

УДК 621.37:621.391

С.Г. Рассомахін, С.Г. Веклич

Харківський національний університет імені В.Н. Каразіна, Харків

КОМПОНЕНТИ БІБЛІОТЕКИ ЕТАЛОННИХ МОДЕЛЕЙ СИГНАЛІВ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ ПРОТОКОЛАХ ФІЗИЧНОГО РІВНЯ

Представлена бібліотека еталонних моделей сигналів фізичного рівня, що призначена для побудови математичних моделей телекомунікаційних протоколів в системах бездротового зв'язку.

Ключові слова: модуляція, сигнал, фізичний рівень, бездротові мережі, міжканальна інтерференція.

Вступ

Ефективність процесів передачі інформації в мобільних системах безпосередньо залежить від досконалості алгоритмів цифрового формування та обробки сигналів. Існуючі алгоритми складають цілі класи протоколів з цифрової обробки сигналів та використовуються в стандартах зв'язку.

Одним з таких стандартів являється бездротовий зв'язок (Wi-Fi). Wi-Fi – це сімейство протоколів бездротової передачі даних IEEE 802.11x (802.11a, 802.11b, 802.11g, 802.11n і т.д.).

Стандарт бездротового зв'язку 802.11x, який являється складовою частиною стандартів локальних мереж IEEE 802.11x, охоплює тільки два нижніх рівня семирівневої моделі OSI – фізичний та канальний, які в найбільшій мірі відображають специфіку локальних мереж. Бездротові мережі відрізняються від кабельних мереж на фізичному рівні (Phy) і частково на канальному (MAC) – рівнях моделі взаємодії OSI [1].

Фізичний рівень IEEE 802.11x – радіоканал. Цей рівень характеризує параметри фізичного середовища передачі даних.

Стандарт IEEE 802.11x забезпечує передачу сигналу, що несе інформацію, одним з методів: прямої послідовності та частотних стрибків.

Ці методи відрізняються способом модуляції, але використовують однакову технологію розширення спектру [2].

Для дослідження методів цифрової обробки сигналів стандарту IEEE 802.11x виникає необхідність створення бібліотеки еталонних моделей сигналів фізичного рівня бездротового зв'язку.

Ця бібліотека включає моделі сигналів фазової маніпуляції (PSK) і її різновидів: двійкова фазова маніпуляція (BPSK), квадратурна фазова маніпуляція (QPSK) і модель сигналу ортогонального частотного поділу каналів з мультиплексуванням (OFDM).

Метою статті є розробка програмної бібліотеки еталонних моделей сигналів фізичного рівня бездротового зв'язку в математичному програмному пакеті MathCAD.

Основна частина

У даній статті представлені основні моделі сигналів, які використовуються в стандартах бездротового зв'язку, а саме: моделі сигналів абсолютної і відносної фазової маніпуляції і модель сигналу ортогонального частотного поділу каналів з мультиплексуванням (OFDM).

1. Узагальнена модель сигналів m-PSK

Фазова маніпуляція – один з видів дискретної модуляції, при якій фаза несучого коливання змінюється стрибкоподібно. Кількість можливих градацій фазових кутів належить кінцевій зліченій множині

$$\varphi_v \in \Psi = \{\varphi_0, \varphi_1, \dots, \varphi_{m-1}\}, \quad (1)$$

де m , як правило, визначається $m = 2^n$, n – ціле, що має фізичний смисл кількості двійкових символів, що передаються одним сигналом. Величина m , таким чином, визначає потужність канального алфавіту. Модель узагальненого сигналу m -PSK має наступний вигляд:

$$S(t) = \sin[2\pi(t - iT)Fn + \varphi_v], \quad (2)$$

де $i = 0, 1, \dots, N-1$; N – кількість переданих символів

в повідомленні; $T = \frac{1}{V}$ – тривалість інтервалу маніпуляції; φ_v , $v = 0, 1, \dots, m-1$ – поточна фаза сигналу;

V – швидкість модуляції; F_n – несуча частота.

