

КВАДРАТУРНА АМПЛІТУДНА МОДУЛЯЦІЯ ЗІ ЗМІННИМ ЗНАЧЕННЯМ

А. А. Овчарук

Магістрант

Кафедра проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури*

Контактний тел.: (0432) 69-13-78

E-mail: pendalf2008@inbox.ru

С. Т. Барась

Кандидат технічних наук, доцент, декан

Кафедра проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури*

Контактний тел.: (0432) 59-85-38

E-mail: penalf2008@mail.ru

Т. І. Овчарук

Магістрант

Кафедра проектування медико-біологічної апаратури*

Контактний тел.: (0432) 43-57-68

E-mail: evaforlife@mail.ru

*Вінницький національний технічний університет
вул. Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, Україна, 21021

Запропоновано метод підвищення швидкості передачі інформації на основі квадратурної амплітудної модуляції з використанням частоти-носія сигналу як додаткового інформаційного параметру. Проведено моделювання запропонованого методу на ЕОМ.

Ключові слова: КАМ, телекомунікації, частота-носії, завадостійкість, інформація.

Предложен метод повышения скорости передачи данных на основе квадратурной амплитудной модуляции с использованием несущей частоты сигнала как дополнительного информационного параметра. Проведено моделирование предложенного метода на ЭВМ.

Ключевые слова: КАМ, телекоммуникации, частота-носитель, помехоустойчивость, информация.

The method of increasing the data transmission rate based on the the quadrature amplitude modulation with using the carrier frequency of signal as additional information parameter is proposed. A computer simulation of the proposed method is performed.

Key words: QAM, telecommunication, carrier frequency, interference immunity, information.

1. Вступ

Швидкість передачі інформації є важливим параметром інформаційних систем, а її збільшення – актуальним для сучасних телекомунікацій. Одним із шляхів досягнення високої швидкості передачі є використання квадратурної амплітудної модуляції (КАМ).

У 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 – частоти-носія сигналу.

2. Постановка завдання

Метою даного дослідження є розробка методу підвищення швидкості передачі інформації на основі КАМ, яка доповнюється використанням частоти-носія сигналу як додаткового інформаційного параметру, а також визначення впливу введення додаткового інформаційного параметру на завадозахищеність сигналу.

3. Методика проведення досліджень

КАМ може бути описана формулою [1 – 3]

$$Z(t) = I_m \cdot \cos(2\pi f_c t) + Q_m \cdot \sin(2\pi f_c t), \quad (1)$$

де I_m, Q_m - модулюючі дискретні сигнали;
 f_c - частота-носії;
 t - час, змінюється в діапазоні $\{(m-1) \cdot \Delta t \dots m \cdot \Delta t\}$;
 m - порядковий номер дискрета часу модулюючого сигналу;
 Δt - крок квантування модулюючого сигналу за часом.

Для реалізації КАМ використовується два амплітудних модулятори, на які подаються значення частоти-носія змінені одне відносно одного на фазу $\pi/2$ (рис. 1) [1, 3].

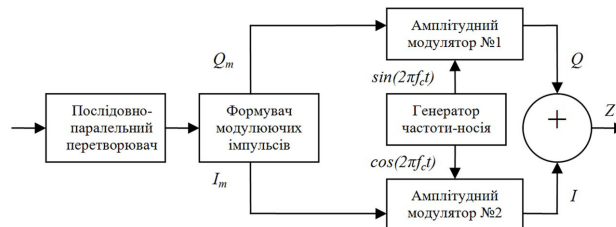


Рис. 1. Спрощена структура квадратурного модулятора

Сигнали на виході модуляторів додаються та утворюють результуючий КАМ-сигнал, описаний формулою (1). У [5] описано метод підвищення швидкості передачі інформації на основі методу КАМ за рахунок викори-

стання миттєвої фази сигналу під час існування кожного окремого імпульсу модулюючого сигналу як додаткового інформаційного параметру. Проводячи аналогію, можна використати у якості додаткового інформаційного параметру частоту-носії сигналу. Якщо проводити зміну значення частоти-носії сигналу для кожного чергового модулюючого імпульсу, то за рахунок цієї зміни можна передавати додаткові біти інформації. Позначимо запропонований метод КАМ в якому використовуватиметься зміна частоти-носія в якості інформаційного параметра як КАМЗЧ (квадратурна амплітудна модуляція зі зміною частотою-носієм).

