

УДК 621.39

DOI: 10.31673/2412-9070.2022.027075

К. В. ПОЛОНСЬКИЙ, аспірант,
Державний університет телекомунікацій, Київ

ОЦІНЮВАННЯ АЛГОРИТМУ ОПТИМАЛЬНОГО КОГЕРЕНТНОГО ПРИЙМАННЯ OFDM-СИГНАЛІВ ІЗ БАГАТОПОЗИЦІЙНОЮ АМПЛІТУДНО-ФАЗОВОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

Розглянуто питання оптимального когерентного приймання OFDM-сигналів із багатопозиційною амплітудно-фазовою модуляцією за умов апріорної невизначеності стану телекомунікаційної мережі. Визначено, що сучасні телекомунікаційні системи через складність їх поведінки, зумовлену характером випадкових зовнішніх впливів, потребують інваріантних процедур оптимального приймання та оброблення вхідного сигналу. Досліджено процедуру ранжування вхідних відліків, яка перетворює їх на послідовність цілих чисел — рангів, залежних від відносного рівня даного відліку серед спостережуваної множини, яка має найбільш широкий спектр інваріантних властивостей. На її основі розроблено алгоритми оптимального когерентного приймання OFDM-сигналів із багатопозиційною амплітудно-фазовою модуляцією. Запропоновані алгоритми розв'язують задачу когерентного приймання багатопозиційного АФМ-сигналу як за наявності спеціального синхросигналу, так і за умов його відсутності. Водночас приймання та оброблення когерентного сигналу за запропонованим алгоритмом за наявності синхросигналу полягає в тому, що усереднення здійснюється на інтервалі синхросигналу. У разі приймання без наявності синхросигналу у відповідному алгоритмі усереднення здійснюється на плинному інтервалі в N посилок, що передують посилці, котра обробляється в даний момент. Апробацію таких алгоритмів реалізовано на основі когерентного оброблення 16-позиційних OFDM-сигналів з амплітудно-фазовою модуляцією.

Розглянуті алгоритми когерентного оброблення багатопозиційних АФМ чи АФРМ-сигналів особливо зручні для багатоканальних (багаточастотних) систем з ортогональними канальними сигналами, оскільки в цих системах для розподілу ортогональних сигналів використовується та сама процедура обчислення проєкцій прийнятого сигналу на два взаємно ортогональних коливання з довільною початковою фазою.

Ключові слова: технологія OFDM; оптимальне когерентне приймання; процедура ранжування вхідних відліків.

Вступ

Сьогодні розвиток телекомунікаційних систем та мереж у найбільш сучасних та ефективних телекомунікаційних провідних та безпроводових лініях зв'язку використовують стандарти передавання даних, засновані на технології паралельного передавання даних і частотного розподілу з мультиплексуванням фазомодульованого сигналу — технології OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) [1; 2].

Системам OFDM властива довга послілка, яка дає можливість ефективніше послабити вплив багатопроменевості на завадостійкість приймання і водночас забезпечити високу сумарну швидкість передавання. Ці переваги зумовили значний розвиток властивості багатопроменевості на провідних каналах телекомунікаційних систем (ТС): довга послілка при порівняно високій стійкості відносно імпульсних завад і переривань. Крім того, параметри багатопроменевого сигналу, виходячи з припустимих відхилень амплітудно-частотних і фазочастотних характеристик (АФЧХ) каналу ТС, вибираються такими, щоб система була нечутлива (інваріантна) до цих відхилень, чим би вони не зумовлювались. Тобто, система будується на інваріантному підході, що є позитивною властивістю систем передавання даних на основі технології OFDM [3; 4].

Сигнали OFDM з АФМ і АФРМ звичайно застосовуються для досягнення високих питомих швидкостей цифрового передавання (3 біт/с Гц і більших) у каналах із жорстким обмеженням смуги частот. Найчастіше використовуються 16-, 32-, і 64-позиційні системи, що відповідають чотири-, п'яти- і шестизначній маніпуляції. Практичне використання дістали сигнали і більш високої кратності [2; 4].

Сучасні телекомунікаційні системи, що використовують такі, а також більші швидкості передавання даних, мають низку особливостей, найістотніші з яких щодо забезпечення стійкої, неперервної і надійної роботи такі:

- складність поведінки системи, зумовлену характером випадкових зовнішніх впливів;
- надійна стійкість роботи в умовах впливу зовнішніх завад.

Функціонування телекомунікаційної системи за таких умов накладає певні обмеження на її роботу. Вони полягають у тому, що відсутність інформації про апріорний розподіл імовірностей зміни стану функціонування системи не дає змоги використовувати традиційні методи оптимального приймання вхідного сигналу.

