

**Кривуца В. Г., д.т.н.; Беркман Л. Н., д.т.н. (ДУІКТ)
Яцук П. П. (НКРЗІ)**

АНАЛІЗ МЕТОДІВ ОПТИМАЛЬНОЇ ОБРОБКИ БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ СИГНАЛІВ

Кривуца В. Г., Беркман Л. Н., Яцук П. П. Аналіз методів оптимальної обробки багатопозиційних сигналів. В статті розглянуто методи оптимальної обробки багатопозиційних сигналів. Представлено алгоритми автокореляційного прийому багатопозиційних сигналів, які забезпечують інваріантність до зміщення опорних частот. Ця властивість ефективна при реалізації демодуляторів OFDM.

Ключові слова: БАГАТОПОЗИЦІЙНИЙ СИГНАЛ, АВТОКОРЕЛЯЦІЙНИЙ ПРИЙОМ, OFDM, ЧАСТОТНА МОДУЛЯЦІЯ, АВТОКОРЕЛЯЦІЙНИЙ МОДЕМ

Кривуца В. Г., Беркман Л. Н., Яцук П. П. Анализ методов оптимальной обработки многопозиционных сигналов. В статье рассмотрены методы оптимальной обработки многопозиционных сигналов. Представлены алгоритмы автокорреляционного приема многопозиционных сигналов, которые обеспечивают инвариантность к сдвигу опорных частот. Это свойство эффективно при реализации демодуляторов OFDM.

Ключевые слова: МНОГОПОЗИЦИОННЫЙ СИГНАЛ, АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ПРИЕМ, OFDM, ЧАСТОТНАЯ МОДУЛЯЦИЯ, АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫЙ МОДЕМ

Kryvutsa V. G., Berkman L. N., Yatsuk P. P. The analysis of methods of optimum processing of multiitem signals. In article methods of optimum processing of multiitem signals are considered. Algorithms of autocorrelation reception of multiitem signals which provide invariancy to shift of basic frequencies are presented. This property is effective at realization of demodulators OFDM.

Key words: MULTIITEM SIGNALS, AUTOCORRELATION RECEPTION, OFDM, frequency MODULATION, AUTOCORRELATION MODEM

Перехід до NGN можна вважати радикальною модернізацією телекомунікаційної галузі. Змінюються не тільки технологічні принципи передавання і комутації. Досить істотні зміни відбуваються на ринку інфокомунікаційних послуг, у системі технічної експлуатації. Відмінною особливістю ідеології NGN є використання технологій IP (Internet Protocol) для передачі та для комутації. Ця властивість NGN стимулює розробку принципів побудови інфокомунікаційних мереж, які в загальному вигляді можуть бути представлені чотирма рівнями: доступу, транспортним, управління комутацією, управління послугами. Компонентом NGN та FN (Future network) є сегмент стільникового зв'язку. Тенденціями сучасного етапу його розвитку є: *стрімке* зростання трафіку передачі даних; *намагання* забезпечити постійний широкосмуговий доступ; *широкий* спектр послуг та бізнес-моделей; *забезпечення* мобільного доступу в Інтернет в будь-який час та в будь-якому місці; *зниження* частки ринку фіксованого доступу в Інтернет. Практичне досягнення вище перелічених завдань можливе за рахунок втілення більш ефективних цифрових технологій наступного покоління, наприклад, LTE (Long Term Evolution). В свою чергу, LTE використовує одну з найбільш перспективних для побудови широкосмугових систем цифрового радіозв'язку по багатопроменевих каналах – технологію OFDM (ортогональний частотний розподіл з мультиплексуванням – Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [1].

Технологія OFDM – це одночасна передача потоку цифрових даних по багатьом частотним каналам (з багатьма несучими або несучими коливаннями) і на сьогодні розглядається як одна з найбільш перспективних для побудови широкосмугових систем цифровому радіозв'язку по багатопроменевих каналах, що забезпечує досить високу спектральну ефективність цих систем. Одним із привабливих властивостей даної технології вважається відносно висока стійкість стосовно частотно-селективних завмирань і вузькосмугових завад. У системах з одним несучим коливанням завмирання на даній частоті або вузькосмугова завада, що попадає на цю частоту, можуть повністю перервати передавання даних. У багаточастотних системах в аналогічних умовах виявляються подавленими лише незначна частина несучих

коливань. Завадостійке кодування може забезпечити відновлення даних, загублених на подавлених несучих.

