

Надійшла 24.8.2011 р.

УДК 621.376.6

А.А. ОБЧАРУК, С.Т. БАРАСЬ
Вінницький національний технічний університет**ОПТИМІЗАЦІЯ АЛГОРИТМУ КВАДРАТУРНОЇ АМПЛІТУДНОЇ МОДУЛЯЦІЇ**

Стисло розглянуто алгоритм квадратурної амплітудної модуляції. Запропоновано метод підвищення швидкості передачі інформації на основі алгоритму квадратурної амплітудної модуляції за рахунок введення блоку перекомутації частот-носіїв у структуру передавача. Проведено оцінку можливого приросту швидкості передачі інформації, який виникає в результаті введення блоку перекомутації частот-носіїв.

The algorithm of the quadrature amplitude modulation is shortly considered. The method of increasing the data transmission rate based on the algorithm of the quadrature amplitude modulation by introducing a block of carrier frequencies overcommutation in transmitter structure is proposed. The estimation of potential growth rate of information transfer, arising from the introducing a block of carrier frequencies overcommutation is conduct.

Ключові слова: телекомунікації, квадратурна амплітудна модуляція, КАМ, швидкість передачі інформації.

Вступ

Швидкість передачі інформації є одним із основних параметрів сучасних цифрових систем зв'язку. Висока швидкість передавання досягається різними шляхами, одним з яких є використання алгоритму квадратурної амплітудної модуляції (КАМ).

У алгоритмі КАМ використовується два інформаційних параметри сигналу: початкова фаза і амплітуда. Традиційним підходом для підвищення швидкості передачі інформації на основі використання КАМ вважається збільшення кількості рівнів існуючих інформаційних параметрів та встановлення такого співвідношення сигнал/шум, при якому кількість помилок є допустимою [1].

Враховуючи те, що збільшення рівнів сигналу призводить до зростання міжрівневих спотворень, а, отже, і до збільшення кількості помилок, можна запропонувати ще один підхід по підвищенню швидкості передачі інформації на основі КАМ без суттєвого збільшення кількості помилок. При цьому передбачається введення ще одного інформаційного параметра – миттєвої фази сигналу, зміна якої забезпечується перекомутацією частот-носіїв під час існування окремого імпульсу модулюючого сигналу.

Постановка завдання

Метою даного дослідження є підвищення швидкості передачі інформації на основі алгоритму КАМ за рахунок використання миттєвої фази сигналу під час існування окремого імпульсу модулюючого сигналу як додаткового інформаційного параметру, а також визначення можливого приросту швидкості передачі інформації в результаті введення додаткового інформаційного параметру.

Методика проведення досліджень

При використанні алгоритму КАМ сигнал, що передається, створюється одночасними змінами амплітуди синфазної (I) і квадратурної (Q) компонент несучого гармонійного коливання (f_c), які зміщені по фазі одна відносно одної на $p/2$. Результуючий сигнал Z являє собою суму цих складових [1-3]. Таким чином, дискретний сигнал з КАМ може бути представлений співвідношенням:

$$Z_m(t) = I_m \cdot \cos(2pf_c t) + Q_m \cdot \sin(2pf_c t), \quad (1)$$

де t – змінюється в діапазоні $\{(m-1) \cdot \Delta t .. m \cdot \Delta t\}$;

m – порядковий номер дискрету часу модулюючого сигналу;

Δt – крок квантування модулюючого сигналу за часом.

Отже у алгоритмі КАМ передбачається використання двох паралельних амплітудних модуляторів на які подаються частоти-носії, зміщені по фазі одна відносно одної на $p/2$. Спрощена структурна схема квадратурного модулятора подана на рис. 1.

Значення I_m та Q_m визначаються за формулами:

$$\begin{aligned} I_m &= a_m \cdot p; \\ Q_m &= b_m \cdot p, \end{aligned} \quad (2)$$

де a_m і b_m – модуляційні коефіцієнти;

p – крок квантування модулюючого сигналу по амплітуді.

Значення модуляційних a_m і b_m для алгоритму КАМ-4 надані у таблиці 1.