Якщо зміни умов функціонування достатньо плинні і прогнозовані, то вдаються до адаптивних методів за умов непередбачених ситуацій — методи оброблення сигналу мають бути інваріантними [3; 4].

Адаптивні методи застосовуються, якщо невідома невелика кількість параметрів сигналів і завад. У разі великої кількості параметрів адаптація неефективна. Надання інваріантних властивостей непараметричним процедурам досягається таким загальним технічним прийомом: на початковому етапі оброблення надмірність вхідної інформації скорочується редуцією спостереження вибіркового даних, чутливих до величин, розподіл яких є інваріантним щодо розподілу вхідних даних [4; 5].

Найбільш широкий спектр інваріантних властивостей має процедура ранжування вхідних відліків, яка перетворює їх на послідовність цілих чисел — рангів, залежних від відносного рівня даного відліку серед спостережуваної множини. Ранги володіють багатьма властивостями, а теорія рангових процедур значно ефективніша, ніж непараметричні методи для практичного застосування [4; 6].

Відомо, що вхідні канали можуть бути реалізовані для оптимального когерентного, оптимального некогерентного та енергетичного приймання вхідного сигналу [4; 5]. А отже, і дослідження прикладних аспектів рангового оброблення інформації на вхідних каналах телекомунікаційних систем, що є одним із найактуальніших завдань, мають зважати на вид приймання вхідного сигналу [3–5].

Когерентне приймання за умов апріорної невизначеності стану системи здійснюється на підставі підстроювання варіантів сигналу в кожному каналі багатоканального модема. Його реалізація передбачає розроблення окремого алгоритму оптимального когерентного приймання вхідного сигналу, який за умов невизначеності має реалізовуватись на основі рангових процедур [4; 5].

Питанням застосування рангових методів під час організації оптимального когерентного приймання OFDM-сигналів із багатопозиційною амплітудно-фазовою модуляцією та розроблення відповідних алгоритмів приймання присвячено низку праць [6–9].

У статті [6] розглянуто використання рангових методів при структурному синтезі моделі керування телекомунікаційною системою, але безпосередньо оптимальне когерентне приймання та розроблення його алгоритмів не розглядалось.

Питання оцінювання ефективності рангового виявлення радіосигналів за умов хаотичних завад розглянуто в [7; 8]. Подано елементи окремих методів застосування рангів для визначення рівня сигналів за умов хаотичних завад, але без актуалізації досліджень щодо їх оптимального когерентного приймання.

Оптимальне приймання когерентного сигналу приймачем широкосмугового сигналу OFDM розглянуто в [9]. Водночас за вхідні умови взято те, що на вхід уже надходить оптимальний когерентний сигнал. Але відсутні дослідження, спрямовані на розроблення саме алгоритму формування такого вхідного сигналу.

Таким чином, питання розроблення окремого алгоритму оптимального приймання когерентного OFDM-сигналу з багатопозиційною амплітудно-фазовою модуляцією із застосуванням рангових процедур у повному обсязі не досліджувалось і є актуальним науковим завданням.

Основна частина

Основними особливостями когерентного приймання є визначення:

- імовірності помилки при ідеальних опорних коливаннях для різних відношень сигнал/завада. Це дає можливість визначити потенційну завадостійкість демодулятора вхідного сигналу під час використання різних груп багатопозиційних сигналів;
- імовірності помилки при формуванні варіантів сигналів для різних інтервалів усереднення, а також мінімального інтервалу усереднення, у разі якого завадостійкість близька до потенційної;
- тривалості початкового входження в зв'язок, а також тривалості входження після різних за величиною стрибків фази сигналу;
- порівняння різних систем сигналів за завадостійкістю у разі розглянутого методу оброблення.

Основною проблемою високошвидкісної передавання проводимими каналами тональної частоти (ТЧ) є подолання невизначеності частотних характеристик, зумовлених неможливістю апріорного виміру цих характеристик (наприклад, у комутованій мережі або зміною характеристик за часом).

Багатоканальні модеми (БМ), що застосовуються для приймання та оброблення когерентних сигналів, відомі та добре зарекомендували себе в каналах із розсіюванням [5; 10; 11]. У БМ параметри сигналу, виходячи з припустимих відхилень амплітудно-частотних і фазочастотних характеристик (АФЧХ) каналу ТЧ, вибираються такими, щоб модем був нечутливим (інваріантним) до цих відхилень, чим би вони не були зумовлені (такий підхід називається *інваріантним*).

Отже, однією з важливих особливостей багатоканальних модемів є відносна інваріантність їх завадостійкості до форми АФЧХ-каналу зв'язку, що дає змогу або зовсім відмовитися від коригування АФЧХ, або обмежитися застосуванням простих фазових коректорів, котрі забезпечують зниження нерівномірності групового часу затримки (ГЧЗ) до величини типових для одного чи кількох переприймальних ділянок.

