

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДУ КОГЕРЕНТНОГО ПРИЙОМУ СКЛАДЕНИХ СИГНАЛІВ У МЕРЕЖАХ FN

У статті пропонується оптимальний метод прийому складених сигналів у багатопробеневому каналі зв'язку, на прикладі мережі FM (Future Networks). Досліджується когерентний метод прийому в цілому за умовою, що приймається повністю відомий сигнал.

В статті пропонується оптимальний метод приёма складених сигналів в многолучевых каналах связи, на примере сети FN (Future Networks). Исследуется когерентный метод приёма в целом при условии, что сигнал поступает в приёмный тракт без искажений и потерь.

In article the optimum method of reception of difficult signals in multibeam communication channels, on an example of network FN (Future Networks) is offered. The coherent method of reception as a whole is investigated provided that the signal arrives in a reception path without distortions and losses.

Вступ. Аналіз розвитку мультисервісних мереж майбутнього покоління FN (Future Networks) показує, що канали в мережі використовуються як для передачі інформації користувачам, так і для передачі спеціальної (службової), а саме: управління, сигналізації, синхронізації тощо. Досвід побудови традиційних і майбутніх мереж свідчить, що канали будуть завантажуватись максимально інтенсивно. У цьому випадку постає ряд проблем, які стосуються якості зв'язку, своєчасності надходження повідомлень, їх достовірності тощо. Нажаль сучасний стан транспортної мережі України є недосконалим, і фактично гальмує впровадження мережевих технологій FN [1, 2, 5, 9].

Одна з причин, це недостатньо досліджено сигнали ширококутових систем зв'язку, що мають практичний зміст і враховують багатоваріантний розвиток засобів та сучасних технологій. Багатопробеневе поширення сигналів є одним з основних видів завад при здійсненні зв'язку: флукуаційний шум, лінійні спотворення, що проявляються у вигляді міжканальних перехідних завад і міжсимвольних спотворень, імпульсних завад і короточасних перерв зв'язку та інші.

Подолання цих явищ багатопробеневому поширенню сигналів пасивними методами неефективно. Ширококутові системи зв'язку з складеними сигналами дають можливість активно боротися з наслідками багатопробеневого поширення і використовувати це явище для підвищення достовірності передачі інформації. Згідно загальної теорії інформації загальною рисою складених сигналів є велика надмірність. Приймання цих

сигналів, як і приймання будь-яких сигналів з надмірністю, можна здійснювати в цілому або поелементно. Тільки при обробці складеного сигналу в цілому можливо, зокрема, здійснити роздільне приймання променів при багатопроменевому поширенні сигналу і реалізувати повністю інші переваги складеного сигналу.

Актуальність. Серед невирішених проблем на сьогодні залишається задача синтезу алгоритмів оптимального обробки складених сигналів широкосмугових систем зв'язку, що дозволить з єдиних позицій підходити як до дослідження самих сигналів, так і до методів їх приймання при накладенні різних умов на співвідношення елементів всередині складеного сигналу, що диктується реальними каналами зв'язку й реальними пристроями формування [3, 5-9, 11].

Тому, **метою статті** є визначення оптимального методу прийому складених сигналів в багатопроменевому каналі зв'язку до якого ми вважаємо відноситься когерентний метод прийому в цілому, при умові отримання повного корисного сигналу.

Основна частина

Поділ променів при різних методах прийому. Можливість поділу променів в системах зв'язку з складеними сигналами обумовлена тим, що функція автокореляції цих сигналів істотно відмінна від нуля в інтервалі, що становить лише дуже малу частину тривалості посилок. Ширина головного максимуму автокореляційної функції пов'язана з шириною смуги частот сигналу наближеним співвідношенням:

$$\Delta t \approx \frac{1}{F} \quad (1)$$

У каналі зв'язку при багатопроменевому поширенні також відбувається складання сигналів окремих променів, але це складання є векторним [9].

Зауважимо, крім того, наступне. За відомими [5-11] оптимальними методами прийому в багатопроменевому каналі зв'язку звичайних вузькосмугових сигналів вдається підвищити вірність прийому. Однак при використанні складених сигналів оптимальний прийом в багатопроменевому каналі вдається здійснити найбільш просто. Тому складені сигнали є в деякому роді оптимальними для багатопроменевих каналів.