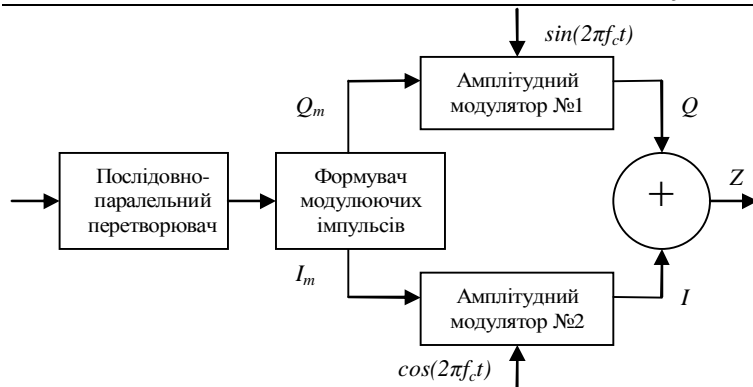


Рис. 1. Спрощена структура квадратурного модулятора

Таблиця 1
Можливі комбінації модуляційних коефіцієнтів a_m і b_m для алгоритму КАМ-4

Дибіт, що передається	a_m	b_m
00	+1	+1
01	-1	+1
10	+1	-1
11	-1	-1

Розглядаючи значення, яких можуть набувати модуляційні коефіцієнти a_m і b_m , зазначимо, що вони можуть бути обох знаків, тобто модулюючі імпульси можуть бути як позитивної так і негативної полярності.

З'ясуємо, як впливає полярність модулюючих імпульсів на початкову фазу сигналу на виході кожного амплітудного модулятора. Для цього припустимо, що на модулятор № 1 (рис. 1) подається частотаносій, що змінюється за законом синуса і модулюючий імпульс позитивної полярності. Тоді вихідний сигнал цього модулятора матиме вигляд:

$$Q = Q_m \sin(2\pi f_c t). \quad (3)$$

Графічно формула (3) наведена на рис. 2,а. Видно, що закон зміни сигналу на виході модулятора № 1 залишається синусоїдальним з початковою фазою, яка дорівнює 0 градусів.

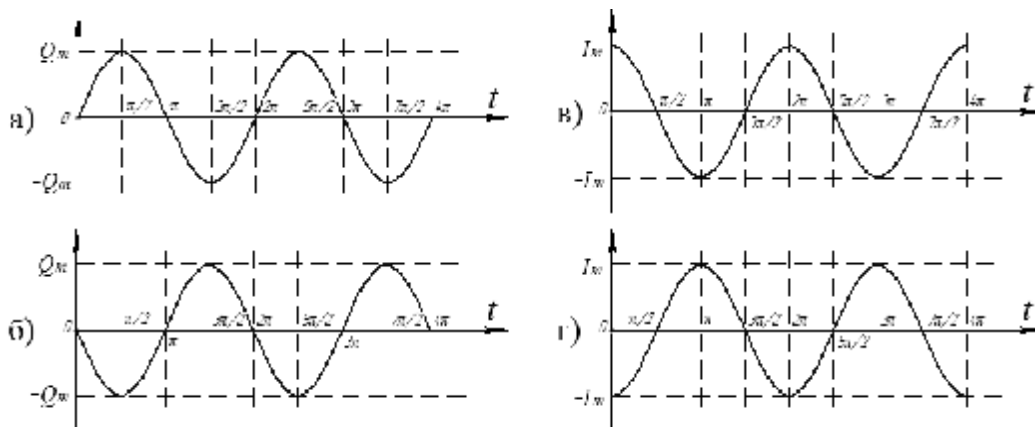


Рис. 2. Графічне зображення сигналів на виході модуляторів

Тепер припустимо, що на цей же модулятор подається модулюючий імпульс негативної полярності. Тоді формула (3) набуває вигляду:

$$Q = -Q_m \sin(2\pi f_c t) = Q_m \sin(2\pi f_c t - p) = Q_m \sin(2\pi f_c t + p). \quad (4)$$

Графічне зображення формули (4) наведено на рис. 2,б. Видно, що закон зміни сигналу, як і в попередньому випадку, також залишається синусоїдальним, але зміщеним по відношенню до нього на фазу, яка дорівнює p .

