

На правах рукопису

ОХРІМЕНКО ВАЛЕРІЙ ОЛЕКСІЙОВИЧ

УДК 621.234; 621.391

АЛГОРИТМИ СИНТЕЗУ НАДДИШКОВИХ
БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ ЧАСОВИХ СИГНАЛІВ
ІЗ ЗАДАНИМИ СТРУКТУРНИМИ ПАРАМЕТРАМИ

05.12.02 - системи та пристрої передачі
інформації по каналах зв'язку

А в т о р е ф е р а т
дисертації на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

АВ 28857

Роботу виконано в Одеському електротехнічному інституті зв'язку ім. О.С. Попова.

Науковий керівник - академік Академії зв'язку України, доктор технічних наук, професор ЗАХАРЧЕНКО М.В.

Офіційні опоненти - академік Академії зв'язку України, доктор технічних наук, професор ЛУЧУК А.М. (Інститут кібернетики АН України),
- кандидат технічних наук, доцент БАЙДАН І.О. (ОЕІЗ ім. О.С. Попова).

Провідна установа вказана в рішенні спеціалізованої ради К ІІ8.05.01 Одеського електротехнічного інституту зв'язку ім. О.С. Попова.

Захист відбудеться "27" січня 1994 р. о 10.00 на засіданні спеціалізованої ради К ІІ8.05.01 в Одеському електротехнічному інституті зв'язку ім. О.С. Попова.

Адреса: 270021, Одеса, вул. Чельскінців, 1.

З дисертацією можна ознайомитись у бібліотеці інституту.

Автореферат розіслано "16" листопада 1993 р.

Вчений секретар спеціалізованої ради, професор

П.П. Воробієнко

ЛННБ України ім.В.Стефаніка



00802880 (Q)

ЛННБ ім. В. Стефаніка АН України.

AB-20, 857
ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність проблеми. Інтенсивний розвиток автоматизованих систем різноманітного призначення викликав значне зростання обсягів інформації, призначеної для оперативної обробки на обчислювальних центрах різного рівня. У зв'язку з цим суттєво зросли і вимоги, що пред'являються до систем передавання даних. Збільшення обсягу обміну інформацією, звичайно, призводить до необхідності збільшення перепускної здатності мереж та систем, що за сучасного рівня мікроелектроніки, обчислювальної техніки та технології вирішується шляхом створення нових високоефективних методів та систем передавання інформації, що забезпечують велику питому швидкість за потрібної якості приймання.

Найбільш поширеним методом є застосування багатопозиційних сигналів, тобто збільшення числа варіантів робочих сигналів за рахунок застосування таких багатопозиційних сигналів, як багаторівневі, багаточастотні, багатофазні тощо. Але існують мережі зв'язку, в яких застосовують головним чином двійкові канали. В такому разі доцільно застосувати багатопозиційні часові сигнали (ВЧС) та побудовані на їхній основі коди (ВЧК), які дозволяють здійснити ущільнення двійкового каналу за часом.

У рамках вирішення даної проблеми, однією з головних задач є розробка ефективних алгоритмів синтезу ВЧС по заданих структурних параметрах сигнальних конструкцій.

Мета та задачі роботи. Метою дисертаційної роботи є розробка та дослідження методів синтезу двійкових та недвійкових багатопозиційних часових сигналів із заданими параметрами та побудова на їхній основі надлишкових кодів, дослідження ефективності застосування недвійкових ВЧС на каналах зв'язку, розробка та експериментальне дослідження імітаційної моделі СПДІ на основі синтезованих сигналів.

При цьому вирішуються такі задачі:

- аналізуються різні методи збільшення швидкості передавання каналами зв'язку;
- оцінено ефективність застосування зростання швидкості передавання при модуляції "швидше" за Найквіста;
- визначено перепускную здатність двійкового каналу зв'язку з урахуванням міжсимвольної інтерференції та приймання в середній точці посилки;

- розроблено методи синтезу систематичних БЧС і симетричних систематичних БЧК з постійним числом значущих моментів модуляції (ЗММ);

- розроблено алгоритм кодування повідомлень симетричним БЧК;
- запропоновано спосіб подання БЧС у вигляді поліномів;
- розроблено метод синтезу БЧС на основі і-мірних трикутних ґрат, одержано вирази для знаходження потужності множин побудованих у такий спосіб сигналів;

- запропоновано ефективний метод мінімізації розмноження помилок перекодування;

- запропоновано метод формування сигналу та знайдено вираз для визначення потужності сигнального алфавіту для недвійкових БЧС;

- знайдено нижню межу пропускну здатності каналу зв'язку з недвійковими БЧС;

- розроблено машинну імітаційну модель СПДІ на основі запропонованих недвійкових БЧС.

