УДК 621.327

О. М. Ткаченко, к. т. н., доц,
І. Р. Арсенюк, к. т. н.

ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ПРИЙОМУ СИГНАЛІВ ЗА АЛГОРИТМОМ ВІТЕРБІ

Вступ

Останнім часом з'явилися нові протоколи передачі даних, які знайшли широке застосування в системах зв'язку. Такі протоколи, як V.32, V.34, V.56 дозволили опанувати нові швидкості, а також підвищити надійність передачі лініями електрозв'язку. З огляду на це цікавою є можливість використання цих протоколів (або типів модуляції, що її застосовано в цих протоколах) в системах безпровідного зв'язку для передачі голосу та/або даних. Це дало б змогу підвищити швидкість передачі, ефективність використання виділеної смуги частот і, зрештою, покращити якість зв'язку.

Як відомо, робота в ефірі дещо відрізняється від передачі даних по лініях: співвідношення сигнал/шум в ефірі значно гірше, ніж на лініях, присутні так звані завмирання сигналу і т. ін. Все це ускладнює задачу безпосереднього використання вищевказаних протоколів в системах безпровідного зв'язку.

Останнім часом з'явились публікації [1, 2], присвячені як загальному опису протоколів передачі даних, так і різноманітним аспектам їх реалізації. Але при цьому явно недостатньо конкретної інформації, яка б дозволила здійснити практичну реалізацію цих протоколів на наявній елементній базі (мікроконтролери, DSP). Крім того, відсутні обгрунтування вибору частоти дискретизації, порядку та смуги пропускання цифрового фільтру. *Метою даної статті* є дослідження параметрів, що впливають на якість прийому сигналу за алгоритмом Вітербі та розроблення практичних рекомендаціїй щодо правильного вибору цих параметрів.

Одержані результати та їх аналіз

В теорії електрозв'язку фундаментальне значення має теорема Шеннона [3], яка встановлює зв'язок між швидкістю передачі даних та співвідношенням сигнал/шум в каналі. Ця теорема цікава тим, що визначає верхню границю швидкості передачі. Всі наявні системи в тій чи іншій мірі намагаються максимально наблизитися до цієї границі. При цьому кожному типу модуляції (чи протоколу) притаманні свої властивості, які впливають на досяжні характеристики.

Для подальшого розгляду ми обрали протокол V.32. В основу цього протоколу покладено квадратурно-амплітудну модуляцію (КАМ, QAM). Наш вибір пояснюється тим, що цей протокол є простішим для реалізації порівняно з V.34 або V.56, хоча основні положення та висновки залишаються справедливими і для цих протоколів. Крім того, слід зауважити що основні технічні характеристики цього протоколу — швидкість 9600 біт/с в смузі частот 2400 Гц — залишаються поки що недосяжними під час передачі в ефірі.

В КАМ [1] змінюється як амплітуда, так і фаза сигналу. Сигнал подається у вигляді

$$x(t) = a(t)\cos(\omega t) + b(t)\sin(\omega t),$$

де $\omega = 2\pi f$ — кругова частота несної сигналу. На приймальній стороні з вхідного сигналу отримують два інформаційних бітових потоки $a(t)$ та $b(t)$. В цьому протоколі для підвищення достовірності передачі даних застосовується Треліс-кодування. Сутність його полягає в тому, що до сукупності з m інформаційних біт додається ще один біт для корекції помилок. У протоколі V.32 $m = 4$, при цьому 16-точкове сузір'я трансформується в Треліс-кодоване 32-точкове сузір'я. На приймальній стороні сигнал помножують на дві квадратурні несні. В результаті отримуємо

© О. М. Ткаченко, І. Р. Арсенюк, 2004

$$x(t)\cos(\omega t) = a(t)\cos^2(\omega t) - b(t)\sin(\omega t)\cos(\omega t) = \frac{a(t)}{2} + \frac{a(t)}{2}\cos(2\omega t) - \frac{b(t)}{2}\sin(2\omega t);$$

$$x(t)\sin(\omega t) = a(t)\cos(\omega t)\sin(\omega t) - b(t)\sin^2(\omega t) = \frac{a(t)}{2}\sin(2\omega t) - \frac{b(t)}{2} + \frac{b(t)}{2}\cos(2\omega t).$$