Розглянемо загальний випадок цифрового передавання за допомогою m -позиційною сигналу з довільними амплітудами $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$ і початковими фазами $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_m$ (не робимо поки різниці між АФМ і АФРМ). При такій задачі i -й варіант переданого сигналу можна подати в такому вигляді [10; 12]:

$$S_i(t) = \alpha_i \sin(\omega t + \varphi_i), \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (1)$$

У каналі з гауссівським некореляційним шумом оптимальний алгоритм приймання сигналів (1) може бути сформульований у такій спосіб: фіксується переданий i -й варіант сигналу, якщо при всіх $j \neq i$ справедлива нерівність:

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

або

$$i = \arg \min_j \int_0^T [x(t) - S_j(t)]^2 dt; \quad j = 1, 2, \dots, m. \quad (2)$$

Під час цифрового оброблення зручно переходити від високочастотного сигналу (1) до його відображення через координати в двовимірному просторі, що на практиці відповідає, наприклад, операціям переносу спектра або розподілу ортогональних каналних сигналів у багатоканальній системі [12; 13].

Нехай відомі, обчислені на інтервалі однієї послілки, проекції прийнятого сигналу $x(t)$ і сигналів (1) на опорне коливання з довільними амплітудою α_0 і фазою φ_0 [12; 13]:

$$\left. \begin{aligned} X_0 &= \int_0^T x(t) \alpha_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt; \\ Y_0 &= \int_0^T x(t) \alpha_0 \cos(\omega t + \varphi_0) dt; \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} X_j &= \int_0^T S_j(t) \alpha_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt; \\ Y_j &= \int_0^T S_j(t) \alpha_0 \cos(\omega t + \varphi_0) dt; \quad j = 1, 2, \dots, m. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Тоді оптимальний алгоритм (2) можна подати так:

$$i = \arg \min_j [(X_0 - X_j)^2 + (Y_0 - Y_j)^2]; \quad j = 1, 2, \dots, m. \quad (5)$$

Проекції X_0 і Y_0 , що входять в (5), визначаються з (2) в результаті оброблення поточної прийнятої послілки сигналу, а X_j і Y_j , число яких дорівнює $3m$, має бути відомо апріорно чи обчислено (оцінено) у процесі приймання попередніх послілок сигналу. Проекції X_0 і Y_0 обчислені конкретно на n -й послілці сигналу, тому до їх індексів додаватимемо символ n : X_{0n} і Y_{0n} . Для обчислення оцінок проекцій X_j і Y_j скористаємося методом приведення й усереднення проекцій прийнятого сигналу. Для усереднених величин виберемо для визначеності проекції першого варіанта сигналу (1), до них же будемо приводити інші варіанти прийнятого сигналу в процесі підстроювання за інформаційним сигналом. Якщо прийнятий сигнал на інтервалі N послілок містить сигнал $S_1(t)$ у суміші з гауссівським шумом, то максимально правдоподібні оцінки X_1 і Y_1 можна дістати з виразів [12]:

$$\tilde{X}_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N X_{0n}; \quad \tilde{Y}_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N Y_{0n}, \quad (6)$$

де X_{0n} і Y_{0n} — проекції сигналу на інтервалі n -й послілки. Оцінки (6) є незміщеними та ефективними. З них можна сформулювати незміщені й ефективні оцінки проекцій усіх інших варіантів сигналу, що входять до оптимального алгоритму (5). Для цього введемо позначення $\varphi_j = \varphi_1 + \Delta\varphi_j$ і перетворимо проекцію X_j в такий спосіб [12; 13]:

$$\begin{aligned}
X_j &= \int_0^T \alpha_j \sin(\omega t + \varphi_0) \alpha_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt = (\alpha_j / \alpha_0) \int_0^T \alpha_j \sin(\omega t + \varphi_1 + \Delta\varphi_j) \alpha_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt = \\
&= (\alpha_j / \alpha_1) \left[\cos \Delta\varphi_j \int_0^T \alpha_j \sin(\omega t + \varphi_1) \alpha_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt + \sin \Delta\varphi_j \int_0^T \alpha_1 \cos(\omega t + \varphi_1) \alpha_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt \right] = \\
&= (\alpha_j / \alpha_1) \left[\cos \Delta\varphi_j \int_0^T \alpha_j \sin(\omega t + \varphi_1) \alpha_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt - \sin \Delta\varphi_j \int_0^T \alpha_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \alpha_0 \cos(\omega t + \varphi_0) dt \right] = \\
&= (\alpha_j / \alpha_1) (X_1 \cos \Delta\varphi_j - Y_1 \sin \Delta\varphi_j).
\end{aligned} \tag{7}$$