При OFDM високошвидкісний потік даних розбивається на велике число низькошвидкісних потоків, кожний з яких передається у своєму частотному каналі (на своїй несучій частоті), тобто в частотних каналах тривалість каналних символів може бути обрана досить велика, що значно перевищує час збільшення затримки сигналу в каналі. Отже, в кожному частотному каналі вражається лише незначна частина каналного символу, яку можна вилучити з наступної обробки в приймачі за рахунок введення часового захисного інтервалу між сусідніми каналними символами при контрольованому зниженні швидкості передачі. Висока спектральна ефективність забезпечується досить близьким розташуванням частот сусідніх несучих коливань, які генеруються спільно так, щоб сигнали всіх несучих були ортогональні. Це досягається завдяки використанню дискретного перетворення Фур'є (ДПФ), яке може бути ефективно виконано із застосуванням алгоритмів швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Слід зазначити, що таке перетворення використовується в приймачі даної системи передачі при демодуляції прийнятого сигналу. Завдяки цьому абонентське устаткування виявляється порівняно простим, оскільки виключається необхідність використання наборів генераторів гармонійних несучих коливань і когерентних демодуляторів, які необхідні при звичайному частотному розподілі каналів.

У відомих системах OFDM використовується, як правило, оптимальна когерентна чи некогерентна обробка сигналів. Разом з тим, з розвитком багатопозиційних систем набуває актуальності задача синтезу алгоритмів автокореляційного прийому багаточастотних взаємоортогональних сигналів, орієнтованих на цифрову реалізацію і придатних для довільних сигналів із амплітудно-фазорізницевою модуляцією. Перспектива становлення цифрових мереж, як альтернатива існуючим телефонним каналам зв'язку в області глобальних телекомунікацій, є реальністю.

У загальній теорії прийому сигналів отримана велика кількість оптимальних алгоритмів. Ієрархію оптимальних алгоритмів відкриває когерентний прийом, оптимальний в умовах, коли варіанти переданого сигналу відомі повністю. Наступним є оптимальний некогерентний прийом, що має статус оптимального при варіантах сигналу з невідомою і рівномірно розподіленою початковою фазою. Якщо піти далі шляхом зменшення апріорних відомостей про прийнятий сигнал, то можна синтезувати інші методи прийому, оптимальні при відповідних умовах. При цьому чим менше є (або використовується) апріорних відомостей про параметри сигналу при його обробці, тим нижча завадостійкість. Завершують цю ієрархію оптимальних методів алгоритми обробки сигналів невідомої форми – алгоритми автокореляційної обробки фазомодульованих сигналів.

Серед спектру когерентних методів (алгоритмів) є як гірші, так і кращі з погляду завадостійкості, складності реалізації та інших показників. Сигнал з ФМ можна приймати тільки когерентним методом, в той час як сигнал з ФРМ (фазорізницевою модуляцією) можна обробляти різними методами. Якщо ж початкова фаза прийнятих елементів сигналу відома або може бути оцінена за передісторією процесу з високою точністю, то придатні як когерентний, так і некогерентний демодулятори. Причому когерентний має більш високу завадостійкість. Наскільки має переваги в цих умовах когерентний демодулятор залежить від кратності модуляції, розмірності (числа елементів) оброблюваного відрізка сигналу та інших факторів. Програш у завадостійкості оптимального некогерентного прийому когерентному зростає в міру збільшення позиційності і розмірності оброблюваного сигналу. При виборі позиційності сигналів з ФМ або ФРМ необхідно враховувати, що при збільшенні швидкості передачі інформації за рахунок збільшення числа позицій фази (різниці фази) завадостійкість швидко зменшується. Проте при рівній інформаційній швидкості перехід від однократної ФМ або ФРМ до двократної дозволяє зайняти вдвічі меншу смугу частот без зниження завадостійкості. Перехід до трикратної ФМ і ФРМ зі збереженням інформаційної швидкості

