральної щільності потужності білого шуму (відношення сигнал-шум – ВСШ) $\left(\frac{E_b}{G_0}\right)'$ від кількості ітерацій декодування. Моделювання проводилось при впливі флуктуаційного шуму на ЗРЗ з модуляцією ФМ-2, ТК із поліноміальними генераторами $g_0 = 7$, $g_1 = 5$, швидкістю кодування $R = 1/3$, 1000 символів у блоці, 8 ітерацій декодування, псевдовипадковим перемежувачем, алгоритмом декодування *Map*. Аналіз графіку свідчить, що при збільшенні кількості ітерацій декодування оцінка ВСШ в каналі стає більш точною. Після восьмої ітерації декодування поліпшення оцінки ВСШ вже не відбувається, крім того оцінене значення ВСШ від номінального відрізняється максимально на 0,3 дБ для різних номінальних значень ВСШ. Наприклад, при номінальному значенні ВСШ $\frac{E_b}{G_0} = 1{,}0$ дБ після першої ітерації декодування оцінене значення ВСШ $\left(\frac{E_b}{G_0}\right)' = 1{,}7$ дБ (похибка оцінки складає 0,7 дБ), а після восьмої ітерації декодування $\left(\frac{E_b}{G_0}\right)' = 0{,}75$ дБ, тобто похибка оцінки складає 0,25 дБ.

