

УДК 621.391

DOI: 10.31673/2412-9070.2022.024654

Н. В. БЛАЖЕННИЙ, ст. викладач;

О. І. ГОВОРУН, аспірант;

К. В. ПОЛОНСЬКИЙ, аспірант,

Державний університет телекомунікацій, Київ

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО КОГЕРЕНТНОГО ПРИЙМАННЯ БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ СИГНАЛІВ У СУЧАСНИХ МОБІЛЬНИХ МЕРЕЖАХ

Наведено результати досліджень оптимального когерентного приймання багатопозиційних сигналів у сучасних мобільних мережах.

Реалізація алгоритмів та пристроїв забезпечує максимально можливу завадостійкість тоді, коли всі можливі варіанти переданого сигналу на вході демодулятора апріорно відомі з високою точністю інформаційного параметра. Завдяки зменшенню апріорних відомостей про прийнятий сигнал можна синтезувати інші методи приймання, оптимальні за відповідних умов.

Розглянуто алгоритми когерентного оброблення багатопозиційних з амплітудно-фазовою модуляцією та амплітудно-фазорізнцевою модуляцією сигналів, які зручні для багатоканальних (багаточастотних) систем з ортогональними каналними сигналами. У багатоканальних системах для розподілу ортогональних сигналів використовується процедура обчислення проєкції прийнятого сигналу на два взаємно ортогональних коливання з довільною початковою фазою.

Запропоновані алгоритми когерентного оброблення сигналів не потребують підстроювання фази опорних коливань каналних сигналів і дають змогу досить просто реалізувати як ортогональний розподіл сигналів, так і їхнє когерентне приймання.

Ключові слова: алгоритми; синтез; модуляція; багаточастотні сигнали; методи; параметри сигналу.

Вступ

Реалізація алгоритмів та пристроїв когерентного приймання забезпечує максимальну завадостійкість [1], яку неможливо здійснити іншими відомими способами.

Оптимальне когерентне приймання може бути реалізовано тоді, коли апріорно відомі з високою точністю інформаційного параметра варіанти переданого сигналу на вході демодулятора. Зменшенням апріорних відомостей щодо прийнятого сигналу можна синтезувати інші методи приймання, оптимальні за відповідних умов, але в разі їх реалізації знижується завадостійкість. До оптимальних методів належать і алгоритми оброблення сигналів невідомої форми — алгоритми автокореляційного оброблення фазомодульованих сигналів.

З появою мікропроцесорної техніки з'явилася можливість реалізувати практично будь-які алгоритми когерентного оброблення багаточастотних сигналів [2; 3]. Отже, особливої актуальності набуває дослідження методів оброблення багатопозиційних фазомодульованих сигналів та методів оптимального когерентного приймання багатопозиційних сигналів у сучасних мобільних мережах [3].

Основна частина

Завадостійкість насамперед визначається еквівалентною енергією сигналів. Чим більша енергія сигналів, тим вища завадостійкість системи за інших рівних умов [4]. У разі однакового способу приймання різні сигнальні сузір'я забезпечують різну завадостійкість. Мінімум середньої ймовірності помилки досягається розміщенням меж областей сигналів на рівних відстанях від сусідніх сигнальних точок.

Оптимізація сигнальних сузір'їв полягає в такому розташуванні сигнальних точок, коли області сигналів мають максимальне значення, максимально близькі одна до одної за розмірами і повторюють форму кіл. Таке розташування сигнальних сузір'їв забезпечує апріорі однакову ймовірність помилки приймання сигналів, оскільки області сигналів однакові, і мінімальну середню енергію сигналів, тому що області розташовані найбільш щільно одна відносно одної. Для одновимірного простору найщільнішим буде рівномірне розміщення на прямій сигнальних точок (рис. 1). У двовимірному просторі найщільніше розміщення рівних кіл на площині тоді, коли центри кіл відповідають сигнальним точкам (рис. 2).



Рис. 1. Приклад оптимального укладання областей сигналів для одновимірного простору

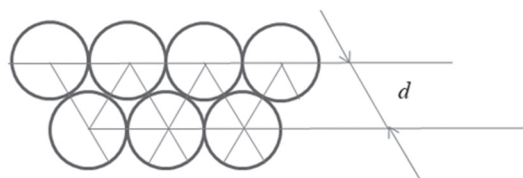


Рис. 2. Приклад оптимального укладання областей сигналів для двовимірного простору

© Н. В. Блаженний, О. І. Говорун, К. В. Полонський, 2022

Проаналізувавши рис. 2, доходимо висновку, що для побудови сигнальних сузір'їв із скінченною кількістю сигналів доцільно використовувати частину трикутної мережі. Вона апіорі забезпечує найщільніше розташування сигналів на площині. У разі збільшення кількості сигналів у сигнальному сузір'ї, побудованому на основі мережі найщільнішого укладання, розміщення сигнальних точок буде близьким до оптимального [4].

Згідно з теорією оптимального приймання сигналів у каналі з білим гауссівським шумом алгоритм ідеального когерентного приймання 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 уважатимемо сигнал $S_j(t)$, 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.