Методи дослідження. Для вирішення поставлених у дисертаційній роботі задач було використано апарат теорії передавання дискретної інформації, методи теорії множин, комбінаторіка та елементи теорії чисел. Результати теоретичних досліджень перевірялись експериментально і порівнювались зі статистичними даними, здобутими у процесі моделювання на ЕОМ систем ПДІ з використанням БЧС.

Наукова новизна. В дисертаційній роботі одержано такі нові результати:

- визначено ефективність використання додаткових елементів, одержаних при передаванні дискретних сигналів "швидше" за Найквіста у випадку поелементного приймання;

- розроблено методи синтезу систематичних БЧС та симетричних систематичних БЧК із постійним числом ЗММ, а також алгоритм кодування повідомлень симетричним БЧК;

- запропоновано спосіб подання БЧС у вигляді поліномів;

- розроблено алгоритм синтезу БЧС на основі і-мірних трикутних ґрат, що дозволяє мінімізувати розмноження помилок перекодування, знайдено вирази для визначення потужності побудованих за такою методикою кодів;

- запропоновано метод формування недвійкових БЧС, досліджено їх ефективність, оптимізовано базовий елемент Δ ;

- розроблено машинну імітаційну модель СПДІ на основі визначених у роботі недвійкових БЧС.

Практична цінність результатів роботи. Розроблена методика і запропоновані алгоритми синтезу БЧС дозволяють підвищити ефективність використання каналів зв'язку, значно спростити процес кодування та декодування передаваних повідомлень і скоротити затрати часу на реалізацію кодів. Подання БЧС у вигляді сигнальних поліномів спрощує побудову кодових таблиць БЧС, а також генераторів БЧС.

Одержані аналітичні вирази для знаходження потужності двійкових та недвійкових БЧС доведено до інженерних розрахунків.

Запропонована імітаційна модель дозволяє моделювати СПДІ на базі БЧС з широким діапазоном значень структурних параметрів сигнальних конструкцій БЧС.

Реалізація результатів роботи. Проведені в дисертаційній роботі дослідження є частиною планової госпдоговірної науково-дослідницької роботи, виконаної на кафедрі передавання дискретних повідомлень ОВІЗ ім. О.С. Попова, і відображені у звітах НДР:

"Исследование программных методов обработки дискретных сигналов в оконечных телеграфных устройствах на ЭВМ" (№ ГР ОІ830002082), "Оптимизация терминальных устройств при различных протоколах информационно-вычислительных сетей" (№ ГР ОІ830009479), "Оптимизация параметров устройств защиты в абонентских пунктах СПДІ при использовании сигналов многопозиционного временного кода" (№ ГР ОІ830009478).

Запропоновані алгоритми формування багатопозиційних часових сигналів були використані у розробках систем передавання даних, виконаних підприємством В-2445, що підтверджено відповідним актом.

Розроблені алгоритми контролю якості передавання захищено авторським свідоцтвом № І228294 Н 04L II/08.

Запропоновані методи синтезу БЧС із заданими параметрами використано при підготовці навчально-методичної документації з розділу "Кодування інформації".

Апробація роботи. Основні теоретичні та практичні результати дисертаційної роботи доповідались на науково-технічній конференції "Системы и средства передачи данных" (Черкаси, 1983), IX Всесоюзній конференції з теорії кодування та передавання інформації

(Одеса, 1988), VII міжгалузевій науково-технічній конференції з методів та засобів цифрової обробки інформації "ЦОІ-88" (Бельци, 1988), а також на науково-технічних конференціях професорсько-викладацького складу, проведених в Одеському електротехнічному інституті зв'язку ім. О.С. Попова у 1985-1992 рр.

Публікації. За темою дисертації опубліковано 8 праць і здо-буто I авторське свідоцтво на винахід.

Внесок автора. Основні наукові положення, теоретичні висновки та рекомендації одержані автором самостійно.

Об'єм та структура роботи. Дисертаційна робота складається із вступу, чотирьох глав, висновків та додатків. Робота містить 195 с., у тому числі 90 с. тексту, 64 с. рисунків та таблиць, бібліографію з 91 найменування на 10 с. та три додатки на 31 с.