Аналогічно збудемо проєкцію Y_j . Замінивши X_1 і Y_1 їхніми оцінками, дістанемо:

$$\begin{aligned}
\tilde{X}_j &= (\alpha_j / \alpha_1) (\tilde{X}_1 \cos \Delta\varphi_j - \tilde{Y}_1 \sin \Delta\varphi_j); \\
\tilde{Y}_j &= (\alpha_j / \alpha_1) (\tilde{X}_1 \sin \Delta\varphi_j + \tilde{Y}_1 \cos \Delta\varphi_j),
\end{aligned} \tag{8}$$

де $\Delta\varphi_j$ — відома різниця фаз між сигналами $S_j(t)$ і $S_1(t)$. При обчисленні оцінок за вказаними формулами немає потреби в інформації щодо амплітуди варіантів сигналів α_j і α_1 , а досить знати відношення цих амплітуд α_j / α_1 .

Алгоритми розв'язують завдання когерентного приймання багатопозиційного АФМ-сигналу в разі наявності спеціального синхросигналу, який, наприклад, передує передаванню інформаційних посилок: за (3) обчислюються проєкції синхросигналу на опорні коливання з довільною початковою фазою, потім за (5) визначаються оцінки проєкцій першого варіанта сигналів \tilde{X}_1 і \tilde{Y}_1 , за (8) розраховуються оцінки проєкцій усіх m -варіантів сигналу і, нарешті, здобуті оцінки \tilde{X}_1 і \tilde{Y}_1 усіх варіантів сигналу підставляємо замість \tilde{X}_1 і \tilde{Y}_1 в алгоритм (8), за яким проводиться демодуляція інформаційних посилок [4; 12].

Зазвичай когерентний демодулятор багатопозиційних сигналів з АФМ містить суматори-нагромаджувачі (Σ_N), які виконують операцію усереднення згідно з (6). Ці пристрої, а також обчислювач оцінок проєкцій варіантів сигналу за (8), працюють тільки під час передавання синхросигналу. Сформовані ними оцінки надходять до обчислювача відстані між прийнятим сигналом і всіма m -зразками, котрий ухвалює рішення щодо номера переданого варіанта згідно з (5) [5; 9]. Завданням декодера є перетворення цього рішення в двійкову кодову комбінацію відповідно до використовуваного маніпуляційного коду.

Розглянуті алгоритм і схема орієнтовані на приймання сигналу з абсолютною АФМ, оскільки наявність синхросигналу виключає невизначеність початкової фази, яка перешкоджає застосуванню абсолютної фазової модуляції.

Пристосуємо цей алгоритм до найбільш важливого випадку, коли синхросигнал відсутній і «підстроювання» проєкцій зразків сигналу доводиться виконувати безпосередньо за інформаційними послілками. В такому разі потрібно усереднювати не проєкції прийнятого сигналу, а приведені проєкції. При цьому операція приведення полягає в перетворенні прийнятих проєкцій до проєкцій, наприклад, першого варіанта сигналу з використанням ухваленого рішення про переданий зразок сигналу. Нехай $\Delta\tilde{\varphi}_n$ — різниця фаз між варіантом сигналу, на користь якого в демодуляторі ухвалено рішення на n -й послілці, і першим варіантом сигналу; $\tilde{\alpha}_n$ — амплітуда сигналу, на користь якої прийнято рішення на n -й послілці. Тоді $\Delta\tilde{\varphi}_n$ набуває значення із дискретної множини дозволених фаз, що визначаються за (1); $\tilde{\alpha}_n$ — величина, яка дорівнює фактичній амплітуді прийнятої на n -й послілці суміші сигналу із шумом (надалі вона ототожнюється з амплітудою того варіанта сигналу, на користь якого винесене рішення на n -й послілці).

Отже, приведені проєкції X_{1n} і Y_{1n} прийнятого сигналу на n -й послілці обчислюються через прийняті проєкції X_{0n} і Y_{0n} за формулами [10; 12]:

$$\begin{aligned}
X_{1n} &= (\alpha_1 / \tilde{\alpha}_n) (X_{0n} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n + Y_{0n} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n); \\
Y_{1n} &= (\alpha_1 / \tilde{\alpha}_n) (Y_{0n} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n - X_{0n} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n).
\end{aligned} \tag{9}$$

Значення $\tilde{\alpha}_n$ і $\Delta\tilde{\varphi}_n$ визначаються рішенням про переданий на n -й послілці варіант сигналу, прийнятий за результатами оброблення X_{0n} і Y_{0n} .