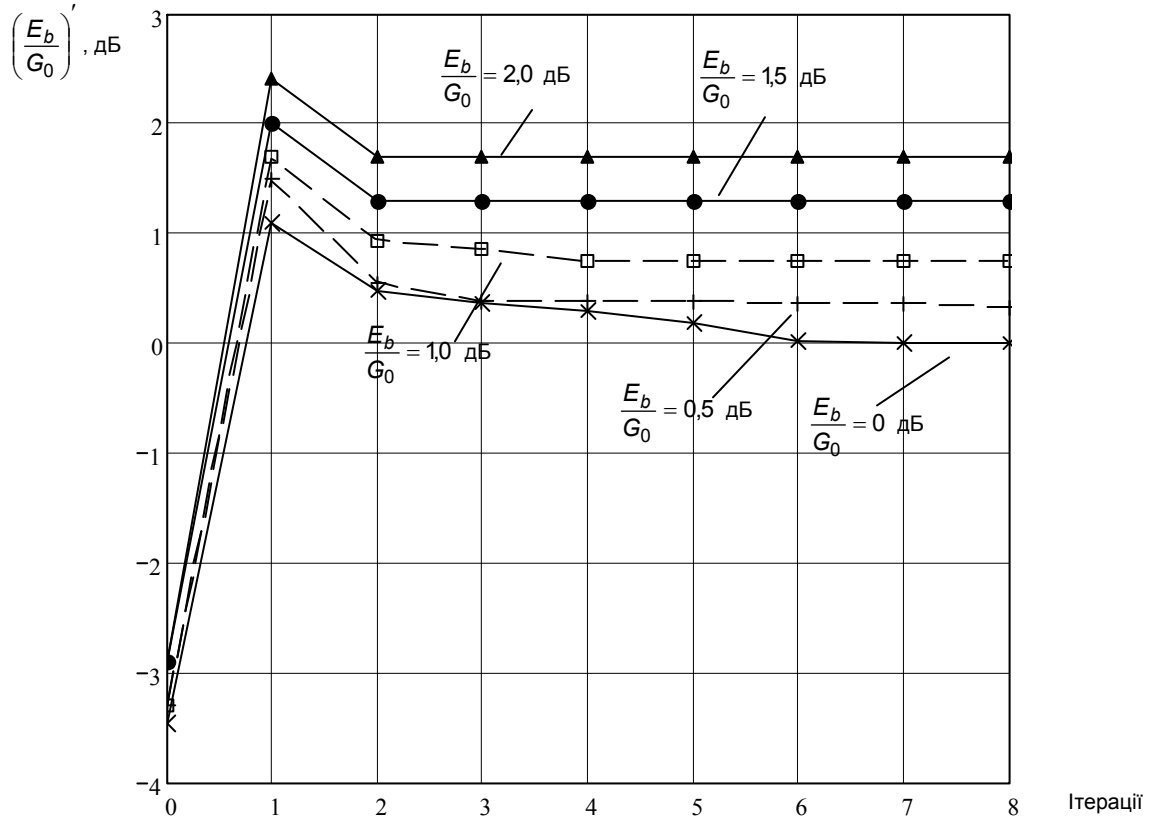


Рис. 5. Графіки залежності оціненого ВСЗ від кількості ітерацій декодування при впливі на ЗРЗ з ФМ-2 ШЗЧС для різних значень ВСЗ в каналі

На рис. 6 показаний графік залежності середньої ймовірності бітової помилки декодування від відношення сигнал-завада $\frac{E_b}{G_j}$ (ВСЗ) при впливі на один канал системи *MIMO* з ФМ-2 ШЗЧС з коефіцієнтом перекриття $\gamma = 1$.

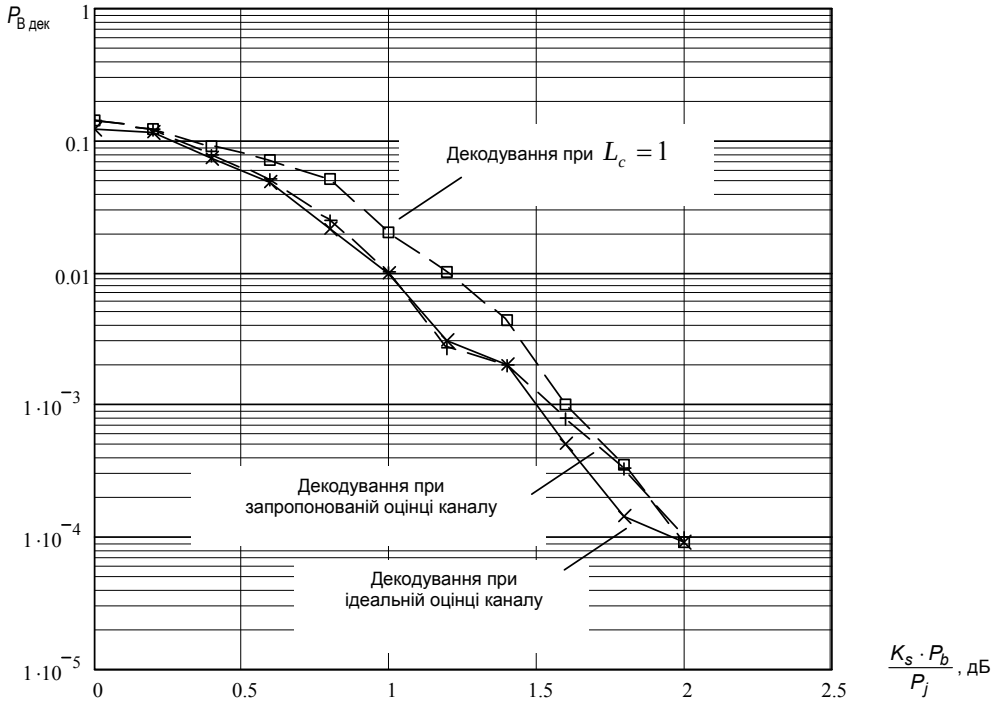


Рис. 6. Графіки залежності середньої ймовірності бітової помилки декодування від ВСЗ при впливі на ЗРЗ з ФМ-2 ШЗЧС