Для приймання сигналів із фазовою модуляцією скористаємося схемою когерентного демодулятора сигналів із фазовою модуляцією (ФМ), наведеною на рис. 3. Ця схема містить m кореляторів, пристрій вибору максимального сигналу з виходів кореляторів Max.

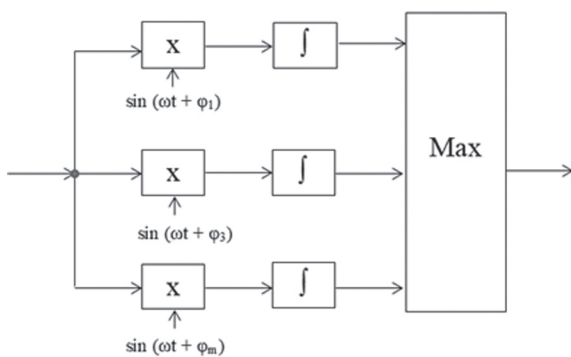


Рис. 3. Когерентний демодулятор сигналів із ФМ

У системах із ФМ когерентні із сигналом опорні коливання формуються із синхросигналу, який надходить одночасно з інформаційним сигналом або перед ним [5].

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

$$\begin{cases} X_0 = \int_0^T x(t) \sin(\omega t + \phi_0) dt; \\ Y_0 = \int_0^T x(t) \cos(\omega t + \phi_0) dt. \end{cases} \quad (2)$$

Тоді будь-який з інтегралів, що входить в алгоритм (1), можна подати так:

$$V_j = \int_0^T x(t) \sin(\omega t + \phi_j) dt = \int_0^T x(t) \sin[(\omega t + \phi_0) + (\phi_j - \phi_0)] dt = X_0 \cos(\phi_j - \phi_0) + Y_0 \sin(\phi_j - \phi_0). \quad (3)$$

Загальну схему когерентного демодулятора сигналів із багатопозиційною ФМ унаочнює рис. 4. Автономний генератор і фазообертач генерує квадратурні опорні коливання з початковою фазою ϕ_0 . У кореляторах розраховуються проекції прийнятого сигналу на опорні коливання, потім обчислюється значення V_j за формулою (3) і визначається максимальне значення параметрів.

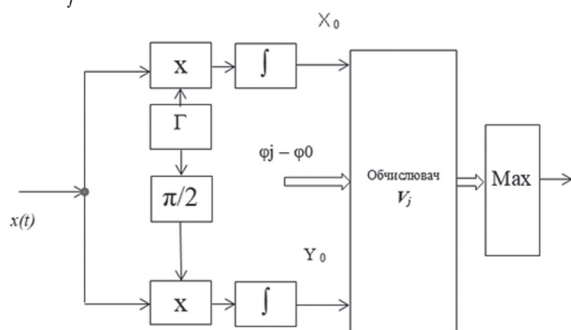


Рис. 4. Когерентний демодулятор багатопозиційних сигналів із ФМ

Для повноцінної роботи запропонованої схеми потрібні точні значення різниць між фазами варіантів сигналу, що надходить, і фазою опорного коливання в кореляторах. Значення $X_0 \cos(\phi_j - \phi_0) + Y_0 \sin(\phi_j - \phi_0)$, що входять в алгоритм (3), можуть оцінюватись через величини, розраховані для синхросигналу. Нехай X_{0n} і Y_{0n} — проекції прийнятого сигналу, що відповідають першому варіанту багатопозиційного ФМ-сигналу з початковою фазою ϕ_1 , на опорні коливання з довільною початковою фазою ϕ_0 , обчислені на інтервалі n -ї послідовки синхросигналу:

$$\begin{cases} X_{0n} = \int_{(n-1)T}^{nT} x(t) \sin(\omega t + \phi_0) dt; \\ Y_{0n} = \int_{(n-1)T}^{nT} x(t) \cos(\omega t + \phi_0) dt. \end{cases} \quad (4)$$

У каналі з гауссівським шумом X_{0n} і Y_{0n} (4) 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 математичних сподівань

є середнє арифметичне значення (4). Тому, якщо сигнал триває N посилок, то оцінки проєкцій першого варіанта ФМ сигналу набирають такого вигляду:

$$\tilde{X}_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N X_{0n}; \quad \tilde{Y}_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N Y_{0n}. \quad (5)$$

У каналі з постійними параметрами оцінки проєкцій (5) є незміщеними, максимально правдоподібними й ефективними [6]. Скориставшись тригонометричними перетвореннями, оцінки проєкцій усіх інших варіантів ФМ-сигналу на опорні коливання з довільною фазою φ_0 можна записати так:

$$\begin{cases} \tilde{X}_j = \tilde{X}_1 \cos \Delta\varphi_j - \tilde{Y}_1 \sin \Delta\varphi_j; \\ \tilde{Y}_j = \tilde{Y}_1 \cos \Delta\varphi_j + \tilde{X}_1 \sin \Delta\varphi_j, \end{cases} \quad (6)$$

де $\Delta\varphi_j$ — різниця фаз між j -м і l -м варіантами сигналу ФМ, що передається, $j=1,3,\dots,m$. Через здобуті оцінки проєкцій варіантів сигналу (6) подамо вираз (3) і дістанемо

$$\cos(\varphi_j - \varphi_0) = \tilde{X}_j/A; \quad \sin(\varphi_j - \varphi_0) = \tilde{Y}_j/A, \quad (7)$$