Ступінь приглушення променів, які заважають визначається значеннями функції автокореляції сигналу при затримках, відповідних затримкам цих променів. Відомо, що запізнювання між променями в короткохвильовому радіоканалі становить не менше 100 мксек [6]. Звідси відповідно до (1) необхідна для поділу променів мінімальна ширина смуги частот сигналу дорівнює 10 кГц.

Максимальна допустима смуга частот сигналу визначається дисперсійними властивостями каналу, які викликають спотворення форми сигналу, який надходить. При автокореляційному методу прийому

спотворення форми сигналу несуттєві. При взаємкореляційних методах дисперсійні властивості викликають необхідність корекції фазо-частотних характеристик в приймальній пристрої. У короткохвильовому радіоканалі при використанні сигналів зі смугою частот до 4 060 кГц дисперсійні властивості проявляються незначно. Для некороткохвильових радіоканалів граничні значення смуги частот сигналу можуть бути, природно, іншими [7].

Поділ променів при когерентному прийомі. Відповідно до алгоритму когерентного прийому в цілому в місці прийому необхідно мати повністю відомі варіанти сигналу, синфазні із прийнятим сигналом [8]

$$\int_0^T x(t)s_r(t)dt > \int_0^T x(t)s_q(t)dt, \quad (2)$$

де $x(t)$ – суміш сигнал-завада, що надходить у прийомний тракт.

Отже, при прийомі якого-небудь променя необхідно використовувати сигнали, когерентні з сигналом цього променя. Сигнал, що приймається за відсутності адитивної завади можна представити у вигляді

$$x(t) = \sum_{i=1}^L s_r(t - \Delta t_i),$$

де L – число променів; Δt_i – затримка i -го променя.

Для виділення j -го променя відповідно до (2) необхідно використовувати наступний алгоритм прийому сигналу:

$$\int_0^T x(t)s_r(t - \Delta t_j)dt > \int_0^T x(t)s_q(t - \Delta t_j)dt, \quad (3)$$

де Δt_j – затримка j -го променя.

Ефект на виході корелятора від i -го променя буде:

$$\int_0^T s_r(t - \Delta t_i)s_q(t - \Delta t_j)dt = B_{s_r}(\Delta t_i - \Delta t_j). \quad (4)$$

Коефіцієнти передачі окремих променів при даному розгляді несуттєві, тому можна їх не враховувати

$$\int_0^T s_r(t - \Delta t_i)s_q(t - \Delta t_j)dt = B_{s_r s_q}(\Delta t_i - \Delta t_j), \quad (5)$$

де $B_{s_r}(\Delta t)$ – автокореляційна функція сигналу; $B_{s_r s_q}(\Delta t_i - \Delta t_j)$ – взаємкореляційна функція варіантів сигналу.

Вирази (4) і (5) справедливі, якщо на попередній посилювач передавався також r -й варіант сигналу. Вважаємо, що ця умова виконана. Тому, при використанні сигналів з автокореляційною і взаємкореляційною функціями тотожно рівними нулю при $\Delta t_i \neq \Delta t_j$, ефект на виході приймача буде тільки

від виділеного променя. Відповідна напруга пропорційно $B_s(0)$.

Дослідимо властивості та характеристики паралельного і послідовного складених сигналів поділу променів при когерентному прийомі. При паралельному складеному сигналі відповідно до алгоритму (3) отримуємо наступне правило

$$\sum_{k=1}^N \int_0^T x(t) \sin[\omega_{kr}(t - \Delta t_i) + \varphi_{kr}] dt > \sum_{k=1}^N \int_0^T x(t) \sin[\omega_{kq}(t - \Delta t_j) + \varphi_{kq}] dt.$$

Автокореляційна функція паралельного складеного сигналу

$$\sum_{k=1}^N \sin(k\omega_0 t + \varphi_k) \text{ має вигляд } B_s(\Delta t) = \frac{P_s}{N} \sum_{k_1}^{k_N} \cos k\omega_0 \Delta t, \text{ де } P_s - \text{ потужність}$$

