

Розділ 15. ПОБУДОВА ЕФЕКТИВНОГО ЦИФРОВОГО КАНАЛУ ДЛЯ ПЕРЕДАВАННЯ КЕРУЮЧОЇ ІНФОРМАЦІЇ

Список скорочень

- SNR — (signal to noise rate) співвідношення сигнал/шум
- АФЧХ — амплітудно-фазочототна характеристика
АЧХ — амплітудно-частотна характеристика
БЧХ — код Боуза—Чоудхурі—Хоквінгема
ВЗЗ_{а.п} — вирішальний зворотний зв'язок з поточним адресним перезапитом
ЕОМ — електронна обчислювальна машина
ЗЗ — зворотний зв'язок
НАР — (hexagonal amplitude phase modulation) сузір'я гексагональної амплітудно-фазової модуляції
НВЧ — надвисока частота
ОГ — опорний генератор
ОГС — (OFDM — Orthogonal Frequency Division Multiplex) модуляція сигналами з ортогональними гармонійними несучими
ПД — канал передавання даних
РС — код Ріда—Соломона
СВПС — схема виділення пілот-сигналу
СПР — схема прийняття рішень
ФЗСС — формувач зразків сигналів сузір'я
ФПСС — формувач проєкцій сигналів сузір'я
ФЧХ — фазочастотна характеристика
ЦКПУІ — цифровий канал передавання керуючої інформації
ЧРК — частотний розподіл каналів
ШПФ — метод швидкого перетворення Фур'є

Постановка задачі

Задача побудови ефективного цифрового каналу передавання керуючої інформації (ЦКПКІ) складається з задач двох типів. Першим з них є розгляд ймовірності застосування каналів передавання інформації користувачів мережі як ЦКПКІ. Такий тип задач вирішується вибором каналу (з уже відомими інформаційними і ймовірнісними характеристиками), що відповідає вимогам до ЦКПКІ найбільшою мірою. Другим типом задач побудови ефективного

ЦКПКІ є розробка спеціальних каналів. Цей тип задач, у свою чергу, поділяється на дві групи: до першої групи належать задачі створення спеціального ЦКПКІ в іншому цифровому каналі (що зводиться до підвищення завадостійкості за рахунок пропускної спроможності каналу, у якому створюється ЦКПКІ), до другої групи — задачі створення спеціального ЦКПКІ на основі аналогового каналу. Для мережі керування мережами зв'язку України задача є актуальною внаслідок поширення мереж диспетчерського зв'язку, що базуються здебільшого на аналогових принципах і відрізняються низьким рівнем стандартизації.

На відміну від стандартизованих дискретних значень параметрів цифрових каналів характеристики аналогових каналів визначаються середовищем передавання (металевий кабель, хвилевід НВЧ, радіо) і мають безперервний характер. Внаслідок цього необхідно застосовувати механізми оптимізації тоді, коли при розгляді цифрових каналів використовується вибір найбільш придатного з дискретного ряду стандартних значень якого-небудь параметра.

Велике значення ЦКПКІ у функціонуванні мережі зв'язку та велике співвідношення кількості переданої інформації користувачів мережі до кількості керуючої інформації в більшості випадків роблять вихідні вимоги до ЦКПКІ з надійності, а також з достовірності і затримки при передаванні керуючої інформації більш жорсткими, а економічні вимоги — помірнішими, ніж для каналів передавання інформації користувачів. Це дає можливість забезпечити для ЦКПКІ відношення середньої потужності сигналу в смузі каналу до спектральної щільності потужності шуму (співвідношення сигнал/шум, $\text{signal to noise rate} - \text{SNR}$) більше 10 дБ. При таких співвідношеннях сигнал/шум стає можливим визначення фази сигналу на вході демодулятора з точністю, достатньою для реалізації квазікогерентного методу демодуляції, що, у свою чергу, забезпечує додатковий вииграш до 6—8 дБ для багатопозиційних сигналів порівняно з неоптимальними методами приймання. Можливість реалізації квазікогерентного демодулятора дає змогу застосувати модуляцію сигналами з ортогональними гармонійними несучими (ОГС, Orthogonal Frequency Division Multiplex — OFDM), що мають в умовах обмеженої смуги пропускання ряд переваг перед одноканальним режимом передавання і сигналами з частотним розділенням каналів без взаємного перекриття спектрів сигналів частотних підканалів:

інваріантність до нерівномірності АЧХ і нелінійності ФЧХ каналу, що дає змогу значно спростити амплітудні і фазові коректори, а при достатній кількості частотних підканалів зовсім відмовитися від них;

швидке спадання спектральної щільності потужності сигналу поза смугою пропускання каналу, що зменшує потужність перехресних за-

вад, дає можливість значно зменшити смугу фільтрування, спростити смугові фільтри;

ефективне використання смуги пропускання каналу максимізацією швидкості передавання в кожному частотному підканалі;

збільшення тривалості тактового інтервалу без зниження швидкості передавання інформації, що зменшує вплив імпульсних завад, завмирань, багатопроменевості й інших видів завад і викривлень на кожному окремому тактовому інтервалі і наближає статистичні характеристики завад до параметрів математичної моделі білого шуму;

можливість як модульного нарощування збільшенням кількості частотних підканалів з відповідним устаткуванням обробки сигналу, так і широкі можливості оптимізації об'єднанням однотипних вузлів у складі цього устаткування;

дворазове, порівняно з ЧРК без взаємного перекриття частотних підканалів, звуження спектра групового сигналу, що дає змогу використовувати низькочастотну область смуги пропускання, яка для найбільш поширеного — симетричного кабелю — характеризується меншим загасанням і потужністю перехресних завад. Крім того, дворазове звуження спектра сигналу дає можливість відповідно зменшити частоту дискретизації при цифро-аналоговому й аналого-цифровому перетворенні, що, у свою чергу, дає можливість значно зменшити кількість усіх подальших операцій цифрової обробки сигналу.