Аналогічно при подачі модулюючих імпульсів позитивної і негативної полярності на модулятор № 2 (рис. 1) разом з частотою-носієм, що змінюється за законом косинуса, ми отримаємо на виході модуляторів сигнали, які відповідають рис. 2,в і 2,г та описуються відповідно формулами:

$$I = I_m \cos(2\pi f_c t); \quad (5)$$

$$I = -I_m \cos(2\pi f_c t) = I_m \cos(2\pi f_c t - p) = I_m \cos(2\pi f_c t + p). \quad (6)$$

В результаті додавання сигналів I та Q формується вихідний сигнал Z . Оскільки початкова фаза сигналів I та Q залежить від полярності відповідних модулюючих імпульсів, то зрозуміло, що і початкова фаза вихідного сигналу Z буде також характеризуватися аналогічною залежністю. Це зручно представити на комплексній площині, де по осі абсцис відкладаються значення амплітуди I_m , а по осі ординат – значення амплітуди Q_m (рис. 3,а).

Тоді значення амплітуди сумарного сигналу буде визначатися векторною сумою амплітуд I_m та Q_m , а його початкова фаза – кутом нахилу вектора суми Z_m до осі абсцис (рис. 3,а). Всі комбінації

позитивних і негативних значень амплітуд I_m та Q_m модулюючих векторів створюють чверті на фазовій площині (рис. 3,б). Для алгоритму КАМ істотно, що при модуляції синфазної і квадратурної складових коливання-носія використовується одне і те ж значення кроку зміни амплітуди [2], що видно з формули (2). Тому закінчення векторів модульованого коливання утворюють прямокутну сітку на фазовій площині. Число вузлів цієї сітки визначається типом використаного алгоритму КАМ. Схему розташування вузлів на фазовій площині модульованого коливання КАМ прийнято називати «сузір'ям». На рис. 3,б надано сузір'я алгоритму КАМ-4.

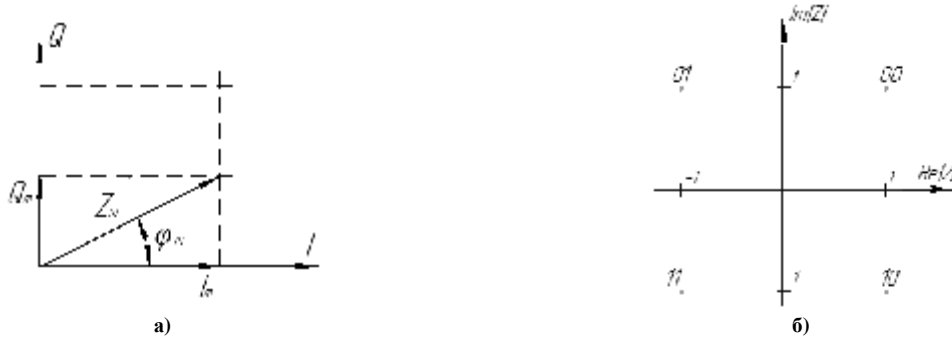


Рис. 3. «Сузір'я» КАМ сигналу та принцип формування його вузлів

Набагато зручніше описувати вектор суми Z_m результуючого сигналу на фазовій площині, якщо перейти до комплексного представлення сигналу КАМ, описаного формулою (1):

$$Z = I + j \cdot Q;$$

$$Z_m(t) = A_m \cdot \exp(2\pi f_c t + j \cdot \varphi_m), \tag{7}$$

де A_m – амплітуда модульованого сигналу;
 φ_m – початкова фаза модульованого сигналу.

$$A_m = \sqrt{I_m^2 + Q_m^2}; \tag{8}$$

$$\varphi_m = \arctg\left(\frac{Q_m}{I_m}\right). \tag{9}$$

Таким чином, при використанні КАМ інформація, що передається, кодується одночасними змінами амплітуди і фази частоти-носія [1-4]. Збільшення кількості рівнів амплітуди і фази призводить до збільшення кількості інформації, що передається в одному символі, але це також призводить до зменшення завадостійкості сигналу. Тому такий спосіб підвищення швидкості передачі інформації має певні межі. З іншого боку, якщо використовувати для підвищення швидкості передачі збільшення частоти модуляційних імпульсів, це буде призводити до розширення спектру кінцевого сигналу, що є неприпустимим при чітко визначеній смузі частот каналу. Тому найбільш перспективним є введення нових інформаційних параметрів у сигнал.