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

Підставивши (7) у (3) і вилучивши загальний для всіх V_j множник, здобудемо вираз для обчислення згортки прийнятого сигналу $x(t)$ з когерентним опорним коливанням, що відповідає j -му варіанту ФМ-сигналу:

$$V_j = X_0(\tilde{X}_1 \cos \Delta\varphi_j - \tilde{Y}_1 \sin \Delta\varphi_j) + Y_0(\tilde{Y}_1 \cos \Delta\varphi_j + \tilde{X}_1 \sin \Delta\varphi_j), \quad j = 1, 2, \dots, m, \quad (8)$$

де $\cos \Delta\varphi_j, \sin \Delta\varphi_j$ — постійні коефіцієнти, що визначаються системою з m переданих сигналів, $\Delta\varphi_j$ — різниця фаз між j -м і l -м варіантами цієї системи сигналів; X_0 і Y_0 обчислюються за (2) для кожної змінної послідовності інформаційного сигналу; \tilde{X}_1 та \tilde{Y}_1 розраховуються за (5) і (4) на інтервалі перебування синхросигналу, що є повторенням першого варіанта сигналу. Отже, відношення (8) разом із (4), (5) та (2) унаочнюють повний алгоритм когерентного оброблення довільного багатопозиційного сигналу з ФМ. Номер максимального параметра зі значень (8), який визначає переданий інформаційний символ, запишемо у вигляді

$$i = \operatorname{argmax} V_j, \quad j = 1, 3, \dots, m. \quad (9)$$

Алгоритм зручно реалізувати в цифровій або змішаній аналого-цифровій формі. Згортки (2) та (4) реалізуються за допомогою аналогових кореляторів, а обчислюються згідно з (5) і (8) цифровим процесором з пам'яттю.

Відповідну структурну схему демодулятора зображено на рис. 5. Вхідна аналогова частина, котра складається з двох кореляторів, генератора опорного коливання з фазообертачем та двох аналого-цифрових перетворювачів (АЦП), обчислює згортки посилок прийнятого сигналу і опорного коливання як на інтервалі передавання синхросигналу, так і під час передавання інформаційних посилок. На інтервалі синхросигналу суматори-нагромаджувачі \sum_N розраховують оцінки (5), а обчислювач проєкцій, у пристрої постійної пам'яті (ППП) котрого зберігаються величини $\Delta\varphi_j$, визначають $3m$ значень (6) і направляють їх в оперативний пристрій пам'яті (ОПП). Потім під час надходження інформаційного сигналу обчислювач згортки встановлює m значень V_j за формулою (8), зрівнює їх і визначає номер максимального параметра відповідно до (9).

Розглянемо схему когерентного демодулятора сигналів з одноразовою ФМ, а саме двійкову систему з варіантами фази $\varphi_1 = 0, \varphi_1 = \pi$. У цьому разі оцінки різниці фаз $\Delta\varphi_n$ можуть набувати значень 0 і π , а знак косинуса кута $\Delta\varphi_n$ збігається з двійковим інформаційним символом, який буде на виході демодулятора на n -й послідовності:

$$\operatorname{sgn} \cos \Delta\varphi_n = J_n. \quad (10)$$

Оцінки наведених проєкцій ФМ-сигналу усереднюються і набирають вигляду:

$$\begin{cases} \tilde{X}_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N J_n X_{0n}; \\ \tilde{Y}_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N J_n Y_{0n}. \end{cases} \quad (11)$$

Функціональну схему, яка реалізує зазначений алгоритм (11), наведено на рис. 6. Затримку на період T уведено в тракті оцінювання для того, аби прийняті проєкції X_{0n} і Y_{0n} надходили на помножувачі

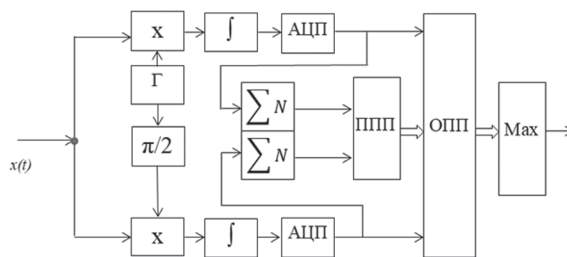


Рис. 5. Аналого-цифровий когерентний демодулятор сигналів із багатопозиційною ФМ

одночасно з відповідним прийнятим ним двійковим символом J_n . Автономний генератор опорного колювання Γ генерує колювання з довільною фазою і повинен мати високу точність установалення частоти. За таких умов на інтервалі усереднення різниця початкових фаз опорного колювання і сигналу змінювались на мінімальну частку інформаційного фазового стрибка.