Застосований у даний час для демодуляції групового сигналу OFDM метод швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) забезпечує лінійність перетворень сигналу і порівняно малу кількість операцій з його обробки. Однак, метод ШПФ не виключає необхідності підстроювання фаз сигналів підканалів, а кількаразові операції множення — додавання відліків сигналу зменшують точність обробки. Крім того, модульне нарощування демодулятора додаванням нових частотних підканалів при використанні ШПФ ускладнено. Тому розробка універсального квазікогерентного алгоритму демодуляції OFDM сигналів, що не має перелічених вище недоліків, є актуальною.

15.1. СТРУКТУРНА СХЕМА ДЕМОДУЛЯТОРА СИГНАЛІВ OFDM

Демодулятор сигналів OFDM має забезпечувати:

розділення сигналів частотних підканалів з групового сигналу OFDM (далі—умова «1»);

мінімальну кількість нелінійних перетворень прийнятого сигналу (умова «2»);

високу завадостійкість при прийманні вузькосмугового багатопозиційного сигналу на білому шумі (умова «3»);

ефективне використання можливостей, наданих цифровими сигнальними процесорами (DSP) (умова «4»);

можливість модульного нарощування введенням у груповий сигнал додаткових частотних підканалів (умова «5»);

універсальність щодо застосовуваних сигнальних поєднань (умова «6»);

відсутність необхідності індивідуального підстроювання фази сигналу для кожного частотного підканалу (умова «7»).

Виконання умов «1» і «2» можливе виключно поділом сигналів частотних підканалів на першому етапі обробки групового сигналу OFDM. Отже, першим блоком демодулятора є індивідуальний фільтр частотного підканалу, що має:

реалізовувати метод активної кореляційної фільтрації, що забезпечує розподіл сигналів підканалів без втрат і зі збереженням можливості реалізації оптимальних методів приймання;

бути незалежним від інших фільтрів;

бути незалежним від порядкового номера підканалу.

Такими фільтрами є обчислювачі проекцій прийнятого сигналу на два взаємно ортогональних опорних сигнали. Як опорні сигнали приймаються дві гармоніки з частотою, яка дорівнює частоті несучої ($\omega_0 t$), і фазами, що відрізняються на $\frac{\pi}{2}$. Одна з опорних гармонік

$[\cos(\omega_0 t + \Delta\varphi)]$ формується в опорному генераторі $ОГ$, а друга — $\sin(\omega_0 t + \Delta\varphi) = \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{2} + \Delta\varphi)$ — зсувом фази першої на $\frac{\pi}{2}$ у фазозсу-

вачі або лінії затримки. Обчислення проекцій сигналу на опорні гармоніки реалізовано в сучасних DSP за алгоритмом ШПФ. Для реалізації на універсальних процесорах та апаратної реалізації найбільш ефективними є схеми на інтеграторах зі скиданням, що при цифровій обробці зводяться до підсумовування добутків відліків прийнятого сигналу на значення опорного сигналу (рис. 15.1).

Наприкінці тактового інтервалу n на виходах кожної пари кореляційних фільтрів формуються два значення кореляційних інтегралів (X_{0n}, Y_{0n}) — проекцій вектора сигналу, прийнятого на тактовому інтервалі n , на опорні коливання:

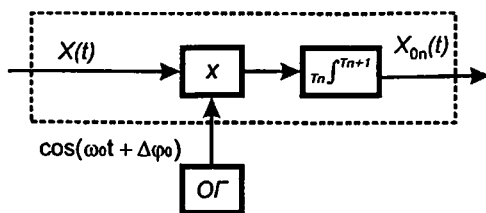


Рис. 15.1. Активний кореляційний фільтр

$$\left. \begin{aligned} X_{0n}(t) &:= \int_{(n-1)T}^{nT} X(t) \cos(\omega t + \varphi_0) dt; \\ Y_{0n}(t) &:= \int_{(n-1)T}^{nT} X(t) \sin(\omega t + \varphi_0) dt. \end{aligned} \right\} \quad (15.1)$$

Алгоритм оптимального приймання рівномірних сигналів сузір'я кратності m для каналу з білим шумом формулюється так: рішення приймається на користь сигналу $S_i(t)$, якщо для всіх $i \neq j$ виконується нерівність

$$\int_0^T [X(t) - S_i(t)]^2 dt < \int_0^T [X(t) - S_j(t)]^2 dt, \quad (15.2)$$

де $X(t)$ — прийнятий сигнал; T — тривалість сигналу, або у стислій формі

$$i := \arg \min \left[\int_0^T [X(t) - S_j(t)]^2 dt \right]_j, \quad j = \overline{1, m}. \quad (15.3)$$

Для сигналів, поданих у вигляді проекцій на опорні гармоніки (15.1), вираз (15.3) набуває такого вигляду:

$$\left. \begin{aligned} i &:= \arg \min [(X_{0n} - X_j)^2 + (Y_{0n} - Y_j)^2]; \\ X_j &:= \int_0^T S_j(t) \cos(\omega t + \varphi_j) dt; \\ Y_j &:= \int_0^T S_j(t) \sin(\omega t + \varphi_j) dt, \end{aligned} \right\} \quad (15.4)$$

де X_j та Y_j — проекції всіх сигналів сузір'я на опорні гармоніки.

