

УДК 621.396.662.072.078

В. Б. ТОЛУБКО, доктор техн. наук, професор;

Л. Н. БЕРКМАН, доктор техн. наук, професор;

С. В. КОЗЕЛКОВ, доктор техн. наук, професор;

Н. В. КОРШУН, канд. техн. наук, доцент,

Державний університет телекомунікацій, Київ

Синтез алгоритмів когерентної обробки фазомодульованих сигналів для мереж мобільного зв'язку 4-го покоління

Розглянуто оптимальний когерентний метод обробки багатопозиційних сигналів за різних початкових умов.

Ключові слова: мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів; фазорізнцева модуляція; Long-Term Evolution; когерентний демодулятор; завадостійкість.

Вступ

Упровадження технологій мобільного зв'язку 4-го покоління (4G) набуває в наші дні особливої актуальності. Стандарти 4G надзвичайно привабливі для користувачів, оскільки примножують можливості високошвидкісного доступу до інтернету. Окрім того, із появою 4G яскраво увиразнюється невичерпний потенціал ІТ-сектору.

Одна з технологій, що виступає як основна для побудови перспективних телекомунікаційних мереж, є технологія LTE (*Long-Term Evolution*). Базується вона на мультиплексуванні за допомогою ортогональних носійних OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), що транслюються із залученням багатопроменевих систем MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), а також на використанні еволюційної системної архітектури мережі (*System Architecture Evolution*).

Системи OFDM завдяки значній тривалості тактового інтервалу стійкі до імпульсних завад. У цих системах застосовується як когерентний, так і некогерентний прийом у поєднанні з автокореляційними методами прийому, що реалізуються за допомогою алгоритмів і засобів цифрової обробки сигналів. Однією з умов високої ефективності модемів OFDM є раціональний вибір параметрів групового сигналу. Завдяки тому, що гармонічні сигнали-носії мають вузьку смугу частот, спрощуються завдання адаптації параметрів групового сигналу (спектра сигналу та розподілу кількості інформації систем передавання ортогональними гармонічними сигналами) і алгоритмів обробки сигналів у разі прийому з метою об'єднання характеристик каналів зв'язку з ненормованими і нестабільними параметрами. У результаті в каналі зв'язку маємо складний багаточастотний сигнал із порівняно довгими послідовностями, тривалість яких значно перевищує тривалість перехідних процесів, що виникають у каналах зв'язку. Це забезпечує інваріантність модемів OFDM до лінійних спотворень сигналу, дозволяючи передавати інформацію з високою швидкістю або без коригування, або ж із незначним коригуванням частотних характеристик сигналів. Розвиток цифрових методів обробки сигналів та мікропроцесорної техніки сприяє подальшому вдосконаленню систем OFDM.

Основна частина

При синтезі алгоритмів і схем когерентних демодуляторів сигналів із фазовою (ФМ) і фазорізнцевою модуляцією (ФРМ) використовуватимемо теорію оптимального прийому сигналів у каналі з білим гауссівським шумом.

Згідно з відомою теорією алгоритм ідеального когерентного прийому сигналів на інтервалі тривалістю T можна сформулювати так: з усієї множини відомих рівнопотужних сигналів $S_1(t), S_3(t), \dots, S_m(t)$ переданим вважається сигнал $S_i(t)$, якщо

$$\int_0^T x(t)S_i(t)dt > \int_0^T x(t)S_j(t)dt, \quad j = 1, 3, \dots, m; \quad j \neq i, \quad (1)$$

де $x(t)$ — прийнятий сигнал. У разі прийому простих сигналів з абсолютною ФМ, опорні коливання S_j , що входять у (1), являють собою гармонічні коливання з відповідними початковими фазами.

Загальну схему когерентного демодулятора сигналів із ФМ для довільного набору інформаційної фази зображено на рис. 1, а. Ця схема містить m кореляторів і пристрій порівняння — вибору максимального Мах із виходів кореляторів.

