

Представлені результати обробки елементарних складових, виділених з мультиплексованих сигналів з ортогональним частотним розділенням несучих (метод OFDM) та проведено аналіз станів цих складових у певні моменти часу та їх вплив на якісні показники групового сигналу. Розроблено алгоритм, математична модель та структурна схема декодера елементарних складових OFDM

Ключові слова: OFDM, демодулятор, фазова маніпуляція, модель, аналіз станів, елементарна складова

Представлены результаты обработки элементарных составляющих, выделенных из мультиплексированных сигналов с ортогональным частотным разделением несущих (метод OFDM) и проведен анализ состояний этих составляющих в определенные моменты времени и их влияние на качественные показатели группового сигнала. Разработаны алгоритм, математическая модель и структурная схема декодера элементарных составляющих OFDM

Ключевые слова: OFDM, демодулятор, фазовая манипуляция, модель, анализ состояний, элементарная составляющая

ДЕКОДЕР СКЛАДОВИХ КОМПЛЕКСНОГО КАНАЛУ З ОРТОГОНАЛЬНИМ ЧАСТОТНИМ РОЗДІЛЕННЯМ НЕСУЧИХ

В. С. Белов
Аспірант*

E-mail: nbcvin@gmail.com

А. С. Белов
Здобувач*

E-mail: us5nar@gmail.com

*Кафедра телекомунікаційних систем і телебачення
Вінницький національний технічний університет
Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, Україна, 21021

1. Вступ

Ширококутні системи радіозв'язку використовують складні методи модуляції з багатьма підносійними та ортогональними методами об'єднання цих підносійних в груповий комплексний канал. При цьому, в залежності від типу каналу, швидкості та деяких інших факторів, можливе використання різних видів модуляції з корекцією помилок [1].

Зокрема розрізняють фазовий, амплітудний і частотний методи маніпуляції в якості транспортних [2] при OFDM.

2. Аналіз літературних даних і постановка проблеми

Синхронізація приймача з передавачем починається з визначення початку OFDM символу. Робиться це практично в два кроки: спочатку виконується грубе підстроювання за допомогою автокореляційних функцій (АКФ); далі більш точна за допомогою пілотону, який закодовано в сигналі [3]. Після визначення початку символу відбувається підстроювання частоти. У процесі передачі виникають випадкові спотворення сигналу, пов'язані з спотвореннями частоти, фази, амплітуди тощо. Завдання модулю оцінки каналу OFDM визначити рівень спотворення прийнятого сигналу і виправити такі спотворення. Виправлений сигнал подається на декодер, після декодера отримується двійкового потік даних.

У початковий момент часу передачі в комплексний сигнал додається преамбула. Це пов'язано з необхід-

ністю синхронізації декодера. Така синхрокомбінація є унікальним словом, яке використовується для виділення початку пакета, визначення фазового зсуву по тактам, розкриття фазової неоднозначності, початкової настройки коефіцієнтів фільтра адаптивного еквалайзера і т.д.

За преамбулою визначається величина частотної розстройки в часовій області [4]. Далі розстройка компенсується шляхом множення на комплексну синусоїду із зворотного частотою.

3. Мета і завдання дослідження

Метою роботи є проведення аналізу методу OFDM та його використання для різних типів цифрових модуляцій [5].

Для досягнення даної мети необхідно розв'язати наступні задачі:

- побудувати алгоритм декодування сигналів при OFDM;
- розробити математичну модель роботи даного алгоритму;
- проаналізувати компоненти сигналів фазової маніпуляції (PSK);
- проаналізувати компоненти сигналів амплітудної маніпуляції (QAM);
- проаналізувати компоненти сигналів частотної маніпуляції (MSK);
- на основі проведеного аналізу компонентів комплексного каналу розробити структурну схему декодера елементарних складових.

4. Розв'язання поставленого завдання

4.1. Побудова алгоритму та математичної моделі декодування

Виходячи із основних параметрів висунутих для OFDM декодера [6, 7] розроблено алгоритм декодування (рис. 1).

