

УДК 621.391.3

Отрох С. І., к.т.н.; Кравченко В. І., аспірант

## РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ДЕМОДУЛЯТОРА БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ ПРОСТОРОВИХ OFDM-СИГНАЛІВ

**Otrokh S.I., Kravchenko V.I. Development of the structural scheme of the demodulator of multi-position spatial OFDM-signals.**

With the growth of users requirements for modern information transmission systems, representatives of telecommunication services actively introduce equipments of 4th and 5th generations in telecommunication networks. This article discusses the advantages of using OFDM signals in conditions of limited bandwidth. Considered the block diagram of shaper of sampling of signal constellations and describes the principle of its operation. A block diagram of a demodulator of one subchannel of OFDM signals was developed to construct an efficient data transmission channel. The main requirements for the components of the demodulator and the structural scheme as a whole are determined.

**Keywords:** multi-position signal, OFDM signal, signal constellations, OFDM signal demodulator.

**Отрох С.І., Кравченко В.І. Розробка структурної схеми демодулятора багатопозиційних просторових OFDM-сигналів.**

Визначені переваги використання OFDM-сигналів в умовах обмеженої смуги пропускання. Розглянуто оптимальне укладення областей сигналів в тривимірному просторі для восьмипозиційного сигналу кубічно-амплітудно-фазової модуляції. Розроблена структурна схема демодулятора одного підканалу OFDM-сигналів для побудови ефективного каналу передачі даних. Визначені основні вимоги до компонентів демодулятора та до структурної схеми в цілому.

**Ключові слова:** багатопозиційний сигнал, OFDM-сигнал, сигнальні сузір'я, демодулятор OFDM-сигналів.

**Отрох С.И., Кравченко В.И. Разработка структурной схемы демодулятора многопозиционных пространственных OFDM-сигналов.**

Определенные преимущества использования OFDM-сигналов в условиях ограниченной полосы пропускания. Рассмотрено оптимальное укладывание областей сигналов в трехмерном пространстве для восьмипозиционного сигнала с кубически-амплитудно-фазовой модуляцией. Разработана структурная схема демодулятора одного подканала OFDM-сигналов для построения эффективного канала передачи данных. Определены основные требования к компонентам демодулятора и структурной схемы в целом.

**Ключевые слова:** многопозиционный сигнал, OFDM-сигнал, сигнальные созвездия, демодулятор OFDM-сигналов.

### Вступ

Актуальним питанням сьогодення є впровадження на телекомунікаційній мережі обладнання четвертого та п'ятого покоління (LTE) мобільного широкосмугового доступу. Організувати високошвидкісну передачу даних, яка вимірюється більше ніж 1 Гбіт/с, можливо завдяки розробці та побудові ефективного цифрового каналу з використанням багатопозиційних просторових сигналів OFDM.

### Виклад основного матеріалу дослідження

Використанням багатопозиційних просторових сигналів OFDM дає можливість забезпечити для цифрового каналу відношення середньої потужності сигналу в смузі каналу до спектральної щільності потужності шуму (співвідношення «сигнал/шум», signal to noise rate - 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 7-9 дБ для просторових n-багатопозиційних сигналів (рис. 1) в порівнянні з багатопозиційними сигналами (рис. 2) та вииграш більше ніж 12-15 дБ в порівнянні з неоптимальними методами прийому.