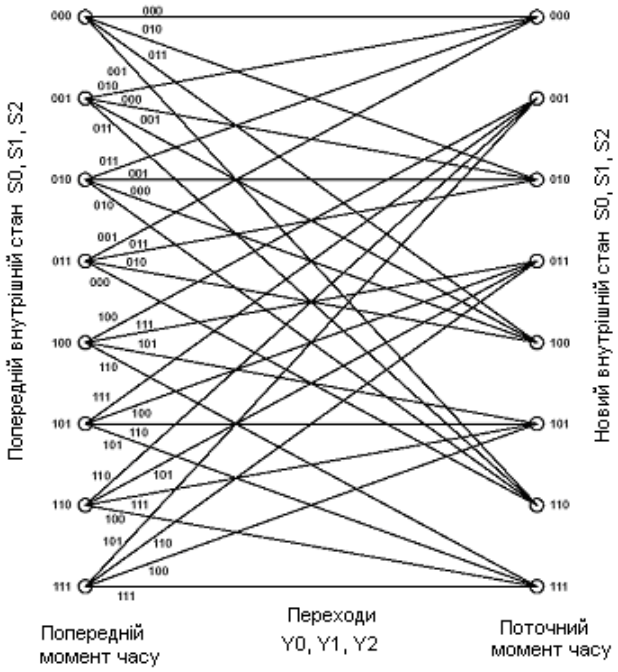

Рис.1. Діаграма переходів декодера Вітербі

Після того, як отриманий сигнал буде пропущений крізь фільтр низьких частот, ми отримаємо дві інформаційні компоненти сигналу $a(t)$ та $b(t)$. Під впливом шуму ці послідовності точок можуть бути спотворені. Тому на приймальній стороні використовується декодер Вітербі, призначення якого — знайти відповідність між цими точками та ідеальними точками на діаграмі або, іншими словами, знайти найправдоподібнішу послідовність переданих точок.

Вихід Треліс-кодера складається з *Y*0 *Y*1 *Y*2 *Q*3 *Q*4, де *Q*3 и *Q*4 — некодовані біти, а *Y*1 та *Y*2 — виходи диференційного кодера. *Y*0 – це надлишковий біт, що використовується для корекції помилок і генерується шляхом згорточного кодування *Y*1 та *Y*2.

На діаграмі роботи декодера Вітербі (рис. 1) *S*0, *S*1, *S*2 — внутрішні стани та *Y*0, *Y*1, *Y*2 — переходи. Для заданої підмножини внутрішніх станів (*S*0, *S*1, *S*2) можливі не всі переходи. Наприклад, зі стану 000 можливі лише 4 переходи 000, 010, 011 та 001. В будь-який момент часу стан декодера визначається лише одним внутрішнім станом. З цього внутрішнього стану маємо 4 переходи, які ведуть в наступні 4 внутрішні стани. З 8 внутрішніх станів лише 4 допустимі в наступний момент часу. Наприклад, якщо мав місце перехід 010, він міг вести зі стану 000 в 010, зі стану 001 в 000, зі стану 010 в 110, зі стану 011 в 100.

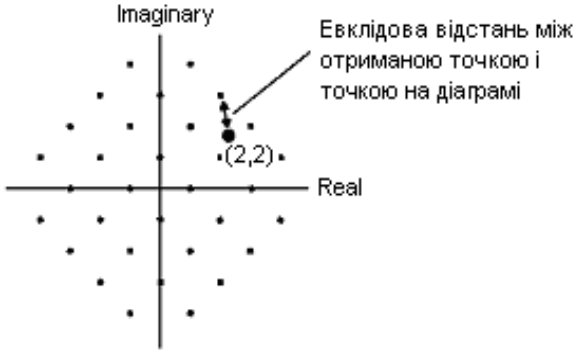

Рис. 2. 32-точкова діаграма сузір'я

Алгоритм Вітербі базується на програмно реалізованій схемі, яка використовує передісторію та цінову функцію, щоб визначити та декодувати послідовність, що приймається. Вибір цінової функції базується на відстані між реальною послідовністю, яка відображується на діаграмі сузір'я, та ідеальною точкою на тій самій діаграмі (рис. 2).

Для п'ятибітного символу *Y*0 *Y*1 *Y*2 *Q*3 *Q*4 маємо вісім можливих комбінацій з *Y*0 *Y*1 $\underline{Y2}$ та чотири можливих комбінації *Q*3 *Q*4. Кожна комбінація *Y*0 *Y*1 *Y*2 визначає множину з чотирьох точок (*Q*3 *Q*4), розташованих на сузір'ї симетрично та на рівних відстанях.

На початку кожного інтервалу прийому отриманий сигнал порівнюється з кожною з восьми можливих комбінацій *Y*0 *Y*1 *Y*2. Наприклад, припустимо, що отриманий сигнал відображується на сузір'ї V.32 в точку з координатами (2, 2). Це відображення не відповідає коректному п'ятибітному коду, оскільки сигнал був частково спотворений під час передачі. Далі необхідно визначити, якій з валідних послідовностей може належати отримана точка.

Узагальнюючи вищесказане, можна запропонувати такий алгоритм прийому КАМ-сигналу:

1. Взяти n (n – 1) координат точок на діаграмі сузір'я, що відносяться до одного бодового інтервалу. Відкинути перші n – 1. Для тих, що залишаться, знайти середнє значення. Таким чином отримати одну реальну точку на діаграмі з координатами (x, y).