Отже, для оптимального приймання можливе використання сигналів з виходів пари активних фільтрів без яких-небудь додаткових перетворень, що задовольняє умові «2». Для схеми прийняття рішень (СПР), що реалізує оптимальне приймання за (15.4), необхідні зразки всіх сигналів поєднання (X_j, Y_j) . Для формування зразків сигналів сузір'я з прийнятого сигналу скористаємося методами зведення прийнятого сигналу до одного із сигналів сузір'я (так званий пілот-сигнал) та усереднення його оцінки для компенсації впливу завад. Для цього, використовуючи значення сигналу $a_{n-1} \cos(\omega t + \Delta\varphi_{n-1})$, на користь якого демодулятором було прийнято рішення на попередньому

$(n - 1)$ -му тактовому інтервалі, обчислюються проєкції пілот-сигналу X_1 та Y_1 згідно з виразом:

$$\left. \begin{aligned} X_1 &:= X_{0n} \\ Y_1 &:= Y_{0n} \end{aligned} \right\} n = 1; \\ \left. \begin{aligned} X_1 &:= \frac{a_{n-1}}{a_j} (X_{0n} \cos(\Delta\varphi_{n-1}) + Y_{0n} \sin(\Delta\varphi_{n-1})) \\ Y_1 &:= \frac{a_{n-1}}{a_j} (Y_{0n} \cos(\Delta\varphi_{n-1}) - X_{0n} \sin(\Delta\varphi_{n-1})) \end{aligned} \right\} n \neq 1, \quad (15.5)$$

де a_j — амплітуди варіантів сигналів сузір'я; $\Delta\varphi_{n-1}$ — різниця фаз між зразками зведеного сигналу і сигналу, на користь якого демодулятором було прийнято рішення на $n - 1$ -му тактовому інтервалі.

Оскільки співвідношення амплітуд $\frac{a_{n-1}}{a_j}$ і різниці фаз між пілот-сигналом та всіма іншими сигналами сузір'я постійні і заздалегідь відомі, то схема виділення пілот-сигналу (СВПС) реалізується за допомогою таблиці пар значень K_1 і K_2 — зведених проєкцій сигналу, на користь якого демодулятором було прийнято рішення на $n - 1$ -му тактовому інтервалі, на пілотний сигнал. Вибір цих значень залежить від розв'язування, прийнятого демодулятором на попередньому тактовому інтервалі. Тоді (15.5) трансформуються в (15.6):

$$\left. \begin{aligned} K_1 &= \frac{a_1}{a_{n-1}} \cos(\Delta\varphi_{n-1}); \\ K_2 &= \frac{a_1}{a_{n-1}} \sin(\Delta\varphi_{n-1}); \\ X_1 &:= X_{0n} \\ Y_1 &:= Y_{0n} \end{aligned} \right\} n = 1; \\ \left. \begin{aligned} X_1 &:= K_1 X_{0n} + K_2 Y_{0n} \\ Y_1 &:= K_1 Y_{0n} + K_2 X_{0n} \end{aligned} \right\} N \neq 1 \quad (15.6)$$

При реалізації на сучасних цифрових сигнальних процесорах обчислення кожної проєкції може виконуватися однією операцією множення — додавання. Відзначимо, що при демодуляції використовуються не абсолютні значення амплітуд сигналів, а їх відношення, що не залежать від загасання сигналу. Потім значення (X_1, Y_1) усереднюються у суматорах-накопичувачах на M останніх тактових інтервалах методом вікна, що зсувається. Усереднення за (15.7) дає можливість одержати максимально правдоподібні оцінки (X_1, Y_1) із суміші сигналу з гауссовим шумом:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{X}_1(n) &:= \frac{1}{n} \left[X_1 + \sum_{i=1}^{n-1} X_1(i) \right] \\ \tilde{Y}_1(n) &:= \frac{1}{n} \left[Y_1 + \sum_{i=1}^{n-1} Y_1(i) \right] \end{aligned} \right\} n \leq M; \\ \left. \begin{aligned} \tilde{X}_1(n) &:= \frac{1}{M} \left[X_1 + \sum_{i=n-M}^{n-1} X_1(i) \right] \\ \tilde{Y}_1(n) &:= \frac{1}{M} \left[Y_1 + \sum_{i=n-M}^{n-1} Y_1(i) \right] \end{aligned} \right\} n > M. \end{aligned} \quad (15.7)$$

Очевидно, що чим більша кількість інтервалів усереднення M , тим більша точність оцінки за умов стаціонарності ймовірнісних характеристик каналу на проміжку часу $\Delta t = M_n$. Приймаючи M таким, що дорівнює кількості тактових інтервалів n , які після останньої зміни параметрів передавання, нескладними перетвореннями одержуємо рекурентний алгоритм роботи суматорів для каналу зі стаціонарними параметрами:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{X}_1(n) &:= \left(1 - \frac{1}{n} \right) [X_1(n-1) + X_1]; \\ \tilde{Y}_1(n) &:= \left(1 - \frac{1}{n} \right) [Y_1(n-1) + Y_1]. \end{aligned} \right\} \quad (15.8)$$