© Отрох С.І., Кравченко В.І., 2017

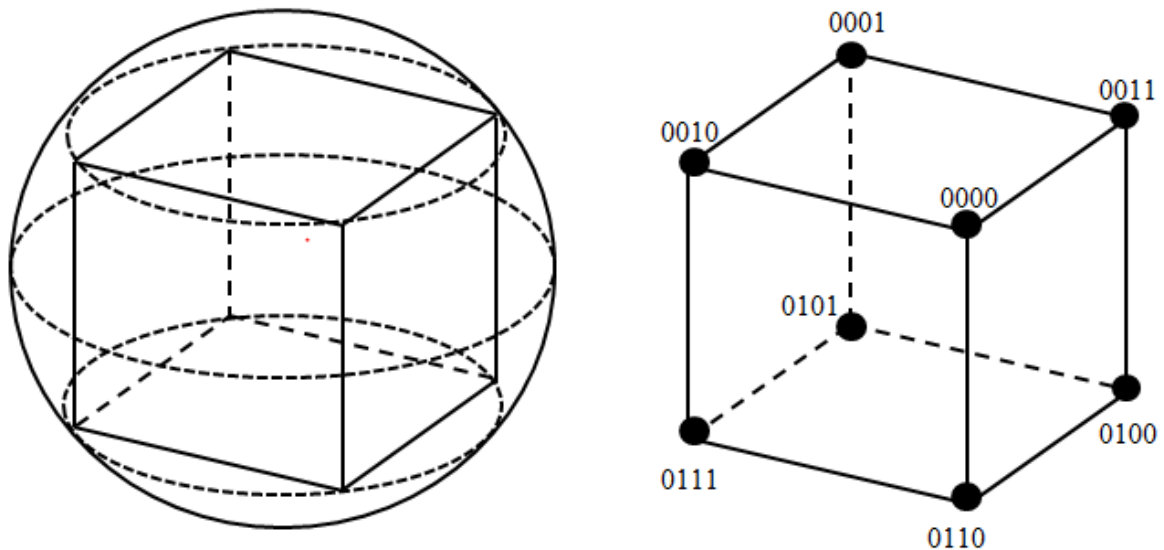


Рис. 1. Оптимальне укладання областей сигналів в тривимірному просторі для восьмипозиційного сигналу кубічно-амплітудно-фазової модуляції

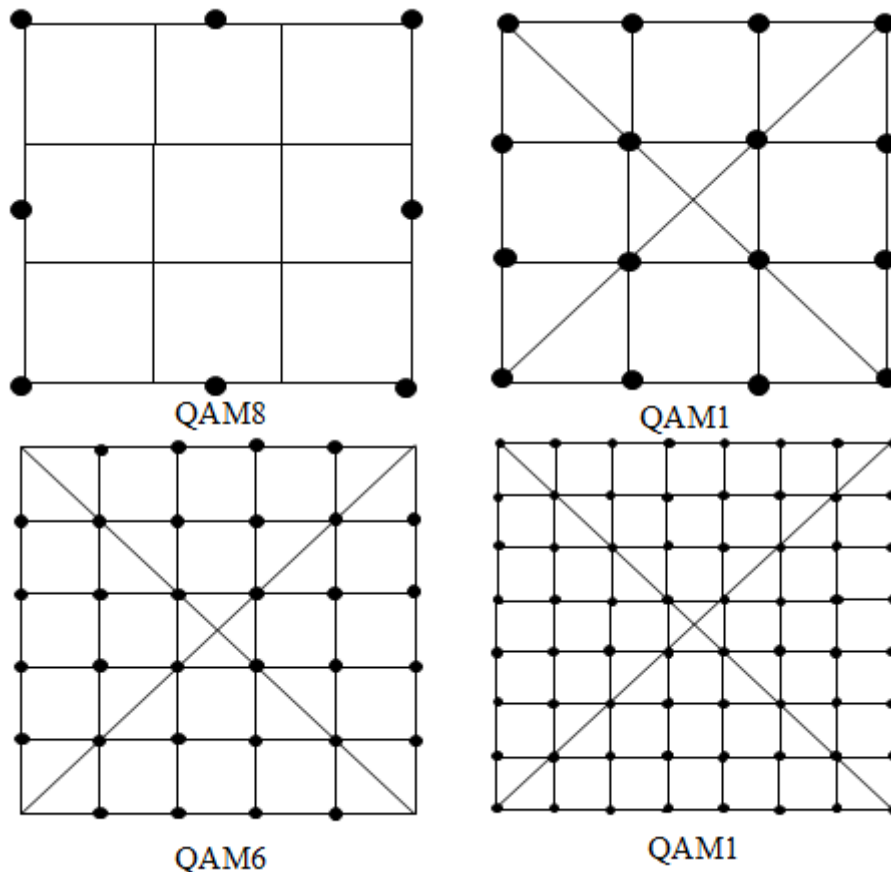


Рис. 2. Сигнальні сузір'я квадратурно-амплітудної Q-фазової модуляції

Можливість реалізації квазікогерентного демодулятора дозволяє 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 передачі і сигналами з частотним розділенням каналів без взаємного перекриття спектрів сигналів частотних підканалів:

- інваріантність до нерівномірності АЧХ і нелінійності ФЧХ каналу, що дозволяє 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 завад, дає можливість значно зменшити смугу розфільтровки, спростити смугові фільтри;
- ефективне використання смуги пропускання каналу шляхом максимізації швидкості передачі в кожному частотному підканалі;
- збільшення тривалості тактового інтервалу без зниження швидкості передачі 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 шляхом збільшення числа частотних підканалів з відповідним устаткуванням обробки сигналу, так і широкі можливості оптимізації шляхом об'єднання однотипних вузлів у складі цього устаткування;
- дворазове, порівняно з ЧРК без взаємного перекриття частотних підканалів, звуження спектра групового сигналу дозволяє використовувати низькочастотну область смуги пропускання, що для найбільш розповсюдженого - симетричного кабелю характеризується меншим загасанням і потужністю перехресних завад. Крім того, дворазове звуження спектра сигналу дозволяє відповідно зменшити частоту дискретизації при цифро-аналоговому й аналого-цифровому перетворенні, що, у свою чергу, дозволяє значно зменшити число всіх подальших операцій цифрової обробки сигналу.

Застосовуваний у даний час для демодуляції групового сигналу OFDM метод швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) [1] забезпечує лінійність перетворень сигналу і порівняно мале число 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 шляхом додавання нових частотних підканалів, при використанні ШПФ ускладнено. Тому розробка універсального квазікогерентного алгоритму демодуляції OFDM просторових багатопозиційних сигналів, що не має перерахованих вище недоліків є актуальною.

Демодулятор сигналів OFDM повинний забезпечувати:

- розділення сигналів частотних підканалів з групового сигналу OFDM (далі-умова "1");
- мінімальне число нелінійних перетворень прийнятого сигналу (умова "2");
- високу завадостійкість при прийомі вузькосмугового багатопозиційного сигналу на білому шумі (умова "3");
- ефективне використання можливостей, наданих цифровими сигнальними процесорами (DSP) (умова "4");
- можливість модульного нарощування шляхом введення в груповий сигнал додаткових частотних підканалів (умова "5");
- універсальність щодо застосовуваних сигнальних сузір'їв (умова "6");
- відсутність необхідності індивідуального підстроювання фази сигналу для кожного частотного підканалу (умова "7").

Виконання умов «1» і «2» можливо виключно шляхом поділу сигналів частотних підканалів на найпершому етапі обробки групового сигналу OFDM. Отже, першим блоком демодулятора є індивідуальний фільтр частотного підканалу, що повинний:

- реалізовувати метод активної кореляційної фільтрації, що забезпечує розподіл сигналів підканалів без втрат і зі збереженням можливості реалізації оптимальних методів прийому [2];
- бути незалежним від інших фільтрів;
- бути незалежним від порядкового номера підканалу.

Такими фільтрами є обчислювачі проєкцій прийнятого сигналу на два взаємно ортогональних опорних сигнали. В якості опорних сигналів приймаються дві гармоніки з частотою, рівній частоті несучої ( $\omega_0 t$ ) і фазами, що відрізняються на  $\pi/2$ . Одна з опорних гармонік  $[\cos(\omega_0 t + \Delta\varphi)]$  формується в опорному генераторі (ОГ), а друга -  $\sin(\omega_0 t + \Delta\varphi) = \cos(\omega_0 t + \pi/2 + \Delta\varphi)$  – шляхом зсуву фази першої на  $\pi/2$  у фазозсувачі чи лінії затримки. Обчислення проєкцій сигналу на опорні гармоніки реалізовано в сучасних DSP за допомогою алгоритму ШПФ [3]. Для реалізації на універсальних процесорах та апаратної реалізації найбільш ефективними є схеми на інтеграторах зі скиданням [4], що при цифровій обробці зводяться до підсумовування добутків відліків прийнятого сигналу на значення опорного сигналу (рис. 3).