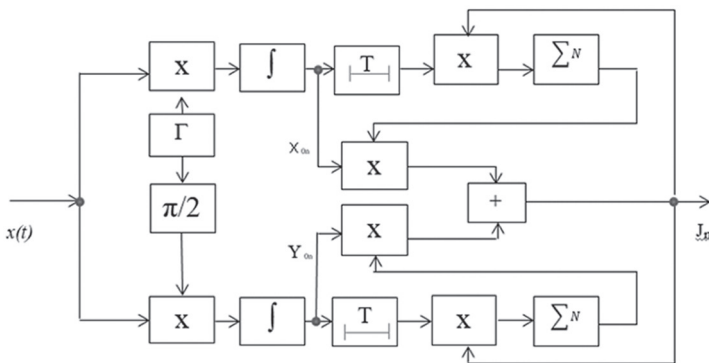


Рис. 6. Когерентний демодулятор двопозиційних ФМ-сигналів із некогерентним опорним колюванням

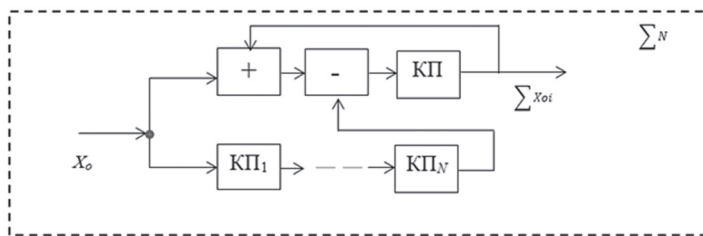


Рис. 7. Суматор-нагромаджувач поточних посилок сигналу

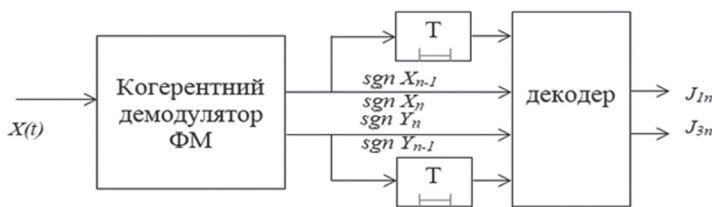


Рис. 8. Загальна схема когерентного демодулятора сигналів із дворазовою ФРМ

чними втратами завадостійкості, або забезпечують ту саму швидкість і завадостійкість, що й одноразова ФРМ, у каналі з удвічі меншою смугою частот. Когерентний демодулятор сигналів із дворазовою ФРМ містить когерентний демодулятор сигналів із дворазовою ФМ і декодер (рис. 8).

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

Декодер визначає цю різницю. У такому випадку у дворазовій системі з ФРМ застосовуються різниці фаз $0, \pi/2; \pi, 3\pi/2$. При цьому сигнал на кожній посилці має чотири початкові фази — два ортогональних сигнали та два протилежних за фазою до них. Тоді ж, коли застосовуються інші різниці фаз, змінюється кількість дозволених різниць фаз і схема ускладнюється, а отже, під час когерентного оброблення перевага надається сигналам із вказаною різницею фаз.

У системах із когерентним прийманням сигналів із триразовою 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 посилці також набувають вісім значень відносно опорного колювання.

У демодуляторі обчислюються проєкції прийнятої посилки сигналу на чотири опорні колювання, котрі зсунені відносно одне одного на $\pi/4$ (рис. 9, а) і зсунені відносно відповідних варіантів сигналу на $\pi/8$ (рис. 9, б). Один із варіантів: у демодуляторі формуються чотири опорні колювання і за допомогою чотирьох кореляторів обчислюються проєкції, або в демодуляторі формуються два ортогональні опорні колювання і за допомогою двох кореляторів визначаються дві квадратурні проєкції, через котрі потім лінійним перетворювачем обчислюються всі інші проєкції. Далі в демодуляторі визначаються знаки

Суматор-нагромаджувач поточних посилок сигналу зображено схемою на рис. 7. До його складу належать суматор, пристрій відліку, комірки пам'яті (КП). З надходженням синхросигналу починається заповнення регістра, з виходу якого на вхід відлікового пристрою надходять нульові показники, внаслідок чого в комірках пам'яті нагромаджується сума N приведених проєкцій. Під час надходження інформаційного сигналу з $(N+1)$ -ї посилки до комірок пам'яті на кожному такті додається одна приведена проєкція попередньої посилки і одночасно відлічується одна проєкція посилки, яка перебуває від даної посилки на N тактів. Цим досягається відстежування за початковою фазою сигналу, що надходить.

Одна з особливостей синтезу даних алгоритмів полягає в тому, що інтервал оброблення, який необхідний для ухвалення рішення, у цьому разі відповідає тривалості сигналу двох елементів, хоча рішення ухвалюється для кожного елемента. Тому алгоритм оброблення має охоплювати дві посилки сигналу [7].

Оптимальний алгоритм запропоновано подати через результати оброблення сигналу на кожній посилці окремо. Когерентні демодулятори сигналів із дворазовою (чотирипозиційною) ФРМ гарантують вдвічі більшу швидкість передавання порівняно з одноразовою ФРМ у тій самій смузі частот із незначними

всіх чотирьох проєкцій, що еквівалентно ухваленню рішення про переданий на даній посліці абсолютною фазою сигнал, відлічений від фази опорного колювання. Знакові сигнали проєкцій на цій посліці і затримані на одну послілку знакові сигнали проєкцій на попередній посліці — всього вісім двійкових чисел — надходять на декодер, в якому визначається варіант переданої різниці фаз або трирозрядна двійкова комбінація.