В умовах нестаціонарності параметри сигналів, більш віддалених один від одного за часом, менш корельовані, отже, усереднення має проводитись з ваговими коефіцієнтами λ , які залежать від часу, що минув з моменту тактового інтервалу: чим більше часу минуло, тим менша вага параметрів сигналу при усередненні (тобто $\lambda_i > \lambda_{i+k}$, $k = 1, 2, \dots, n-i-1$):

$$\left. \begin{aligned} \tilde{X}_1(n) &:= \frac{1}{n} \left[\lambda_0 X_1 + \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_{n-1} [X_1(i)] \right]; \\ \tilde{Y}_1(n) &:= \frac{1}{n} \left[\lambda_0 Y_1 + \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_{n-1} [Y_1(i)] \right]. \end{aligned} \right\} \quad (15.9)$$

Зі значень усереднених проєкцій пілот-сигналу, отриманих за (15.8) або (15.9), залежно від характеристик каналу, формуються усереднені проєкції X_j та Y_j всіх інших сигналів сузір'я:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{X}_j &:= \frac{a_j}{a_1} [\tilde{X}_1 \cos(\Delta\phi_j) - \tilde{Y}_j \sin(\Delta\phi_j)]; \\ \tilde{Y}_j &:= \frac{a_j}{a_1} [\tilde{X}_1 \sin(\Delta\phi_j) + \tilde{Y}_j \cos(\Delta\phi_j)]. \end{aligned} \right\} \quad (15.10)$$

Оскільки співвідношення амплітуд $\frac{a_j}{a_1}$ пілотного і всіх інших сигналів сузір'я та різниці фаз $\Delta\varphi_j$ між ними відомі, то (15.10) вироджується в (15.11), а формувач проєкцій зразків сигналів сузір'я (\tilde{X}_j, \tilde{Y}_j) реалізується на цифровому сигнальному процесорі 2 ($j - 1$) операціями множення — додавання:

$$\left. \begin{aligned} X_j &:= \tilde{X}_1 K_{2j} - \tilde{Y}_1 K_{1j}; \\ Y_j &:= \tilde{X}_1 K_{1j} + \tilde{Y}_1 K_{2j}; \\ K_1 &:= \frac{a_j}{a_1} \sin(\Delta\varphi_j); \\ K_2 &:= \frac{a_j}{a_1} \cos(\Delta\varphi_j), \end{aligned} \right\} \quad (15.11)$$

де K_1 і K_2 — зведені проєкції сигналу j на пілотний сигнал.

Таким чином, формувач зразків сигналів сузір'я має структуру, зображену на рис.15.2.

На перший вхід формувача зразків сигналів сузір'я (ФЗСС) з активних фільтрів надходять проєкції X_{0n}, Y_{0n} сигналу, прийнятого на попередньому тактовому інтервалі. На другий вхід подається номер сигналу сузір'я, на користь якого було прийнято рішення в СПР за значеннями X_{0n}, Y_{0n} та зразків сигналів сузір'я X_j, Y_j , підготовлених формувачем до моменту закінчення попереднього тактового інтервалу. За значеннями X_{0n}, Y_{0n} схема виділення пілот-сигналу (СВПС) за (15.6) формує дві величини X_1 і Y_1 , які для компенсації дії завад усереднюються у суматорах-нагромаджувачах методом вікна, що зсувається, на проміжку в M тактових інтервалах за (15.8) — при стаціонарності ймовірнісних характеристик каналу або за (15.9) — у протилежному випадку. Усереднені значення проєкцій пілот-сигналу з виходів суматорів-нагромаджувачів надходять у формувач проєкцій сигналів

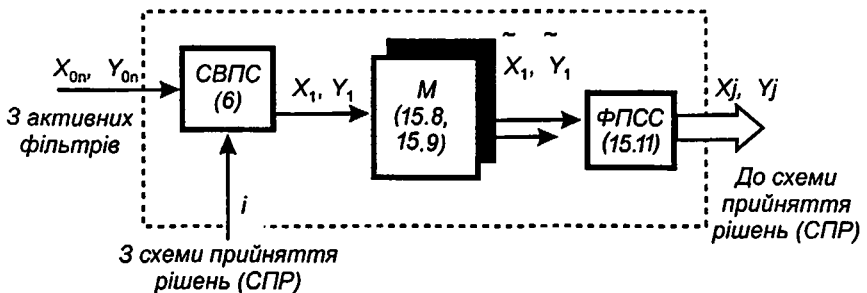


Рис. 15.2. Структурна схема формувача зразків сигналів сузір'я

сузір'я (ФПСС), що реалізує (15.11). Отримані на виході ФПСС проєкції X_j, Y_j подаються на вхід СПР згідно з рис. 15.3.