приводить до деяких втрат завадостійкості, так як при цьому зменшення мінімального фазового зсуву не компенсується подовженням послідовності. Проте зменшення впливу міжсимвольної інтерференції (за рахунок подовження послідовності) дає можливість переходу до восьмипозиційної системи. При подальшому збільшенні числа позицій з метою досягнення більш високих швидкостей використовуються комбіновані амплітудно-фазові методи модуляції та інші. При прийомі багатопозиційних сигналів з ФРМ і АФРМ переваги когерентного прийому значні. В усіх випадках для ефективної реалізації когерентної обробки необхідна постійна і достатньо мінливо змінна початкова фаза сигналу в каналі, щоб її можна було оцінити більш чітко.

В загальній теорії зв'язку під оптимальним некогерентним прийомом розуміють некогерентний метод (алгоритм) обробки, що забезпечує мінімум імовірності помилки в прийомі елементу сигналу в каналі з гауссівським білим шумом при випадковій і рівномірно розподіленій початковій фазі прийнятого елемента, (про яку нічого більше не відомо). Всі інші неінформаційні параметри сигналу, крім початкової фази, у першу чергу частота та інтервал обробки, при оптимальному некогерентному прийомі повинні бути відомі точно. Що стосується амплітуди сигналу, то при використанні сигналів з рівною енергією вона може бути невідомою [2]. Стосовно до ФМ сигналів оптимальний некогерентний метод прийому може бути використаний тільки для визначення переданої різниці фаз (а не абсолютної фази), котра при цьому методі обробки принципово є невідомою.

Якщо початкова фаза прийнятих елементів сигналу невідома або може бути оцінена за передісторією процесу з високою точністю, то когерентний (або квазікогерентний) демодулятор просто непрацездатний, у той час як некогерентний модулятор забезпечує досить високу завадостійкість і знаходиться поза конкуренцією. Якщо ж початкова фаза прийнятих елементів сигналу відома або може бути оцінена за передісторією процесу з високою точністю, то придатні як когерентний, так і некогерентний демодулятори. Причому когерентний має більш високу завадостійкість. Наскільки має переваги в цих умовах когерентний демодулятор залежить від кратності модуляції, розмірності (числа елементів) оброблюваного відрізка сигналу та інших факторів. Програш у завадостійкості оптимального некогерентного прийому когерентному зростає в міру збільшення позиційності і розмірності оброблюваного сигналу. Зокрема, при чотирьохпозиційній ФРМ програш більший, ніж при двоопозиційній ФРМ; при прийомі сигнально-кодової конструкції в цілому програш більший, ніж при поелементному прийомі.

Між відомою або зовсім невідомою початковою фазою, є великий спектр проміжних ситуацій. З одного боку, початкова фаза точно невідома і змінюється за часом, але, з іншого боку, може бути оцінена з деяким ступенем точності за передісторією процесу. Співвідношення між завадостійкістю квазікогерентного й оптимального некогерентного методів обробки в проміжних ситуаціях залежить від динаміки зміни фази і частоти сигналу та апріорних даних про ці зміни, від співвідношення між тривалістю елемента, тривалістю сеансу зв'язку й інтервалом кореляції фази в каналі і, нарешті, від наявних алгоритмічних і технічних засобів спостереження за частотою і фазою.

Проаналізуємо ситуації при яких складаються умови, що відповідають каналу з невизначеною частотою. Невідома, невизначена початкова фаза сигналу має місце на початку будь-якого сеансу зв'язку, внаслідок нестабільності частоти задавальних генераторів, на протязі всього інтервалу прийому при короткочасних сеансах, при передачі інформації окремими імпульсами або пакетами, розділеними пасивними паузами, та у всіх інших випадках, коли до моменту обробки передісторія сигналу або відсутня, або занадто короткочасна. Невизначеність частоти сигналу, крім того, є наслідком ефекту Доплера, що виникає при зв'язку з швидко рухомими об'єктами або ретрансляції сигналів через рухомий ретранслятор. При різних випадках руху об'єкта зв'язку можуть виникати непередбачені зміни частоти несучого коливання, що важко компенсувати за короткий час за допомогою пристроїв частотного автопідстроювання. В ряді випадків частотне автопідстроювання не реальне і у системах безперервної передачі інформації, якщо останні працюють з