Основні положення, які виносяться на захист:

1. Аналіз ефективності застосування часової надлишковості при передаванні дискретних сигналів "швидше" за Найквіста.
2. Методи синтезу кодека ненадлишкового БЧС.
3. Алгоритми синтезу симетричних систематичних БЧК.
4. Подання БЧС у вигляді поліномів.
5. Алгоритми синтезу БЧС та побудованих на їхній базі надлишкових кодів на основі і-мірних трикутних ґрат.
6. Синтез та дослідження ефективності недвійкових ($M > 2$) БЧС.
7. Розробка та дослідження машинної імітаційної моделі СПДІ на базі недвійкових БЧС при $M = 4$.

Зміст роботи.

У вступі обґрунтовано актуальність поставленої проблеми, розглядається стан питання, сформульовано мету та основні задачі дослідження, подано короткий зміст роботи по розділах та наведено основні положення, які виносяться на захист.

У першій главі дисертації подано огляд існуючих методів збільшення швидкості передавання інформації каналами зв'язку. З точки зору збільшення швидкості передавання розглядаються різноманітні способи багатопозиційної модуляції, а також передавання дискретних сигналів із наднайквістовою швидкістю при поелементному прийманні. Проведений аналіз показує, що збільшення швидкості передавання інформації та пропускну здатності каналу за раху-

нок існуючих методів поєднане з рядом серйозних труднощів, пов'язаних з технічною реалізацією та забезпеченням високих економічних показників приймальних пристроїв. Як правило, при використанні даних методів, для забезпечення заданої завадостійкості необхідне значне ускладнення і, отже, підвищення вартості приймальної апаратури.

Показано ефективність використання надлишковості в часі, одержаної за рахунок зменшення тактового (поодинокого) інтервалу при різних коефіцієнтах підвищення найквістової швидкості $\mu = 1,1; 1,25; 1,42; 1,67$. Дано оцінку перепускної здатності двійкового каналу зв'язку з урахуванням міжсимвольної інтерференції (МСІ).

Зменшення часу передавання поодинокого елемента сигналу дозволяє заощаджений часовий інтервал використати для формування перевірного розряду з метою підвищення завадостійкості приймання повідомлень. Проведені в розділі розрахунки показують, що одержана надлишковість за рахунок перевищення межі швидкості не дає бажаного ефекту.

Розглянуті питання формування багатопозиційних часових сигналів та використання їх для підвищення швидкості передавання і перепускної здатності двійкових каналів. Принцип побудови таких сигналів полягає у тому, що сигнальний алфавіт БЧС формується на інтервалі часу $T_c = m t_0$, де t_0 визначається як величина обернена смузі перепускання каналу зв'язку ΔF , $m = n \cdot \Delta / t_0$ ($n = 1, 2, 3, \dots$). Тут Δ - базовий елемент сигналу, $\Delta = t_0 / S$ ($S = 1, 2, 3, \dots$). При цьому, з усієї множини $N_p = 2^n$ можливих на інтервалі часу T_c сигналів, дозволеними вважаються тільки ті, в яких суміжні значущі моменти модуляції (ЗММ) віддалені один від одного на відрізок часу не менш ніж t_0 . Рациональна структура БЧС дозволяє проводити обмін вірності на швидкість передавання повідомлень.

Проведено огляд існуючих математичних моделей каналу зв'язку і показано особливості побудови моделі БЧС з точки зору використання типу каналу і характеру діючих у ньому завад.

У другій главі розглянуто питання синтезу систематичного БЧС і побудову на їхній основі надлишкових кодів по заданих структурних параметрах сигналу.

Знайдено вирази, що визначають алгоритми роботи кодека не-надлишкового систематичного БЧС. Запропоновано два варіанти вирішення задачі.

Перший варіант.

Робота кодера задається нерівностями

$$\frac{1}{(i-1)!} \sum_{r=0}^{x_i} \prod_{t=0}^{i-2} [(n - iS - r) + (t + 1)] - A(x) \leq 0 \quad (1)$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{(k-1)!} \sum_{r=0}^{x_k} \prod_{t=0}^{k-2} [(n - iS - r) + (t + 1)] + \\ & + \sum_{\mu=k+1}^i \frac{1}{(\mu-1)!} \sum_{r=0}^{x_\mu} \prod_{t=0}^{\mu-2} (n - iS - \sum_{\nu=\mu+1}^i x_\nu - r + t + 1) - A(x) \leq 0, \end{aligned} \quad (2)$$

де $k = 1, 2, \dots, i-1$.

