

енергетичного ринку, жодний метод аналізу стану провідникової лінії не застосовується, якщо інтенсивність відмов висока.

Втрати, що обумовлені несподіваними відключеннями, особливо для великих промислових споживачів, можуть бути занадто великими для клієнтів. Таким чином, при наявності у енергетичної компанії широкого колу споживачів, актуальною потребою стає проведення профілактичних операцій контролю стану лінії. Слід також звернути увагу, що як і в будь-яких профілактичних технологіях технічного обслуговування, зусилля, що витрачені на моніторинг стану виправдовуються скороченням кількості виникнення несправностей та усуненням можливих збитків у зв'язку з порушенням електроенергії, пошкодження обладнання, а також надзвичайними витратами на заміну устаткування.

Висновок

Обслуговування провідникової лінії за перевіркою стану цієї лінії в реальному часі є кращим вибором, оскільки результати моніторингу стану лінії засновано на реальних даних.

Єдиний недолік обслуговування за перевіркою стану може становити вартість такої перевірки. Необхідно застосовувати дорогі пристрої моніторингу та додаткову техніку, необхідних для здійснення технічне обслуговування за цим планом.

Таким чином, актуальним стає визначення методів моніторингу стану провідникової лінії. Необхідні визначити метод або ряд методів, застосування яких дозволить визначити стан лінії в поточний момент часу. Враховуючи, що робочі напруги на лініях електроживлення можуть сягати значень навіть 35, 110 та 150 кВ, що становить надзвичайну небезпеку для обслуговуючого персоналу, цілком зрозуміло, що робота безпосередньо з силовими лініями електроживлення можуть виконуватись при відключенні електроживлення. А враховуючи, що таке відключення не може тривати довгий час або бути проведено у довільний момент часу, потрібне застосування таких методів, що дозволяють швидко та, найголовніше, якісно зняти з лінії інформацію про її поточний робочий стан.

Зрозуміло, що методи моніторингу стану провідникових ліній електрозабезпечення можуть бути використані і для моніторингу провідникових ліній, що використовуються з іншою метою – телекомунікаційні мережі (телеграфний зв'язок, телефонний зв'язок, коаксіальні кабелі та інше).

Література

1. Bernal, John Desmond (1997). A History of Classical Physics: From Antiquity to the Quantum, p. 284. Barnes & Noble Books. ISBN 0-7607-0601-8.
2. Закон України "Про електроенергетику", № 575/97-ВР, 16.10.1997
3. Правила устройства электроустановок. - X.: Изд-во «Форт», 2009. - 704 с.
4. Yuhong Zhang. Modeling and control of flexible cable transporter systems with arbitrary axial velocity // University of Delaware, 2004. - 167 p.

Надійшла 15.5.2012 р.

Рецензент: д.т.н., проф. Троцишин І.В.

УДК 621.317.73

Ю.М. БОЙКО

Хмельницький національний університет

ПРОЕКТУВАННЯ ТА МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМ СИНХРОНІЗАЦІЇ У ЦИФРОВИХ ПРИЙМАЧАХ QPSK - СИГНАЛІВ СИСТЕМ СУПУТНИКОВОГО ЗВ'ЯЗКУ

Проведений аналіз методів синхронізації у прийमाчах цифрових супутникових систем передачі інформації. Визначено особливості використання систем циклової та фазової синхронізації у приймачах супутникових систем зв'язку. Розроблено розгорнуту схему цифрового приймача із використанням систем синхронізації. Імітаційним моделюванням досліджено ефективність використання системи синхронізації за Костасом. Наведено аналітичні залежності для опису синхронізації у цифрових супутникових приймачах при використанні критерію максимуму правдоподібності. Засобами імітаційного моделювання Matlab-Simulink досліджено можливості застосування схем синхронізації за Гарднером у цифрових приймачах систем супутникового зв'язку із QPSK – модуляцією

Conducted analysis methods of synchronization in the receivers the digital satellite systems of information transfer. The features of the use of the systems of cyclic and phase synchronization are certain in the receivers of satellite communication networks. The unfolded chart of digital receiver is developed with the use of the systems of synchronization the Imitation design explore efficiency of the use of the system of synchronization after Costas loop. Analytical dependences are resulted for description of synchronization in digital satellite receivers at the use of criterion of a maximum of plausibility. Facilities of imitation design of Matlab-Simulink are explore possibilities of application of charts of synchronization after Gardner loop in the digital receivers of satellite communication networks from QPSK – by modulation

Ключові слова: синхронізація, когерентний демодулятор, генератор керований напругою.