сигналу. Скориставшись відомою формулою для суми косинусів

$$\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^m \cos nx = \frac{\sin\left(m + \frac{1}{2}\right)}{2 \sin \frac{x}{2}}, \text{ отримаємо}$$

$$B_s(\Delta t) = \frac{P_s}{N} \frac{\sin \frac{N}{2} \omega_0 \Delta t}{\sin \frac{\omega_0 \Delta t}{2}} \cos \frac{k_1 + k_N}{2} \omega_0 \Delta t.$$

Так як $(k_N - k_1 + 1) = N = FT$ і $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$ тоді,

$$B_s(\Delta t) = \frac{P_s}{N} \frac{1}{FT} \frac{\sin 2\pi F \frac{\Delta t}{2}}{\sin \frac{2\pi}{T} \frac{\Delta t}{2}} \cos \left(k_1 \omega_0 + \frac{2\pi F}{2} \right) \Delta t, \quad (6)$$

де $\left(k_1 \omega_0 + \frac{2\pi F}{2} \right) = \omega_{cp}$ – середня частота сигналу; F – ширина смуги частот сигналу.

Отже, автокореляційна функція періодичного паралельного складеного сигналу є добутком огинаючої, що залежить від смуги частоти сигналу F і заповнення з частотою, рівному середній частоті сигналу [8, 11]. Вираз (6) справедливий для будь-якого періодичного сигналу з рівномірним енергетичним спектром, в тому числі для сигналу, що складається тільки з парних і непарних гармонік в межах смуги F . Обвідна (6) аналогічна відомій функції $\frac{\sin x}{x}$. Крім основного максимуму при $\Delta t = 0$ вона має побічні

максимуми, які визначаються з умови $2\pi F \frac{\Delta t}{2} = \left(n + \frac{1}{2}\right)\pi$, де n – ціле число.

При $\Delta t = n \frac{1}{F}$ значення обвідної дорівнюють нулю, при малих відношеннях

$\frac{\Delta t}{T}$ обвідна збігається з функцією $\frac{\sin x}{x}$; при великих відношеннях $\frac{\Delta t}{T}$

значення побічних максимумів дещо більше, ніж у функції $\frac{\sin x}{x}$. Найменший

побічний максимум, дорівнює $\frac{1}{FT}$ і має місце при $\Delta t = \frac{T}{2}$. Ступінь

приглушення завадових променів визначається значеннями автокореляційної функції за межами головного “пелюстка”, в гіршому випадку значеннями побічних максимумів. При цьому величина приглушення променя дорівнює

$$\delta = \frac{B_s(0)}{B_s(\Delta t)} = FT \sin \frac{2\pi \Delta t}{T} \frac{\Delta t}{2} \approx FT \frac{2\pi \Delta t}{T} \frac{\Delta t}{2} = \pi F \Delta t.$$

Наприклад, $F \approx 30$ кГц при мінімальному запізнюванні між променями приглушення буде не гірше 10 мксек, а при $F \approx 300$ кГц – не гірше 100. Взаємокореляційна функція варіантів сигналу буде не гірше (в сенсі величини побічних максимумів) їх автокореляційної функції. Дійсно, при фазорізницевій модуляції варіанти сигналу відрізняються тільки знаками, отже, знаками будуть відрізнятися автокореляційна і взаємокореляційна функції. При частотній модуляції з використанням ортогональних у посиленому сенсі сигналів взаємокореляційна функція дорівнює нулю.

Проаналізуємо прийом послідовного складеного сигналу. У цьому випадку алгоритм прийому у відповідності із загальним виразом

$$\int_0^T x(t) f_r(t - \Delta t_i) \sin[\omega_r(t - \Delta t_i) + \varphi_r] dt > \int_0^T x(t) f_q(t - \Delta t_j) \sin[\omega_q(t - \Delta t_j) + \varphi_q] dt$$

середня частота сигналу ω_r набагато більша ширини смуги сигналу, тобто якщо сигнал вузькосмуговий, то його автокореляційну функцію можна представити у вигляді добутку автокореляційної функції обвідної і заповнення

$$B_{s_r}(\Delta t_i - \Delta t_j) = B_{f_r}(\Delta t_i - \Delta t_j) \cos \omega_r(\Delta t_i - \Delta t_j),$$

де $B_{s_r}(\Delta t_i - \Delta t_j)$ – автокореляційна функція псевдовипадкової послідовності $f_r(t)$.