каналами зі змінними параметрами. Взагалі в каналах з порівняно швидкими змінами параметрів, коли на інтервалі однієї – двох посилок початкова фаза незначно змінюється, а інтервал когерентності занадто швидкий, щоб при даному відношенні сигнал-шум дати досить точну її оцінку, некогерентний прийом може дати кращі результати по завадостійкості, ніж квазікогерентний. Реалізаційні втрати квазікогерентного прийому через похибку установки початкової фази опорного коливання можуть виявитися більшими, ніж теоретичний програш оптимального некогерентного прийому когерентному. У зв'язку з цим у названих ситуаціях віддають перевагу некогерентному, зокрема оптимальному некогерентному прийому. Іноді до некогерентного прийому звертаються і в інших випадках. Наприклад, у каналі з постійними параметрами когерентний прийом сигналів з однократною ФРМ має більшу завадостійкість, ніж оптимальний некогерентний, однак виграш цей незначний. Адже некогерентний демодулятор не вимагає формування когерентних із прийнятими сигналами опорних коливань і, відповідно, простіший когерентного. Остання обставина в ряді випадків є вирішальною при виборі між когерентними й оптимальним некогерентним методами прийому.

Розглянемо застосування автокореляційної обробки сигналів Найкращим при будь-яких умовах алгоритм, що базується на фундаментальному положенні теорії систем, відповідно деякій оптимальності завжди відносний, в тому змісті, що в залежності від обмежень, зумовлених характеристиками каналу і сигналу та особливостями режиму роботи системи зв'язку в цілому, оптимальними по деякому наперед заданому критерію виявляються різні алгоритми [3, 4].

Нехай є два варіанти переданого сигналу $S_1(t)$ і $S_2(t)$ (сигнали невідомої форми) та відомий інтервал їхнього існування $(0, \tau)$. Ці сигнали можна представити у виді розкладу по системах ортонормованих функцій $\{\varphi_i\}$ і $\{\psi_i\}$:

$$S_1(t) = \sum_{i=1}^{2B} \alpha_i \varphi_i(t), \quad S_2(t) = \sum_{i=1}^{2B} \beta_i \psi_i(t),$$

де $2B$ – база очікуваних сигналів,

$$\alpha_i = \int_0^{\tau} S_1(t) \varphi_i(t) dt; \quad \beta_i = \int_0^{\tau} S_2(t) \psi_i(t) dt .$$

Сигнали $S_1(t)$ і $S_2(t)$ називаються сигналами невідомої форми, якщо відсутня будь-яка інформація про коефіцієнти φ_i та ψ_i . При цьому відомі базисні функції φ_i та ψ_i система функцій $\{\varphi_i\}$ визначає підпростір можливих форм сигналу $S_1(t)$, а система функцій $\{\psi_i\}$ – підпростір можливих форм сигналу $S_2(t)$. Можна вважати, що в розглянутому випадку відомі підпростори очікуваних сигналів, визначаються відповідним набором базисних функцій і часовим інтервалом їхнього існування.

Якщо відомі розподіли коефіцієнтів α_i і β_i , то для синтезу оптимального алгоритму прийому сигналів $S_1(t)$ і $S_2(t)$ можна скористатися простим правилом максимальної правдоподібності; якщо ж розподіли α_i і β_i невідомі, то варто скористатися правилом загальної максимальної правдоподібності, відповідно до якого з двох можливих гіпотез ($S_1(t)$ або $S_2(t)$) вибирається та, для якої більше максимум функції правдоподібності.

Для випадку сигналів з однаковою енергією, коли відомо, що $\sum_{i=1}^{2B} \alpha_i^2 = \sum_{i=1}^{2B} \beta_i^2$, варто вважати переданим сигнал $S_1(t)$, якщо

$$\sum_{i=1}^{2B} \left[\int_0^{\tau} x(t) \varphi_i(t) dt \right]^2 > \sum_{i=1}^{2B} \left[\int_0^{\tau} x(t) \psi_i(t) dt \right]^2; \quad (1)$$

і сигнал $S_2(t)$ – у протилежному випадку.