Вступ

Представлення інформації в цифровій формі забезпечує високу завадостійкість при передачі по

різних каналах, можливість повнішого використання пропускної спроможності каналів, стабільність параметрів передачі і гнучкість при побудові цифрових супутникових каналів зв'язку. Забезпечення необхідних показників ефективності [1] супутникових каналів зв'язку неодмінно пов'язано із оптимізацією параметрів приймального тракту [2]. Від якості роботи приймача та схеми демодулятора, залежать завадостійкість прийому інформації, займана смуга частот, рівень завад в сусідніх каналах, час входження в синхронізм і так далі. Всі ці фактори безпосередньо впливають на пропускну спроможність супутникових систем зв'язку, оптимізація структурної схеми приймача і його характеристик дозволяє звести до мінімуму втрати пропускної здатності.

В демодуляторі здійснюється обробка прийнятих сигналів. В супутникових системах зв'язку з їх напруженою енергетикою, застосовують в основному методи когерентного детектування [1,2,3]. Так як в спектрі використовуємих в супутникових цифрових системах зв'язку сигналів не міститься залишок несучої, то опорне коливання необхідне для когерентного прийому сигналів виділяється з інформаційного сигналу в системі виділення несучої. Когерентне детектування відбувається в детекторі. Обробка сигналів відповідно до прийнятого алгоритму проводиться як до детектування (у пристрої перед детекторного оброблення сигналу), так і після (у пристрої після детекторного оброблення сигналів). Типовими пристроями до детекторної обробки є смугові фільтри. Для реалізації після детекторної обробки використовують інтегратори і фільтри низьких частот. Важливим моментом обробки прийнятих сигналів, є момент визначення границь посилок сигналів в демодуляторі які визначаються використанням систем тактової синхронізації (СТС). В пристрої рішення виносяться рішення про отримані сигнали за результатами обробки і детектування. Декодер проводить перетворення закодованої послідовності в послідовність в абсолютному коді, яка надходить до одержувача [1]. До складу демодулятора також включають пристрої індикації, необхідні для поточного експлуатаційного контролю за його роботою. Сюди входять осцилографічні пристрої для спостереження форми сигналу, індикатори частоти налаштування рівнів сигналу і захоплення систем синхронізації [1].

Відновлення синхронізації необхідне для правильного декодування сигналу. Необхідно забезпечити відновлення наступних видів синхронізації: циклової (кадрової), тактової (символьної) і фазової. Відновлення циклової і тактової синхронізації забезпечує правильне виділення інформації з прийнятого сигналу. Циклова синхронізація забезпечує правильне відділення одного циклу від іншого. Замкнене коло тактової синхронізації необхідне для визначення меж цифрових символів так, щоб зробити відлік прийнятого сигналу в найменш спотвореній його частині, для підвищення завадостійкості розпізнавання переданого символу. Відновлення фазової синхронізації між приймачем і передавачем – необхідна умова правильної роботи демодулятора і відновлення інших видів синхронізації.

Правильна демодуляція QPSK [3,5] сигналів можлива лише когерентним способом, для чого необхідно максимально точно виконати умову синхронізації по фазі місцевого опорного генератора приймального пристрою з несучою. У випадку супутникового каналу немає можливості безпосередньо синхронізувати передавач і приймач, як було зазначено вище, тому копію несучої в приймачі необхідно відновлювати з прийнятого сигналу. В зв'язку з цим, демодуляцію можна розбити на дві частки: формування опорного коливання і безпосередньо демодуляція.

Одним із основних процесів, який впливає на загальну завадостійкість приймання цифрових кодованих сигналів є процес синхронізації в демодуляторах QPSK [1]. На сьогодні актуальною задачею є використання модифікованих способів синхронізації на основі врахування впливу завад сусідніх символів на фазовий критерій тракту, зокрема використання модифікованої схеми синхронізації Гарднера [6], що дозволяє покращити характеристики цифрових каналів. Дослідженню та моделюванню цих способів присвячена дана стаття.

Аналіз останніх досліджень і публікацій та формування схеми синхронізації приймачів систем цифрового супутникового зв'язку

У приймальному тракті цифрової системи зв'язку вхідний сигнал через малошумлячий підсилювач (МШП) [7] і тракт перетворення частоти і посилення надходить на IQ -демодулятор, вихідними сигналами якого є квадратурні складові $I(t)$ і $Q(t)$, які поступають на аналого-цифровий перетворювач (АЦП) і потім в процесор цифрової обробки сигналу (DSP). Процесор виконує фільтрацію сигналу, містить декодер каналу і декодер джерела. Далі, при необхідності, інформація перетвориться в аналогову форму за допомогою ЦАП (наприклад, для звукового відтворення) або видається відразу в цифровий приймач інформації рис.1.