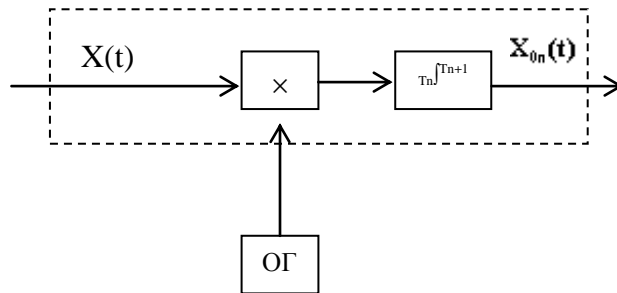


Рис. 3. Активний кореляційний фільтр

Наприкінці тактового інтервалу  $n$  на виходах кожної пари кореляційних фільтрів формуються два значення кореляційних інтегралів ( $X_{0n}, Y_{0n}, Z_{0n}$ ) – проєкцій вектора сигналу, прийнятого на тактовому інтервалі  $n$  на опорні коливання (1):

$$\left. \begin{aligned} X_{0n}(t) &= \int_{(n-1)T}^{nT} X(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt; \\ Y_{0n}(t) &= \int_{(n-1)T}^{nT} X(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) dt; \\ Z_{0n}(t) &= \int_{(n-1)T}^{nT} X(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

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

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

де  $X(t)$  - прийнятий сигнал,  $T$  - тривалість сигналу, чи у стислій формі:

$$i := \arg \min \left[ \int_0^T [X(t) - S_j(t)]^2 dt \right]_j \quad j = \overline{1, m}. \quad (3)$$

Для сигналів, представлених у вигляді проєкцій на опорні гармоніки (1), вираз (3) приймає наступний вигляд:

$$\left. \begin{aligned} i &= \operatorname{argmin} [(X_{0n} - X_j)^2 + (Y_{0n} - Y_j)^2 + (Z_{0n} - Z_j)^2]; \\ X_j &= \int_0^T S_j(t) \cdot \cos(\omega t + \varphi_j) dt; \\ Y_j &= \int_0^T S_j(t) \cdot \sin(\omega t + \varphi_j) dt; \\ Z_j &= \int_0^T S_j(t) \cdot \cos(\omega t + \varphi_j) dt, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

де  $X_j, Y_j$  та  $Z_j$  - проєкції всіх сигналів сузір'я на опорні гармоніки.

Отже, для оптимального прийому можливе використання сигналів з виходів пари активних фільтрів без яких-небудь додаткових перетворень, що задовольняє умові “2”. Для схеми прийняття рішень (СПР), що реалізує оптимальний прийом за (4) необхідні зразки всіх сигналів сузір'я  $(X_j, Y_j, Z_j)$ . Для формування зразків сигналів сузір'я з прийнятого сигналу скористаємося методами приведення прийнятого сигналу до одного із сигналів сузір'я (так званого 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 прийняте рішення на попередньому  $(n-1)$  тактовому інтервалі, обчислюються проекції пілот-сигнал  $X_1, Y_1$  та  $Z_1$  згідно виразу:

$$\left. \begin{aligned} X_1 &:= X_{0n} \\ Y_1 &:= Y_{0n} \\ Z_1 &:= Z_{0n} \end{aligned} \right\} n = 1; \quad \left. \begin{aligned} X_1 &:= \frac{a_{n-1}}{a_j} \cdot (X_{0n} \cdot \cos(\Delta\varphi_{n-1}) + Y_{0n} \cdot \sin(\Delta\varphi_{n-1}) + Z_{0n} \cdot \cos(\Delta\varphi_{n-1})) \\ Y_1 &:= \frac{a_{n-1}}{a_j} \cdot (Y_{0n} \cdot \cos(\Delta\varphi_{n-1}) - X_{0n} \cdot \sin(\Delta\varphi_{n-1}) - Z_{0n} \cdot \sin(\Delta\varphi_{n-1})) \\ Z_1 &:= \frac{a_{n-1}}{a_j} \cdot (X_{0n} \cdot \cos(\Delta\varphi_{n-1}) + Y_{0n} \cdot \sin(\Delta\varphi_{n-1}) + Z_{0n} \cdot \cos(\Delta\varphi_{n-1})) \end{aligned} \right\} n \neq 1, \quad (5)$$

де  $a_j$  – амплітуди варіантів сигналів сузір'я;

$\Delta\varphi_{n-1}$  – різниця фаз між зразками приведенного сигналу і сигналу, на користь якого демодулятором було прийняте рішення на тактовому інтервалі  $n-1$ .