Властивості автокореляційних функцій псевдовипадкових послідовностей відомі, її значення за межами головного максимуму

складають $\frac{1}{N}$ частину величини головного максимуму. Проте такий вид автокореляційної функції має при ідеальній прямокутній формі елементів послідовності, тобто при необмеженій смузі частот. На практиці смуга частот сигналу завжди обмежена і необхідно враховувати вплив обмеження спектра сигналу на автокореляційної функції.

Форма енергетичного спектру двійкових псевдовипадкових послідовностей збігається з формою спектра елемента послідовності. Наприклад, при прямокутній формі елементів обвідної енергетичного спектра послідовності буде функція $\frac{\sin x}{x}$.

Результати дослідження. На рис. 1 представлено графік автокореляційної функції послідовності при різних ступенях обмеження її спектру ідеальним фільтром. Розрахунки проведено за допомогою ЕОМ. Крива 1 відповідає практично необмеженому спектру (10 “пелюсток”); крива 2 – використанню цілого “пелюстка” обвідної $\frac{\sin x}{x}$, тобто смузі частот сигналу $F = \frac{1}{\Delta T}$, де ΔT – тривалість елемента; крива 3 – 0,75 головного “пелюстка”, тобто $F = 0,75 \frac{1}{\Delta T}$; крива 4 – 0,5 головного “пелюстка” спектру послідовності, тобто $F = 0,5 \frac{1}{\Delta T}$.

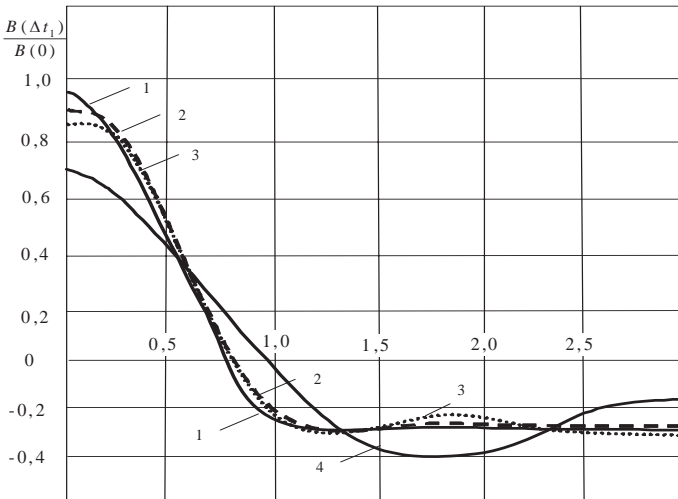


Рис. 1. Вплив обмеження спектру частот на автокореляційні функції псевдовипадкової послідовності

Найбільший побічний викид функції автокореляції, обумовлений обмеженням спектру сигналу, має місце при $\Delta t > \Delta T$ і відповідно становить: при $F = \frac{1}{\Delta T}$ – 1% від головного максимуму, при $F = 0,75 \frac{1}{\Delta T}$ – 3%; при $F = 0,5 \frac{1}{\Delta T}$ – 16%.

Таким чином, при використанні послідовностей достатньо великої довжини (коли значення $\frac{1}{N}$ мале) приглушення променів завади буде визначатися ступенем обмеження спектра сигналу [7].

Наприклад, для послідовностей з $N > 100$ при $F = \frac{1}{\Delta T}$ величина приглушення δ променя завади затримки на $\Delta t > \Delta T$, складе 100 кГц. При $\Delta t \approx 100$ мксек необхідна ширина смуги сигналу складе $F \approx 10$ кГц. При використанні сигналу з рівномірним енергетичним спектром (паралельний складений сигнал) вимагалася смуга $F \approx 300$ кГц. При $\delta = 10$ і $F = 0,75 \frac{1}{\Delta T}$ необхідна смуга $F \approx 8$ кГц.