Генератор несучої частоти (проміжної частоти) виробляє немодульовані високочастотні коливання, які надходять на IQ -модулятор. До генератора пред'являються вимоги високої стабільності частоти, низького рівня фазових шумів і можливості перестроювання за частотою. У зв'язку із цим, в роботі [7], запропоновано в якості такого генератора використовувати високостабільний квадратурний синтезатор частот (ВКСЧ) на базі DDS рис. 1. Для збільшення частоти такого генератора (реалізація ВКСЧ для НВЧ діапазону супутникового зв'язку), можна використати кола системи фазового автопідстроювання частоти ФАПЧ (Phase Locked Loop (PLL)) з можливістю перестроювання за частотою де DDS можна використати в якості високостабільної опори.

Цифрова частина приймача містить керуючий контролер або процесор, що забезпечує управління блоками аналогового і цифрового тракту і інтерфейс з користувачем.

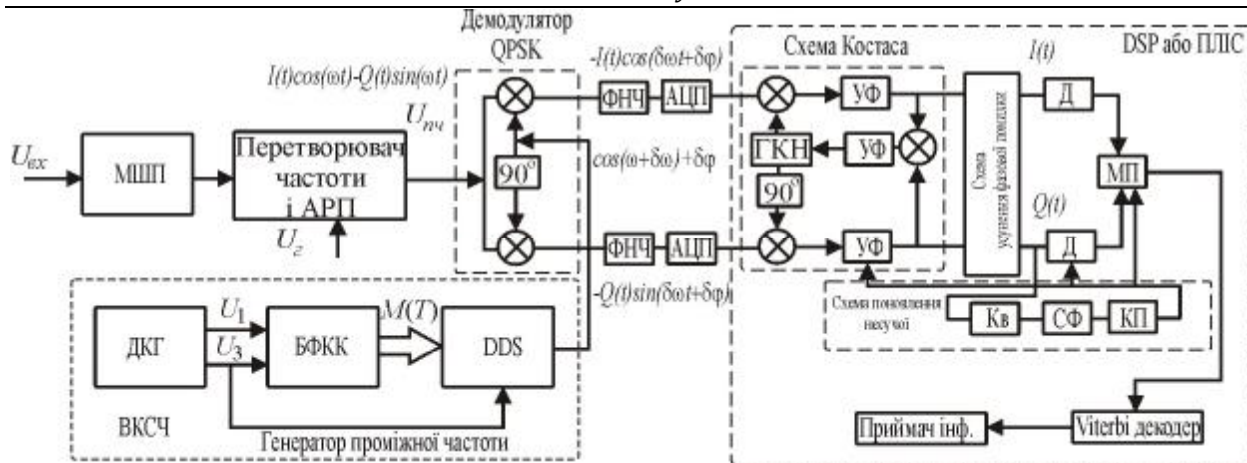


Рис.1. Розгорнута схема цифрового приймача системи супутникового зв'язку із QPSK модуляцією:

МШП – маломшумлячий підсилювач; ДКГ – двочастотний кварцовий генератор, БФКК – багаточастотний формувач коректуючого коду, DDS – цифровий синтезатор прямого синтезу (Direct Digital Synthesis); ФНЧ – фільтр низьких частот; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ГКН – генератор керований напругою; УФ – узгоджений фільтр; МП – мультиплексор; Кв – квадратор; СФ – смуговий фільтр; КП – компаратор; Д – детектор; ПЛІС – програмована логічна інтегральна схема; DSP – цифровий сигнальний процесор (Digital Signal Processor); ВКСЧ - високостабільний квадратурний синтезатор частот

Розглянемо більш детально блоки синхронізації у приймальному тракті. Їх два: система відновлення несучої частоти (СВН) і система відновлення тактової частоти (СВТЧ). Система відновлення несучої частоти забезпечує генерування в приймачі немодульованого радіосигналу, який точно по частоті і фазі збігається з несучим коливанням передавача, затриманим на час поширення сигналу між передавачем і приймачем. В такому випадку реалізується когерентна демодуляція. Сигнал несучої може бути відновлений з спеціально переданого передавачем в деякі моменти часу немодульованого несучого сигналу паралельно з інформаційним сигналом, або безпосередньо з прийнятого інформаційного сигналу. Відновлення з інформаційного сигналу часто приводить до менших витрат на час передачі і енергетичних витрат. Розглянемо схему відновлення несучої на основі петлі Костаса (Costas loop), яка забезпечує виконання функції максимальної правдоподібності [2].