Оскільки співвідношення амплітуд  $a_{n-1}/a_j$  і різниці фаз між пілот-сигналом та всіма іншими сигналами сузір'я постійні і заздалегідь відомі, то схема виділення пілот-сигнал (СВПС) реалізується за допомогою таблиці пар значень  $K1$  і  $K2$  – приведених проекцій сигналу, на користь якого демодулятором було прийняте рішення на тактовому інтервалі  $n-1$ , на пілотний сигнал. Вибір цих значень залежить від рішення, прийнятого демодулятором на попередньому тактовому інтервалі. Тоді (5) трансформуються в (6):

$$\left. \begin{aligned} K1 &= \frac{a_1}{a_{n-1}} \cdot \cos(\Delta\varphi_{n-1}); \\ K2 &= \frac{a_1}{a_{n-1}} \cdot \sin(\Delta\varphi_{n-1}); \\ X_1 &:= X_{0n} \\ Y_1 &:= Y_{0n} \\ Z_1 &:= Z_{0n} \end{aligned} \right\} n = 1; \quad \left. \begin{aligned} X_1 &:= K1X_{0n} + K2Y_{0n} + K1Z_{0n} \\ Y_1 &:= K1Y_{0n} - K2X_{0n} - K2Z_{0n} \\ Z_1 &:= K1X_{0n} + K2Y_{0n} + K1Z_{0n} \end{aligned} \right\} n \neq 1. \quad (6)$$

При реалізації на сучасних цифрових сигнальних процесорах обчислення кожної проекції може виконуватися однією операцією «множення-додавання» [5]. Відзначимо, що при демодуляції використовуються не абсолютні значення амплітуд сигналів, а їхні відношення, що не залежать від загасання сигналу. Потім значення  $(X_1, Y_1)$  усереднюються у суматорах – накопичувачах на  $M$  останніх тактових інтервалах методом зсуваючогося вікна. Усереднення

за (7) дозволяє одержати максимально правдоподібні оцінки  $(X_1, Y_1)$  із суміші сигналу з гаусовським шумом:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{X}_1(n) &:= \frac{1}{n} \left[ X_1 + \sum_{i=1}^{n-1} X_1(i) \right] \\ \tilde{Y}_1(n) &:= \frac{1}{n} \left[ Y_1 + \sum_{i=1}^{n-1} Y_1(i) \right] \\ \tilde{Z}_1(n) &:= \frac{1}{n} \left[ Z_1 + \sum_{i=1}^{n-1} Z_1(i) \right] \end{aligned} \right\} n \leq M; \quad (7)$$

$$\left. \begin{aligned} \tilde{X}_1(n) &:= \frac{1}{M} \cdot \left[ X_1 + \sum_{i=n-M}^{n-1} X_1(i) \right] \\ \tilde{Y}_1(n) &:= \frac{1}{M} \cdot \left[ Y_1 + \sum_{i=n-M}^{n-1} Y_1(i) \right] \\ \tilde{Z}_1(n) &:= \frac{1}{M} \cdot \left[ Z_1 + \sum_{i=n-M}^{n-1} Z_1(i) \right] \end{aligned} \right\} n > M$$

Очевидно, що чим більше число інтервалів усереднення  $M$ , тим більше точність оцінки при умовах стаціонарності ймовірністних характеристик каналу на проміжку часу  $\Delta t = M_n$ . Приймаючи  $M$  рівним числу тактових інтервалів  $n$ , що пройшли після останньої зміни параметрів передачі, після нескладних перетворень одержуємо рекурентний алгоритм роботи суматорів для каналу зі стаціонарними параметрами:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{X}_1(n) &:= \left( 1 - \frac{1}{n} \right) \cdot [X_1(n-1) + X_1] \\ \tilde{Y}_1(n) &:= \left( 1 - \frac{1}{n} \right) \cdot [Y_1(n-1) + Y_1] \\ \tilde{Z}_1(n) &:= \left( 1 - \frac{1}{n} \right) \cdot [Z_1(n-1) + Z_1] \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