Неважко помітити, що в квадратних дужках у (1) стоять коефіцієнти розкладу прийнятого сигналу за базисними функціями ϕ_i і ψ_i , а суми квадратів цих коефіцієнтів (ліва і права частини (1)) дорівнюють енергії прийнятого сигналу в підпросторах $\{\phi_i\}$ і $\{\psi_i\}$ відповідно. Тому алгоритм (1) можна представити в виді:

$$\int_0^{\tau} x_1^2(t) dt > \int_0^{\tau} x_2^2(t) dt, \quad (2)$$

де $x_1(t)$ і $x_2(t)$ – частини сигналу, що знаходяться в підпросторах $\{\phi_i\}$ і $\{\psi_i\}$.

Тому зміст отриманого алгоритму в наступному: необхідно обчислити енергію сигналу, прийнятого в підпросторах першого і другого варіантів сигналу, і вважати переданим той варіант, у підпросторі якого обчислена енергія більше. У зв'язку з цим алгоритми прийому виду (1) і (2) називають енергетичними або автокореляційними, маючи на увазі в останньому випадку, що при їхньому використанні в приймачі обчислюється згортка прийнятого сигналу з самим собою при тому або іншому часовому зсуві (в (2) цей зсув дорівнює нулю). Ці алгоритми справедливі при різних видах модуляції сигналу, причому для одержання відповідного часткового алгоритму варто підставити в (1) базисні функції, що відповідають даному виду модуляції.

Пояснимо на прикладі прийому сигналів з частотною модуляцією. Нехай частоти несучих коливань сигналів $S_1(t)$ і $S_2(t)$ невідомі, проте відомі підпростори цих сигналів: $S_1(t)$ існує в смузі частот Δf_1 , а $S_2(t)$ у смузі Δf_2 , причому Δf_1 і Δf_2 не перекриваються. Такі сигнали є частковим випадком сигналів невідомої форми. Їх прийом відповідно до приведеного алгоритму енергетичної (автокореляційної) обробки проводиться в такий спосіб. На інтервалі посилки T обчислюється енергія прийнятого сигналу в смугах частот Δf_1 і Δf_2 . Переданим вважається сигнал S_1 , якщо енергія виявилася більшою в смузі Δf_1 і сигнал S_2 у протилежному випадку. При цьому інтеграл у лівій частині (2) є енергія сигналу, прийнятого в смузі частот Δf_1 , а інтеграл у правій частині (2) – енергія сигналу, прийнятого в смузі частот Δf_2 . Відповідно базисні функції ϕ_i в (1) – це є гармоніки частоти $2\pi/T$, що потрапляють в смугу $2\pi\Delta f_1$, а функції ψ_i – гармоніки смуги $2\pi\Delta f_2$.

Зазначимо, що розглянуті алгоритми працюють не тільки при невідомій, але і при змінній формі сигналів проте, строго кажучи, допустимі лише такі зміни, при яких кожний з варіантів переданого сигналу не виходить за рамки певного для нього підпростору. При ФРМ-1 це означає, що сигнали з точністю до знаку повинні повторюватися на інтервалі двох посилок. Звідси, зокрема, впливають досить жорсткі вимоги до стабільності частоти несучого коливання при автокореляційному прийомі сигналів із ФРМ-1.