Когерентні демодулятори для восьмипозиційної системи з початковими фазами $\varphi = (i - 1)\pi/4$, де $i = 1, \dots, 8$, залежать від того, в який спосіб їх зорієнтовано відносно сигнальних векторів і скільки опорних колювань у них використовується. У разі, коли сформовані чотири опорні колювання збігаються з чотирма першими варіантами сигналу (див. рис. 9, а), то демодулятор будується за алгоритмом (1) і за схемою (див. рис. 3). При цьому на вхід схеми порівняння і знаходження максимуму подаються чотири проєкції прийнятого сигналу на опорні колювання f_1, f_2, f_3, f_4 і на ті самі проєкції. За максимумом величин визначається номер переданої фази. Інший варіант когерентного демодулятора дістанемо, якщо як опорні колювання виберемо чотири сигнали зі зсувом за фазою на $-\pi/8$, як показано на рис. 9, б. При цьому переданий інформаційний символ і відповідна йому двійкова кодова комбінація визначається повністю і однозначно набором знаків проєкцій прийнятого сигналу на вказані опорні колювання:

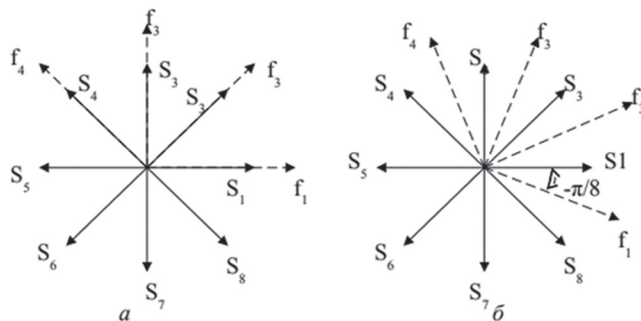


Рис. 9. Опорні колювання і сигнали в системі з трирозвовой ФМ

$$\text{sgn} X_j = \text{sgn} \int_0^T x(t) f_j(t) dt, \quad j = 1, 2, 3, 4. \tag{12}$$

Набори для чотирьох проєкцій із вісьмома варіантами переданої фази сигналу (стовпчики 3-6) та двійкові коди комбінації (стовпчики 7-9), що відповідають маніпуляційному коду Грея, наведено в таблиці.

Запропонований алгоритм таблиці можна реалізувати за допомогою логічної схеми або постійного пристрою пам'яті, в який записується символи стовпчиків 3-9. Під час користування кодом Грея є проста відповідність між символами коду [8]. Символи стовпчиків 7 і 8 збігаються із символами 5 і 3, а символи стовпчика 9 дорівнюють добутку відповідних символів стовпчиків 4 і 6 зі зворотним знаком, що можна подати так:

$$J_1 = \text{sgn} X_3; \quad J_2 = \text{sgn} X_1; \quad J_3 = -\text{sgn} X_2 \text{sgn} X_4. \tag{13}$$

Проекції варіантів фази сигналів, що передається

i	π_i	$\text{sgn} X_1$	$\text{sgn} X_2$	$\text{sgn} X_3$	$\text{sgn} X_4$	J_1	J_2	J_3
1	0	+1	+1	+1	-1	+1	+1	+1
3	$\pi/4$	+1	+1	+1	+1	+1	+1	-1
3	$\pi/2$	-1	+1	+1	+1	+1	-1	-1
4	$3\pi/4$	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1
5	π	-1	-1	-1	+1	-1	-1	+1
6	$5\pi/4$	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
7	$3\pi/2$	+1	-1	-1	-1	-1	+1	-1
8	$7\pi/4$	+1	+1	-1	-1	-1	+1	+1

Структурну схему демодулятора, що реалізує запропоновані алгоритми (12), (13) з опорними колюваннями, зображені на рис. 9, б, унаочнює рис. 10.

У системах зв'язку мало коли зустрічаються в чистому вигляді ФМ- та ФРМ-сигнали з кількістю позицій, більшою за вісім, оскільки відстань між найближчими сигналами надто мала, а отже, маємо значне зниження завадостійкості. Прийнятнішими для використання є сигнали з комбінованою амплітудно-фазовою (АФМ) або амплітудно-фазорізницевою (АФРМ) модуляцією [9; 10].

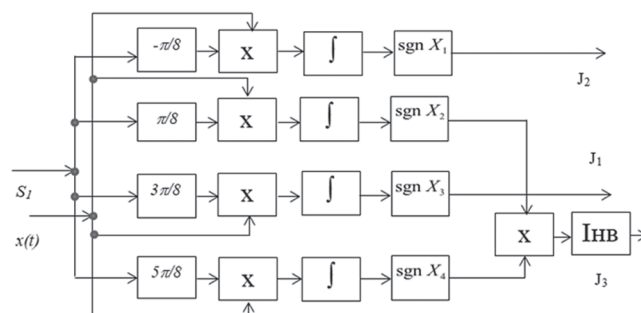


Рис. 10. Когерентний демодулятор сигналів із трирозвовой ФМ

Сигнали з АФМ і АФРМ зазвичай застосовують 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 шестиразовій маніпуляції. Практичне застосування дістали сигнали і більш високої кратності. Розглянемо загальний випадок цифрового передавання за допомогою m -позиційного сигналу з довільними амплітудами a_1, a_2, \dots, a_m і початковими фазами $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_m$ (не робимо поки різниці між АФМ і АФРМ). У цьому разі i -й варіант переданого сигналу можна подати у вигляді

$$S_i(t) = a_i \sin(\omega t + \varphi_i), \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (14)$$