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

$$\left. \begin{aligned} \tilde{X}_1(n) &:= \frac{1}{n} \cdot \left[ \lambda_0 \cdot X_1 + \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_{n-i} \cdot [X_1(i)] \right] \\ \tilde{Y}_1(n) &:= \frac{1}{n} \cdot \left[ \lambda_0 \cdot Y_1 + \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_{n-i} \cdot [Y_1(i)] \right] \\ \tilde{Z}_1(n) &:= \frac{1}{n} \cdot \left[ \lambda_0 \cdot Z_1 + \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_{n-i} \cdot [Z_1(i)] \right] \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Зі значень усереднених проєкцій пілот-сигнал, отриманих за (8) чи (9) - у залежності від характеристик каналу, формуються усереднені проєкції  $X_j$  та  $Y_j$  всіх інших сигналів сузір'я:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{X}_j &= \frac{a_j}{a_1} [\tilde{X}_1 \cdot \cos(\Delta\phi_j) - \tilde{Y}_1 \cdot \sin(\Delta\phi_j) + Z_1 \cdot \cos(\Delta\phi_j)] \\ \tilde{Y}_j &= \frac{a_j}{a_1} [\tilde{X}_1 \cdot \sin(\Delta\phi_j) + \tilde{Y}_1 \cdot \cos(\Delta\phi_j) + Z_1 \cdot \sin(\Delta\phi_j)] \\ Z_j &= \frac{a_j}{a_1} [\tilde{X}_1 \cdot \sin(\Delta\phi_j) - \tilde{Y}_1 \cdot \cos(\Delta\phi_j) - Z_1 \cdot \cos(\Delta\phi_j)] \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Оскільки співвідношення амплітуд  $a_j/a_1$  пілотного і всіх інших сигналів сузір'я і різниці фаз  $\Delta\phi_j$  між ними відомі, то (10) вироджується в (11), а формувач проєкцій зразків сигналів сузір'я  $(X_j, Y_j, Z_j)$  реалізується на цифровому сигнальному процесорі  $2(j-1)$  операціями «множення-додавання».

$$\left. \begin{aligned} X_j &:= \tilde{X}_1 K2_j - \tilde{Y}_1 K1_j + \tilde{Z}_1 K2_j \\ Y_j &:= \tilde{X}_1 K1_j + \tilde{Y}_1 K2_j + \tilde{Z}_1 K1_j \\ Z_j &:= \tilde{X}_1 K2_j - \tilde{Y}_1 K1_j - \tilde{Z}_1 K2_j \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$K1 := \frac{a_j}{a_1} \cdot \sin(\Delta\phi_j)$$

$$K2 := \frac{a_j}{a_1} \cdot \cos(\Delta\phi_j)$$

де  $K1$  і  $K2$  – приведені проєкції сигналу  $j$  на пілотний сигнал.

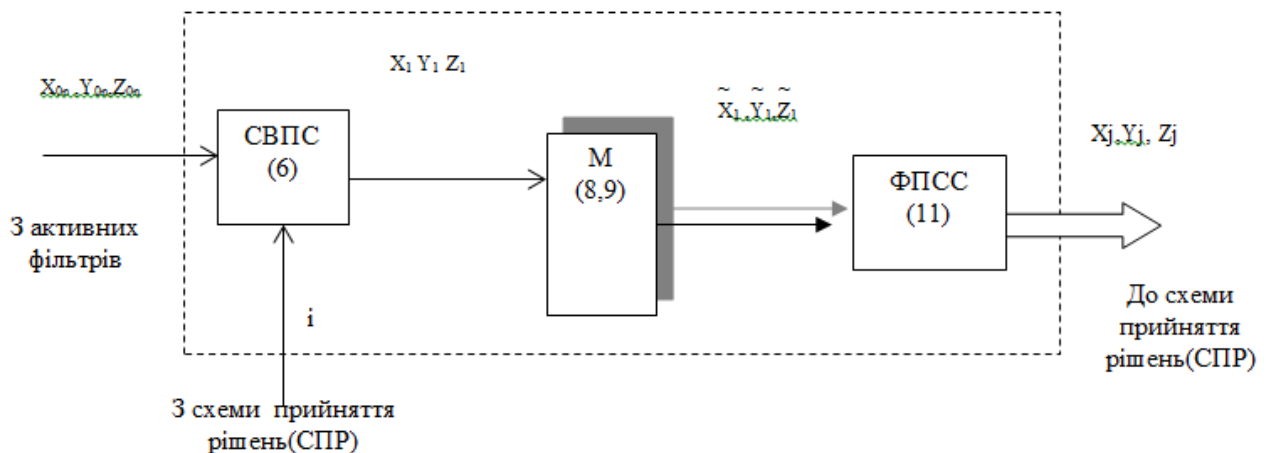


Рис. 4. Структурна схема формувача зразків сигналів сузір'я

Таким чином, формувач зразків сигналів сузір'я має структуру, представлену на рис.4.