Автокореляційні демодулятори сигналів із ФРМ-1 привертають увагу надзвичайною простотою, тому що для їх реалізації не потрібно ні пристроїв виділення когерентних опорних коливань, як у когерентних демодуляторах, ні кореляторів з квадратурними опорними коливаннями, як в оптимальних некогерентних демодуляторах [2]. Але потрібно враховувати, що потенційно автокореляційні демодулятори уступають по завадостійкості когерентним і оптимальним некогерентним. На відміну від них завадостійкість автокореляційних (енергетичних) демодуляторів залежать не тільки від відношення h^2 енергії сигналу до спектральної щільності потужності шуму, але й до бази прийнятої суміші сигналу з шумом, що залежить, у свою чергу, від ширини смуги пропускання F вхідного фільтра приймача. Чим більше база $2FT$, тим нижче завадостійкість при тій же h^2 ; чим складніше сигнал, тим більше його розмірність, тим більше за інших рівних умов імовірність помилки – такі особливості автокореляційного

прийому. Разом з тим при прийомі вузькосмугових сигналів з базою $B \approx 2$, автокореляційні демодулятори уступають оптимальним некогерентним незначно. При оцінці порівняльної завадостійкості когерентних і максимальних некогерентних демодуляторів, з одного боку, і автокореляційних, з іншого – не слід забувати, що перші мають перевагу лише при виконанні умов їх оптимальності і працездатності. Якщо ці умови не виконуються і має місце прийом сигналу апріорно невідомої форми, то автокореляційний демодулятор може забезпечити меншу ймовірність помилки. Тому можна зробити висновок, що строгий мінімум імовірності помилки автокореляційний прийом (як метод, що впливає з правила узагальненої максимальної правдоподібності) забезпечує при рівномірно розподілених невідомих параметрах (коефіцієнтах розкладу сигналу невідомої форми).

Алгоритми автокореляційної обробки сигналів із ФРМ-1 безпосередньо впливають із правила загальної максимальної правдоподібності і в цьому змісті є оптимальними для сигналів невідомої форми. Аналогічний оптимальний (у змісті загальної максимальної правдоподібності) алгоритм обробки сигналів із ФРМ-2 приводить до схеми енергетичного демодулятора. Як і у випадку оптимального некогерентного прийому, енергетичний демодулятор сигналів із ФРМ-2 перевершує за завадостійкістю еквівалентний йому автокореляційний демодулятор сигналів із ФРМ-1. Разом з тим завадостійкість демодуляторів цих типів залежить від стабільності частоти несучого колювання. Уникнути цю залежність вдається в автокореляційному демодуляторі ФРМ-2.

Якщо при ФРМ-1 автокореляційний прийом привабливий, головним чином, своєю простотою, то при ФРМ-2 автокореляційний прийом, що є в цьому випадку однією із субмаксимальних модифікацій алгоритму прийому відповідних сигналів невідомої форми, має унікальну властивість інваріантності до частоти несучого колювання, властивістю, що не має місця ні при когерентному, ні при максимальному некогерентному методах обробки. Внаслідок цього автокореляційні алгоритми прийому сигналів із ФРМ-2 мають принципове значення в теорії і техніці зв'язку. Їх доцільно застосовувати в каналах з невизначеною частотою сигналу.

Таким чином, при передачі цифрової інформації різними каналами зв'язку виникає великий ряд ситуацій, при яких приймач повинний обробляти сигнал з невідомою або неточно відомою частотою несучого колювання – канали з невизначеною частотою сигналу. Таким каналам і ситуаціям адекватний автокореляційний метод прийому при використанні сигналів із ФРМ другого порядку.

Автокореляційні модеми з ФРМ-2 володіють властивістю відносної або абсолютної інваріантності до зміни частоти несучого колювання, використовуються в системах передачі цифрової інформації при зв'язку з швидкорухомими об'єктами, в системах супутникового зв'язку, а також в системах волоконно-оптичного зв'язку.

Література

1. Управління телекомунікаціями із застосуванням новітніх технологій / [В. Г. Кривуца, В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман та інші.] : підруч. для ВНЗ. – К.: Техніка, 2007. – 384 с.
2. Окунев Ю. Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами / Ю. Б. Окунев. – М.: Радио и связь, 1991. – 295 с.
3. Кривуца В. Г. Імітаційне моделювання та прогнозування / В. Г. Кривуца : підруч. для ВНЗ. – К., 1999. – 150 с.
4. Кривуца В. Г. Математичне моделювання телекомунікаційних систем / В. Г. Кривуца, В. В. Барковський, Л. Н. Беркман. – К.: ДП «ДВІА Зв'язок», 2007. – 270с.