Зрозуміло, для передачі $N_{дод}$ додаткових бітів під час існування кожного окремого модулюючого імпульсу необхідно використати N_c значень частоти-носія

$$N_c = 2^{N_{дод}}. \tag{2}$$

Позначимо крок зміни частоти як Δf , а значення частоти-носія, яке відповідає передаванню додаткового біта, рівного «0», – як f_{c1} (початкове значення). Тоді значення частот-носіїв f_{ck} , які будуть відповідати передаванню додаткових бітів, відмінних від «0», розраховуються за формулою

$$f_{ck} = f_{c1} + (k - 1) \cdot \Delta f, \tag{3}$$

де $k = 2, 3, \dots, N_c$.

Використання N_c значень частот-носіїв призводить до розширення загального спектру каналу $\Delta f_{кан}$, в той час як спектр сигналу залишається сталим $\Delta f_{сигн}$ (рис. 2)

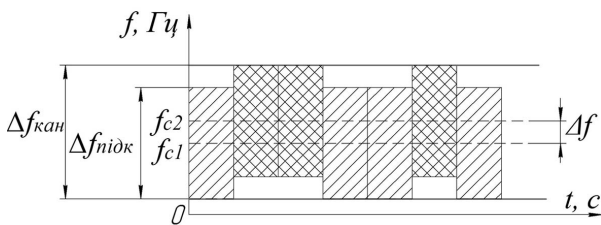


Рис. 2. Спектр каналу і сигналу при двох різних значеннях частоти-носія

На рисунку 2 $\Delta f_{сигн}$ відповідає $\Delta f_{сигн}$ і позначає спектр підканалу – тобто частину спектру каналу, яка є зайнятою спектром сигналу під час дії кожного окремого модулюючого імпульсу. Спектр каналу $\Delta f_{кан}$ визначається за формулою

$$\begin{aligned} \Delta f_{кан} &= \Delta f_{сигн} + (N_c - 1)\Delta f = \\ &= \Delta f_{сигн} + (N_c - 1)\Delta f = \frac{2}{T_m} + (N_c - 1)\Delta f, \end{aligned} \tag{4}$$

де T_m - тривалість модулюючого імпульсу.

Для реалізації КАМЗЧ потрібно змінити структурну схему квадратурного модулятора, а саме додати лінію керування генератором та замінити генератор частоти-носія (рис. 1) на керований генератор частоти-носія (рис. 3).

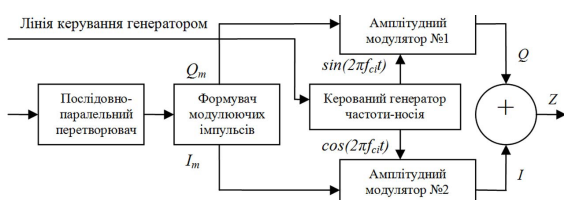


Рис. 3. Спрощена структурна схема модулятора КАМЗЧ

У запропонованому методі КАМЗЧ передбачається, що кожний імпульс модулюючого сигналу буде накладатись на частоту-носії, яка обирається відповідно до додаткового біту, що передається у цьому імпульсі. При цьому керований генератор частоти-носія не зможе забезпечити миттєву зміну частоти-носія з значення f_{ci} , на яке накладався попередній модулюючий імпульс, на значення f_{ck} ($k \neq i; k = 1, 2, \dots, N_c$), на яке накладається поточний модулюючий імпульс. Тому необхідно проводити зміну частоти-носія протягом певного часу $t_{зм}$. На рисунку 4 проміжок ($t_1; T_m$) відповідає часу $t_{зм}$ і розміщується в другій половині попереднього модулюючого імпульсу.