Отже, запропонована схема демодулятора частотного підканалу забезпечує виконання усіх вищезгаданих умов:

сигнали частотних підканалів виділяються з групового сигналу активними кореляційними фільтрами, що дає можливість індивідуального настроювання параметрів передавання в кожному з підканалів окремо;

виділений сигнал частотного підканалу не зазнає подальших перетворень і бере участь у прийнятті рішення у незміненому вигляді, що дає змогу уникнути додаткових обмежень точності обробки;

демодулятор реалізує прийняття рішення за правилом Котельникова, тобто є оптимальним приймачем і забезпечує максимально можливу завадостійкість в умовах білого шуму;

алгоритм роботи демодулятора не потребує значних обчислювальних витрат;

можливе модульне нарощування демодулятора групового сигналу установкою додаткових демодуляторів частотних підканалів;

можливе використання будь-яких сигнальних поєднань сузір'їв завантаженням у СВПС і ФПСС відповідних таблиць коефіцієнтів;

демодулятор не потребує підстроювання амплітуди і фази сигналу завдяки використанню значень відношень амплітуд і компенсації впливу завад при усередненні пілот-сигналу.

У загальному випадку завадостійкість залежить як від способу приймання, так і від вигляду переданих сигналів. Запропонований демодулятор реалізує завадостійкість, близьку до потенційної. Обмеження пов'язане з використанням при прийнятті рішення оцінок

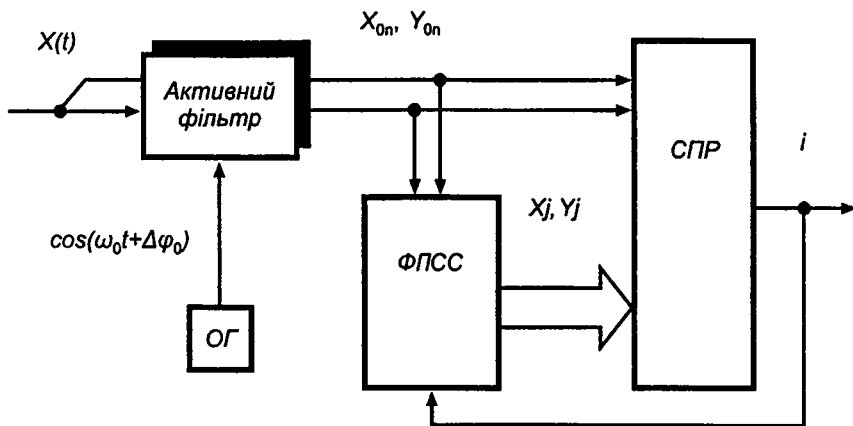


Рис. 15.3. Структурна схема демодулятора сигналу одного підканалу OFDM

зразків сигналів, що не позбавлені впливу завад. Тому подальше підвищення ефективності каналу на фізичному рівні має проводитись вибором найкращих сигнальних сузір'їв.

15.2. ПОБУДОВА СИГНАЛЬНИХ СУЗІР'ІВ

При однаковому способі приймання різні сигнальні сузір'я забезпечують різну завадостійкість. Це пов'язано з особливостями розташування границь областей сигналів. Під областю сигналу A розуміється геометричне місце точок простору сигналів, віддалених від сигнальної точки A менше, ніж від усіх інших сигнальних точок сузір'їв. Мінімум середньої ймовірності помилки досягається при розміщенні границь областей сигналів на однакових відстанях від сусідніх сигнальних точок.

Оптимізація сигнальних сузір'їв зводиться до такого розташування сигнальних точок, при якому області сигналів мають найбільшу величину, найбільш близькі одна до одної за розмірами і наближаються за формою до кіл. Таке розташування забезпечує однакову ймовірність помилки приймання будь-якого сигналу (області сигналів однакові) і мінімальну середню енергію сигналів (області найбільш щільно упаковані). Відомі найщільніші укладання реалізуються, як правило, при розташуванні сигнальних точок у вузлах так званих просторових мереж, що мають регулярну структуру. В одновимірному просторі найщільнішим є рівномірне розміщення сигнальних точок на прямій. У двовимірному випадку розглядається найщільніше укладання рівних кіл на площині, при цьому центри кіл відповідають сигнальним точкам. Приклад такого укладання показано на рис. 15.4.

Сигнальні точки розташовані у вершинах трикутників, що утворюють регулярну трикутну мережу. У нижній частині рис. 15.4 показано розташування областей сигналів найщільнішого укладання. Області мають вигляд правильних, щільно упакованих шестикутників.

Для побудови сигнальних сузір'їв з скінченною кіль-

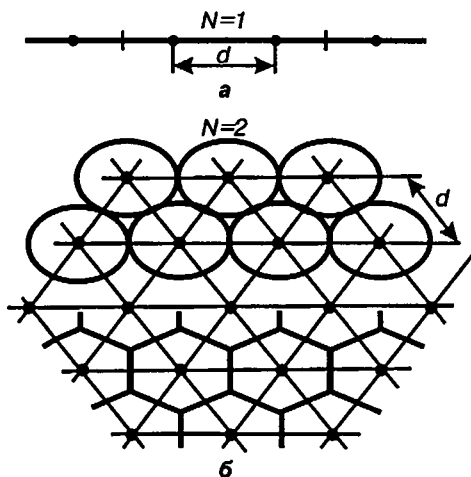


Рис. 15.4. Оптимальне укладання областей сигналів

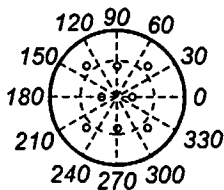
кістю сигналів можна використовувати частину трикутної мережі. Така мережа забезпечує найщільнішу упаковку на площині. Однак тільки для системи з трьох сигналів оптимальність розташування сигнальних точок зберігається, тому що в цьому випадку області всіх сигналів однакові. Така система сигналів утворює симплекс двовимірного простору. В інших випадках області периферійних сигналів відрізняються від областей сигналів усередині сигнального сузір'я. Якщо кількість сигналів у сигнальному сузір'ї, побудованому на основі мережі найщільнішого укладання, досить велика, то таке розміщення сигнальних точок може бути досить близьким до оптимального. Області сигналів при цьому однакові, за винятком крайніх областей.