Розглянемо випадок, коли в певний момент дії окремого модулюючого імпульсу відбувається перемикавання частот-носіїв. Припустимо, що на початку дії кожного модулюючого імпульсу на модулятор № 1 подається синусоїдальна частота-носіїв, а на модулятор № 2 – косинусоїдальна (початкові умови). В деякий момент часу існування окремого модулюючого імпульсу відбувається перемикавання цих частот, тобто на модулятор № 1 починає подаватися косинусоїдальна частота-носіїв, а на модулятор № 2 – синусоїдальна. Тоді в структурну схему, яка зображена на рис. 1, потрібно ввести додатковий блок – блок перекомутації частот-носіїв, який повинен керуватися від основного мікроконтролера (рис. 4).

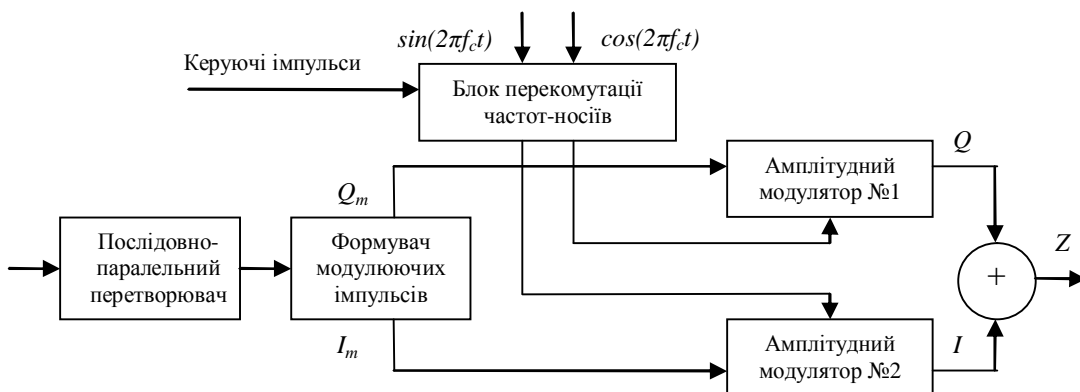


Рис. 4. Спрощена структура квадратурного модулятора з блоком перекомутації частот

В результаті перекомутації частот-носіїв формули (3) – (6) змінюються:

$$Q_{\text{перек}} = \begin{cases} I_m \sin(2pf_c t) & \text{при } a_m > 0; \\ I_m \sin(2pf_c t - p) & \text{при } a_m < 0; \end{cases} \quad (10)$$

$$I_{\text{перек}} = \begin{cases} Q_m \cos(2pf_c t) & \text{при } b_m > 0; \\ Q_m \cos(2pf_c t - p) & \text{при } b_m < 0; \end{cases} \quad (11)$$

Проаналізуємо формули (10) та (11) для різних комбінацій a_m і b_m (табл. 1):

1. $a_m > 0$ і $b_m > 0$. Згідно з формулами (3) та (5) вузол «сузір'я» КАМ (рис. 3,б) до перекомутації частот-носіїв знаходиться у першій чверті. Після перекомутації (з урахуванням формул (10) та (11)) можна зробити висновок, що вузол «сузір'я» КАМ залишається у першій чверті.

2. $a_m < 0$ і $b_m < 0$. Згідно з формулами (4) та (6) вузол «сузір'я» КАМ (рис. 3,б) до перекомутації частот-носіїв знаходиться у третій чверті. Після перекомутації (з урахуванням формул (10) та (11)) можна зробити висновок, що вузол «сузір'я» КАМ залишається у третій чверті.