На перший вхід формувача зразків сигналів сузір'я (ФЗСС) з активних фільтрів надходять проєкції  $X_{0n}, Y_{0n}, Z_{0n}$  сигналу, прийнятого на попередньому тактовому інтервалі. На другий вхід подається номер сигналу сузір'я  $i$ , на користь якого було прийняте рішення в СПР на підставі значень  $X_{0n}, Y_{0n}, Z_{0n}$  та зразків сигналів сузір'я  $X_j, Y_j, Z_j$ , підготовлених формувачем до моменту закінчення попереднього тактового інтервалу. На підставі значень  $i, X_{0n}, Y_{0n}, Z_{0n}$  схема виділення пілот-сигналу (СВПС) по (6) формує дві величини  $X_1, Y_1$  та  $Z_1$ , що для компенсації дії завад усереднюються в суматорах-накопичувачах методом зсуваючогося вікна на проміжку в  $M$  тактових інтервалах за (8) – при стаціонарності ймовірнісних характеристик каналу чи за (9) – у протилежному випадку. Усереднені значення проєкцій пілот-сигналу з виходів суматорів-накопичувачів надходять у формувач

проекцій сигналів сузір'я (ФПСС), що реалізує (11). Отримані на виході ФПСС проєкції  $X_j, Y_j, Z_j$  подаються на вхід СПР згідно рис. 5.