У каналі з гауссівським некореляційним шумом оптимальний алгоритм приймання сигналів (14) може бути сформульований у такий 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

$$i = \arg \min_j \int_0^T [x(t) - S_j(t)]^2 dt; \quad j = 1, 2, \dots, m. \quad (15)$$

Під час цифрового оброблення зручно переходити від високочастотного сигналу (14) до його відбиття через координати у двовимірному просторі, що на практиці відповідає, наприклад, операціям переносу спектра або розподілу ортогональних каналних сигналів у багатоканальній системі.

Нехай відомі обчислені на інтервалі однієї послідовності проекції прийнятого сигналу $x(t)$ і сигналів (14) на опорне коливання з довільними амплітудою a_0 і фазою φ_0 матимуть вигляд

$$\begin{cases} X_0 = \int_0^T x(t) a_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt; \\ Y_0 = \int_0^T x(t) a_0 \cos(\omega t + \varphi_0) dt, \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} X_j = \int_0^T S_j(t) a_0 \sin(\omega t + \varphi_0) dt; \\ Y_j = \int_0^T S_j(t) a_0 \cos(\omega t + \varphi_0) dt. \end{cases} \quad j = 1, 2, \dots, m. \quad (17)$$

Тоді оптимальний алгоритм (15) можна подати так:

$$i = \arg \min_j [(X_0 - X_j)^2 + (Y_0 - Y_j)^2] dt; \quad j = 1, 2, \dots, m. \quad (18)$$

Проекції X_0 і Y_0 , що входять у (18), визначаються з (15) обробленням поточної прийнятої послідовності сигналу, а X_j і Y_j , кількість яких дорівнює $3m$, мають бути відомі апріорно або обчислені (оцінені) у процесі приймання попередніх послідовностей сигналу. Оскільки проекції X_0 і Y_0 розраховані конкретно на n -й послідовності сигналу, то до їх індексів додаватимемо символ n : X_{0n} і Y_{0n} . Для визначення 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 (14), і до них приводитимемо інші варіанти прийнятого сигналу в процесі підстроювання за інформаційним сигналом.

Якщо прийнятий сигнал на інтервалі N послідовностей містить сигнал $S_1(t)$ у суміші з гауссівським шумом, то максимально правдоподібні оцінки \tilde{X}_1 і \tilde{Y}_1 можна дістати з виразів

$$\tilde{X}_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N X_{0n}; \quad \tilde{Y}_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N Y_{0n}, \quad (19)$$

де X_{0n} і Y_{0n} — проекції (16) на інтервалі n -ї послідовності. Оцінки (19) є незміщеними та ефективними. З них можна сформулювати незміщені й ефективні оцінки проекцій усіх інших варіантів сигналу, що входять в оптимальний алгоритм (18). Для цього введемо позначення $\varphi_j = \varphi_1 + \Delta\varphi_j$ і перетворимо проекцію X_j у такий спосіб:

$$X_j = \left(\frac{a_j}{a_1} \right) (X_1 \cos \Delta\varphi_j - Y_1 \sin \Delta\varphi_j). \quad (20)$$

Аналогічно дістанемо проєкцію Y_j . Замінивши X_1 і Y_1 їхніми оцінками, здобудемо такі відношення:

$$\begin{cases} \tilde{X}_j = \left(\frac{a_j}{a_1}\right) (\tilde{X}_1 \cos \Delta\varphi_j - \tilde{Y}_j \sin \Delta\varphi_j); \\ \tilde{Y}_j = \left(\frac{a_j}{a_1}\right) (\tilde{X}_1 \sin \Delta\varphi_j - \tilde{Y}_j \cos \Delta\varphi_j), \end{cases} \quad (21)$$

де $\Delta\varphi_j$ — різниця фаз між сигналами $S_j(t)$ і $S_1(t)$.

Вираз (21) показує, що немає потреби мати інформацію про амплітуди варіантів сигналів a_j і a_1 , а досить знати відношення цих амплітуд a_j/a_1 . Розрахунки за наведеними алгоритмами забезпечують розв’язок задачі когерентного приймання багатопозиційного АФМ-сигналу за наявності синхросигналу, який іде попереду під час передавання інформаційних посилок.

Вираз (16) дає змогу обчислити проєкції синхросигналу на опорні коливання з довільною початковою фазою. Вираз (18) визначає оцінки проєкцій першого варіанта сигналу \tilde{X}_1 і \tilde{Y}_1 . За (21) обчислюються оцінки проєкцій усіх m варіантів сигналу. Оцінки \tilde{X}_1 і \tilde{Y}_1 та варіанти сигналу підставляємо в алгоритм (18), за яким здійснюється демодуляція інформаційних посилок.