Сигнал опорного генератора в приймачі дещо відрізняється по частоті від генератора в передавачі (на величину $\Delta\omega$) і відрізняється по фазі на $\Delta\varphi$. В результаті чого квадратурні складові надходять в процесор не на нульовій частоті, а на близькій до нуля частоті $\Delta\omega$. Схема Костаса містить цифровий ГКН, який в режимі синхронізації генерує сигнал частотою $\Delta\omega$ з постійним фазовим зсувом відносно сигналу передавача. В результаті перемноження даного сигналу з квадратурними сигналами на вході схеми Костаса, на виході схеми Костаса формуються сигнали $I(t)$ і $Q(t)$ на нульовій частоті. Специфікою схеми Костаса є те, що згенероване сигнальне сузір'я має постійний фазовий зсув (помилку) на $\pm\pi/4$. Дану помилку можна усунути за допомогою простої схеми, що виконує лінійні операції над квадратурними складовими і застосуванням навчальних послідовностей або диференціального кодування.

Розглянемо більш детально роботу схеми синхронізації Костаса рис. 2.

Отже, у випадку приймання сигналу з QPSK – модуляцією ($r(t)$) робота схеми аналітично може бути описана так:

$$r(t) = I(t) \cos(\omega t + \varphi) + Q(t) \sin(\omega t + \varphi);$$

З виходу ГКН у квадратурні канали надходять сигнали $2\cos(\omega t + \varphi)$ і $-2\sin(\omega t + \varphi)$, після фільтрації отримаємо:

$$\begin{cases} U_1(t) = I(t) \cos \Delta f - Q(t) \sin \Delta f \\ U_2(t) = I(t) \sin \Delta f + Q(t) \cos \Delta f \end{cases};$$

Далі, після ФП:

$$\begin{cases} U_3(t) = U_2(t) \text{sign}[U_1(t)] \\ U_4(t) = U_1(t) \text{sign}[U_2(t)] \end{cases};$$

отримаємо результат:

$$U_p(t) = U_2(t) \text{sign}[U_1(t)] - U_1(t) \text{sign}[U_2(t)] \quad (1)$$

Отже в схемі Костаса присутні петля зворотного зв'язку яка включає в себе ГКН і детектор, який виробляє керуючий сигнал в залежності від різниці фаз і частот вхідного сигналу ГКН. Сигнал який

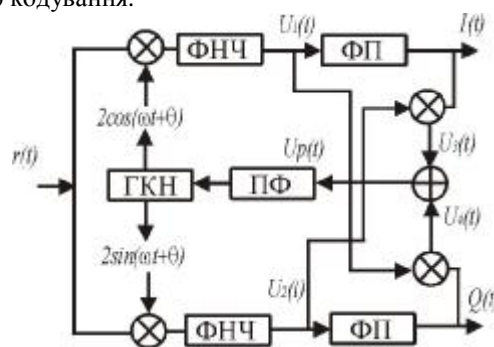


Рис. 2 Схема синхронізації Костаса: ГКН – генератор керований напругою; ФП – формуючий пристрій; ПФ – петльовий фільтр

потрапляє на блок корекції перемножується із сигналом ГКНа, добуток цих сигналів обробляється детектором у відповідності до (1). З допомогою ПФ з виразу (1) виділяється член, пропорційний різниці фаз і частот прийнятого сигналу і гетеродину. Керуючий сигнал потрапить на вхід ГКНа і проведе корекцію його фази та частоти таким чином, щоб компенсувати зсув частоти і різниці фаз у добутку вхідного сигналу і сигналу ГКН. На виході детектора виділиться зкоректований сигнал. Simulink – моделі схеми синхронізації Костаса представимо рис.2 та 3.

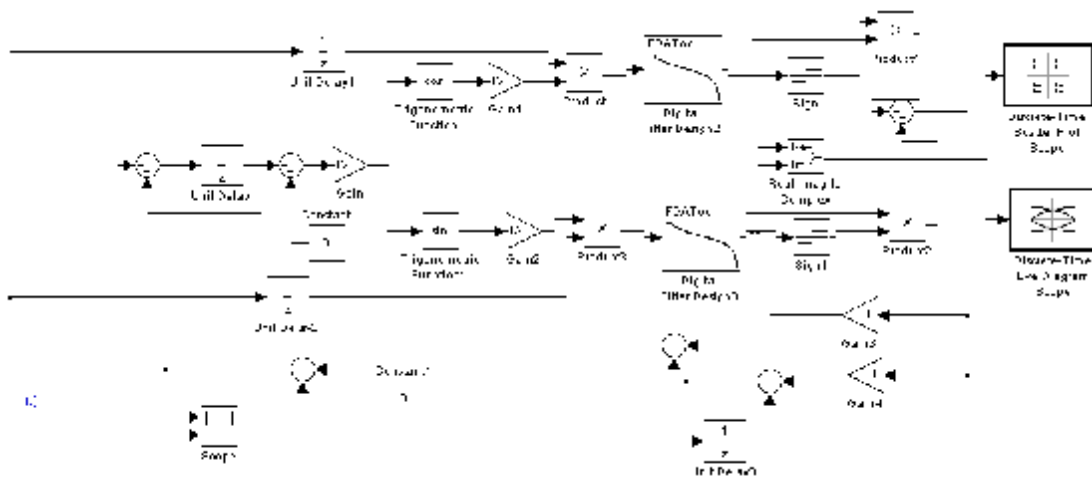


Рис. 3 Simulink – модель синхронізації за Костасом

З ведемо схему синхронізації за Костасом для QPSK – модуляції до вигляду рис.4.