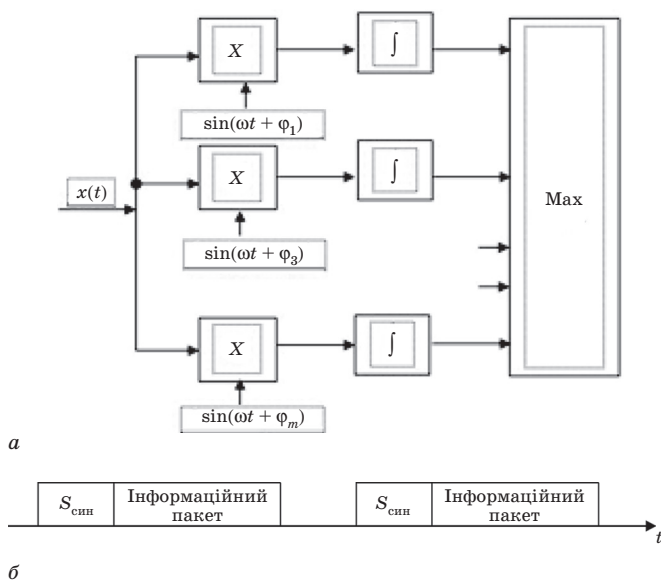


Рис. 1. Когерентний прийом сигналів із ФМ:
 а — схема демодулятора;
 б — структура сигналу, що надходить

Нехай маємо згортки прийнятого сигналу $x(t)$ і квадратурних коливань із довільною початковою фазою φ_0 , тобто

$$X_0 = \int_0^T x(t) \sin(\omega t + \varphi_0) dt; \quad Y_0 = \int_0^T x(t) \cos(\omega t + \varphi_0) dt.$$

Тоді будь-який з інтегралів, що входить до складу алгоритму, можна подати через вираз (1)

$$V_j = \int_0^T x(t) \sin(\omega t + \varphi_j) dt = \int_0^T x(t) \sin[(\omega t + \varphi_0) + (\varphi_j - \varphi_0)] dt = X_0 \cos(\varphi_j - \varphi_0) + Y_0 \sin(\varphi_j - \varphi_0). \quad (2)$$

Розглянемо загальну схему когерентного демодулятора сигналів із багатопозиційною ФМ, наведену на рис. 2. Автономний генератор і фазообертач на $\pi/3$ створюють квадратурні опорні коливання з довільною початковою фазою φ_0 ; у двох кореляторах обчислюються проекції прийнятого сигналу на ці опорні коливання. В обчислювачі згідно з (2) обчислюється значення V_j , а далі визначається максимальне значення. Для роботи схеми необхідно мати точні значення різниць $\varphi_j - \varphi_0$ між фазами варіантів сигналу, що надходить, і фазою опорного коливання в кореляторах.

Ці різниці вводяться в обчислювач. Значення $\cos(\varphi_j - \varphi_0)$, $\sin(\varphi_j - \varphi_0)$, які входять до складу алгоритму (2), можуть бути оцінені безпосередньо через величини з (2), розраховані для синхросигналу.

Нехай X_{0n} і Y_{0n} — проекції прийнятого сигналу, що відповідають, наприклад, першому варіанту багатопозиційного ФМ сигналу з початковою фазою φ_1 , на опорні коливання з довільною початковою фазою φ_0 , обчислені на інтервалі n -ї послілки синхросигналу

$$\left. \begin{aligned} X_{0n} &= \int_{(n-1)T}^{nT} x_{\text{син}}(t) \sin(\omega t + \varphi_0) dt; \\ Y_{0n} &= \int_{(n-1)T}^{nT} x_{\text{син}}(t) \cos(\omega t + \varphi_0) dt. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