3. $a_m > 0$ і $b_m < 0$. Згідно з формулами (3) та (6) вузол «сузір'я» КАМ (рис. 3,б) до перекомутації частот-носіїв знаходиться у четвертій чверті. Після перекомутації (з урахуванням формул (10) та (11)) можна зробити висновок, що вузол «сузір'я» КАМ знаходиться у другій чверті.

4. $a_m < 0$ і $b_m > 0$. Згідно з формулами (2) та (5) вузол «сузір'я» КАМ (рис. 3,б) до перекомутації частот-носіїв знаходиться у другій чверті. Після перекомутації (з урахуванням формул (10) та (11)) можна зробити висновок, що вузол «сузір'я» КАМ знаходиться у четвертій чверті.

Отже, у випадках 3 та 4 внаслідок перекомутації частот-носіїв відбувається зміна чверті фазової площини, у якій знаходиться вузол «сузір'я» КАМ. Використовуючи цю обставину, можна забезпечити передачу додаткових бітів інформації, проводячи (передача додаткової 1) або не проводячи (передача додаткового 0) перекомутацію частот-носіїв. При цьому на приймальному кінці необхідно проводити вибірку фази з прийнятого сигналу з частотою вдвічі вищою за частоту модулюючого сигналу. Варто зазначити, що частота модулюючого сигналу не змінюється, а, отже, і спектр вихідного сигналу не розширюється. Таким чином, введення блоку перекомутації частот-носіїв дозволяє передавати у кожному символі модулюючого сигналу додаткові біти, якщо основні біти передаються у 2-й чи 4-й чвертях фазової площини.

Постає питання – в який момент існування окремого модулюючого імпульсу повинна відбуватись перекомутація частот? Очевидно, що час, протягом якого модулюється комбінація частот-носіїв, що задовольняє початковим умовам, повинен бути достатнім для визначення початкової фази сигналу на приймальному кінці. Нехай m -й модулюючий імпульс має тривалість Δt , а для визначення початкової фази сигналу на приймальному кінці необхідно k періодів частоти-носія f_c . Тоді кількість перекомутацій h , яку можна здійснити за час існування m -го імпульсу, складає:

$$h = \frac{\Delta t}{kT_c} - 1 = \frac{\Delta t}{k \frac{1}{f_c}} - 1 = \frac{f_c \Delta t}{k} - 1. \quad (12)$$

З формули (12) можна зробити висновок, що якщо в результаті розрахунку кількість перекомутацій h виявилась меншою одиниці, то виконання перекомутацій неприпустиме, оскільки кількість періодів частоти-носія буде недостатньою для визначення початкової фази. Тобто використання запропонованого методу підвищення швидкості передачі інформації можливе за умови:

$$\Delta t \geq 2kT_c. \quad (13)$$

Якщо умова (13) виконується, то перша перекомутація може відбуватися в момент часу t_1 , який визначається як:

$$t_1 \geq m\Delta t + kT_c. \quad (14)$$

Мінімальний проміжок часу між двома перекомутаціями складає:

$$\begin{aligned} t_i - t_{i-1} &= kT_c; \\ i &= 1, 2, \dots, h. \end{aligned} \quad (15)$$

Якщо кількість можливих перекомутацій $h \geq 2$, то додаткові перекомутації можна використовувати для підвищення завадостійкості сигналу забезпечуючи повернення комбінації частот-носіїв до початкових умов. Це дозволить визначити, чи не діяла на початку даного модулюючого символу завада, яка спричинила зсув вузла «сузір'я» в іншу чверть. До того ж операцію повторної перекомутації необхідно здійснювати на початку дії наступного модулюючого символу, оскільки кожен новий символ повинен модулювати комбінацію частот-носіїв, яка відповідає початковим умовам.