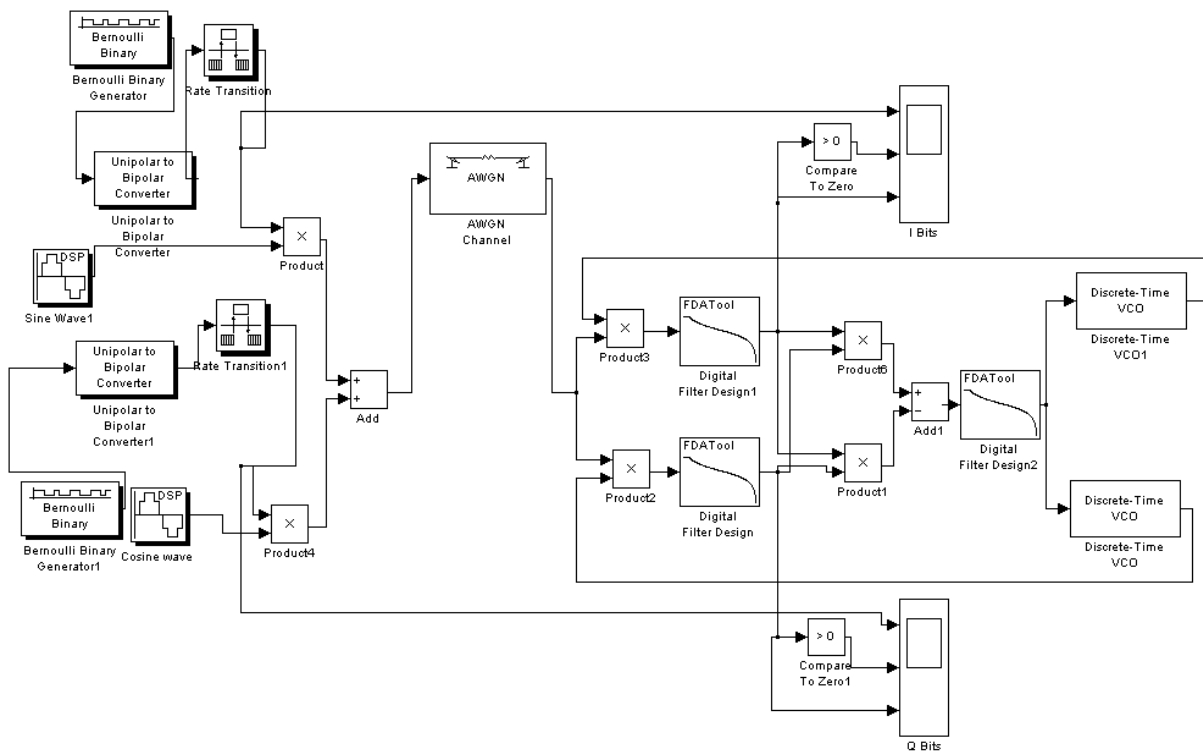


Рис. 4 Схема синхронізації Костаса для QPSK

Основою схем на рис. 3 і рис.4, генератор керований напругою. На схемі рис.4 містить підсистему VCO (Voltage Controlled Oscillator) керований у дискретні моменти часу. На рис 5. представлено результати симуляції схем, представлено бітову послідовність на передавальному боці каналу зв'язку AGWN [8] (значення SNR (Signal to noise ratio) в каналі дорівнювало бдБ, відновлену послідовність на приймальному боці, та прийняту послідовність. Результати симуляції підтверджують коректність прийнятої схеми синхронізації рис.5.