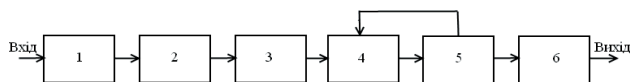


Рис. 1. Алгоритм декодування OFDM: 1 – детектування кадру; 2 – оцінка частотного зсуву; 3 – пряме перетворення Фур'є; 4 – відстеження фази; 5 – оцінка каналу; 6 – декодування

При цьому автокореляційна функція (АКФ) визначається інтегралом:

$$\psi(\tau) = \int f(t)F(t-\tau)dt .$$

АКФ показує зв'язок функції $f(t)$ з копією самої себе, зміщеної на величину τ . Функція $f(t)$ є сигналом з OFDM.

Виконання дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) для N -точок:

$$X_p(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_p(n)e^{-j(2\pi/N)kn} .$$

Зворотне дискретне перетворення Фур'є в цьому випадку:

$$x_p(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_p(k)e^{-j(2\pi/N)kn} .$$

Отже, можна отримати ортогональні несучі з лінійно-незалежними ортогональними складовими.

Для послідовності даних $(d_0, d_1, d_2, \dots, d_{N-1})$, де кожна складова d_n є комплексним числом $(d_n = a_n + jb_n)$:

$$D_k = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{-j(2\pi nk/N)} = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{-j2\pi f_n t_k}, k = 0, 1, 2, \dots, N-1,$$

де $f_n = n/(N\Delta t)$, $t_k = k\Delta t$ і D символ довільної тривалості і послідовності даних d_n . Для QPSK $a_n, b_n = \pm 1$, для QAM $a_n, b_n = \pm 1, \pm 3, \dots$ (16QAM).

Застосувавши дані компоненти для фільтра нижніх частот з часовими інтервалами Δt , отримується сигнал, який точно апроксимує мультимплексований сигнал з частотним розділенням

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} [(a_n \cos(2\pi f_n t_k) + b_n \sin(2\pi f_n t_k))] , 0 \leq t \leq N\Delta t .$$

Використовуючи пілот-тон в сигналі проводиться оцінка каналу. Положення пілот-тону в OFDM-сигналі заздалегідь відомо. Маючи еталонне значення сигналу пілот-тону в певний момент часу і порівнявши його з реально прийнятим, можна оцінити спотворення сигналу, тобто розрахувати передатну характеристику каналу.

Також на основі пілот-тону базується принцип дії еквалайзера [8].

4.2. Аналіз та виділення сигналів з фазовою маніпуляцією

Для BPSK в якості сигналу модуляції використовується цифрова послідовність біт $b(t) = S_m(t)$. При цьому якщо одним символом кодується один біт інформації завжди швидкість передачі інформації збігається з символною швидкістю $V_r = S_r$.

Оскільки $b_0(t)$ приймає тільки значення рівні 0 і 1, то синфазна $I(t)$ і квадратурна $Q(t)$ компоненти комплексної обвідної $z(t) = I(t) + jQ(t)$ BPSK сигналу дорівнюють

$$I(t) = \cos(\pi b(t)) = \pm 1 = b_0(t),$$

$$Q(t) = \sin(\pi b(t)) = 0.$$

Тоді BPSK сигнал можна записати наступним виразом:

$$S_{\text{bpsk}}(t) = I(t)\cos(\omega_0 t + \phi_0) - Q(t)\sin(\omega_0 t + \phi_0) = b_0(t)\cos(\omega_0 t + \phi_0).$$

Використовуючи в якості несучого коливання сигнал з PSK для виділення послідовності інформаційних символів необхідно привести вхідний сигнал до квадратурного виду. Нехай ω_0 несуча частота фазоманіпульованого сигналу, частота гетеродину приймача дорівнює $\omega_g = \omega_0 + \Delta\omega$, початкова фаза - ϕ_g . Тоді, на виході демодулятора буде [6]:

$$I_{\text{bpsk}}(t) = \frac{1}{2}I(t)\cos(\Delta\omega t + \phi_g) + \frac{1}{2}Q(t)\sin(\Delta\omega t + \phi_g),$$

$$Q_{\text{bpsk}}(t) = \frac{1}{2}Q(t)\cos(\Delta\omega t + \phi_g) - \frac{1}{2}I(t)\sin(\Delta\omega t + \phi_g).$$

Для двійкового PSK компонента $Q(t)$ відсутня, тоді на виході квадратурного демодулятора буде:

$$I_{\text{bpsk}}(t) = \frac{1}{2}I(t)\cos(\Delta\omega t + \phi_g),$$

$$Q_{\text{bpsk}}(t) = -\frac{1}{2}I(t)\sin(\Delta\omega t + \phi_g),$$

де $\Delta\omega$ – частота биття, ϕ_g – різниця початкових фаз несучої частоти сигналу і частоти гетеродина приймача.