Якщо ж відомо, що вплив завад на лінії незначний і не може спричинити значних спотворень сигналу, за допомогою додаткових перекомутацій частот-носіїв можна забезпечити ще більше підвищення швидкості передачі інформації. Враховуючи, що кожна перекомутація – це передача одного додаткового

біту інформації, можна записати, що приріст швидкості передачі інформації буде визначатись:

$$\Delta V(\%) = \frac{h}{N} \cdot L(\%), \quad (16)$$

де N – кількість основних бітів, що передаються у кожному символі;

$L(\%)$ – статистична кількість інформації, що припадає на 2 і 4 частоти «сузір'я» КАМ у відсотках.

Висновки

За рахунок перекомутації частот-носіїв під час існування кожного окремого модулюючого імпульсу можливе підвищення швидкості передачі інформації, яка базується на основі використання алгоритму КАМ. Для цього необхідно передавати додаткові біти, якщо вузол поточного модулюючого символу «сузір'я» КАМ знаходиться у 2 або 4 частоті на комплексній площині подання синфазної та квадратурної компонент. Кількість додаткових бітів, які передаються в одному символі, залежить від кількості використаних перекомутацій частот-носіїв. При цьому не відбувається розширення спектру сигналу, що є основною перевагою запропонованого методу.

У таблиці 2 наведені значення приросту інформації у відсотках залежно від кількості основних бітів, що передаються в одному символі, і кількості використаних перекомутацій (при рівномірному розподілі інформації у частотах «сузір'я» КАМ).

Таблиця 2

Залежність приросту швидкості передачі інформації від кількості перекомутацій

Алгоритм КАМ	N	h			
		1	2	3	4
КАМ-4	2	25 %	50 %	75 %	100 %
КАМ-16	4	12,5 %	25 %	37,5 %	50 %
КАМ-32	5	10 %	20 %	30 %	40 %
КАМ-64	6	8,33 %	16,67 %	25,00 %	33,33 %
КАМ-128	7	7,14 %	14,29 %	21,43 %	28,57 %
КАМ-256	8	6,25 %	12,5 %	18,75 %	25 %

Таким чином, запропонований алгоритм дозволяє підвищити швидкість передачі інформації без розширення спектру сигналу і з введенням мінімальних додаткових схемотехнічних удосконалень в передавальну і приймальну частини обладнання каналу зв'язку.

Література

1. Голуб В. С. Квадратурные модуляторы и демодуляторы в системах радиосвязи / В. С. Голуб // Электроника : НТБ: науч.-техн. жур. – 2003. – № 3. – С. 28–32.
2. Коханов А. Б. Способ модуляции-демодуляции сигналов с квадратурным изменением угловой компоненты / А. Б. Коханов // Технология и конструирование в электронной аппаратуре: науч.-техн. жур. – 2006. – № 4. – С. 9–13.
3. Бакланов И. Г. Технология ADSL/ADSL2+ теория и практика применения / И. Г. Бакланов. – М. : Метротек, 2007. – 384 с.
4. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко. – СПб. : Питер, 2002. – 608 с.

Надійшла 18.8.2011 р.

УДК 681.3.04

І.А. ДИЧКА, М.В. НОВОСАД

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»

ОЦІНЮВАННЯ СТУПЕНЯ УЩІЛЬНЕННЯ АЛФАВІТНО-ЦИФРОВИХ ДАНИХ ПРИ ЇХ ПОДАННІ У ГРАФІЧНО-КОДОВАНОМУ ВИГЛЯДІ

Наведено узагальнений структурний метод ущільнення алфавітно-цифрових повідомлень, створених на основі як кириличного, так і латинського алфавітів. Ущільнення алфавітно-цифрових даних досягається за рахунок використання кількох режимів кодування вхідних повідомлень. Запропоновано математичну модель для оцінювання ступеня ущільнення алфавітно-цифрових даних.

The method of structural compression for alphanumeric messages based on Cyrillic and Latin alphabets is presented. The alphanumeric data compression is achieved by using multiple modes of coding incoming messages. A mathematical model for evaluating the degree of compression of alphanumeric data is proposed.

Ключові слова: графічний код, алфавітно-цифрові дані, ущільнення даних, кодослово, поля Галуа.

Вступ

Використання графічного кодування інформації є одним з напрямів підвищення швидкості,