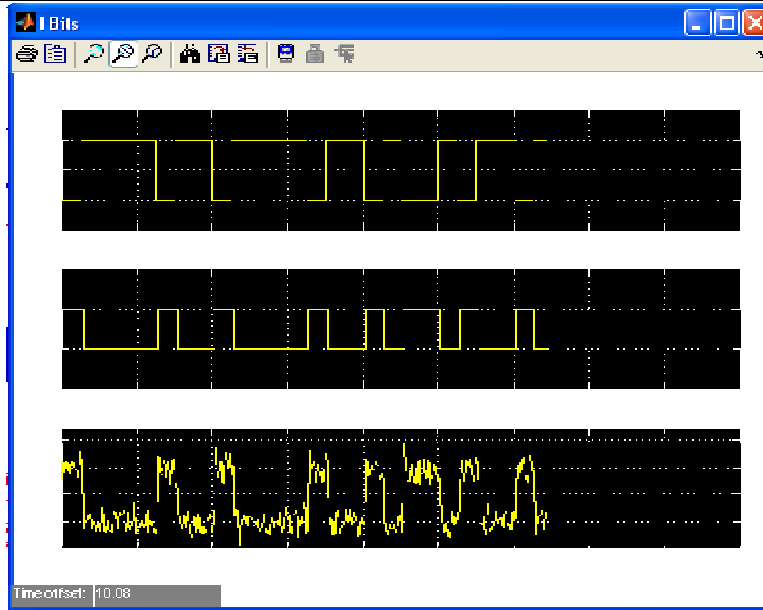


Рис.5 Результати симуляції схеми синхронізації Костаса

На рис. 6 - б) суцільною лінією показана теоретична залежність BER від SNR при прийманні сигналів з QPSK – модуляцією, позначками * показана залежність BER від SNR у випадку застосування у приймачі схеми синхронізації за Костасом. Отриманий результат вказує на задовільну збіжність отриманих залежностей.

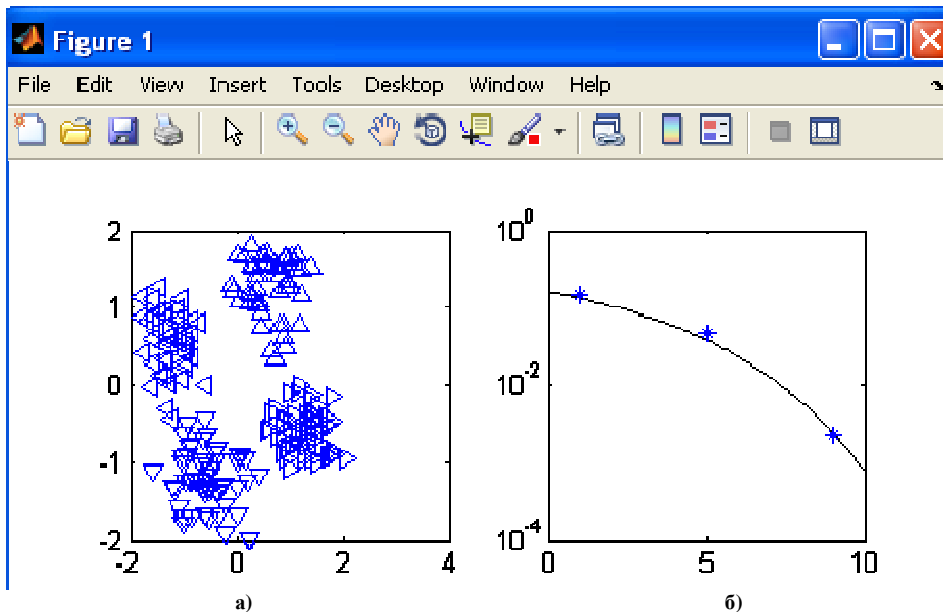


Рис. 6 Constellation (сузір'я) QPSK – модульованих сигналів на приймальному боці каналу зв'язку з петлею Костаса а), та залежність BER від відношення сигнал до шуму SNR у дБ - б)

Розглянемо питання пов'язані з аналітичним описом систем синхронізації у цифрових приймачах супутникового зв'язку. Тут слід зазначити, що найбільш оптимальним підходом формування системи синхронізації та відновлення несучого колювання, є підхід який ґрунтується на використанні критерію максимуму правдоподібності. В цьому випадку відновлення несучого колювання можна розглядати як задачу оптимального оцінювання фази сигналу, яку вражено задавою (на інтервалі тривалості символу T_c):

$$x(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \cdot \sin(\omega t + j_i + \theta_0) + n(t) \quad (2)$$

Тут $n(t)$ - білий гасовський шум з однобічною спектральною густиною N_0 . Фаза сигналу j_i в процесі модуляції приймає рівномірно одне з можливих значень $j_i = a_i 2\pi / M$, $a_i = \overline{0, M-1}$, θ_0 - початкова фаза, яку слід оцінити, E_c - енергія символу.