Запропоновану функціональну схему демодулятора наведено на рис. 11. Суматори-нагромаджувачі $\sum N$ виконують операцію усереднення відповідно до виразу (19). На суматори-нагромаджувачі й обчислювач оцінок проєкцій варіантів сигналу подається синхросигнал. Сформовані оцінки надходять в обчислювач відстані між прийнятим сигналом і всіма m варіантами сигналу, котрий й ухвалює рішення щодо номера переданого варіанта відповідно до виразу (18). Декодер перетворює це рішення у двійкову кодову комбінацію згідно з маніпуляційним кодом. Наявність синхросигналу виключає невизначеність початкової фази, котра перешкоджає застосуванню абсолютної фазової модуляції.

Якщо синхросигнал відсутній, то підстроювання проєкцій зразків сигналу доводиться здійснювати безпосередньо за інформаційними посилками. У цьому разі доцільно усереднювати не проєкції прийнятого сигналу, а приведені проєкції. Тобто операція приведення полягає в перетворенні прийнятих проєкцій сигналу до проєкцій першого варіанта сигналу з використанням ухваленого рішення щодо переданого зразка сигналу.

Нехай $\Delta\tilde{\varphi}_n$ — різниця фаз сигналу, на користь якого в демодуляторі ухвалено рішення на n -й посилці, і першим варіантом сигналу; \tilde{a}_n — амплітуда сигналу, на користь якої ухвалено рішення на n -й посилці. Тоді $\Delta\tilde{\varphi}_n$ відповідно до (14) набуває значень із дискретної множини дозволених фаз; \tilde{a}_n — дорівнює амплітуді прийнятої на n -й посилці суміші сигналу із шумом.

Отже, приведені проєкції X_{1n} і Y_{1n} прийнятого сигналу на n -й посилці обчислюються через прийняті проєкції X_{0n} і Y_{0n} за формулами:

$$\begin{cases} X_{1n} = \left(\frac{a_1}{\tilde{a}_n}\right) (X_{0n} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n + \tilde{Y}_{0n} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n); \\ Y_{1n} = \left(\frac{a_j}{\tilde{a}_1}\right) (Y_{0n} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n - \tilde{X}_{0n} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n), \end{cases} \quad (22)$$

Значення \tilde{a}_n і $\Delta\tilde{\varphi}_n$ визначаються вирішенням про переданий на n -й посилці варіант сигналу, який прийнятий за результатами оброблення X_{0n} і Y_{0n} . Як і в алгоритмі приймання за синхросигналом, значення (22) усереднюються:

$$\begin{cases} \tilde{X}_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left(\frac{a_1}{\tilde{a}_n}\right) (X_{0n} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n + \tilde{Y}_{0n} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n); \\ \tilde{Y}_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left(\frac{a_j}{\tilde{a}_1}\right) (Y_{0n} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n - \tilde{X}_{0n} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n), \end{cases} \quad (23)$$

Відмінність алгоритму (23) і (19) полягає в тому, що в (19) усереднення здійснюється на інтервалі синхросигналу, а в (23) — на змінному інтервалі в N посилок, що передують посилці, котра оброблюється саме зараз. Під час обчислення оцінок за (23) немає потреби в апіорних даних про амплітуди варіантів сигналу, оскільки в цей алгоритм входять тільки відношення амплітуд.

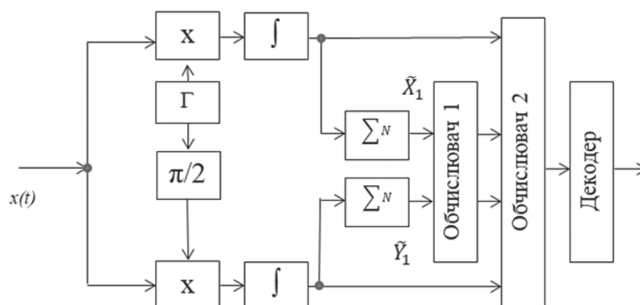


Рис. 11. Когерентний демодулятор багатопозиційних сигналів з АФМ

Отже, алгоритм когерентного приймання багатопозиційного АФМ-сигналу можна подати в такому вигляді:

$$i = \arg \min_j \left[(X_{0n} - \tilde{X}_j)^2 + (Y_{0n} - \tilde{Y}_j)^2 \right]; \quad j = 1, 2, \dots, m, \quad (24)$$

де \tilde{X}_j і \tilde{Y}_j визначаються за формулами (21) і (23). Схема когерентного демодулятора (див. рис. 11) реалізується за алгоритмом (24). Сигнали X_{0n} і Y_{0n} з виходів кореляторів надходять на вхід обчислювача приведених проєкцій за (22), в який, крім того, входять дані про фазу $\Delta\varphi_n$ і відношення амплітуд a_1/\tilde{a}_n . Потім обчислені приведені проєкції усереднюються в двох суматорах-нагромаджувачах, що працюють у режимі з ковзним вікном і реалізуються за схемою, зображеною на рис. 7. В обчислювачі, що працює за алгоритмом (24), ухвалюється рішення про номер переданого на даній посилці сигналу. Це рішення надходить далі в декодер і в пам'ять фаз і відношень амплітуд сигналів. У пам'яті відповідно до ухваленого рішення здійснюється вибірка пари значень $\Delta\varphi_n$ і a_1/\tilde{a}_n , що надходять в обчислювач приведених проєкцій.