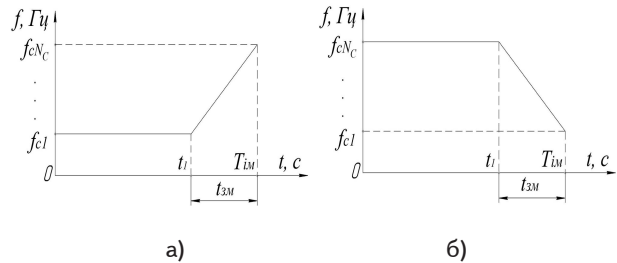


Рис. 4. Закон зміни частоти-носія

Закон зміни частоти-носія (рис. 4) описується формулою

$$f_c(t) = \begin{cases} f_{ci} & \text{при } kT_m < t \leq (t_1 + kT_m); \\ f_{ci} + \beta t & \text{при } (t_1 + kT_m) < t \leq (k + 1)T_m. \end{cases} \tag{5}$$

Коефіцієнт β визначається формулою

$$\beta = \pm \frac{\Delta f}{t_{нар}}, \tag{6}$$

де $t_{нар}$ – час за який відбувається зміна частоти на значення Δf .

Знак коефіцієнта β залежить від того зростає (рис. 4,а) чи спадає (рис. 4,б) значення частоти-носія на проміжку часу $t_{зм}$.

Під час зміни частоти на проміжку часу $t_{зм}$, миттєва фаза сигналу описується формулою

$$\varphi_c'(t) = 2\pi \int (f_{ci} + \beta t) dt = 2\pi f_{ci} t + 2\pi\beta \frac{t^2}{2} + \varphi_0. \tag{7}$$

Якщо ж зміна частоти не відбувається, то миттєва фаза описується формулою

$$\varphi_c''(t) = 2\pi \int f_{ci} dt = 2\pi f_{ci} t + \varphi_0. \tag{8}$$

Віднімаючи від (7) вираз (8) отримаємо набіг фази частоти-носія, який відбувається в результаті зміни частоти-носія на проміжку часу $t_{зм}$.

$$\Delta\varphi = -2\pi\beta \frac{t_{зм}^2}{2}. \tag{9}$$

Залежність миттєвої частоти на проміжку часу $t_{зм}$ на рисунку 4 є ніщо інше як *лінійна частотна модуляція* [6]. Головною особливістю цієї модуляції є те, що миттєва фаза частоти-носія змінюється неперервно, а тому дана модуляція носить ще й іншу назву – *фазова модуляція з неперервною фазою*. При цьому після зникнення модулюючого сигналу, фаза частоти-носія починає змінюватись з того ж значення, якому вона дорівнювала у момент зникнення модулюючого сигналу. Тому співставляючи (9) з (1) можна стверджувати, що набіг фази буде викликати помилки на приймальній стороні, так як у КАМ фаза і амплітуда є інформаційними параметрами.

На рисунку 5 представлено узагальнену структурну схему приймача сигналу КАМЗЧ, який забезпечить виділення додаткових бітів, що передаються у змінах частоти-носія, а також необхідну синхронізацію керованого генератора опорної частоти приймальної сторони зі змінами частоти-носія в сигналі.

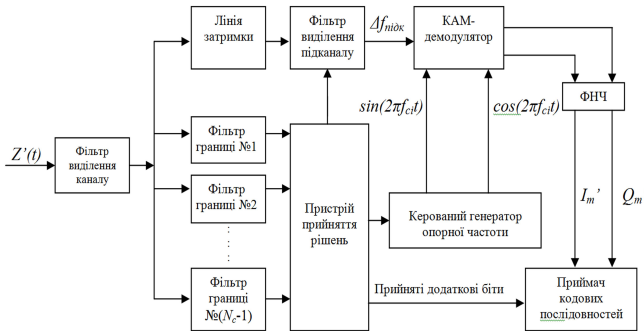


Рис. 5. Узагальнена структурна схема приймача сигналу КАМЗЧ

На рисунку 5 фільтр виділення каналу забезпечує виділення каналу по якому передається сигнал. Після цього сигнал подається на фільтри границь і лінію затримки. Нижня і верхня частоти смуги пропускання кожного фільтра границь визначаються за допомогою системи:

$$\begin{cases} q = k - 1; \\ f_q^n = f_{c1} + (k - 2)\Delta f - 0,5\Delta f_{\text{нідк}}; \\ f_q^e = f_{c1} + (k - 1)\Delta f - 0,5\Delta f_{\text{нідк}}, \end{cases} \quad (10)$$