Максимально правдоподібна оцінка буде формуватись з врахуванням можливих гіпотез о переданих зразках сигналу $r_i(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \cdot \sin(\omega t + j_i + \theta_0)$. При оцінці початкової фази θ_0 - вибирають таке її значення, яке задовольняє максимум умовної густини ймовірності $p(\theta_0/x) = p(x/\theta_0) \cdot p(\theta_0)/p(x)$. Так як початкова фаза θ_0 приймає рівноймовірно усі можливі значення в інтервалі $0 \dots 2\pi$, а густина $p(x)$ не залежить від θ_0 , максимуму умовної густини $p(\theta_0/x)$ відповідає максимум апостеріорного розподілення $p(x/\theta_0)$. Із врахуванням усіх можливих гіпотез посліжки сигналу з фазами j_i можна записати, що $p(x/\theta_0) = \frac{1}{M} \sum p(x/\theta_0, j_i)$, а умовний розподіл у випадку фіксованої фази j_i :

$$p(x/\theta_0, j_i) = C \exp \left\{ \frac{\sqrt{2E_c/T_c}}{N_0/2} \int_0^{T_c} x(t) \sin(\omega t + j_i + \theta_0) dt \right\} =$$

$$= C \exp \left\{ (2E_c/N_0) [a(\theta_0) \cos j_i + b(\theta_0) \sin j_i] \right\} \quad (3)$$

У записаній формулі:

$$a(\theta_0) = \sqrt{\frac{2}{E_c T_c}} \int_0^{T_c} x(t) \sin(\omega t + \theta_0) dt$$

$$b(\theta_0) = \sqrt{\frac{2}{E_c T_c}} \int_0^{T_c} x(t) \cos(\omega t + \theta_0) dt \quad (4)$$

виходи когерентних узгоджених фільтрів з квадратурними опорними коливаннями.

Максимальна правдоподібна оцінка величини θ_0 є рішенням рівняння $d(\ln(x/\theta_0))/d\theta_0 = 0$, яке приводить вираз (3) до максимуму. В нашому випадку, для сигналів QPSK із врахуванням того, що фаза j_i приймає чотири можливих значення $0, \pi/2, \pi$ і $3\pi/2$ вираз (3) прийме вид $p(x/\theta_0) = C \exp \frac{E_c}{N_0} [cha \cdot chb]$, а рівняння для оцінки θ_0 :

$$\frac{d \ln p(x/\theta_0)}{d\theta_0} = C \left[th \frac{\sqrt{2}}{2N_0} a(\theta_0) \frac{da(\theta_0)}{d\theta_0} + th \frac{\sqrt{2}}{2N_0} b(\theta_0) \frac{db(\theta_0)}{d\theta_0} \right] = 0$$

Звичайно оптимальну оцінку $a(\theta)$ і $b(\theta)$ замінюють фільтрацією, $thx \approx \text{sign}x$ при $x \gg 1$ (що відповідає високому відношенню сигнал до шуму), схема квазіоптимальної системи синхронізації буде мати вигляд представлений на рис.2 та 3.

Слід також зазначити, що досить актуальним рішенням побудови системи синхронізації, можна розглядати рішення яке ґрунтується на нелінійному перетворенні QPSK сигналу рис 1. В якості такого рішення тут використано метод множення частоти, який можна реалізувати шляхом піднесення прийнятого сигналу у M -у ступінь. При піднесенні прийнятого сигналу у четверту ступінь $r^4(t) = \sin^4(\omega t + j_i + \theta_0)$ можна виділити четверту гармоніку $\cos(4\omega t + 4j_i + 4\theta_0)$. При цьому фазовий зсув $4j_i$ при будь-якому з чотирьох значень $j_i = 0, \pi/2, \pi$ і $3\pi/2$, очевидно, буде кратним 2π . В результаті піднесення до четвертого ступеня, модуляція несучої інформаційним сигналом усувається і в спектрі з'являється дискретна складова з частотою яка вище номінальної ω у 4 – ри рази. Її виділяють смуговим фільтром. Тут також, після множення QPSK – модульованого сигналу можна використати систему ФАП, тоді слід забезпечити роботу ГКН на частоті несучої або на частоті яку піднесено у четверту ступінь.

Дослідження можливостей застосування системи синхронізації Гарднера у супутникових каналах зв'язку з QPSK – модуляцією засобами імітаційного моделювання Matlab-Simulink

Розглянемо питання проектування та дослідження систем фазової та символної синхронізації модифікованим методом Гарднера.

Для того, щоб відділити цифрові сигнали даних від прийнятих сигналів, при детектуванні повинен відбуватись процес виявлення цих сигналів на основі їх регулярного порозрядного оцінювання в системі демодуляції. Так як передана інформація повинна синхронізуватись у приймачі, то сигнал синхронізації має таку ж саму розрядність як і переданий цифровий сигнал основної смуги частот. Далі в схемі синхронізації відбувається процедура символної та фазової синхронізації з виділенням сигналу синхронізації від

прийнятого приймачем сигналу.