У фазової маніпуляції при кожній зміні фази передається n біт. Кількість переданих біт при кожній зміні фази визначає різновиди ФМ сигналів: $m = 2$ – BPSK, $m = 4$ – QPSK, $m = 8$ – 8-PSK і так далі.

Для підвищення завадостійкості при побудові моделей використовується код Грея, який визначає бієктивне відображення послідовностей значень біт в послідовності фазових кутів квадратурної або багатопозиційної маніпуляції.

Головна особливість коду Грея полягає в тому, що сусідні комбінації відрізняються одна від одної на один біт. Розмір вектора коду Грея залежить від кратності фазової маніпуляції n . Процес визначення поточного фазового кута комбінації, що передається, поля-

гає в переведенні n -бітової комбінації, що передається, в десяткове число, яке визначає порядковий номер фазового кута в лексикографічно впорядкованій послідовності (1), з подальшим множенням даного числа на величину π/m , яка відповідає мінімальній різниці між сусідніми градаціями маніпуляційних кутів:

$$\varphi_v = \frac{\pi}{2^n} (2d_v - 1), \quad (3)$$

де d – вектор кода Грея.

Таким чином, універсальна модель m -PSK повністю задається виразами (1) – (3), що визначають процес формування сигналів.

Для обробки цифрових сигналів в даній моделі використовується метод алгебраїчної обробки складних сигнальних конструкцій. Суть даного методу полягає в алгебраїчній демодуляції сигналу по дискретним вимірам шляхом вирішення матричного рівняння виду:

$$A \cdot X = B, \quad (4)$$

де A – матриця амплітуд квадратурних компонент на інтервалі модуляції; B – вектор значень сигналу в цифровому вигляді в кожному відліку інтервалу модуляції; X – вектор шуканих значень амплітуд для заданого інтервалу модуляції.

Матриця A являється перевизначеною і містить значення амплітуд квадратурних компонент синусів і косинусів для кожного інтервалу модуляції.

Перевизначення матриці викликано необхідністю зменшення впливу природних похибок, викликаних шумом квантування (помилками вимірювань) і похибками обчислень. Ступінь перевизначення системи характеризується коефіцієнтом $\mu = W/2$ і описує асиметрію розмірів матриці $W \times 2$. Тут

$$W = \left\lfloor \frac{Fd}{V} \right\rfloor, \text{ де } Fd \text{ – частота дискретизації сигналу;}$$

V – швидкість модуляції; знак $\lfloor \cdot \rfloor$ – означає округлення до найближчого меншого цілого числа; число 2 означає кількість використовуваних квадратурних компонент, за допомогою яких задається сигнал, а, отже, кількість шуканих невідомих.

Вирішення алгебраїчної системи виду (4) передбачає наявність квадратної матриці A , так як в даному методі матриця A є перевизначеною, то в цьому випадку права і ліва частина системи (4) множаться на транспоновану матрицю A^T . Це перетворення системи (4) дозволяє зменшити вплив шумів квантування шляхом усереднення помилки та буде мати наступний вигляд:

$$A^T \cdot A \cdot X = A^T \cdot B. \quad (5)$$

Матриця A містить значення коефіцієнтів при невідомих амплітудах квадратурних компонент і має вигляд:

$$A = \left\| a_{i,j} \right\|; \quad a_{i,j} = \begin{cases} \sin(2\pi F_n (td_q - i \cdot T)), & j = 0; \\ \cos(2\pi F_n (td_q - i \cdot T)), & j = 1; \end{cases} \quad (6)$$

де $i = 0, 1, \dots, N-1$; $q = 0, 1, \dots, N \cdot W - 1$.

Вектор B (розмірністю W елементів) містить значення цифрового сигналу в кожній точці відліку і задається наступним чином:

$$B = \{b_0, \dots, b_{W-1}\}. \quad (7)$$

Рішення рівняння виду (5) дає можливість обчислити елементи вектора фаз гармонічних коливань $\Phi = \{\phi_0, \dots, \phi_{n_f-1}\}$ на частоті:

$$\phi_i = \text{mod} \left[\left(\frac{180}{\pi} \text{Atan}(x_0, x_1) + 360 \right), 360 \right], \quad (8)$$

де $i = 0, \dots, N-1$; функція $\text{mod}(a, b)$ – для обчислення значення числа a за модулем b ; функція $A \text{tan}(x, y)$ – для обчислення значення кута в градусах на інтервалі $[-\pi, \pi]$.