Як і в алгоритмі приймання за синхросигналом, значення (9) усереднюються:

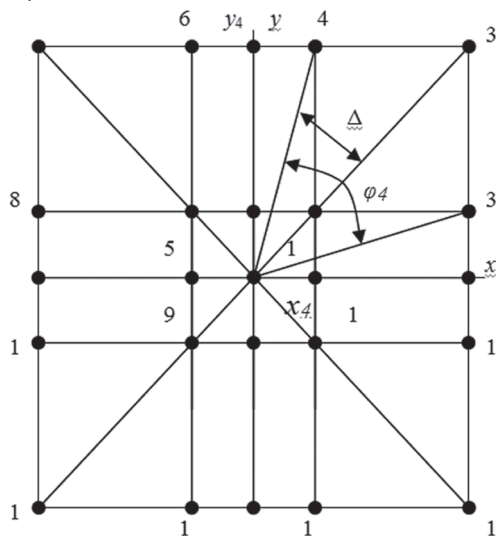
$$\begin{aligned}
\tilde{X}_1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{\alpha_1}{\tilde{\alpha}_n} (X_{0n} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n + Y_{0n} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n); \\
\tilde{Y}_1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{\alpha_1}{\tilde{\alpha}_n} (Y_{0n} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n - X_{0n} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n).
\end{aligned} \tag{10}$$

Відмінність алгоритмів (10) і (6) полягає в тому, що в (6) усереднення проводиться на інтервалі синхросигналу, а в (10) — на плинному інтервалі в N посилок, що передують посилці, котра оброблюється в даний момент. Під час обчислення оцінок за алгоритмом (10) немає потреби в апіорних даних щодо амплітуди варіантів сигналу, оскільки в цей алгоритм входять тільки відношення амплітуд [10; 12].

Таким чином, алгоритм когерентного приймання багатопозиційного АФМ-сигналу набирає такого вигляду:

$$i = \arg \min_j \left[(X_{0n} - \tilde{X}_j)^2 + (Y_{0n} - \tilde{Y}_j)^2 \right], \quad j = 1, 2, \dots, m, \quad (11)$$

де \tilde{X}_j і \tilde{Y}_j визначаються за (8) і (10).



Шістнадцятипозиційний сигнал у вузлах квадратної решітки

тобто застосуванням амплітудно-фазорізницевої модуляції, при якій результат демодуляції на даній посилці залежить від ухваленого рішення на попередній посилці.

Розглянемо когерентне оброблення широко використовуваних 16-позиційних сигналів з АФМ (див. рисунок) [10].

Варіанти АФМ-сигналу розміщені в цьому разі у вузлах квадратної решітки, причому довжина векторів (амплітуда сигналів) набуває трьох значень, які характеризуються такими відношеннями [10; 12]:

$$\begin{aligned} \alpha_3/\alpha_1 = \alpha_7/\alpha_1 = \alpha_{11}/\alpha_1 = \alpha_{15}/\alpha_1 &= 3; \\ \alpha_2/\alpha_1 = \alpha_4/\alpha_1 = \alpha_6/\alpha_1 = \alpha_8/\alpha_1 = \alpha_{10}/\alpha_1 = \alpha_{12}/\alpha_1 = \alpha_{14}/\alpha_1 = \alpha_{16}/\alpha_1 &= \sqrt{5}; \\ \alpha_5/\alpha_1 = \alpha_9/\alpha_1 = \alpha_{13}/\alpha_1 &= 1. \end{aligned} \quad (12)$$

Варіанти різниць фаз $\Delta\varphi_j$, необхідні для обчислення за (8) і (9), можна визначити за рисунком та для деяких варіантів зручно обчислити безпосередньо $\cos\Delta\varphi_j$ і $\sin\Delta\varphi_j$.

Наприклад, для сигналу з номером 4 маємо

$$\left. \begin{aligned} \sin\Delta\varphi_4 = \sin(\varphi_4 - \pi/4) &= \frac{1}{\sqrt{2}}(\sin\varphi_4 - \cos\varphi_4) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{y_4}{\sqrt{x_4^2 + y_4^2}} - \frac{x_4}{\sqrt{x_4^2 + y_4^2}} \right) = \frac{1}{5}; \\ \cos\Delta\varphi_4 = \cos(\varphi_4 - \pi/4) &= \frac{1}{\sqrt{2}}(\sin\varphi_4 + \cos\varphi_4) = \frac{2}{\sqrt{5}}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Отже, під час приймання цього варіанта сигналу приведені проекції згідно з (9), (12) і (13) обчислюються так [10; 12]:

$$X_{1n} = \frac{1}{5}(2X_{0n} + Y_{0n}); \quad Y_{1n} = \frac{1}{5}(2Y_{0n} - X_{0n}). \quad (14)$$

Аналогічно для варіанта сигналу з номером 3 дістаємо $\sin\Delta\varphi_2 = -\frac{1}{\sqrt{5}}$, $\cos\Delta\varphi_2 = \frac{2}{\sqrt{5}}$, а приведені проекції

$$\left. \begin{aligned} X_{1n} &= \frac{1}{5}(2X_{0n} - Y_{0n}); \\ Y_{1n} &= \frac{1}{5}(2Y_{0n} + X_{0n}). \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Тригонометричні функції інших фазових кутів системи сигналів (див. рисунок) здобуємо з фазових кутів сигналів 1-4. Ця система сигналів формується подвійною фазовою модуляцією, тому сигнали 5-8 одержуємо поворотом сигналів 1-4 на кут 90° , а сигналів 9-13 — поворотом сигналів 1-4 на кут 180° [10; 12].