У каналі з гауссівським шумом X_{0n} та Y_{0n} із (3) є нормальними випадковими величинами з математичним сподіванням, що дорівнює шуканим проекціям неспотвореного шумом синхросигналу. Якщо ці проекції незмінні на цьому інтервалі, то максимально вірогідною оцінкою значень математичного сподівання є середнє арифметичне значення (3). Тому, якщо сигнал триває N посилок, то оцінки проєкцій першого варіанта ФМ сигналу

$$\tilde{X}_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N X_{0n}; \quad \tilde{Y}_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N Y_{0n}. \quad (4)$$

У каналі з постійними параметрами оцінки (4) є максимально правдоподібними, незміщеними та ефективними.

Знайдемо оцінки проекцій всіх інших варіантів ФМ сигналу на опорні коливання з довільною фазою φ_0 :

$$\left. \begin{aligned} \tilde{X}_j &= \tilde{X}_1 \cos \Delta\varphi_j - \tilde{Y}_1 \sin \Delta\varphi_j; \\ \tilde{Y}_j &= \tilde{Y}_1 \cos \Delta\varphi_j + \tilde{X}_1 \sin \Delta\varphi_j \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

де $\Delta\varphi_j$ — різниця фаз між j -м та l -м варіантами сигналу ФМ, що передається; $l = 1, 3, \dots, m$.

Подавши вираз (2) через оцінки проекцій варіантів сигналу (5), дістанемо

$$\left. \begin{aligned} \cos(\varphi_j - \varphi_0) &= \tilde{X}_j / A, \\ \sin(\varphi_j - \varphi_0) &= \tilde{Y}_j / A, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

де $A = \sqrt{\tilde{X}_j^2 + \tilde{Y}_j^2}$ — амплітуда сигналу.

Отже, маємо вираз для обчислення згортки прийнятого сигналу $x(t)$ із когерентним опорним коливанням, що відповідає j -му варіанту ФМ сигналу:

$$V_j = X_0 (\tilde{X}_1 \cos \Delta\varphi_j - \tilde{Y}_1 \sin \Delta\varphi_j) + Y_0 (\tilde{Y}_1 \cos \Delta\varphi_j + \tilde{X}_1 \sin \Delta\varphi_j), \quad j = 1, 2, \dots, m. \quad (7)$$

Тут $\cos \Delta\varphi_j$, $\sin \Delta\varphi_j$ — постійні коефіцієнти, що визначаються системою з m переданих сигналів, $\Delta\varphi$ — різниця фаз між j -м і l -м варіантами цієї системи сигналів; X_0 і Y_0 обчислюються для кожної змінної послідовності інформаційного сигналу; \tilde{X}_1 , \tilde{Y}_1 відповідають (4) і (3) на інтервалі перебування синхросигналу, що являє собою повторення першого варіанта сигналу. Таким чином, вираз (7) разом із (3), (4) становлять повний алгоритм когерентної обробки довільного багатопозиційного сигналу з ФМ. Номер максимального зі значень (7), яке визначає переданий інформаційний символ

$$i = \operatorname{argmax} V_j, \quad j = 1, 3, \dots, m. \quad (8)$$

Розглянемо схему когерентного демодулятора сигналів з однократною ФМ. Ідеться про двійкову систему з варіантами фази $\varphi_1 = 0$, $\varphi_1 = \pi$, коли оцінки різниці фаз $\Delta\varphi_n$ можуть набувати значень 0 і π , а знак косинуса кута $\Delta\varphi_n$ збігається з двійковим інформаційним символом, отриманим на виході демодулятора на n -й послідці:

$$\operatorname{sgn} \cos \Delta\varphi_n = J_n. \quad (9)$$

Отже, оцінки наведених проекцій першого варіанта ФМ сигналу усереднюються на інтервалі N послідовностей і мають вигляд