2. Відкрити цикл по можливих станах k, k = 0...7. Для кожного стану k

2.1. Відкрити цикл по шляхах (попередніх станах) m, m = 0...3. Для кожного шляху

2.1.1. Обчислити відстань D_m від отриманої точки до кожної з m точок, що є припустимими для даного шляху.

2.1.2. Додати обчислену відстань до накопиченої раніше суми відстаней для попередніх бодових інтервалів.

2.2. З чотирьох отриманих відстаней обираємо мінімальну. Це є найліпший шлях, що веде в k-й стан.

2.3. Дописуємо до шляху нову точку, що відповідає мінімальній відстані.

Алгоритм завершується, коли закінчується передача даних. Після цього слід обрати єдиний варіант прийнятої послідовності – той, для якого цінова функція мінімальна.

В ході експериментальної перевірки роботи алгоритму сигнал штучно спотворювався шумом, розподіленим за рівномірним законом. На приймальній стороні відбувалося декодування послідовності, при цьому обчислювалась цінова функція – відстань між дійсною та ідеальними точками на сузір'ї. При цьому встановлено:

1. Відстань D_m можна обчислювати за евклідовою метрикою

$$D_m = \sqrt{(x - x_m)^2 + (y - y_m)^2}$$

або за метрикою Чебишева

$$D_m = |x - x_m| + |y - y_m|.$$

Як показали експерименти, під час розрахунків за формулою Евкліда піки (мінімуми) цінової функції виразніші. В той же час формула Чебишева є ефективнішою для обчислень і при цьому також дає коректні результати.

2. n (кількість точок, отриманих для одного бодового інтервалу) визначається частотою дискретизації F_d та символьною швидкістю F_s, яка для V.32 становить 2400 символа за секунду. Так, якщо F_d = 16000 Гц

$$n = F_d/F_s = 16000/2400 = 6{,}6(6).$$

Практично це означає, що для кожного третього бодового інтервалу слід використовувати шість точок, а для двох попередніх — сім. Перші точки слід відкинути (оскільки вони близькі до границі бодового інтервалу, де мала місце зміна амплітуди та фази сигналу), а для усереднення використовувати три або чотири останніх. В табл. 1 показані результати обчислення цінової функції, отримані для різних співвідношень сигнал/шум. Як бачимо, за умови низького рівня завад в каналі для усереднення можна залишити три точки. В умовах зростання шуму можна рекомендувати збільшити кількість точок для обчислення. Якщо дозволяють ресурси, можна підвищити частоту дискретизації, наприклад, до 19200 Гц.

Таблиця 1

Значення цінової функції для різної кількості точок

Кількість точок для усереднення	Співвідношення сигнал/шум, дБ			
	40	20	12	6
3	0,345	0,367	0,684	2,537
4	0,412	0,434	0,675	2,108

3. В ході експерименту для фільтрації сигналу використовувався фільтр Батерворта 2-го порядку. Вибір порядку зумовлений тим, що фільтри вищого, наприклад, 4-го порядку значно спотворювали фазу сигналу і до того ж вимагали більших обчислювальних ресурсів. Дані експерименту щодо

вибору смуги пропускання фільтру показані в табл. 2. Як бачимо, за умов зростання рівня завад смугу пропускання слід зменшувати.

Таблиця 2

Значення цінової функції для різних смуг пропускання фільтру

Частота фільтра, Гц	Співвідношення сигнал/шум, дБ			
	40	20	12	6
2100	0,432	0,442	0,645	1,978
2200	0,424	0,436	0,623	1,989
2300	0,417	0,432	0,634	2,051
2400	0,412	0,434	0,675	2,148
2500	0,414	0,440	0,701	2,277
2600	0,421	0,447	0,735	2,454

Висновки

В ході експериментів досліджувався вплив деяких параметрів на прийом КАМ-сигналу за алгоритмом Вітербі. За критерій було обрано мінімум цінової функції, що обчислювалась як сумарна евклідова відстань між реальною та ідальною послідовностями точок на діаграмі сузір'я. Показано, що вибір метрики, кількості точок для обчислення на бодовому інтервалі та смуги пропускання фільтру повинен здійснюватись в залежності від умов передачі з урахуванням наявних обчислювальних ресурсів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Лагутенко О. И. Модемы. Справочник пользователя. — СПб: Лань, 1997. – 368 с.

2. DSP Solutions for Telephony and Data / Facsimile Modems. Application Book // Texas Instru komments, 1997.

3. Дженнингс Ф. Практическая передача данных: Модемы, сети, протоколы: Пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1989. — 272 с.

Рекомендована кафедрою обчислювальної техніки

Надійшла до редакції 24.06.03
Рекомедована до друку 20.07.03

Ткаченко Олександр Миколайович — доцент кафедри обчислювальної техники, ***Арсенюк Ігор Ростиславович*** — старший викладач кафедри інтелектуальних систем.

Вінницький національний технічний університет