Як результат, дістаємо алгоритм обчислення приведених проєкцій, зведених у табл. 1. Ці приведені проєкції усереднюються, в результаті чого здобуємо оцінки проєкцій першого варіанта сигналу \tilde{X}_1 і \tilde{Y}_1 .

За (8) далі обчислюються оцінки всіх проєкцій \tilde{X}_j і \tilde{Y}_j . Результати цих розрахунків із необхідними уточненнями зведено в табл. 1 [11].

Таким чином, табл. 1 і табл. 2 разом із виразами (10) і (11) утворюють алгоритм когерентного приймання сигналів з АФМ.

У результаті застосування синтезованих алгоритмів оброблення сигналів визначається номер переданого варіанта сигналу, що може не відповідати фактично переданому варіанту через неоднозначність процедури обчислення приведених проєкцій. Ця невідповідність усувається під час різницевого перекодування номерів сигналів, зафіксованих на сусідніх посилках.

Таблиця 1

Алгоритм обчислення приведених проєкцій

Номер ухвалення рішення на n -й посилці	Параметри рішення		Приведені проєкції	
	$\Delta\tilde{\varphi}_n$	$\alpha_1/\tilde{\alpha}_n$	X_{1n}	Y_{1n}
1	0	1	X_{0n}	Y_{0n}
2	$-\Delta\varphi_4$	$1/\sqrt{5}$	$1/5(2X_{0n} - Y_{0n})$	$1/5(2Y_{0n} + X_{0n})$
3	0	$1/3$	$1/3X_{0n}$	$1/3Y_{0n}$
4	$\Delta\varphi_4$	$1/\sqrt{5}$	$1/5(2X_{0n} + Y_{0n})$	$1/5(2Y_{0n} - X_{0n})$
5	$\pi/2$	1	Y_{0n}	$-X_{0n}$
6	$\pi/2 - \Delta\varphi_4$	$1/\sqrt{5}$	$1/5(X_{0n} + 2Y_{0n})$	$1/5(Y_{0n} - 2X_{0n})$
7	$\pi/2$	$1/3$	$1/3Y_{0n}$	$-1/3X_{0n}$
8	$\pi/2 + \Delta\varphi_4$	$1/\sqrt{5}$	$1/5(2Y_{0n} + X_{0n})$	$-1/5(Y_{0n} + 2X_{0n})$
9	π	1	$-X_{0n}$	$-Y_{0n}$
10	$\pi - \Delta\varphi_4$	$1/\sqrt{5}$	$1/5(Y_{0n} - 2X_{0n})$	$-1/5(2Y_{0n} + X_{0n})$
11	π	$1/3$	$-1/3X_{0n}$	$-1/3Y_{0n}$
12	$\pi + \Delta\varphi_4$	$1/\sqrt{5}$	$-1/5(2X_{0n} + Y_{0n})$	$1/5(2X_{0n} - Y_{0n})$
13	$3\pi/2$	1	$-Y_{0n}$	X_{0n}
14	$3\pi/2 + \Delta\varphi_4$	$1/\sqrt{5}$	$-1/5(X_{0n} + 2Y_{0n})$	$1/5(X_{0n} - 2Y_{0n})$
15	$3\pi/2$	$1/3$	$-1/3Y_{0n}$	$1/3X_{0n}$
16	$3\pi/2 - \Delta\varphi_4$	$1/\sqrt{5}$	$-1/5(X_{0n} + 2Y_{0n})$	$1/5(Y_{0n} + 2X_{0n})$

Розглянуті алгоритми когерентного оброблення багатопозиційних АФМ- чи АФРМ-сигналів особливо зручні для багатоканальних (багаточастотних) систем з ортогональними каналними сигналами, оскільки в цих системах для розподілу ортогональних сигналів використовується та сама процедура обчислення проєкцій прийнятого сигналу на два взаємно ортогональних коливання з довільною початковою фазою.