Висновки. Таким чином, при використанні сигналів з нерівномірним енергетичним спектром вдається отримати автокореляційні функції з необхідними значеннями побічних максимумів і відповідно забезпечити задане приглушення променів завади при меншій смузі частот, ніж при сигналах з рівномірним енергетичним спектром, а при використанні тієї ж смуги F вдається забезпечити краще приглушення променів завади. Вплив нерівномірності спектра сигналу на побічні викиди автокореляційної функції досліджені [3, 7, 9]. Підбором спектру сигналу, тобто вибором елемента відповідної форми, наприклад, імпульс у вигляді “дзвоника”, можна забезпечити ще кращі результати з приглушення променів.

Взаємокореляційна функція варіантів послідовного сигналу буде не гіршою автокореляційної. При фазорізницевій модуляції, взаємокореляційна функція відрізняється тільки знаком. При частотній модуляції взаємокореляційна функція варіантів визначається спільною кореляційною функцією в площині $\Delta t, \Delta \Omega$ (функцією невизначеності). Ця функція складається з центрального піку (конуса), розміри основи якого складають $\Delta t \approx \frac{1}{F}$ та $\Delta \Omega \approx \frac{2\pi}{\Delta T}$ і прямокутної області з невеликим рівнем побічних максимумів. При використанні в якості варіантів сигналу квазіортогональних послідовностей їх завжди можна вибрати так, щоб ця властивість зберігалася при наявності часового зміщення.

1. *Варфоломеева О.Г.* Основная задача управления та шляхи її розв'язання / Варфоломеева О.Г., Мешков С.І., Чумак О.І. // Сучасні тенденції розвитку технологій в інфокомунікаціях та освіті: матеріали VIII наукової конференції Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій, 24-25 листопада. – К., 2011. – С.164-167.
2. *Григорович В.В.* До питання застосування методу імітаційного моделювання для систем управління / В.В. Григорович, С.І. Мешков, О.І. Чумак // Сучасні тенденції розвитку технологій в інфокомунікаціях та освіті: матеріали IX наукової конференції Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій, 22-23 листопада. – К., 2011. – С. 74-77.
3. *Дэвис Д.* Сети связи для вычислительных машин / Д. Дэвис, Д.Барбер: пер. с англ. – М.: Мир, 1976. – 370 с.
4. *Стеглов В.К.* Телекоммуникационные сети / В.К. Стеглов, Л.Н. Беркман. – К.: Киевский институт связи Украинской Государственной академии связи им. А.С. Попова, 2000. – 395 с.
5. *Стеглов В.К.* Телекомунікаційні мережі / В.К. Стеглов, Л.Н. Беркман. – К.: Техніка, 2001. – 650 с.
6. *Стеглов В. К.* Проектирование телекоммуникационных сетей / В.К. Стеглов, Л.Н. Беркман. – К.: Техніка, 2002. – 792 с.
7. *Витерби Э.Д.* Принципы когерентной связи / Э.Д. Витерби. – М.: Сов. радио, 1970. – 392с.
8. *Гуткин Л.С.* Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества / Л.С. Гуткин. – М.: Сов. радио, 1975. – 368 с.
9. *Стеглов В.К.* Сучасні системи управління в телекомунікаціях / Стеглов В.К., Костік Б.Я., Беркман Л.Н. – К.: Техніка, 2005. – 400 с.
10. *Korobchinskiy M.* Design of dynamic structural models of information management system of moving objects / M. Korobchinskiy, O. Mashkov // Informatyka, automatyka, pomiary w gospodarce i ochronie środowiska. – Lublin: Centrum Innowacji i Transferu Technologii Lubelskiego Parku Naukowo-Technologicznego, 2013, nr 4. – P.78–80.
11. *Коробчинский М.В.* Анализ энергетических характеристик построения радиоканалов связи в сетевой системе управления подвижными объектами / М.В. Коробчинский, О.А. Машков, І.П. Усенко // Збірник наукових праць “Моделювання та інформаційні технології” – К.: НАН України Ін-т проблем моделювання в енергетиці ім. Г.Є.Пухова, 2006. – Вип. 35. – С.91-103.

Поступила 27.08.2014р.