де q - номер фільтра;

$$k = 2, 3, \dots, N_c.$$

Фільтри границь забезпечують ідентифікацію частини сигналу у своїй смузі пропускання. Коли частотаносій дорівнює своєму початковому значенню, смуга частот $\Delta f_{\text{нідк}}$ збуджує енергію у всіх фільтрах границь. Якщо відбувається перехід частоти-носія на рівень $f_{c2} = f_{c1} + \Delta f$, то відповідно відбувається і зсув $\Delta f_{\text{нідк}}$ на значення Δf . Це означає, що у фільтрі границі №1, який відповідно до (10) налаштований саме на ту смугу частот, яка звільнилася, значно зменшиться збудження енергії, що буде зареєстровано пристроєм прийняття рішень. Останній забезпечить зміну частоти керованого генератора опорної частоти, при чому зміна ця відбуватиметься за тим самим законом, що і на передаючому кінці, протягом часу $t_{\text{нар}}$. Лінія затримки при цьому забезпечує затримку сигналу на час $t_{\text{нар}}$, для того щоб у разі зміни частоти носія на передаючому кінці демодуляція на приймальному відбувалася опорною частотою, яка змінюється за тим самим законом. Крім зміни частоти генератора опорної частоти пристрій прийняття рішень також фіксує, який біт передався у зміні частоти і також забезпечує зміну смуги пропускання фільтра підканалу.

Якщо ж відбувається зміна частоти носія від початкового значення f_{c1} до значення $f_{c3} = f_{c1} + 2\Delta f$, то значно зменшиться збудження енергії у фільтрах границь №1 і №2. Пристрій прийняття рішень проведе дії аналогічні до описаних вище.

Таким чином, пристрій прийняття рішень «слідкує» за зникненням чи появою енергії на виходах фільтрів

границь і вирішує, протягом якого часу змінювати значення частоти з виходу керованого генератора опорної частоти, визначає, які біти передаються в змінах частоти-носія і забезпечує правильне переналаштування фільтра підканалу. Отже узагальнена структурна схема приймача сигналу КАМЗЧ (рис. 5) теоретично дозволяє уникнути впливу «набігу» фази (9) на вірність демодуляції сигналу КАМ і забезпечує виділення додаткових бітів, що передаються у змінах частоти-носія.

4. Моделювання

Проведемо моделювання запропонованого методу КАМЗЧ з метою визначення його завадостійкості і порівняння її значення з завадостійкістю звичайного методу КАМ з аналогічною швидкістю передачі інформації. За основу КАМЗЧ візьмемо 16-позиційний алгоритм КАМ-16 і передаватимемо у його змінах частоти-носія один додатковий біт (тобто $N_c = 2$). Таким чином, в одному імпульсі КАМЗЧ-16-2 (2 – кількість рівнів частоти-носія) буде передаватися 5 біт інформації. У якості звичайного методу КАМ, з яким буде проводитись порівняння, використаємо 32-позиційний алгоритм КАМ-32, у якому також передається 5 біт інформації в одному модулюючому імпульсі. Параметри сигналу, який створюється за методом КАМЗЧ-16-2 наступні:

- початкове значення частоти-носія f_{c1} складає $f_{c1} = 64$ кГц;
- крок зміни значення частоти-носія Δf складає $\Delta f = 0,4$ кГц;
- частота модулюючого сигналу f_m складає $f_m = 2$ кГц.