У багаточастотних демодуляторах опорні коливання всіх каналів звичайно формуються від загального задавального генератора. Водночас початкові фази каналних сигналів мають різні зсуви, а іноді вони взагалі слабо зв'язані. Внаслідок цього в багатоканальних демодуляторах важко використовувати методи формування опорних коливань, які базуються на підстроюванні фази керованого генератора. Розглянуті алгоритми когерентного оброблення не потребують підстроювання фази опорних коливань каналних сигналів і дають можливість досить просто реалізувати як ортогональний розподіл сигналів, так і їхнє когерентне приймання [10; 12].

Таблиця 2

Оцінки проєкцій першого варіанта сигналів \tilde{X}_j і \tilde{Y}_j

Варіант сигналу j	Розділ 1. Параметри варіанта		Розділ 2. Оцінки проєкцій	
	$\Delta\varphi_j$	α_j/α_i	\tilde{X}_j	\tilde{Y}_j
1	0	1	\tilde{X}_1	\tilde{Y}_1
2	$-\Delta\varphi_4$	$\sqrt{5}$	$2\tilde{X}_1 + \tilde{Y}_1$	$2\tilde{Y}_1 - \tilde{X}_1$
3	0	3	$3\tilde{X}_1$	$3\tilde{Y}_1$
4	$\Delta\varphi_4$	$\sqrt{5}$	$2\tilde{X}_1 - \tilde{Y}_1$	$\tilde{X}_1 + 2\tilde{Y}_1$
5	$\pi/2$	1	$-\tilde{Y}_1$	\tilde{X}_1
6	$\pi/2 - \Delta\varphi_4$	$\sqrt{5}$	$\tilde{X}_1 - 2\tilde{Y}_1$	$2\tilde{X}_1 + \tilde{Y}_1$
7	$\pi/2$	3	$-3\tilde{Y}_1$	$3\tilde{X}_1$
8	$\pi/2 - \Delta\varphi_4$	$\sqrt{5}$	$-\tilde{X}_1 - 2\tilde{Y}_1$	$2\tilde{X}_1 - \tilde{Y}_1$
9	π	1	$-\tilde{X}_1$	$-\tilde{Y}_1$
10	$\pi - \Delta\varphi_4$	$\sqrt{5}$	$-2\tilde{X}_1 - \tilde{Y}_1$	$\tilde{X}_1 - 2\tilde{Y}_1$
11	π	3	$-3\tilde{X}_1$	$-3\tilde{Y}_1$
12	$\pi - \Delta\varphi_4$	$\sqrt{5}$	$\tilde{Y}_1 - 2\tilde{X}_1$	$-\tilde{X}_1 - 2\tilde{Y}_1$
13	$3\pi/2$	1	\tilde{Y}_1	$-\tilde{X}_1$
14	$3\pi/2 - \Delta\varphi_4$	$\sqrt{5}$	$2\tilde{Y}_1 - \tilde{X}_1$	$-2\tilde{X}_1 - \tilde{Y}_1$
15	$3\pi/2$	3	$3\tilde{Y}_1$	$-3\tilde{X}_1$
16	$3\pi/2 + \Delta\varphi_4$	$\sqrt{5}$	$\tilde{X}_1 + 2\tilde{Y}_1$	$\tilde{Y}_1 - 2\tilde{X}_1$

Висновки

1. У статті розглянуто питання оптимального когерентного приймання OFDM-сигналів із багатопозиційною амплітудно-фазовою модуляцією за умов апріорної невизначеності стану телекомунікаційної мережі.

Визначено, що сучасні телекомунікаційні системи через складність поведінки системи, зумовлену характером випадкових зовнішніх впливів, потребують інваріантних процедур оптимального приймання та оброблення вхідного сигналу.

2. Розглянуто процедуру ранжування вхідних відліків, яка перетворює їх на послідовність цілих чисел — рангів, залежних від відносного рівня даного відліку серед спостережуваної множини, яка має найбільш широкий спектр інваріантних властивостей. На її основі розроблено та запропоновано алгоритми оптимального когерентного приймання OFDM-сигналів із багатопозиційною амплітудно-фазовою модуляцією.

3. Оцінено запропонований алгоритми розв’язують задачу когерентного прийому багатопозиційного АФМ-сигналу як за наявності спеціального синхросигналу, так і за умови його відсутності. Отже, приймання та оброблення когерентного сигналу за цим алгоритмом за наявності синхросигналу полягає в тому, що усереднення проводиться на інтервалі синхросигналу, а в разі приймання без наявності синхросигналу — у відповідному алгоритмі усереднення здійснюється на плинному інтервалі в N посилок, що передують посилці, котра оброблюється в даний момент.

4. Проведено апробацію запропонованих алгоритмів на основі когерентного оброблення 16-позиційних OFDM-сигналів з амплітудно-фазовою модуляцією.