які дозволяють надати однозначно усім числам $0 \leq A(x) < C_{n-i(S-1)}^i$ множини чисел (x_1, \dots, x_i) , які задовольняють системі обмежень

$$\begin{cases} x_j \geq 0, \quad j = 1, \dots, i \\ \sum_{j=1}^i x_j \leq n - iS - 1 \end{cases} \quad (3)$$

Визначені з нерівностей (1), (2) числа (x_1, \dots, x_i) відповідають кодовій комбінації систематичного БЧС довжиною n з кодовою віддаллю $d = i$ і постійним числом інформаційних ЗММ у сигналі ($i = \text{const}$).

Процедура декодування систематичних БЧС полягає в однозначному відновленні числа $A(x)$ по значеннях множини чисел (x_1, \dots, x_i)

$$A(x) = \sum_{\mu=1}^i \frac{1}{(\mu-1)!} \sum_{r=0}^{x_\mu} \prod_{t=0}^{\mu-2} (n - iS - \sum_{\nu=\mu+1}^i x_\nu - r + t + 1) \quad (4)$$

Правило (4) являє собою алгоритм декодування БЧС довжиною Π з кодовою віддаллю $d = 1$ і постійним числом інформаційних ЗММ.

Другий варіант.

Вираз, який задає роботу кодера ненадлишкового систематичного БЧС і дозволяє однозначно надати усім числам $0 \leq A(x) < C_{n-i(S-1)}^i$ множині чисел (x_1, \dots, x_i) , що задовольняють системі обмежень (3), являє собою нерівність

$$\sum_{r=1}^{i-k} \sum_{\ell=0}^{x_{i+r}} \left(n - i(S-1) - \sum_{t=1}^{\ell} x_{i-t+1} - \ell \right) +$$

$$+ \sum_{\ell=0}^{x_k} \left(n - i(S-1) - \sum_{t=0}^{i-k+1} x_{i-t} - \ell \right) \leq A(x), \quad (5)$$

де $k = 1, 2, \dots, i$.

Однозначне відновлення $A(x)$ по значеннях (x_1, \dots, x_i) , тобто правило декодування, у такому випадку матиме вигляд

$$A(x) = \sum_{k=1}^i \sum_{\ell=1}^{x_k} \left(n - i(S-1) - \sum_{r=1}^{k-1} x_r - \ell \right) \quad (6)$$

Для симетричних систематичних БЧС з постійним числом i , які мають кодову віддаллю $d > 1$, показано, що код буде виявляти помилки зміщення значущих моментів відновлення (ЗМВ) кратності t_{0j} і виправляти помилки кратності t_{1i} , якщо елементи (x_1, \dots, x_i) кодової комбінації \bar{X} будуть задовольняти умовам

$$x_k \equiv 0 \pmod{w_k} \quad (7)$$

$$T_{k-1} + S \leq T_k \leq n - (i-k)S, \quad (8)$$

$$\text{де } W_k = \begin{cases} t_{0\delta} + 1 \\ 2t_u + 1, \quad k=1, \dots, i \end{cases}$$

В такому разі правило виправлення прийнятого елемента $\hat{x}_k \in \bar{X}$ буде

$$T_k = \hat{x}_k - e_k, \quad \text{якщо } 0 < e_k < \frac{W_k}{2},$$

$$T_k = \hat{x}_k - e_k + W_k, \quad \text{якщо } \frac{W_k}{2} < e_k < W_k.$$

Потужність симетричних БЧК довжини n , з числом інформаційних ЗММ $i = \text{const}$ і кодовою віддаллю $d = W_k$ знаходиться як

$$N_d = C \binom{i}{\lfloor \frac{n}{d} \rfloor - i(\lfloor \frac{S}{d} \rfloor - 1)}, \quad (9)$$

при цьому надлишковість таких БЧК по відношенню до БЧС із $i = \text{const}$ становить

$$\eta = \frac{1}{d} \prod_{k=1}^i \left(1 + k \frac{d-1}{n-iS+k} \right). \quad (10)$$

Запропоновано алгоритм синтезу щільно спакованих симетричних БЧК із погодженими S та d параметрами. Знайдено вирази, які задають правила кодування та декодування повідомлень симетричними БЧК довжини n із $d = W_k$ з числом переходів $i = \text{const}$.