Процес обчислення (5) і (8) являється абсолютною фазовою демодуляцією сигналу за дискретними вимірами на інтервалі T . Далі обчислюється номер рядка вектора коду Грея і визначається кодова комбінація, що передається.

Таким чином, представлений метод алгебраїчної обробки складних сигнальних конструкцій дозволяє виконувати демодуляцію сигналів PSK, без застосування методу швидкого перетворення Фур'є, який використовується в стандартах бездротового зв'язку.

2. Узагальнена модель сигналів m -PSK з відносною фазовою маніпуляцією

Одним з недоліків фазової маніпуляції є визначення абсолютного значення фази сигналу при декодуванні, так як в фазовій маніпуляції інформація кодується саме абсолютним значенням фази сигналу. Для боротьби з цим недоліком необхідно, щоб приймач мав інформацію про «еталонний» синфазний сигнал передавача. Тоді шляхом порівняння сигналу з еталонним можна визначити абсолютний зсув фази. Отже, необхідно будь-яким способом синхронізувати сигнал передавача з еталонним сигналом приймача. Реалізація синхронної передачі досить складна, тому більш широке поширення набула різновид фазової модуляції, яка називається відносна фазова модуляція (Differential Phase Shift Keying, DPSK). При відносній фазової модуляції кодування інформації відбувається за рахунок зсуву фази по відношенню до фази сигналу на попередньому інтервалі модуляції. Тобто інформація кодується зміною фази. У всьому іншому DPSK-модуляція не відрізняється від PSK-модуляції [3].

Математична модель сигналу відносної фазової маніпуляції має такий вигляд, як і абсолютна фазова маніпуляція, а відрізняється лише формуванням матриці фазових кутів. Знаходиться початкова фаза кута

$$\phi_0 = \frac{\pi}{2^n} (2d_0 - 1), \quad (9)$$

яка складається з наступним фазовим кутом і так далі:

$$\varphi_v = \text{mod} \left(\varphi_{v-1} + \frac{\pi}{2^n} (2d_v - 1), 2\pi \right), \quad (10)$$

де $v = 1, 2, \dots, m-1$; n – кратність ФМ; d – вектор кода Грея.

Таким чином, кожний подальший фазовий кут визначається сумою з попереднім, обчисленою за модулем 2π .

Фазова модуляція сигналу в стандартах зв'язку може забезпечити швидкість передачі до 11 Мбіт/с. Для збільшення швидкості передачі, був розроблений метод розподілу широкопasmового каналу на ортогональні частотні підканалі, який отримав назву ортогонального частотного поділу каналів з мультиплексуванням (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM).

3. Модель OFDM сигналу

При OFDM послідовний цифровий потік даних, що передаються, розподіляється по безлічі частотних підканалів, і передача ведеться паралельно на всіх цих підканалах. При цьому висока швидкість передачі досягається саме за рахунок одночасної передачі даних по всіх каналах, а швидкість передачі в окремому підканалі може бути і невисокою.

При частотному поділі каналів необхідно, щоб ширина смуги частот окремого каналу була, з одного боку, досить вузькою для мінімізації спотворення сигналу в межах окремого каналу, а з іншого – досить широкою для забезпечення необхідної швидкості передачі. Крім того, для економного використання всієї смуги каналу, яке поділяється на підканалі, бажано якомога щільніше розташувати частотні підканалі, але при цьому уникнути міжканальної інтерференції, щоб забезпечити повну незалежність каналів один від одного. Частотні канали, які задовольняють переліченим вимогам, називаються ортогональними. Несучі сигнали всіх частотних підканалів ортогональні один до одного. Ортогональність несучих сигналів гарантує частотну незалежність каналів один від одного, а, отже, відсутність міжканальної інтерференції. Ортогональність підканалів означає, що добуток функцій, які їх описують, усереднене на деякому інтервалі, має дорівнювати нулю:

$$\int_0^T \sin(2\pi f_i t + \varphi_i) \cdot \sin(2\pi f_j t + \varphi_j) dt = 0, \quad i \neq j, \quad (11)$$