Отже, для забезпечення найменшої ймовірності помилки розрізнення сигналів необхідно будувати сузір'я на базі трикутної мережі. Якщо така трикутна мережа будується в полярній координатній площині, де відстань між сигнальною точкою і полюсом відповідає амплітуді, а кут між полярною віссю та вектором, спрямованим з полюса в сигнальну точку, — початковій фазі сигналу, то відповідні сигнали є сигналами сузір'я гексагональної амплітудно-фазової модуляції (hexagonal amplitude phase modulation — *HAP*).

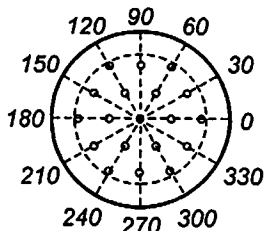
Для виконання умови модульності системи передавання, що використовує груповий сигнал OFDM, можливості незалежної оптимізації швидкості передавання в кожному частотному підканалі і одночасно безнадлишкового кодування, кількість точок у сигнальних сузір'ях має дорівнювати 2^n , $n = 1, 2, \dots$.

Можливість закриття окремого частотного підканалу при значному шумі в смузі його пропускання накладає обмеження на використання сигнальних сузір'їв з пасивною паузою.

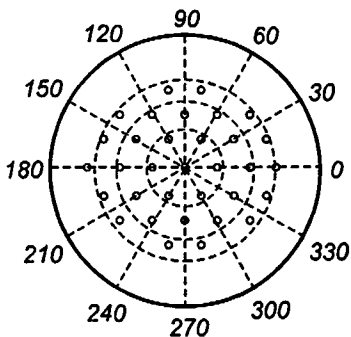
Серед частин трикутної мережі, що мають форму кола і містять 2^n таких вузлів, що центр кола не збігається з жодним з них, були відібрані ті, що забезпечують найменшу середню відстань вузлів в колі до його центру, що, в свою чергу, відповідає мінімальній середній амплітуді сигналів сузір'їв. Відібрані сузір'я для $n = 1, 2, \dots, 7$ зображені на рис. 15.5. Для порівняння характеристик завадостійкості сузір'їв *HAP* з найпоширенішими сузір'ями типу *QAM* були також відібрані сузір'я *QAM* з активною паузою і мінімальною середньою амплітудою, які включають 2^n сигнальних точок, $n = 1, 2, \dots, 7$. Відібрані сузір'я *QAM* зображені на рис. 15.6.