Запропоновано спосіб подання структури БЧС у вигляді полінома, конструкція якого залежить від i -числа інформаційних ЗММ, вміщених у сигналі.

У загальному випадку при $i = I$ сигнальний поліном $P(S)$ можна записати у такому вигляді:

$$P_x(S) = 2^{S+x} - 1, \quad (11)$$

де $x = 0, 1, 2, \dots, S(m-2)$; $m = T_c/t_0$.

При $i=2$

$$P_x(S) = 2^{\ell S + x_1} - 2^{(\ell-1)S + x_2}, \quad (12)$$

де $\ell = 2, 3, \dots, T_c/t_0 S$; $x_1 = \overline{0, S}$; $x_2 = \overline{0, x_1}$; $x_2 < x_1$

При $i=3$

$$P_x(S) = 2^{\ell S + x_1} - 2^{(\ell-1)S + x_2} + 2^{(\ell-2)S + x_3}, \quad (13)$$

де $\ell = 3, 4, \dots, T_c/t_0 S$; $x_1 = \overline{0, S}$; $x_2 = \overline{0, x_1}$; $x_3 = \overline{0, x_2}$;
 $x_3 \leq x_2 \leq x_1$.

Подання БЧС у вигляді сигнальних поліномів дозволяє значно спростити процес кодування і скоротити час побудови кодових таблиць.

Запропоновано спосіб нумерації слів, який задає алгоритм роботи генераторів БЧС і дозволяє будувати прості кодеки систематичних БЧС. Так, при $i = 2$, $S = I, N_p, \Pi$ та кодовій віддалі за Хемінгом $d_T = I$

$$A(x) = \begin{cases} x_2 & \text{при } x_1 = 0 \\ x_2 - x_1 + \sum_{j=1}^{x_1} (n-j) & \text{при } 0 < x_1 < n-1 \end{cases} \quad (14)$$

Аналогічний підхід до БЧС з $i = 3$, $S = 1$, $N\rho$, n та $d_x = 1$:

$$A(x) = \begin{cases} x_3 - 1 & \text{при } x_1 = 0, x_2 = 1 \\ x_3 - x_2 + \sum_{j=2}^{x_2} (n-j) & \text{при } x_1 = 0, 1 < x_2 < n-1 \\ x_3 - x_2 + \sum_{j=2}^{x_2} (n-j) + \sum_{k=1}^{x_1} \sum_{j=1}^{n-1-k} (n-k-j) & \text{при } 0 < x_1 < n-2, 1 < x_2 < n-1 \end{cases} \quad (15)$$

Нехай $\bar{Y}_{j,k}$ позначає БЧС із параметрами: $i = 2$, $S = 1$, n , який належить до групи з номером j , та має у цій групі номер k . Кожному $\bar{Y}_{j,k}$, $j = 1, (n-1)$, $k = 1, (n-j)$ поставлено у відповідність вершину $a_{j,k}$ плоских трикутних ґрат. Показано, що задача побудови БЧС із заданими характеристиками, в яких віддалі між словами вимірюються за Хемінгом, можна звести до задачі пошуку підграфу G трикутних ґрат певних розмірів, що мають параметри, які обчислені з урахуванням

$$D_x(\bar{Y}_{j,k}, \bar{Y}_{\ell,r}) = \min [D_p(a_{j,k}, a_{\ell,r}), r+k+2(S-1)], \quad (16)$$

де $D_p(a_{\ell,k}, a_{j,r})$ означає віддаль між вершинами $a_{\ell,k}$ і $a_{j,r}$ ґрат, що дорівнює мінімальній кількості ребер ґрат, що з'єднують ці вершини. Такий підхід до побудови БЧС дозволяє одержати на їхній базі максимальні систематичні БЧК.

Запропоновано методика побудови максимальних систематичних БЧК на основі i -мірної трикутних ґрат для значень $i = 2; 3$. При цьому, для $i = 2$ розв'язання полягає у тому, що як вершину шуканого підграфу G_2 вибираються ті вершини $a_{j,k}$ ґрат, у яких $j = 1 \pmod{\rho}$, $k = 1 \pmod{d_x}$, де $\rho = \lfloor d_x/2 \rfloor$, а $\lfloor * \rfloor$ означає менше ціле, більше або рівне $*$. У випадку $i = 3$ як вершину шуканого підграфу G_3 слід вибирати ті вершини ґрат $a_{j,k,\ell}$, в яких $j = 1 \pmod{\rho}$, $k = 1 \pmod{d_x}$, $\ell = 1 \pmod{d_x}$. Така побудова при $d_x \leq 2S$ дає підграф G_3 , у якого мінімальна віддаль

між будь-якими двома вершинами дорівнює $D_p = d_x$. Знайдено аналітичні вирази для потужності побудованих за такою методикою максимальних систематичних БЧК.