Висновки. Використовується ТК із поліноміальними генераторами g_0 = 7, g_1 = 5, швидкістю кодування $R = 1/3$, 1000 символів у блоці, 8 ітерацій декодування, псевдовипадковим перемежувачем, алгоритмом декодування *Map*. На графіку показані залежності для декодування ТК при значенні $L_c = 1$, при ідеальній оцінці каналу та при запропонованій ітеративній оцінці каналу. Аналіз свідчить, що характеристики завадозахищеності ЗРЗ при ідеальній оцінці каналу та при запропонованій ітеративній оцінці каналу практично співпадають. Енергетичний виграш в характеристиках завадозахищеності при використанні під час декодування ітеративної оцінки каналу в порівнянні з використанням під час декодування $L_c = 1$ становить до 0,3 дБ для різних значень ймовірності бітової помилки декодування.

1. Відмінність розробленого методу від існуючих, що визначає його новизну, полягає в введенні допоміжної процедури розрахунку дисперсії завад з використанням ітеративного принципу декодування та інформації про логарифмічне відношення функції правдоподібності про передані біти та врахуванні її в основних алгоритмах декодування турбо кодів системи *MIMO* та при адаптації.

2. Результати імітаційного моделювання статистичних характеристик завадозахищеності засобів радіозв'язку з технологією *MIMO* та турбо кодами показали, що використання запропонованого методу дозволяє покращити їх статистичні характеристики завадозахищеності та зменшити похибку оцінки дисперсії завад в каналі.

3. Напрямком подальших розробок вважається розробка алгоритмів адаптації станів засобів радіозв'язку з технологією *MIMO* та турбо кодами до зміни завадової обстановки.

1. Holma H. HSDPA/HSUPA for UMTS: High Speed Radio Access for Mobile Communications / H. Holma, A. Toskala. – John Wiley & Sons, 2006. – 268 p. 2. Peng F. Adaptive Modulation and Coding for IEEE 802.11n / F. Peng, J. Zhang , W. Ryan // Wireless Communications and Networking Conference, 11-15 March 2007. – 2007. – P. 656-661. 3. IEEE 802.16. Broadband Wireless Metropolitan Area Network (WirelessMAN) [Electronic resource] // Mode of access: http://standards.ieee.org/getieee802/802.16.html. – Title from the screen. 4. Ergen M. Mobile Broadband. Including WiMax and LTE / M. Ergen/ – Springer, 2009. – 513 p. 5. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / [Борисов В. И., Зинчук В. М., Лимарев А. Е. и др.]. – М.: Радио и связь, 2000. – 384 с. 6. Советов Б.Я. Построение адаптивных систем передачи информации для автоматизированного управления / Б. Советов, В. Стах. – Л.: Энергоиздат, 1982. – 120 с. 7. Prashanth H. Channel estimation for frequency hopping systems: Master of science thesis / H. Prashanth. – Cornell University, 2000. – P. 72. 8. Reed M. A novel variance estimator for turbo-code decoding / M. Reed, J. Asenstorfer // Proc. Int. Conf. on Telecommunication., Melbourne, Australia, Apr. 1997. – P. 173–178. 9. Valenti C. Iterative channel estimation and decoding of pilot symbol assisted turbo codes over flat-fading channels / C. Valenti, B. Woerner // IEEE journal on selected areas in communications. – 2001. – Vol. 19. – P. 1697-1705. 10. Worm A. Turbo-decoding without SNR estimation / A. Worm, N. Wehn // IEEE communications letter. – 2000. – Vol. 4. – P. 193-195. 11. Зайцев С. В. Анализ пропускной способности дискретно-непрерывного канала связи для программируемых радиостанций с цифровыми методами модуляции сигнала при воздействии организованных помех / С. В. Зайцев // Правове, нормативне та метрологічне забезпечення систем захисту інформації в Україні. – 2006. – № 2(13). – С. 27-32. 12. Woodard J. Comparative Study of Turbo Decoding Techniques: An Overview / J. Woodard, L. Hanzo // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2000. – Vol. 49, No. 6. – P. 2208 – 2232.

Надійшла до редколегії 18.03.11