Неоднозначність рішення, що виникає при цьому, може бути усунена різницеvim кодуванням фази, тобто застосуванням амплітудно-фазорізничевої модуляції, за якої результат демодуляції на даній посилці залежить від ухваленого рішення на попередній посилці. У схемі на рис. 12 операції порівняння рішень на двох посилках і формування прийнятої інформаційної кодової комбінації виконує декодер.

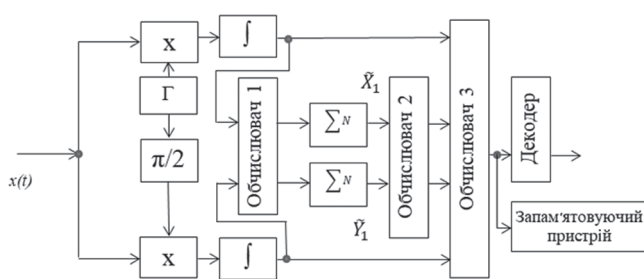


Рис. 12. Когерентний демодулятор сигналів із багатопозиційною АФМ

Отже, вирази (23) і (24) реалізують алгоритм когерентного приймання сигналів із АФМ.

У процесі 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.

Висновки

Розглянуті алгоритми когерентного оброблення багатопозиційних АФМ- чи АФРМ-сигналів особливо зручні для багатоканальних (багаточастотних) систем із 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.

Запропоновані алгоритми когерентного оброблення сигналів не потребують підстроювання фази опорних коливань каналних сигналів і дають можливість досить просто реалізувати як ортогональний розподіл сигналів, так і їхнє когерентне приймання.

Список використаної літератури

1. Асмолов В. Г., Блинков В. Н., Черников О. Г. Основы обеспечения безопасности АЭС: учеб. пособие для студентов вузов. М.: МЭИ, 2014. 151 с.
2. Беркман Л. Н., Стеклов В. К., Стародуб Н. М. Объединение векторных критериев оптимальности систем управления телекоммуникационными сетями. Київ: Знання України, 2000. С. 14–16.
3. Беркман Л. Н., Окунев Ю. Б. Квазикогерентная обработка сигналов с многопозиционной амплитудно-фазовой модуляцией в многоканальных модемах // Электросвязь. 1991. № 10. С. 33–35.
4. Синтез алгоритмів когерентної обробки фазомодульованих сигналів для мереж мобільного зв'язку 4-го покоління / В. Б. Толубко, Л. Н. Беркман, С. В. Козелков, Н. В. Коршун // Зв'язок. 2017. № 4 (128). С. 3–7.
5. Фазорізничева модуляція високих порядків для забезпечення визначеної завадозахищеності каналів передавання інформації мобільних мереж 5-го покоління / В. Б. Толубко, Л. Н. Беркман, С. В. Козелков, Є. П. Гороховський // Телекомунікаційні та інформаційні технології. 2017. № 1 (54). С. 5–10.
6. Побудова ультраціільних мобільних мереж п'ятого покоління 5G на базі багатовимірних сигналів / В. Б. Толубко, Л. Н. Беркман, С. В. Козелков, Є. П. Гороховський // Зв'язок. 2017. № 1 (125). С. 3–7.
7. Толубко В. Б., Беркман Л. Н., Козелков С. В. Формування багатопозиційного сигналу технологій 5G на базі фазорізничевої модуляції високого порядку // Зв'язок. 2016. № 4 (122). С. 3–7.
8. Толубко В. Б., Беркман Л. Н., Козелков С. В. Ефективна транспортна мережа п'ятого покоління мобільного зв'язку (IMT-2020) // Зв'язок. 2016. № 6 (123). С. 7–12.

9. Хахлюк О. А. До питання підвищення завадостійкості демодуляторів багатопозиційних сигналів із ФРМ-2 / О. А. Хахлюк, І. С. Щербина, О. В. Зінченко, О. С. Єфремов // Наукові записки УНДІЗ. 2012. № 4(24). С. 102–106.

10. Юдін О. К. Кодування в інформаційно-комунікаційних мережах: монографія. Київ: НАУ, 2007. 308 с.

N. V. Blazhennyi, O. I. Hovorun, K. V. Polonskyi

SYNTHESIS OF OPTIMAL COHERENT RECEPTION OF MULTIPosition SIGNALS IN MODERN MOBILE NETWORKS

The research results of optimal coherent reception of multiposition signals in modern mobile networks are presented.

The implementation of algorithms and devices provides the maximum possible noise immunity when all possible variants of the transmitted signal at the input of the demodulator are known a priori with high accuracy of the information parameter. By reducing a priori information about the received signal, it is possible to synthesize other methods of reception that are optimal under the appropriate conditions.

The coherent processing algorithms of multiposition amplitude-phase modulation and amplitude-phase-difference modulation signals that are convenient for multichannel (multifrequency) systems with orthogonal channel signals are considered. In multichannel systems, for the distribution of orthogonal signals, the procedure for calculating the projections of the received signal on two mutually orthogonal oscillations with an arbitrary initial phase is used.

The proposed algorithms for coherent signal processing do not require adjustment of the phase of the reference oscillations of channel signals and enable to implement both the orthogonal distribution of signals and their coherent reception.

Keywords: algorithms; synthesis; modulation; multifrequency signals; methods; signal parameters.