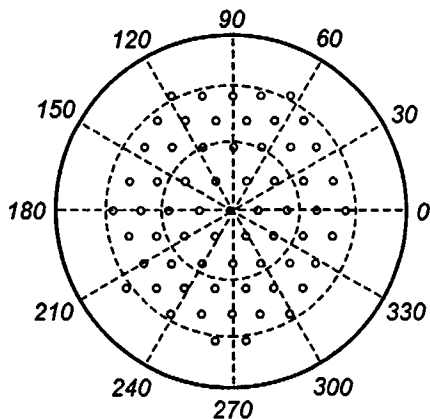
HAP 8



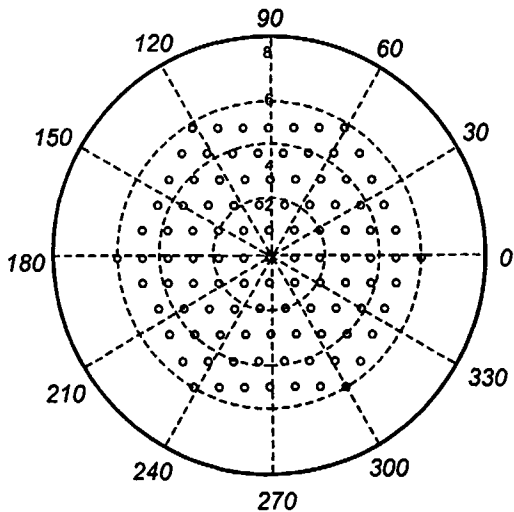
HAP 16



HAP 32



HAP 64



HAP 128

Рис. 15.5. Сигнальні сузір'я гексагональної амплітудно-фазової модуляції

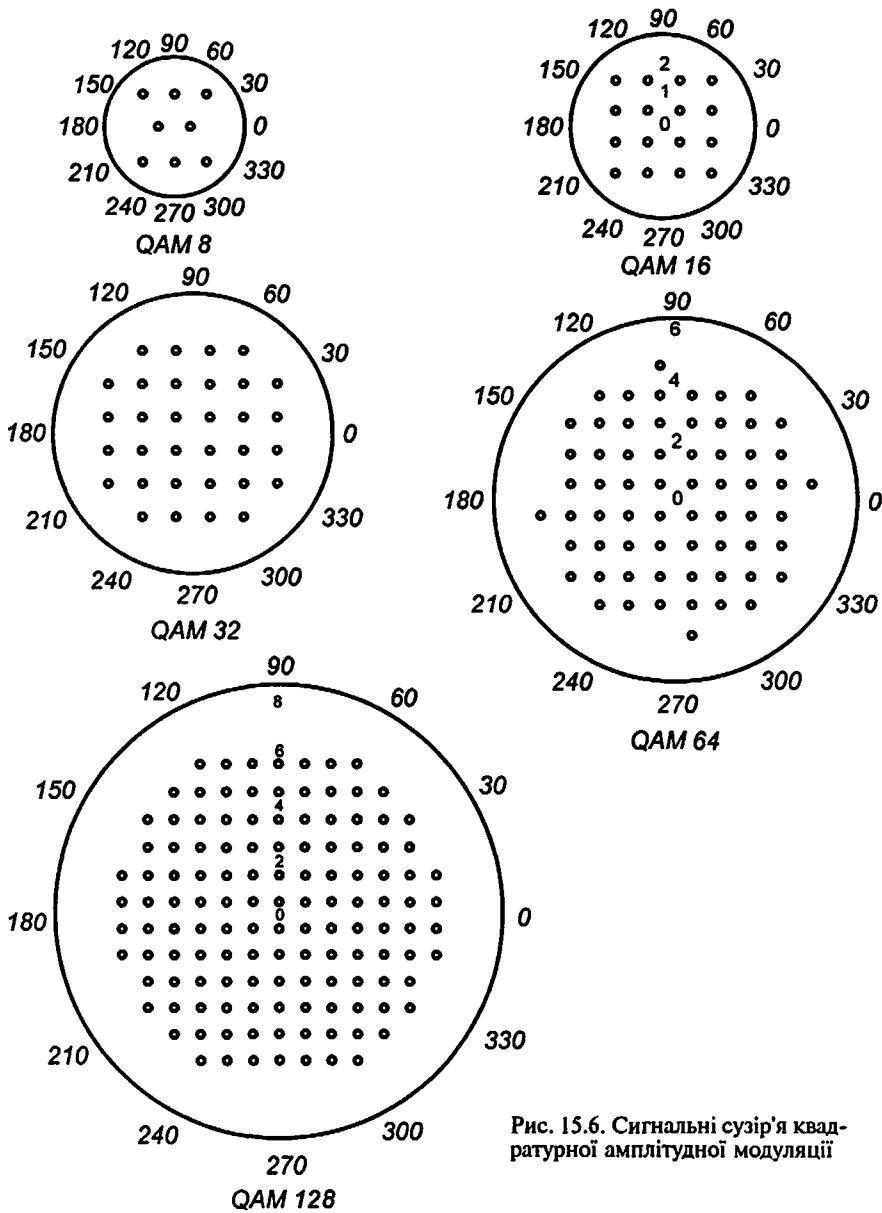


Рис. 15.6. Сигнальні сузір'я квадратурної амплітудної модуляції

15.3. МАНІПУЛЯЦІЙНЕ КОДУВАННЯ СИГНАЛЬНИХ ПОЄДНАНЬ НАР

Поєднання *НАР* дають можливість мінімізувати ймовірність помилки розрізнення сигналів за рахунку максимальної можливої евклідової відстані між сигнальними точками при заданій середній чи максимальній амплітуді сигналів. Однак, якщо для середньостатистичної сигнальної точки сузір'я *QAM* існує чотири точки, які розташовані на мінімальній евклідовій відстані, то для сузір'я *НАР* таких точок шість, що призводить до підвищеної (порівняно з *QAM*) кількості інверсій у кодах сусідніх точок і, отже, до більш високої ймовірності помилки в двійковому розряді при однаковій і навіть нижчій ймовірності помилки розрізнення сигналів. Тому актуальними є розробка маніпуляційних кодів для сузір'їв *НАР*, дослідження завадостійкості двійкових каналів, побудованих на їх основі, і порівняння з аналогічними каналами на основі *QAM*.

Маніпуляційний код має відповідати таким вимогам: безнадлишковості і забезпечення найменшої можливої відстані Хемінга між кодами сигнальних точок, розташованих на мінімальній евклідовій відстані. При виконанні цих вимог найбільш ймовірній помилці розрізнення сигналів, пов'язаній з розрізненням сигналів сусідніх точок поєднань, буде відповідати помилка у двійковій комбінації, що має найменшу кратність.

Оскільки оптимальність приймання багатопозиційних сигналів за правилом Котельникова і максимальна завадостійкість сигнальних поєднань на основі просторових мереж, що мають регулярну структуру, зберігаються за умови однакових ймовірностей передавання усіх сигналів поєднання, маніпуляційний код має бути рівномірним, що забезпечує безнадлишковість кодування рівноймовірних сигналів і відсутність ефектів вставок і випадань на виході дискретного каналу.

З теорії комбінаторики відомо, що кількість розташувань n елементів без повторень, якими є маніпуляційні коди, становить $n!$, що робить застосування методу перебору при побудові маніпуляційних кодів ускладненим. Отже, для розв'язання задачі застосуємо метод синтезу.