де T – період тривалості символу; f_i, f_j – несучі частоти каналів i, j . Очевидно, що вимога (11) виконується при будь-яких значеннях, якщо

$$f_i - f_j = \frac{z}{T}, \quad (12)$$

де z – ціле. Тоді вираз (11) приймає наступний вигляд:

$$\int_0^T \sin(2\pi \frac{i}{T} t + \varphi_i) \cdot \sin(2\pi \frac{j}{T} t + \varphi_j) dt \equiv 0, \quad i \neq j. \quad (13)$$

Одною з головних переваг методу OFDM є його стійкість до ефекту багатопробеневого поширення. Ефект викликається тим, що сигнал, який випромінюється, відбиваючись від перешкод, приходять до приймальної антени різними шляхами, викликаючи міжсимвольні спотворення. Для того, щоб уникнути міжсимвольних спотворень, перед кожним OFDM-символом вводиться захисний інтервал, який називається циклічним префіксом. Циклічний префікс являє собою фрагмент корисного сигналу, що гарантує збереження ортогональності піднесучих.

У кожному частотному підканалі для кодування інформації використовується або двійкова, або квадратурна фазові модуляції BPSK і QPSK. Модуляція BPSK використовується для передачі даних на швидкостях 6 і 9 Мбіт/с, а модуляція QPSK – на швидкостях 12 і 18 Мбіт/с.

OFDM сигнал формується шляхом алгебраїчного сумування декількох гармонійних коливань однакової амплітуди. При використанні кодування фаз (ФМ) і одиничному значенні амплітуди піднесучих коливань математична модель сигналу може бути представлена у вигляді наступного ряду на основі гармонійних функцій [4]:

$$S_i(t) = \sum_{j=0}^{NF-1} \sin \left[2\pi \left(f_0 + \frac{j}{T} \right) \left(t - T_p \left\lfloor \frac{t}{T_p} \right\rfloor \right) + \varphi_{i,j} \right], \quad (14)$$

де t – поточний час; f_0 – нижча піднесуча частота в спектрі сигналу; $T = 1/\Delta f$ – величина, зворотна мінімального розносу (інтервалу ортогональності за частотою Δf) піднесучих частот; NF – число піднесучих, що використовуються; $\varphi_{i,j}$ – значення маніпуляційного кута i -го піднесучого коливання на j -му інтервалі модуляції, яке може приймати одне з m значень в залежності від вмісту інформаційної послідовності і використовуваного маніпуляційного коду; знак $\lfloor \cdot \rfloor$ – означає округлення до найближчого меншого цілого числа; T_p – тривалість інтервалу модуляції з урахуванням префіксних доповнень. Використання операції округлення дозволяє організувати ефективний в обчислювальному плані перехід від безперервного часу до його дискретного вигляду на інтервалах модуляції.

Часові параметри інтервалу модуляції, використані в моделі (14), пов'язані між собою співвідношенням:

$$T_p = T + \Delta T = \frac{1}{\Delta f} + \Delta T, \quad (15)$$

де ΔT – тривалість префіксної частини сигналу. Префіксна частина є повторюваною (з точністю до знака) початковою частиною сигналу, що додається в кінці інтервалу модуляції T_p . Це викликано тим, що на практиці виділення тактової частоти в умовах її

дрейфу, завмирання, перевідбиттів і наявності ефекту Доплера на рухомих об'єктах накладає серйозні обмеження на параметри OFDM сигналів. Зокрема, рознос частот повинен бути значно більше очікуваного відходу частоти з якихось причин, включаючи і ефект Доплера.

Перевідбиття і нестабільність амплітудно-фазових характеристик загального каналу спотворюють моменти початку зміни символів, ускладнюючи або роблячи неможливою тактову синхронізацію. При виникненні розсинхронізації OFDM сигнал може бути правильно прийнятий і демодульований з будь-якого відрізка тривалістю T , який лежить всередині повного інтервалу модуляції T_p [5].