Визначимо скільки періодів початкової частоти-носія проходить за один модулюючий імпульс. Це необхідно, щоб визначити достатній для адекватної демодуляції час $(0; t_1)$ (рис. 4)

$$\frac{T_m}{T_{c1}} = \frac{f_{c1}}{f_m} = \frac{64000}{2000} = 32.$$

Приймемо, що зміна частоти-носія на значення Δf відбувається за чотири періоди початкової частоти носія. Тоді час t_{3m} (рис. 4) рівний

$$t_{3m} = T_{3m} - t_1 = 4 \frac{1}{f_{c1}} = \frac{4}{64000} = 0,0625 \cdot 10^{-3} (c).$$

Час, який залишається системі для визначення амплітуди і фази демодульованого сигналу (проміжок $(0; t_1)$ на рис. 4), складає

$$t_1 - 0 = \frac{1}{f_m} - t_{3m} = \frac{1}{2000} - 0,0625 \cdot 10^{-3} = 0,4375 \cdot 10^{-3} (c).$$

За теоремою Шеннона-Хартлі ємність каналу C (максимально-досяжна швидкість передачі інформації) при впливі завад визначається формулою

$$C = \Delta f_{\text{кан}} \log_2(1 + snr), \quad (11)$$

де snr - співвідношення потужності сигналу до потужності завади у смузі пропускання каналу.

Доцільно встановити у каналі під час моделювання таке значення співвідношення сигнал/шум, яке б було граничним для даного каналу. При звичайній КАМ смуга пропускання необхідна для передачі сигналу визначається формулою

$$\Delta f_{\text{сигн}} = 2f_m = 2 \cdot 2000 = 4000 (Гц). \quad (12)$$

Ємність каналу C в такому випадку буде дорівнювати 10 кбіт/с. Тоді перетворюючи формулу (1) можна визначити мінімальне співвідношення сигнал/шум при якому буде забезпечуватись задана ємність каналу з урахуванням (12):

$$snr = 2^{\frac{C}{N_{кан}}} - 1 = 2^{\frac{10000}{4000}} - 1 = 4,65;$$

$$snr(\text{дБ}) = 10 \lg snr = 10 \lg 4,65 = 6,67(\text{дБ}) \approx 7(\text{дБ}).$$

Побудуємо математичну модель каналу з описаними характеристиками у програмі Matlab на основі моделі описаної у [4]. Задамо співвідношення сигнал/шум, в каналі передачі рівним 7 (дБ). Проведемо модуляцію 1000000 символів, що буде еквівалентно 5000000 біт, та оцінимо кількість помилок в демодульованому сигналі. На рисунку 6 подано спектр сигналу КАМЗЧ-16-2.

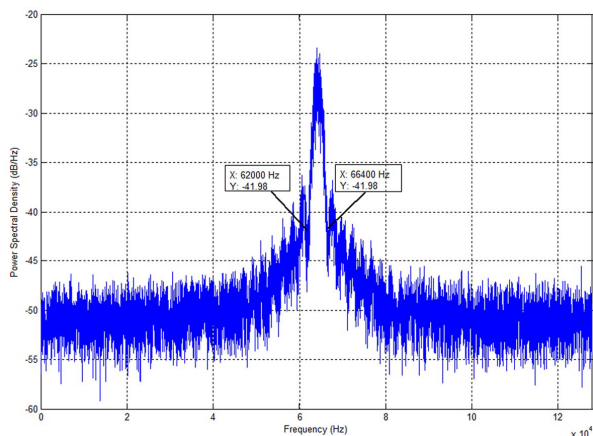


Рис. 6. Спектр сигналу КАМЗЧ-16-2

Сумарна кількість помилок, які були отримані в результаті демодуляції сигналу КАМЗЧ-16-2, складає 3127 біт (1645 біт в значеннях фази і амплітуди і 1482 біта в змінах частоти-носія). Таким чином, для сигналу КАМЗЧ-16-2 рівень бітових помилок BER при співвідношенні сигнал/шум в каналі рівному 7 (дБ) складає:

$$BER_{КАМЗЧ-16-2}^{7\text{дБ}} = \frac{3127}{5000000} = 625,4 \cdot 10^{-6}.$$

Таблиця 1

Залежність рівня бітової помилки від співвідношення сигнал/шум в каналі для сигналів КАМЗЧ-16-2 і КАМ32