$$\left. \begin{aligned} \tilde{X}_1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N J_n X_{0n}, \\ \tilde{Y}_1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N J_n Y_{0n}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Схему, що реалізує алгоритм (10), подано на рис. 3. Елементи затримки на T введено в тракти оцінювання для того, щоб прийняті проекції X_{0n} та Y_{0n} надходили на помножувачі одночасно з відповідним прийнятим ним двійковим символом J_n . Знаком \sum_N позначено суматори-накопичувачі на N послідовностей із плінним вікном, що реалізує алгоритми (10). Автономний генератор Γ опорного коливання генерує коливання з довільною фазою і повинен мати достатньо високу точність установлення частоти, щоб на інтервалі усереднення різниця початкових фаз сигналу і опорного коливання змінювались на малу частку мінімального інформаційного фазового стрибка. Далі при надходженні інформаційного сигналу, який починається з $(N + 1)$ -ї послідовності, до вмісту корелятора проекцій на кожному такті додається одна наведена проекція попередньої послідовності і відлічується одна проекція послідовності, віддалена від даної на N тактів. У такий спосіб досягається відстежування за початковою фазою сигналу, який надходить.

Одна з особливостей синтезу алгоритмів із ФРМ-1 полягає в тому, що інтервал обробки, необхідний для ухвалення рішення, дорівнює в даному випадку тривалості сигналу двох елементів, хоча рішення ухвалюється на кожному елементі. Отже, відповідно до теорії оптимального поелементного прийому алгоритм обробки має охоплювати дві послідовності сигналу.

Як правило, оптимальний алгоритм вдається подати через результати обробки сигналу на кожній послідовності окремо. Розглянемо когерентні демодулятори сигналів із двократною (чотирипозиційною) ФРМ

1-го порядку. Двократна ФРМ часто використовується в системах зв'язку. Відповідні пристрої дозволяють або вдвічі збільшити швидкість передавання порівняно з однократною ФРМ у тій самій смузі частот за незначних втрат завадостійкості, або забезпечити ту саму швидкість і завадостійкість, що й однократна ФРМ, у каналі з удвічі меншою смугою частот. Когерентний демодулятор сигналів із двократною ФРМ складається з когерентного демодулятора сигналів із двократною ФМ і декодера (рис. 4).

На вхід декодера з виходу когерентного демодулятора ФМ сигналів і з виходу елементів затримки надходять дискретні знакові функції проєкцій прийнятого сигналу на ортогональні опорні коливання на двох сусідніх послітках: X_{n-1} , X_n , Y_{n-1} і Y_n . Ці двійкові числа однозначно визначають одну з чотирьох переданих парою посліток різниць фази.

Декодер визначає цю різницю. У даному випадку в двократній системі з ФРМ застосовуються різниці фаз $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$. При цьому сигнал на кожній послітці має чотири початкові фази — два ортогональні сигнали та два протилежні до них за фазою. У тих випадках, коли застосовуються інші різниці фаз, змінюється кількість дозволених різниць фаз і схема ускладнюється. Тому при когерентній обробці перевага надається сигналам із вказаною різницею фаз.

У системах із когерентним прийомом сигналів із трикратною ФРМ застосовуються сигнали з різницями фаз $0, \pi/4, \pi/2, 3\pi/4, \pi, 5\pi/4, 3\pi/2, 7\pi/4$.

Варіанти початкової фази на кожній послітці також набувають вісім значень відносно опорного коливання. У демодуляторі спочатку обчислюються проєкції прийнятої послітки сигналу на чотири опорні коливання, зсунені відносно одне одного на $\pi/4$ (рис. 5, а) і зсунені відносно відповідних варіантів сигналу на $\pi/8$ (рис. 5, б). Один із варіантів: у демодуляторі формуються чотири опорні коливання і за допомогою чотирьох кореляторів обчислюються проєкції або в демодуляторі формуються два ортогональні опорні коливання і за допомогою двох кореляторів визначаються дві квадратурні проєкції, через які далі лінійним перетворювачем обчислюються всі інші проєкції. Потім у демодуляторі визначаються знаки всіх чотирьох проєкцій, що еквівалентно ухваленню рішення про переданий на даній послітці абсолютною фазою сигнал, відлічений від фази опорного коливання.