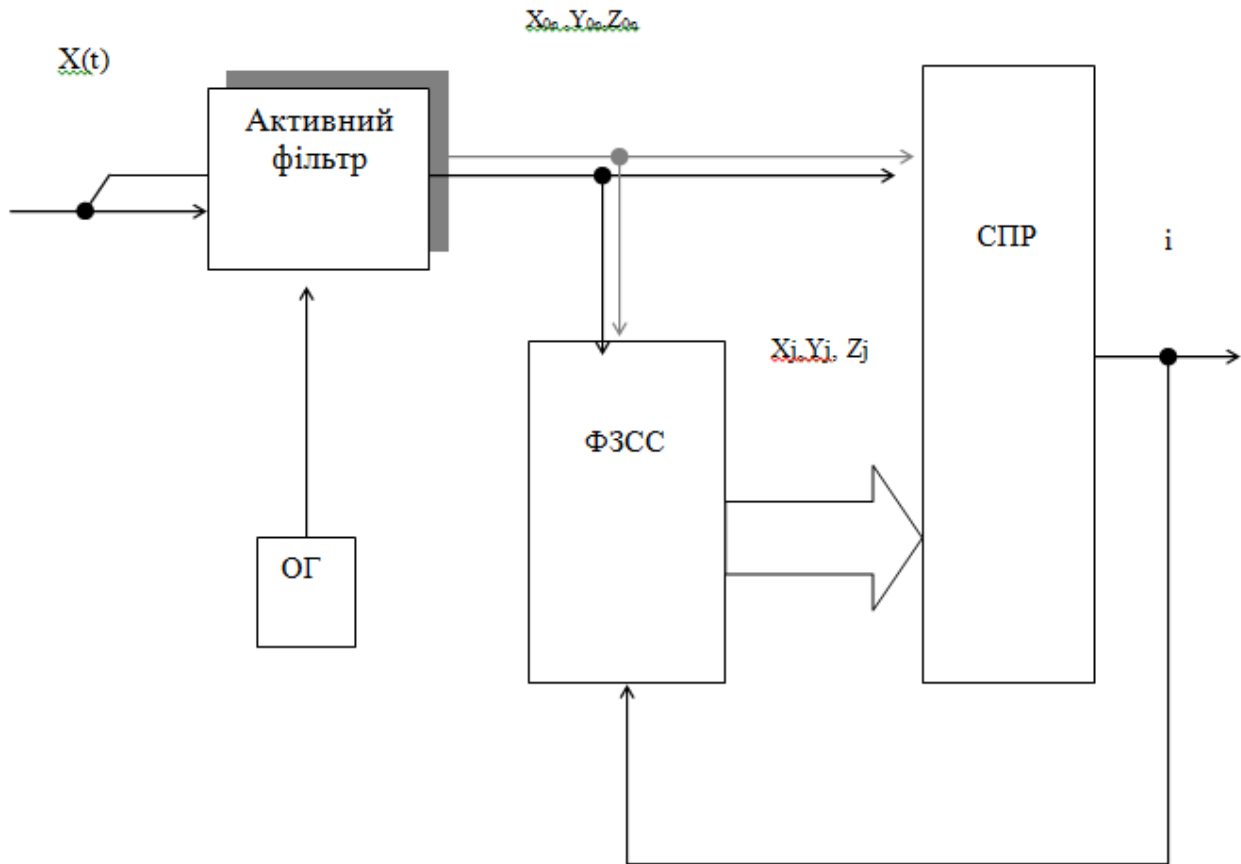


Рис. 5. Структурна схема демодулятора сигналу одного підканалу OFDM

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

- сигнали частотних підканалів виділяються з групового сигналу активними кореляційними фільтрами, що дає можливість індивідуальної настройки параметрів передачі в кожному з підканалів окремо;
- виділений сигнал частотного підканалу не зазнає подальших перетворень і приймає участь у прийнятті рішення у незміненому вигляді, що дозволяє уникнути додаткових обмежень точності обробки;
- демодулятор реалізує прийняття рішення за правилом Котельнікова, 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 шляхом установки додаткових демодуляторів частотних підканалів;
- можливе використання будь-яких сигнальних сузір'їв шляхом завантаження у СВПС і ФПСС відповідних таблиць коефіцієнтів;
- демодулятор не потребує підстройки амплітуди і фази сигналу завдяки використанню значень відношень амплітуд і компенсації впливу завад при усередненні пілот-сигнал.

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



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

### **Висновки**

Використання OFDM-сигналів для побудови сучасної системи передачі інформації значною мірою покращить ефективність проектного каналу зв'язку більше 10 дБ. З метою впровадження обладнання на базі технологій 4-го та 5-го покоління LTE була запропонована структурна схема демодулятора багатопозиційних просторових OFDM-сигналів, основними перевагами застосування якої є: забезпечення максимально можливої завадостійкості в умовах білого шуму, мінімальні затрати на обчислювальні витрати та відсутність у потребі підстройки амплітуди і фази сигналу.

### **Список використаної літератури**

1. Гостев В.И. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами / В.И. Гостев, В.К. Стеклов. – К:Радиоаматор, - 1998. - 704.
2. Емельянов Г.А., Шварцман В.О. Передача дискретной информации / Г.А. Емельянов, В.О. Шварцман. – М.: Радио и связь, - 1982. – 240 с.
3. Толубко В.Б. Формування багатопозиційного сигналу технологій 5G на базі фазорізницевої модуляції високого порядку / В.Б. Толубко, Л.Б. Беркман, С.В. Козелков. – Зв'язок. – 2016. - №4. – С. 3 – 7.
4. Толубко В.Б. Порівняльно характеристика завадостійкості систем при використанні n-вимірних багатопозиційних сигналів / В.Б. Толубко, Л.Б. Беркман, С.І. Отрох, Є.П. Гороховських, В.О. Ярош – Наукові записки УНДІЗ – 2017. - №2(46) – С. 5 – 11.

### *Автори статті*

**Отрох Сергій Іванович** – кандидат технічних наук, доцент, завідувач кафедри Мобільних та відеоінформаційних технологій Державний університет телекомунікацій, Київ, Україна.

**Кравченко Владислав Ігорович** – аспірант, Державний університет телекомунікацій, Київ, Україна.

### *Authors of the article*

**Otroh Serhiy Ivanovych** – candidate of science (technic), head of the department of Mobile video and information technology, State University of Telecommunications, Kyiv, Ukraine.

**Kravchenko Vladislav Igorevich** - post-graduate student, State University of Telecommunications, Kyiv, Ukraine.

Дата надходження в редакцію 04.07.2017

Рецензент: д.т.н., проф. Л.Н. Беркман