Найменшим елементом поєднання *НАР* є трикутник, вершинам якого відповідають сигнальні точки, які можуть бути закодовані щонайменше двома двійковими розрядами a та b . Перебираючи всі можливі комбінації значень a та b так, щоб коди точок були різними, впевнюємося, що незалежно від цих значень двом сторонам трикутника відповідають інверсії в одному з розрядів кодів точок, а одній стороні — інверсія в обох розрядах (див. рис. 15.7). Інверсні розряди на рис. 15.7 виділені. Неперервні сторони трикутника на рис. 15.7 відповідають інверсії в одному з розрядів кодів точок у суміжних вершинах, а пунктирна — інверсіям в обох розрядах. Код ab (інверсія a і b)

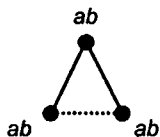


Рис. 15.7. Елементарне сузір'я НАР

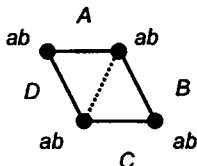


Рис. 15.8. Елементарне безнадлишкове сузір'я НАР

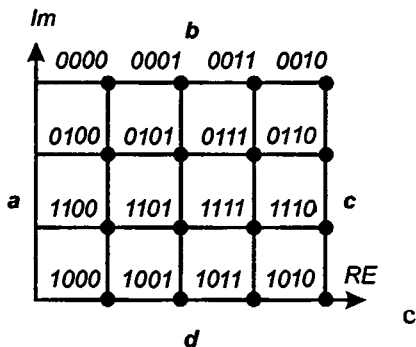


Рис. 15.9. Двовимірне маніпуляційне кодування

доповнює маніпуляційний код три-сигнального сузір'я до безнадлишкового. Методом перебору визначаємо точку сигнального сузір'я, відповідно до якої цей код забезпечує відповідність мінімально мож-

ливої кількості інверсій у кодах точок, розташованих на мінімальній евклідовій відстані (див. рис. 15.8). Підставляючи значення розрядів a і b , отримуємо еквівалентні за властивостями безнадлишкови маніпуляційні коди сузір'я, зображеного на рис. 15.8. Безнадлишковість цих кодів дає можливість використовувати їх як елементи для побудови кодів сузір'їв з більшою кількістю точок.

Сузір'я, зображене на рис. 15.8, та його маніпуляційні коди можна отримати ізометрією з сузір'я подвійної фазової модуляції, яке одночасно також є сузір'ям *QAM15*. На відміну від *НАР*, для сузір'їв *QAM* існує універсальна методика побудови маніпуляційних кодів. Ця методика полягає в незалежному кодуванні груп розрядів відомими одновимірними кодами вздовж координатних векторів. На рис. 15.9 зображено фрагмент з шістнадцяти точок сузір'я *QAM*, в кодах яких старші розряди закодовано вздовж вектора ординат, а молодші — вздовж вектора абсцис двозначними кодами Грея.

Ізометрією фрагмента сузір'я, зображеного на рис. 15.9 (заміною прямого кута між координатними векторами на кут $\pi/3$, тобто проекцією сузір'я в афінну систему координат), отримуємо фрагмент сузір'я *НАР*, еквівалентний побудованому методом композиції елементарних чотириточкових сузір'їв (рис. 15.10).

У більшості випадків форма сигнального сузір'я близька до кола і кількість сигнальних точок, розташованих вздовж координатних векторів, не дорівнює 2^n , отже, метод ізометрії можна застосовувати лише до фрагментів сузір'я. Як пілотний сигнал для кожного сузір'я вибирався сигнал з амплітудою, найближчою до середньої амплітуди. Такий вибір забезпечує максимальне наближення K_1 , K_2 , k_1 та k_2 до одиниці, що зменшує похибки при математичних операціях, які по-

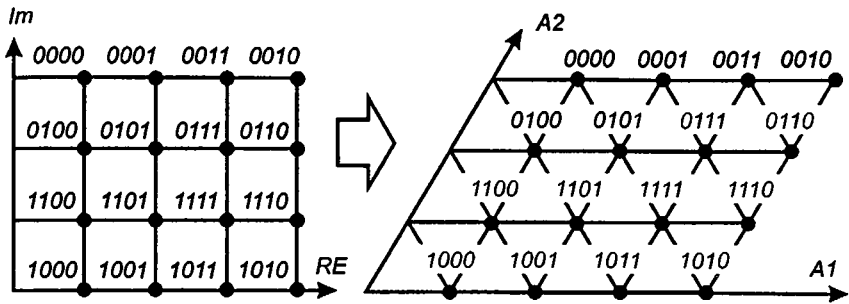


Рис. 15.10. Ізометрія двовимірної маніпуляційного коду

в'язані з обмеженою розрядністю процесорів. Коди сигналів, які вибрано як пілотні, наведені в табл. 15.1.

Таблиця 15.1

Назва сигнального сузір'я	Код пілот-сигналу
НАР 8	0
QAM 8	1
НАР 16	7
QAM 16	1
НАР 32	3
QAM 32	9
НАР 64	19
QAM 64	11
НАР 128	37
QAM 128	57

15.4. РОЗРАХУНОК ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИГНАЛЬНИХ СУЗІР'ІВ

Оскільки статистичний метод багатократної імітації сумарного вектора сигналу і шуму з подальшим прийняттям рішення за правилом Котельникова потребує для достатньої точності не менше, ніж $20/P^*$ спроб імітації кожного сигналу (де P^* — середнє значення ймовірності помилки розрізнення сигналів при заданому співвідно-