5. Виявлено, що розглянуті алгоритми когерентного оброблення багатопозиційних АФМ- чи АФРМ-сигналів, особливо зручні для багатоканальних (багаточастотних) систем з ортогональними каналними сигналами, оскільки в цих системах для розподілу ортогональних сигналів використовується та сама процедура обчислення проєкцій прийнятого сигналу на два взаємно ортогональних коливання з довільною початковою фазою.

Список використаної літератури

1. Системи передавання широкосмуговими сигналами / В. О. Балашов, П. П. Воробієнко, Л. М. Ляховецький, В. В. Педяш. Одеса: Вид. центр ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2012. 336 с.

2. *Технологія OFDM* / М. Г. Бакулин, В. Б. Крейнделін, А. М. Шлома, А. П. Шумов. М.: Горячая линия - Телеком, 2015. 60 с.
3. *Стеглов В. К., Костік Б. Я., Беркман Л. Н. Сучасні системи управління в телекомунікаціях*. Київ: Техніка, 2005. 400 с.
4. *Стеглов В. К., Беркман Л. Н., Кільчицький Є. В. Оптимізація та моделювання пристроїв і систем зв'язку: підручник для ВНЗ*. Київ: Техніка, 2004. 576 с.
5. *Сайко В. Г., Амірханов Е. Д. Основи мереж цифрового радіозв'язку і радіодоступу нового покоління*. Київ: ДУТ, 2015. 77 с.
6. *Використання рангових методів при структурному синтезі моделі об'єкта управління* / А. С. Дищук, С. А. Федюнін, О. С. Стец, Н. М. Довженко // *Наукові записки УНДІЗ*. 2016. №1 (41). С. 82–89.
7. *Батаєв О. П. Методика оцінки ефективності рангового виявлення радіосигналів в умовах дії хаотичних імпульсних завад: зб. наук. праць*. Харків: УкрДАЗТ, 2008. Вип. 98. С. 11–19.
8. *Bao H., Shieh W. Transmission simulation of coherent optical OFDM signals in WDM systems* // *Optics express*, 2007. Vol. 15(8). P. 4410–4418.
9. *Оптимальна конструкція приймача для бездротових широкосмугових систем, що використовують OFDM* / М. Speth, SA Fechtel, G. Fock, H. Meyr // *IEEE Transactions on Communications*, 1999. Т. 47. Вип. 11. С. 1668–1677.
10. *Батаєв О. П., Ковтун І. В., Корольова Н. А. Теорія електричного зв'язку: навч. посібник*. Харків: УкрДАЗТ, 2010. 630 с.
11. *Стеглов В. К., Беркман Л. Н., Чумак О. І. Вимоги до системи управління інтелектуальною надбудовою* // *Радиотехніка*. 2001. №123. С. 104–109.
12. *Математичні основи теорії телекомунікаційних систем* / В. В. Поповський, В. Ф. Олійник [та ін.]. Харків: СМІТ, 2006. 564 с.
13. *Стеглов В. К., Беркман Л. Н. Проектування телекомунікаційних мереж: підручник для ВНЗ*. Київ: Техніка, 2002. 792 с.

K. Polonskyi

ASSESSMENT OF THE ALGORITHM FOR OPTIMUM COHERENT RECEPTION OF OFDM SIGNALS WITH MULTI-POSITION AMPLITUDE-PHASE MODULATION

The paper examines the issues of optimal coherent reception of OFDM signals with multi-position amplitude-phase modulation in conditions of a priori uncertainty of the state of the telecommunications network. It was determined that modern telecommunication systems, due to the complexity of the system's behavior caused by the nature of random external influences, require invariant procedures for optimal reception and processing of the input signal. The paper considers the procedure for ranking input readings, which turns them into a sequence of integers — ranks that depend on the relative level of this reading among the observed set, which has the widest range of invariant properties. Based on it, algorithms for optimal coherent reception of OFDM signals with multi-position amplitude-phase modulation were developed and proposed. The proposed algorithms solve the problem of coherent reception of a multi-position AFM signal both in the presence of a special sync signal and in the absence of it. At the same time, the reception and processing of a coherent signal according to the proposed algorithm in the presence of a sync signal consists in the fact that the averaging is carried out on the interval of the sync signal. And in the case of reception without the presence of a synchronization signal — in the corresponding algorithm, averaging is carried out on a continuous interval of N parcels preceding the parcel that is being processed at the moment. Approbation of the proposed algorithms was carried out on the basis of coherent processing of 16-position OFDM signals with amplitude-phase modulation.

The considered algorithms for coherent processing of multi-position AFM or AFRM signals are especially convenient for multi-channel (multi-frequency) systems with orthogonal channel signals, because in these systems the same procedure is used for the distribution of orthogonal signals, the calculation of the projections of the received signal on two mutually orthogonal oscillations with an arbitrary initial phase.

Keywords: OFDM technology; optimal coherent reception; procedure for ranking input readings.