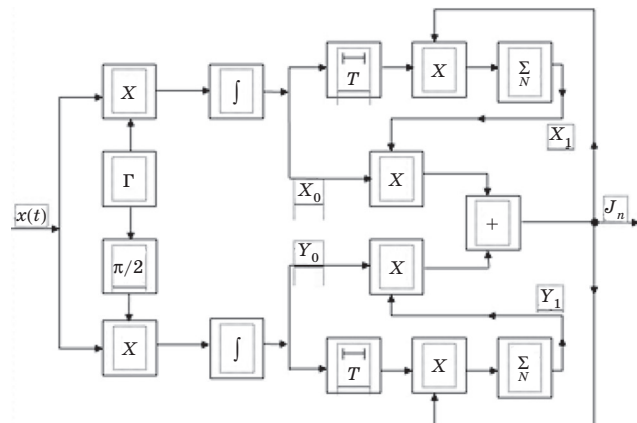


Рис. 3. Когерентний демодулятор двопозиційних ФМ сигналів із некогерентним опорним коливанням

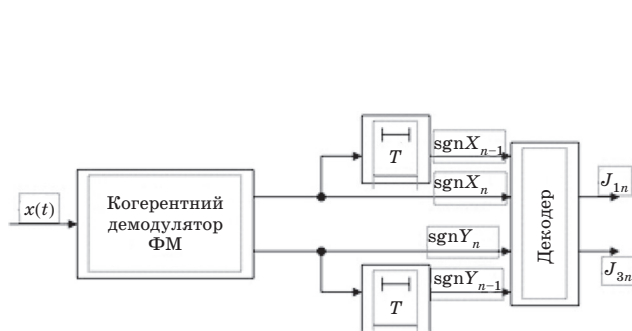


Рис. 4. Загальна схема когерентного демодулятора сигналів із двократною ФРМ

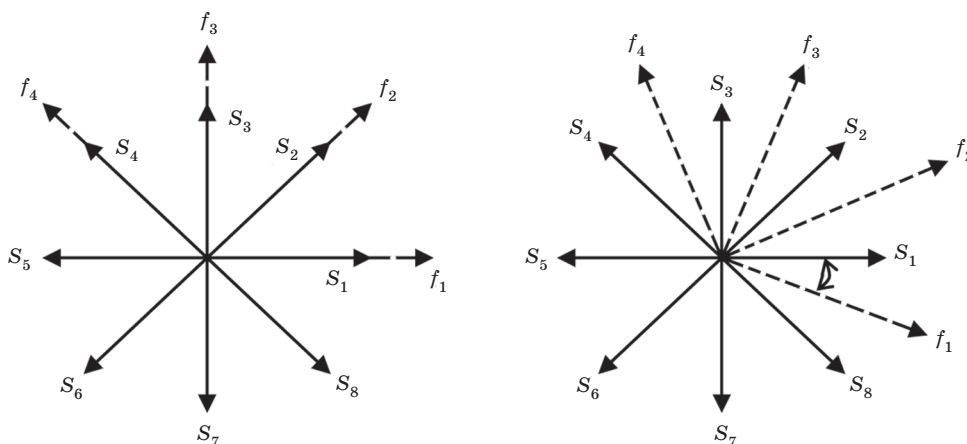


Рис. 5. Опорні коливання і сигнали в системі з трикратною ФМ

Знакові сигнали проєкцій на даній посилці та затримані на одну посилку знакові сигнали проєкцій на попередній посилці — усього вісім двійкових чисел — надходять на декодер, в якому визначається варіант переданої різниці фаз або трирозрядна двійкова комбінація.