Оскільки простий БЧК ($d_x = 1$) є нелінійним кодом, при спільному використанні лінійних двійкових кодів і БЧК можлива поява помилок перекодування. У зв'язку з цим, в роботі запропоновано ефективний спосіб мінімізації розмноження помилок перекодування, що ґрунтується на використанні коду Грея і його властивості симетрії при переході від кодового словника первинного лінійного коду до слів БЧК.

У третій главі розглянуто питання синтезу та досліджена ефективність використання недвійкових БЧС.

Сигнальний алфавіт недвійкових БЧС формується на інтервалі часу $T_c = m t_0$, де t_0 знаходиться як величина, обернена смугі перепускання каналу зв'язку, $m = n \cdot \Delta / t_0$, $\Delta = t_0 / S$ (n і S - цілі додатні числа). Крім того, при передаванні сигналу в кожний значущий момент використовується один із $M > 2$ станів (рівнів) модульованого параметра. З цього випливає, що кодова комбінація недвійкового БЧС визначається не тільки положенням інформаційного ЗММ на осі часу X_i , а також значенням стану (рівня) модульованого параметра Y_m . Зі всієї множини $2^{(M-1)n}$ можливих на інтервалі часу T_c сигналів дозволеними вважаються тільки ті, в яких суміжні ЗММ лежать один від одного на відрізок часу не менш ніж t_0 . При цьому помилка при прийманні комбінації недвійкових БЧС матиме місце у випадку помилкового прийому хоча б одного з інформаційних параметрів - X_i , Y_m .

Доведено, що потужність сигнального алфавіту недвійкових БЧС при змінному числі ЗММ на інтервалі $T_c = m t_0$ буде визначатись співвідношенням

$$N_p (M > 2) = \sum_{i=1}^m (M-1)^i C_{mS-i}^{i(S-1)} \quad (17)$$

При рівноймовірних сигналах використовуваний алфавіт характеризується середнім числом переходів (інформаційних ЗИМ) \bar{i}_{cp} на одну сигнальну конструкцію:

$$\bar{i}_{cp} = \frac{\sum_{i=1}^m i(M-1)^i C_m^i S^{-i(S-1)}}{\sum_{i=1}^m (M-1)^i C_m^i S^{-i(S-1)}} \quad (18)$$

Показано, що для передавання недвійкових БЧС по каналах з групванням помилок найбільш прийнятним варіантом є використання багатопозиційної частотної модуляції (БЧМ). При цьому на правильне приймання сигналів значно впливає вибір розносу робочих частот, через те що нераціональний вибір розносу робочих частот у подібній системі може значно збільшити дисперсію моменту спрацювання розв'язувального пристрою приймача, що призводить до помилкового приймання інформаційних параметрів недвійкових БЧС.

Наведено результати, одержані експериментальним шляхом, які дозволяють знаходити в залежності від різноманітних співвідношень сигнал/шум \bar{h} у каналі з БЧМ ($M = 4$, $B = 200$ Бод, $\Delta F = 320$ Гц) дисперсію $\bar{\sigma}$ моменту спрацювання порогового пристрою приймача та вибирати оптимальні значення параметра Δ . Наприклад, для гауссового каналу при ймовірності помилкового приймання елемента $\rho_p = 10^{-3}$ ($\bar{h} = 17$ дБ) і дисперсії $\bar{\sigma} = 3\%$, оптимальне значення параметра Δ становить $0,15\bar{t}_0$.

Для визначення пропускної здатності каналу при недвійкових БЧС використано загальний вираз

$$C = \frac{1}{m} (\log_2 N_p - H_{пот}), \quad (19)$$

де $H_{пот}$ - втрати частини інформації через спотворення сигналів, m - інтервал тривалості сигналу. При цьому значення $H_{пот}$ недвійкового БЧС визначається

$$H_{пот} \leq P_{ови} \log_2 \frac{P_{ови}}{N_p - 1} + (1 - P_{ови}) \log_2 (1 - P_{ови}), \quad (20)$$

$$P_{\text{ові}} = 1 - \left[2 \operatorname{erfc} \left(\frac{2h}{S} \right) \right]^{i_{\text{сп}}}, \quad \varphi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-t^2/2} dt,$$

а значення N_p та $i_{\text{сп}}$ обчислюються за виразами (17) і (18) відповідно.