Процес дискретизації і квантування сигналу аналогічний моделі ФМ сигналу. Єдина відмінність між цими моделями в процесі оцифрування сигналу полягає у виборі частоти дискретизації. Значення частоти дискретизації має бути більше в 2 рази від максимальної частоти підканала:

$$f_d \geq 2f_{\max} \quad (16)$$

де f_{\max} – максимальна частота підканала сигналу OFDM.

4. Представлення реалізацій моделей сигналів у вигляді дискретних вибірок

Для реалізації моделей процесів обробки сигналів корисно мати можливість збереження відрізків реалізацій цифрових сигналів у вигляді масивів послідовних вимірювань, необхідно провести його дискретизацію за часом і квантування за рівнем.

Дискретизація сигналу із заданою чистотою задається виразом:

$$s_q = S \left(q \frac{1}{f_d} \right), \quad (17)$$

де $q = 0, 1, \dots, N \cdot W - 1$; N – число інтервалів модуляції; f_d – частота дискретизації.

Квантування сигналу моделюється шляхом множення фактичного вимірювання сигналу на зменшену в 2 рази кількість рівнів квантування. При цьому враховуються тільки позитивні виміри:

$$Sd_q = \left\lceil s_q \cdot 2^{k-1} \right\rceil, \quad (18)$$

де $q = 0, 1, \dots, N \cdot W - 1$; N – число інтервалів модуляції; f_d – частота дискретизації; V – швидкість модуляції; k – розрядність вимірювання; знак $\lceil \cdot \rceil$ – означає округлення до найближчого цілого числа. Sd_q попередньо нормується на діапазон можливих значень $[-1, 1]$. До складу даної бібліотеки включена програмна процедура формування файлів даних цифрових вибірок, реалізованих у відповідності з (17), (18).

Висновки

Представлена бібліотека математичних моделей дозволяє досить просто проводити формування та обробку складних сигнальних конструкцій як в режимі реального часу, так і в режимі постобробки сигналів. Головна особливість полягає в застосуванні методу алгебраїчної обробки складних сигнальних конструкцій в процесі демодуляції сигналів, що дозволяє значно спростити обчислення вектора фазових кутів.

Розглянуті математичні моделі сигналів можна використовувати для обробки сигналів стандартів бездротового зв'язку. Дана бібліотека математичних моделей розроблена в програмному пакеті MathCAD.

Список літератури

1. Пролетарский А.В. Беспроводные сети Wi-Fi / А.В. Пролетарский, И.В. Баскаков, Д.Н. Чирков. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2007. – 393 с.
2. Столлингс В. Современные компьютерные сети / В. Столлингс. – СПб.: Питер, 2003. – 393 с.
3. Скляр Б. Цифровая связь / Б. Скляр. – М.: Изд. дом "Вильямс", 2003. – 1106 с.
4. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов / В.И. Тихонов. – М.: Радио и связь, 1983. – 161 с.
5. Вишневецкий В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В.М. Вишневецкий, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с.

Надійшла до редколегії 16.05.2016

Рецензент: д-р техн. наук, проф. О.О. Можаяев, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», Харків.

КОМПОНЕНТЫ БИБЛИОТЕКИ ЭТАЛОННЫХ МОДЕЛЕЙ СИГНАЛОВ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ ПРОТОКОЛАХ ФИЗИЧЕСКОГО УРОВНЯ

С.Г. Рассомахин, С.Г. Веклич

Представлена библиотека эталонных моделей сигналов физического уровня, предназначенная для построения математических моделей телекоммуникационных протоколов в системах беспроводной связи.

Ключевые слова: модуляция, сигнал, физический уровень, беспроводные сети, межканальная интерференция.

THE COMPONENTS OF LIBRARY OF REFERENCE MODELS OF SIGNALS IN TELECOMMUNICATION PROTOCOLS OF PHYSICAL LAYER

S.G. Rassomakhin, S.G. Veklych

The library of reference models of the physical layer signals intended for the construction of mathematical models of telecommunication protocols in wireless communication systems is presented.

Keywords: modulation, signal, physical layer, wireless networks, interchannel interference.