$snr(\text{дБ})$	Кількість переданих біт	КАМЗЧ-16-2			КАМ-32	
		Кількість невірно прийнятих бітів в значеннях фази і амплітуди	Кількість невірно прийнятих бітів в змінах частоти-носія	BER	Кількість невірно прийнятих бітів	BER
6	500000	454	390	$1688 \cdot 10^{-6}$	7633	$15266 \cdot 10^{-6}$
7	5000000	1645	1482	$625 \cdot 10^{-6}$	48367	$9673 \cdot 10^{-6}$
8	500000	53	43	$192 \cdot 10^{-6}$	2850	$5700 \cdot 10^{-6}$
9	500000	16	13	$58 \cdot 10^{-6}$	1734	$3468 \cdot 10^{-6}$
10	5000000	18	15	$6,6 \cdot 10^{-6}$	7979	$1595 \cdot 10^{-6}$
12	5000000	0	0	$<0,2 \cdot 10^{-6}$	1087	$217,4 \cdot 10^{-6}$
15	5000000	0	0	$<0,2 \cdot 10^{-6}$	6	$1,2 \cdot 10^{-6}$
18	5000000	0	0	$<0,2 \cdot 10^{-6}$	0	$<0,2 \cdot 10^{-6}$

Кількість помилок, які були отримані в результаті демодуляції сигналу КАМ-32, складає 48367. Таким чином для КАМ-32 рівень бітових помилок при співвідношенні сигнал/шум в каналі рівному 7 (дБ) складає:

$$BER_{КАМ-32}^{7\text{дБ}} = \frac{48367}{5000000} = 9673,4 \cdot 10^{-6}.$$

У таблиці 1 наведено рівні бітових помилок, отримані в результаті моделювання при різних значень співвідношення сигнал/шум для сигналів КАМЗЧ-16-2 і КАМ-32.

З результатів моделювання КАМЗЧ-16-2 та КАМ-32 можна зробити наступні висновки:

1. Ширина основної пелюстки сигналу КАМЗЧ-16-2 у проведеному моделюванні на 400 Гц більша за ширину пелюстки сигналу КАМ-32, тобто в результаті введення двох рівнів зміни частоти носія спектр початкового сигналу КАМ-16 розширився на

$$\Delta f(\%) = \frac{4400 - 4000}{4000} \cdot 100\% = 10\%.$$

2. Використання частоти-носія як додаткового інформаційного параметру дозволяє збільшити швидкість передачі інформації. У проведеному моделюванні швидкість передачі даних сигналом КАМЗЧ-16-2 більша за швидкість передачі даних сигналом КАМ-16 на

$$\Delta C(\%) = \frac{N_{дод}}{N_{осн}} \cdot 100\% = \frac{1}{4} \cdot 100\% = 25\%.$$

де $N_{осн}$ - кількість біт, що передаються у одному імпульсі модулюючого сигналу за допомогою КАМ.

3. Аналізуючи дані наведені в таблиці 1, можна помітити, що при однакових швидкостях передачі даних завадостійкість сигналу КАМЗЧ-16-2 значно вища за завадостійкість сигналу КАМ-32, і рівень бітових помилок сигналу КАМЗЧ-16-2 встановлюється меншим $0,2 \cdot 10^{-6}$ вже при $snr(\text{дБ}) = 12$ (дБ), тоді як у сигналу КАМ-32 – лише при 18 (дБ).

5. Висновки

Таким чином, використовуючи запропонований метод КАМЗЧ можна досягти підвищення швидкості передачі інформації. Але при цьому відбувається розширення спектру сигналу, що є небажаним. Можна зберегти початкову ширину спектру. Для цього можна зменшити частоту модулюючого сигналу, але і за таких умов швидкість передачі інформації буде вищою у порівнянні з методом КАМ. Так, якщо зменшити частоту f_m до значення 1800 Гц, то ширина спектру сигналу згідно з (12) становитиме $\Delta f_{сигн} = 3600$ Гц. За умови, що $\Delta f = 400$ Гц, то ширина каналу КАМЗЧ-16-2 складатиме $\Delta f_{кан} = 4000$ Гц. При цьому швидкість передачі даних сигналом КАМЗЧ-16-2 буде рівною 9000 біт/с, тоді як у сигналу КАМ-16 з такою ж шириною спектру – 8000 біт/с. Якщо ж КАМЗЧ-16-2 сигнал використовується як заміна КАМ-32 сигналу, то описані вище маніпуляції з частотою модулюю-

чого сигналу призведуть до падіння швидкості передачі з 10000 біт/с до 9000 біт/с, але при цьому значно зростає завадостійкість сигналу (табл. 1).