Якщо вважати зміщення ЗМВ в усі інші рівномірними, то для каналу з недвійковими БЧС нижня межа для перепускної здатності визначається

$$C \geq \frac{1}{m} \left[\log_2 N_p + P_{\text{ові}} \log_2 \frac{P_{\text{ові}}}{N_p - 1} + (1 - P_{\text{ові}}) \log_2 (1 - P_{\text{ові}}) \right] \quad (21)$$

Виходячи з (21), знайдено залежності величини перепускної здатності каналу від структурних параметрів недвійкових БЧС M , m , S та відношення сигнал/шум. При цьому, для конкретизації задачі, значення структурних параметрів обмежується практично реалізованими, а конкретно: $M = 2-5$; $m = 2-8$; $S = 2-10$.

Розглянуто залежності перепускної здатності від:

- інтервалу реалізації сигналу m при постійних значеннях S і M ;
- параметра S , якщо m і M постійні.

Аналіз одержаних залежностей показує, що:

- збільшуючи число станів модульованого параметра БЧС (при $S = \text{const}$), можна передати більшу кількість інформації, ніж при зменшенні тривалості базового елемента сигналу Δ і фіксованому значенні числа станів M ;

- середнє число інформаційних ЗММ $i_{\text{сп}}$ недвійкового БЧС при постійних значеннях m і M зі зміною структурного параметра S змінюється несуттєво;

- максимум перепускної здатності системи з недвійковими БЧС досягається при оптимальному значенні базового елемента сигналу Δ_{opt} .

В роботі вирішено задачу знаходження оптимальної тривалості базового елемента недвійкових БЧС Δ_{opt} . Проведені розрахунки показали, що оптимальна величина базового елемента визначається співвідношенням

$$\Delta_{\text{opt}} = 56$$

де σ - середньоквадратичне відхилення інформаційного ЗММ.

Одержані в розділі результати досліджень ефективності недвійкових БЧС дозволяють оптимізувати задачу знаходження значень структурних параметрів сигналу в процесі проектування СПДІ з недвійковими БЧС.

Четверту главу присвячено розробці та експериментальному дослідженню імітаційної моделі СПДІ на основі сигнально-кової конструкції (СКК), що складається з недвійкових БЧС на внутрішньому, та згортального коду на зовнішньому ступеню кодування. Метою розробки є визначення завадостійкості декодування СКК в залежності від параметрів зовнішнього коду, а також оптимізація параметрів окремих вузлів системи.

В імітаційній моделі використано недвійковий БЧС, який має параметри: $M = 4$, $S = 4$ ($\Delta = 25\%$), $l = 2$. Число реалізацій сигналу $N_p \geq 128$ при таких значеннях параметрів можна одержати на інтервалі $T_c = 3t_0$, тобто на інтервалі у два рази меншому, ніж при двійковому сигналі. Для погодження зовнішнього коду з БЧС потік кодових елементів зовнішнього коду розбито на 7-елементні комбінації, кожній з яких ставиться у відповідність один з 128-и недвійкових БЧС, що складають сигнальний алфавіт внутрішнього коду.

Імітаційне моделювання проводилось при різноманітних параметрах зовнішнього згортального коду з пороговим методом декодування, а саме:

- модель CODE14 - швидкість коду $R = 1/2$, довжина кодового обмеження (ДКО) $V = 14$, мінімальна кодова віддаль $d_0 = 5$, породжуючий многочлен $P(D) = D^6 + D^5 + D^2 + 1$;

- модель CODE36 - швидкість коду $R = 1/2$, ДКО $V = 36$, $d_0 = 7$, $P(D) = D^{17} + D^{16} + D^{13} + D^7 + D^2 + 1$.

Результати моделювання показали, що використання каскадного кодування з послугуванням недвійкових БЧС сумісно зі згортальними кодами з $R = 1/2$, $d_0 = 5$; 7 дозволяє підвищити завадозахищеність СПДІ по коефіцієнту помилок приблизно на два порядки при коефіцієнті помилок у каналі $P_{\text{ок}} = 10^{-3}$ без зменшення швидкості передавання. Подальше підвищення завадозахищеності можливе тільки шляхом

використання зовнішніх кодів з великою надлишковістю та більш складних методів декодування.