Виділення когерентних опорних коливань здійснюються тими самими методами, що й у демодуляторах сигналів з одно- і двократною ФРМ, але відповідні пристрої ускладнюються.

Когерентні демодулятори восьмипозиційної системи з початковими фазами $\varphi_i = (i - 1) \pi/4$, де $i = 1, \dots, 8$, залежать від того, скільки опорних коливань у них використовується і яким чином вони орієнтовані відносно сигнальних векторів. Якщо сформовані чотири опорні коливання збігаються з чотирма першими варіантами сигналу (див. рис. 5, а), то демодулятор можна побудувати за алгоритмом (1) і схемою, поданою на рис. 1, а. У даному випадку на вхід схеми порівняння і знаходження максимуму подаються чотири проєкції прийнятого сигналу на опорні коливання f_1, f_2, f_3, f_4 і ті самі проєкції. За максимумом цих величин демодулятор визначає номер переданої фази. Інший варіант побудови когерентного демодулятора дістанемо, якщо за опорні коливання візьмемо четвірку сигналів зі зсувом за фазою на $-\pi/8$, як показано на рис. 5, б. Тоді переданий інформаційний символ і відповідна йому двійкова кодова комбінація повністю і однозначно визначаються набором знаків проєкцій прийнятого сигналу на вказані опорні коливання

$$\text{sgn} X_j = \text{sgn} \int_0^T x(t) f_j(t) dt, \quad (11)$$

Висновки

Переваги когерентного демодулятора залежать від кратності модуляції, розмірності оброблюваного відрізка сигналу та інших факторів. При когерентному прийомі сигналів без надлишковості перехід до обробки в цілому кількох елементів сигналу не призводить до збільшення завадостійкості порівняно з поелементним прийомом.

Список використаної літератури

1. Скляр, Б. Цифровая связь: Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. — М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. — 1104 с.
2. Беркман, Л. Н. Алгоритми оптимального прийому складених сигналів у багатопроменевих каналах зв'язку / [Л. Н. Беркман, О. Г. Варфоломєєва, Н. С. Чумак, І. Е. Похабова] // Телекомунікаційні та інформаційні технології. — 2016. — № 2. — С. 5–12.
3. Толубко, В. Б. Формування багатопозиційного сигналу технологій 5G на базі фазорізницевої модуляції високого порядку / В. Б. Толубко, Л. Н. Беркман, С. В. Козелков // Зв'язок. — 2016. — №4. — С. 5–7.
4. Стеклов, В. К. Оптимізація та моделювання пристроїв і систем зв'язку: підручник для вузів / В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман, С. В. Кільчицький. — К.: Техніка, 2004. — 576 с.

Рецензент: доктор техн. наук, ст. наук. співробітник **М. П. Трембовецький**, Державний університет телекомунікацій, Київ.

В. Б. Толубко, Л. Н. Беркман, С. В. Козелков, Н. В. Коршун

СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ КОГЕРЕНТНОЇ ОБРОБКИ ФАЗОМОДЕЛИРОВАННИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ СЕТЕЙ МОБИЛЬНОЇ СВ'ЯЗИ 4-ГО ПОКОЛЕННЯ

Рассмотрен оптимальный когерентный метод обработки многопозиционных сигналов при различных начальных условиях.

Ключевые слова: мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов; фазоразностная модуляция; Long-Term Evolution; когерентный демодулятор; помехоустойчивость.

V. B. Tolubko, L. N. Berkman, S. V. Kozelkov, N. V. Korshun

SYNTHESIS OF COHERENT PROCESSING ALGORITHMS OF PHASE-MODULATED SIGNALS FOR THE MOBILE COMMUNICATION NETWORK OF THE 4TH GENERATION

The research of the optimal coherent method of processing multiposition signals under different initial conditions was conducted.

Keywords: Orthogonal Frequency-Division Multiplexing; phase difference modulation; Long-Term Evolution; coherent demodulator; noise immunity.