Для випадку когерентного прийому несуча частота сигналу, і частота гетеродина приймача когерентні, тобто $\Delta\omega = 0, \phi_g = 0$, тоді:

$$I_{\text{bpsk}}(t) = \frac{1}{2}I(t), Q_{\text{bpsk}}(t) = 0.$$

Щоб отримати з такого сигналу послідовність імпульсів, відповідних двійковим кодами, достатньо провести множення сигналу і його затриманої копії на час, відповідне тривалості символу:

$$D(t) = I_{\text{bpsk}}(t)I_{\text{bpsk}}(t - \tau_0).$$

Знак множення за формулою несе один біт інформації. Для виділення бітової інформації використовується процедура усереднення [9] в межах одного символу.

4. 3. Аналіз та виділення сигналів з амплітудною маніпуляцією

Для сигналу з QPSK символна швидкість передачі буде дорівнювати $S_r = \frac{B}{2}$, тоді QPSK сигнал можна записати наступним виразом:

$$S_{\text{qpsk}}(t) = I(t)\cos(\omega_0 t + \phi_0) - Q(t)\sin(\omega_0 t + \phi_0).$$

Після фільтрації компонент за подвоєною частотою на виході ФНЧ отримується:

$$I(t) = \frac{A_0}{2} \cos[mS_m(t)], \quad Q(t) = \frac{A_0}{2} \sin[mS_m(t)].$$

Обв'язна фази сигналу можна записати у вигляді:

$$\Phi(t) = \arctan\left(\frac{I(t)}{Q(t)}\right) = mS_m(t).$$

Наведені умови можуть бути застосовані лише при когерентному прийомі ФМн сигналу [6], тобто допускається наявність частотного і фазового узгодження несучої частоти і частоти квадратурного гетеродина. Обчислення арктангенсу повинно відбуватися в межах $(-\pi; \pi)$ радіан. При недотриманні умови когерентного прийому виникає частотне розузгодження $\Delta\omega$ та випадковий фазовий зсув $\Delta\phi$ прийнятого сигналу щодо початкової фази гетеродина. Тоді значення сигналу на виході квадратурного гетеродина можна переписати наступним чином:

$$\begin{aligned} I(t) &= S(t)\cos[(\omega_0 + \Delta\omega)t + \phi_0] = \\ &= \frac{A_0}{2} \cos[(2\omega_0 + \Delta\omega)t + mS_m(t) + \phi_0] \cdot \\ &+ \frac{A_0}{2} \cos[mS_m(t) - \Delta\omega t - \phi_0], \\ Q(t) &= -S(t)\sin[(\omega_0 + \Delta\omega)t + \phi_0] = \\ &= -\frac{A_0}{2} \sin[(2\omega_0 + \Delta\omega)t + mS_m(t) + \phi_0] + \\ &+ \frac{A_0}{2} \sin[mS_m(t) - \Delta\omega t - \phi_0]. \end{aligned}$$

Відповідно на виході ФНЧ буде наступна форма сигналів:

$$\begin{aligned} I(t) &= \frac{A_0}{2} \cos[mS_m(t) - \Delta\omega t - \phi_0], \\ Q(t) &= \frac{A_0}{2} \sin[mS_m(t) - \Delta\omega t - \phi_0]. \end{aligned}$$

Тоді обв'язна фази сигналу:

$$\Phi(t) = \arctan\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right) = mS_m(t) - \Delta\omega t - \phi_0.$$

4. 4. Аналіз та виділення сигналів з частотною маніпуляцією

Двійкова частотна маніпуляція FSK є видом модуляції з постійною амплітудою. При цьому типі модуляції корисний сигнал формується з відрізків двох синусоїд.

$$S_1(t) = \cos(\omega_1 t), \quad S_2(t) = \cos(\omega_2 t),$$

де сигнал $S_1(t)$ використовується для передачі логічного нуля, а сигнал $S_2(t)$ - для передачі логічної одиниці.