У додатку подано програми для розрахунків перепускної здатності каналів з БЧС, програми імітаційної моделі СПДІ на базі з різним набором значень параметрів зовнішнього коду, пакет графіків для перепускної здатності двійкових та недвійкових каналів з БЧС.

У висновках сформульовано основні наукові та практичні результати дисертаційної роботи:

1. Проведено аналіз ефективності передавання дискретних сигналів "швидше" за Найквіста у двійковому каналі при поелементному прийманні в середній точці.

2. Розроблено алгоритми синтезу систематичних БЧС і симетричних систематичних БЧК, а також метод кодування повідомлень оптимальним в розумінні угодженості кодових параметрів симетричних БЧК.

3. Розроблено метод синтезу БЧС на основі і-мірних трикутних ґрат, для яких знайдено ефективний спосіб мінімізації розмноження помилок перекодування.

4. Запропоновано алгоритм формування структури сигналу і досліджено ефективність застосування недвійкових БЧС, для яких у роботі знайдено аналітичний вираз, що визначає потужність сигнального алфавіту.

5. Для недвійкових БЧС визначено нижню межу перепускної здатності каналу і оптимізовано ширину зони Δ -базового елемента сигнальної конструкції БЧС.

6. Розроблено та досліджено машинну імітаційну модель системи ПДІ з недвійковими БЧС при $M = 4$.

За матеріалами дисертації надруковані такі праці:

1. Охрименко В.А. Пропускная способность канала связи с многоуровневыми МЕС // Сб. научных трудов ОБИС им. А.С. Попова. - Информатика и связь. - Одесса: Изд. ОБИС им. А.С. Попова, 1991. - С. 150-135.

2. Охрименко В.А. Представление многопозиционных временных сигналов в виде полиномов // Сб. научных трудов ОБИС им. А.С. Попова. - Теория, системы и устройства связи. - Одесса: Изд. ОБИС им. А.С. Попова, 1992. - С. 23-27.

3. Охрименко В.А., Крысько А.С. Система передачи дискретной информации МВК с многофазной модуляцией // Сб. научных трудов ОБИС им. А.С. Попова. - Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. - Одесса: Изд. ОБИС им. А.С. Попова, 1984. - С. 25-26.

4. Захарченко Н.В., Охрименко В.А. Построение системы передачи дискретной информации с ДФМ на основе МВК // Тез. докл. науч.-техн. конф. "Системы и средства передачи данных", апрель 1985 г. - Черкассы: ЦНТИ "ЭКОС", 1985. - С. 52-53.

5. Захарченко Н.В., Охрименко В.А. Многопозиционное временное кодирование в системах передачи дискретных сигналов при основании кода $M > 2$ // IX Всесоюзная конференция по теории кодирования и передачи информации. Тезисы докладов. Секция 6, ч. 3. Одесса, ОБИС им. А.С. Попова, 1988. - С. 223-224.

6. Захарченко Н.В., Охрименко В.А. Многопозиционные временные сигналы в системах с многопозиционной частотной модуляцией // Тез. докл. VII межотраслевой науч.-техн. конф. по методам и средствам цифровой обработки информации "ЦОИЭБ". 10-14 октября. 1988 г. - Бельцы, 1988. - С. 77-78.

7. Захарченко Н.В., Охрименко В.А. Разнос рабочих частот в системе с частотной модуляцией при многопозиционных временных сигналах // Сб. научных трудов ОБИС им. А.С. Попова. - Эффективные системы связи. - Одесса: Изд. ОБИС им. А.С. Попова, 1988. - С. 15-21.

8. Захарченко Н.В., Охрименко В.А. Эффективность сверхнакивистой передачи при поэлементном приеме дискретных сигналов // Сб. научных трудов ОБИС им. А.С. Попова. - Помехоустойчивость систем связи. - Одесса: Изд. ОБИС им. А.С. Попова, 1990. - С. 7-11.

9. А.с. 1228294 СССР, МКИ³ Н 04L 11/08. Устройство для автоматического контроля межстанционных участков телеграфной сети связи / В.А. Охрименко и др. - Опубл. Вул. № 16 - 1986.

Охрименко

Підписано до друку 4.10.93 р.
Обсяг 1,12 друк. арк.
Формат 60x84 1/16.
Зам. № 260. Тираж 50.

Друкарня Одеського електротехнічного Інституту зв'язку
Ім. О.С. Попова. Одеса, Старопортофранківська, 61.

464509

AB 28857

AB 28.857