Отже розроблений метод КАМЗЧ, який базується на використанні додаткового інформаційного параметра, можна оцінити як досить перспективний, оскільки він дозволяє досягти або підвищення швидкості передачі інформації або значно підвищити завадостійкість сигналу.

Література

1. Голуб, В. С. Квадратурные модуляторы и демодуляторы в системах радиосвязи [Текст] / 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 [Текст] / 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 [Текст] / И. Г. Бакланов. – М.: Метротек, 2007. – 384 с.
4. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов [Текст] / А. Б. Сергиенко. – СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
5. Барась, С.Т. Підвищення швидкості передачі інформації на основі використання алгоритму квадратурної амплітудної модуляції [Текст] / С. Т. Барась, А. А. Овчарук, Т. І. Овчарук // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2010. – №2. – С. 242 – 249.
6. Гоноровский, И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов – 4-е изд., перераб. и доп. / И.С. Гоноровский – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.

Побудовано моделі системи сигналів для використання застосовно до ТВ систем стандартної та високої чіткості. Пропонується набір параметрів випробувальних сигналів виходячи з вимоги сумісності з існуючим парком випробувального обладнання, використовуюваного у світі.

Ключові слова: цифрове телебачення, ТБСЧ, ТБВЧ, цифровий відеотракт, випробувальні сигнали, класифікація, набір параметрів.

Построены модели системы сигналов для использования применительно к ТВ системам стандартной и высокой четкости. Предлагается набор параметров испытательных сигналов исходя из требования совместимости с существующим парком измерительного оборудования, используемого в мире.

Ключевые слова: цифровое телевидение, ТСЧ, ТВЧ, цифровой видеотракт, измерительные сигналы, классификация, набор параметров.

The models of the system of signals are built for the use concerning to the standard and high definition TV systems. The set of test signals parameters based on requirement of compatibility with the existing park of measuring equipment, used in the world is offered

Keywords: digital television, SDTV, HDTV, digital video path, test signals, classification, set of parameters.

УДК 621.397

ВИПРОБУВАЛЬНІ СИГНАЛИ ДЛЯ ОЦІНЮВАННЯ ЯКОСТІ РОБОТИ ВІДЕОТРАКТІВ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО ТВ МОВЛЕННЯ

О. В. Гофайзен

Завідувач кафедри, професор, доктор технічних наук*

Контактний тел.: (050) 395-39-35

E-mail: gofaizen@uniirt.com.ua; oleg.gofraizen@ties.itu.int

Мохаммед Хасан Хессейн Алі

Аспірант*

Контактний тел.: + 249 123-978-888, (050) 395-39-35

E-mail: ssafssaf.1975@yahoo.com, gofaizen@uniirt.com.ua

В. В. Пилявський

Викладач*

Контактний тел.: (097) 673 70 26, (048) 725-77-66

E-mail: vova_pil@ukr.net, gofaizen@uniirt.com.ua

*Кафедра телебачення та радіомовлення

Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова
Вул. Ковальська, 1, м. Одеса, Україна, 65029

1. Вступ

В наскрізному відеотракті системи цифрового ТВ мовлення “від світла до світла” суттєвий вплив на якість передавання відеоінформації можуть чинити спотворення, що виникають на ділянках відеотракту до цифрового кодування та після цифрового декодування.

Вимірювання спотворень сигналу на цих ділянках ТВ тракту забезпечують системою випробувальних сигналів, визначених в Рекомендації ITU-R BT.801 для

формату дискретного представлення відеосигналу 4:2:2. В цій рекомендації розрядність кодування обмежується 8-бітовим представленням відліків відеосигналу. Випробувальні сигнали розраховані на використання в системах цифрового ТВ мовлення стандартної чіткості з кількістю рядків 525 та 625. З урахуванням цих обмежень цю рекомендацію було скасовано.

В цій роботі проведено дослідження характеристик сигналів, що їх було визначено в Рекомендації ITU-R BT.801, з метою усунути ці обмеження та деякі невід-