У схемі реалізації двокопозитійної модуляції FSK застосовується двоходовий комутатор. Аналогічно можна побудувати і модулятор багатопозитійної частотної маніпуляції [10]. У цьому випадку буде використано більшу кількість синусоїдальних генераторів, а для керування комутатором буде потрібно багаторозрядні двійкові числа.

Сигнали в багатопозитійною частотної маніпуляції можуть бути описані у відповідності з наступним виразом:

$$S_1(t) = \cos(\omega_1 t), \quad S_2(t) = \cos(\omega_2 t), \quad \dots, \quad S_N(t) = \cos(\omega_N t),$$

де $S_1(t)$ використовується для передачі першого стану символу;

$S_2(t)$ - для передачі другого стану символу;

$S_N(t)$ - для передачі N-го стану символу.

Використання багатопозитійної частотної маніпуляції дозволяє реалізувати високочастотний сигнал з постійною амплітудою. Такий сигнал дозволяє будувати радіопередавачі з максимальним ККД, тому що при застосуванні сигналу з постійною амплітудою, підсилювач потужності радіопередавача працює в оптимальному режимі. Прийом FSK-сигналу можна здійснити кореляційним методом.

Для когерентного прийому обчислюється взаємна кореляція між прийнятим сигналом і опорними сигналами, що представляють собою гармонійні коливання з використовуваними для маніпуляції частотами. Взаємна кореляція сигналу з k-м опорним сигналом для n-го за часом символу розраховується наступним чином:

$$z_k(n) = \int_{nT}^{(n+1)T} s(t)\cos(\omega_k t + \phi_{0k})dt,$$

де $S(t)$ - FSK-сигнал, ω_k - частота маніпуляції, відповідна символу, рівному k, ϕ_{0k} - початкова фаза послідовки, T - тривалість передачі символу. Використані межі інтегрування задають обробку n-го символу.

Для підвищення завадостійкості FSK бажано, щоб послідовки, відповідні різним символам, були некорельовані, тобто мали нульову взаємну кореляцію. Вважаючи початкові фази послідовки нульовими, FSK-сигнали для символів 0 і 1 можна записати наступним чином:

$$S_0(t) = A \cos \omega_0 t, \quad 0 \leq t \leq T,$$

$$S_1(t) = A \cos \omega_1 t, \quad 0 \leq t \leq T.$$

Взаємна кореляція цих сигналів при нульовому зсуві по часу буде дорівнювати:

$$\begin{aligned} B(0) &= \int_0^T S_0(t)S_1(t)dt = A^2 \int_0^T \cos(\omega_0 t)\cos(\omega_1 t)dt = \\ &= \frac{A^2 \sin(\omega_1 + \omega_0)T}{2(\omega_1 + \omega_0)} + \frac{A^2 \sin(\omega_1 - \omega_0)T}{2(\omega_1 - \omega_0)}. \end{aligned}$$

Якщо $(\omega_1 + \omega_0)T \gg 1$, то перший доданок значно менше другого і їм можна знехтувати, тоді:

$$B(0) \approx \frac{A^2 \sin(\omega_1 - \omega_0)T}{2(\omega_1 - \omega_0)}$$

Це значення дорівнює нулю при $(\omega_1 - \omega_0)T = \pi n$, де n - ціле число, не рівне нулю. Таким чином, мінімальне значення відстані між сусідніми частотами маніпуляції, при якому посліжки, відповідні різним символам, виявляються некорельованими, становить половину символної швидкості:

$$\Delta\omega_{\min} = \frac{\pi}{T}, \Delta f_{\min} = \frac{1}{2T} = \frac{f_t}{2}$$

де f_t - символна швидкість.

Двопозиційна FSK, частоти якої обрані згідно наведеною формулою, є мінімальною частотною маніпуляцією або MSK.

4. 5. Розробка структурної схеми декодера елементарних складових комплексного каналу

На основі отриманих залежностей розроблено структурну схему декодера (рис. 2).

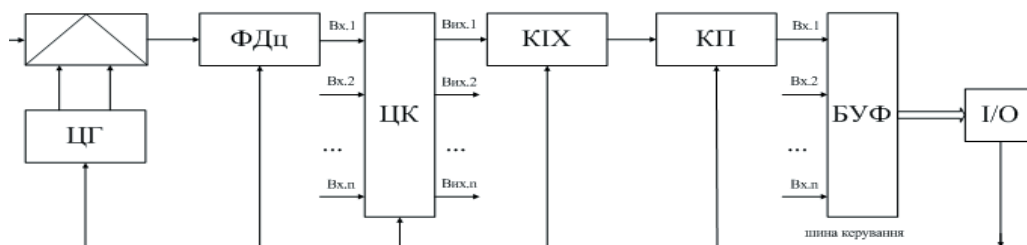


Рис. 2. Схема демодулятора комплексного каналу

Основні елементи реалізації схеми: ЦГ – цифровий гетеродин, ФДц – фільтр-дециматор, КІХ – фільтр з кінцевою імпульсною характеристикою, КП – комплексний множник вихідного сигналу, I/O – порт введення-виведення.

Комплексний широкосмуговий сигнал, отриманий з відповідного АЦП та після децимації [7] проводиться обробка в n -ідентичних каналах, що реалізують функції гетеродину і каналної фільтрації для комплексного каналу з ортогональним частотним розділенням несучих.

5. Висновки

Таким чином MSK модуляція за наявності нульової взаємної кореляції несучих значно звужує спектр повідомлення, що дає вигоду в порівнянні з FSK. Однак, при використанні в системах з багатьма піднесучими застосування такої модуляції не доцільне у зв'язку з більш низькою символної швидкістю в порівнянні з QPSK і QAM, а також враховуючи ускладнення демодулятора.

З використанням отриманих результатів аналізу

застосовуваних цифрових модуляцій можна провести виділення з комплексного сигналу групового каналу з OFDM певної піднесучої або групи піднесучих для подальшого декодування.

Література

1. Morelos-Zaragoza, R. H. The Art of Error Correcting Coding, Second Edition [Текст] / Robert H. Morelos-Zaragoza. – John Wiley & Sons, 2006. – P. 27-66.
2. Волков, Л. Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики [Текст]: учеб. пособие / Л. Н. Волков, М. С. Немировский, Ю. С. Шинаков. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.
3. Косичкина, Т. П. Сверхширокополосные системы телекоммуникаций [Текст] / Т. П. Косичкина, Т. В. Сидорова, В. С. Сперанский. – М.: Инсвязиздат, 2008. – 304 с.
4. Proakis, J. G. Digital Communications [Текст] / J. G. Proakis. – Ed. 3. – McGraw-Hill, New York, 1995. – P. 686-692.
5. Кичак, В. М. Реалізація універсального цифрового демодулятора на основі швидкодіючих перетворювачів [Текст] / В. М. Кичак, В. С. Белов, А. С. Белов // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2012. – №2. – С. 152-156.
6. Кичак, В. М. Оцінка впливу кількісних характеристик зміни інформаційного параметру на завадостійкість каналів зв'язку з КАМн [Текст] / В. М. Кичак, В. С. Белов, А. С. Белов // Вісник Хмельницького національного університету. – 2012. – №4. – С. 59-62.
7. Белов, В. С. Реалізація апаратного декодера мультиплексованих сигналів з ортогональним частотним поділенням [Текст] / В. С. Белов, А. С. Белов // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2012. – №3. – С. 129-133.
8. Schreier, P. J. Higher-order spectral analysis of complex signals [Текст] / P. J. Schreier, L. L. Scharf // Signal Processing. – 2006. – V. 86. – P. 3321-3333.
9. Окунев, Ю. Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами [Текст] / Ю. Б. Окунев. – М.: Радио и связь, 1991. – 296 с.
10. Бочков, Г. Н. Способ относительной фазовой модуляции OFDM-сигналов [Текст] / Г. Н. Бочков, К. В. Горохов, А. В. Колобков // Радиопизика (РФ). – 2009. – №2. – С. 62-70.