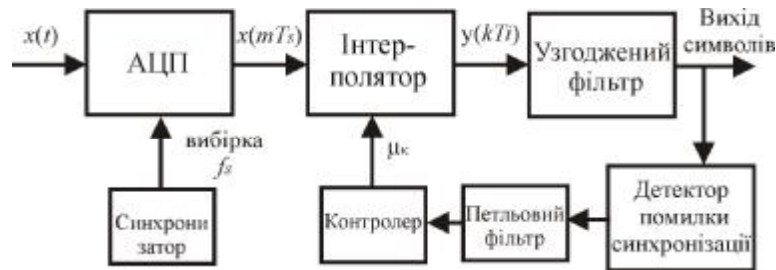


Рис. 7 Схема цифрової синхронізації: АЦП – аналого-цифровий перетворювач

Проведемо огляд особливостей функціонування цифрової системи синхронізації. Базова схема цифрової системи синхронізації з петлею зворотного зв'язку буде мати вигляд рис. 7. Подібна схема запропонована вперше у [6]. Розглянемо особливості використання схеми на рис. 7 у супутникових каналах зв'язку з QPSK – модульованими сигналами. В схемі відсутній зворотній зв'язок за рішенням, та навчальні послідовності. Схема працює з двома сигналами $I(t)$ та $Q(t)$. Помилка синхронізації усувається з допомогою контролера який здійснює фазову оцінку яка визначає моменти інтерполяції для здійснення порозрядної синхронізації. Аналітично, помилку синхронізації можна описати так:

$$err(r) = I(r - \frac{1}{2})[sign(I(r)) - sign(I(r - 1))] + Q(r - \frac{1}{2})[sign(Q(r)) - sign(Q(r - 1))], \quad (5)$$

або для n -го символу синфазної $x(n)$ та квадратурної компоненти $y(n)$ помилка сигналу синхронізації після детектору:

$$e(n) = x(n - \frac{1}{2})[x(n) - x(n - 1)] + y(n - \frac{1}{2})[y(n) - y(n - 1)], \quad (6)$$

У випадку наявності частотної помилки:

$$\begin{cases} x(n) = a(n) \cos \Delta q - b(n) \sin \Delta q \\ y(n) = a(n) \sin \Delta q + b(n) \cos \Delta q \end{cases}$$

де у формулі $\Delta q = \Delta \omega T$, $\Delta \omega$ - частотна помилка, синфазні $a(n)$ та квадратурні $b(n)$ вибірки в основній смузі частот.

Тоді остаточно отримаємо:

$$e(n) = a(n - \frac{1}{2})[a(n) - a(n - 1)] + b(n - \frac{1}{2})[b(n) - b(n - 1)]. \quad (7)$$

Більш детальна оцінка представленого алгоритму буде проведена у наступних роботах.

На рис.8 представлено імітаційну реалізацію каналу передачі супутникової інформації з QPSK – модуляцією, та використанням схем фазової та символної синхронізації у приймачі. Для імітації помилки в канал передачі даних включено блок Variable Integer Delay. Дослідження схеми проводилось з метою підтвердження ефективності введення розглянутих вище кіл синхронізації до структури цифрового приймача супутникового зв'язку. Оцінка ефективності проводилась шляхом визначення вектора помилки при демодуляції, заданої затримки в каналі зв'язку, спектральних характеристик.

Оцінка отриманих результатів проводилась з допомогою EVM - інструмента. Цифровий дисплей - Error Vector Magnitude (EVM)- це вектор помилки величини, який обчислюється на основі блоку EVM і використовується для кількісної оцінки функціонування цифрового радіопередавача або приймача. Модуль вектора помилки (EVM) представляє собою відстань між координатами ідеального і реально виміряного символів у сузір'ї. Constellation діаграма на рис.9 покаже розкид ділянки прийнятого сигналу. В роботі [8,9] проводилась оцінка впливу інтерференційних спотворень на якість приймання сигналів у супутниковій системі зв'язку з QPSK – модуляцією та оцінювався вплив завод на точкову діаграму (сузір'я). Коли інтерференційні спотворення присутні, то сузір'я є більш розмитим (31,3 %), ніж при їх відсутності (26,6%), що підтверджують показники EVM дисплею. В процесі моделювання за схемою рис.8 та 9 отримано значення EVM на рівні 5,8%. Отже, проведені дослідження підтверджують зменшення EVR в каналі із синхронізаційною схемою Гарднера в 4,5 разів в порівнянні із схемою без синхронізації. З допомогою дисплею SER (Symbol Error Rate) у схемі рис. 8, здійснено оцінку символної помилки:

$$P_s = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \left[1 - \frac{1}{2}Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\right] \quad (8)$$

де $Q(x) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-\frac{u^2}{2}) du$ - гаусів інтеграл помилок; $\frac{E_b}{N_0}$ - відношення енергії біта до

спектральної густини потужності шуму.

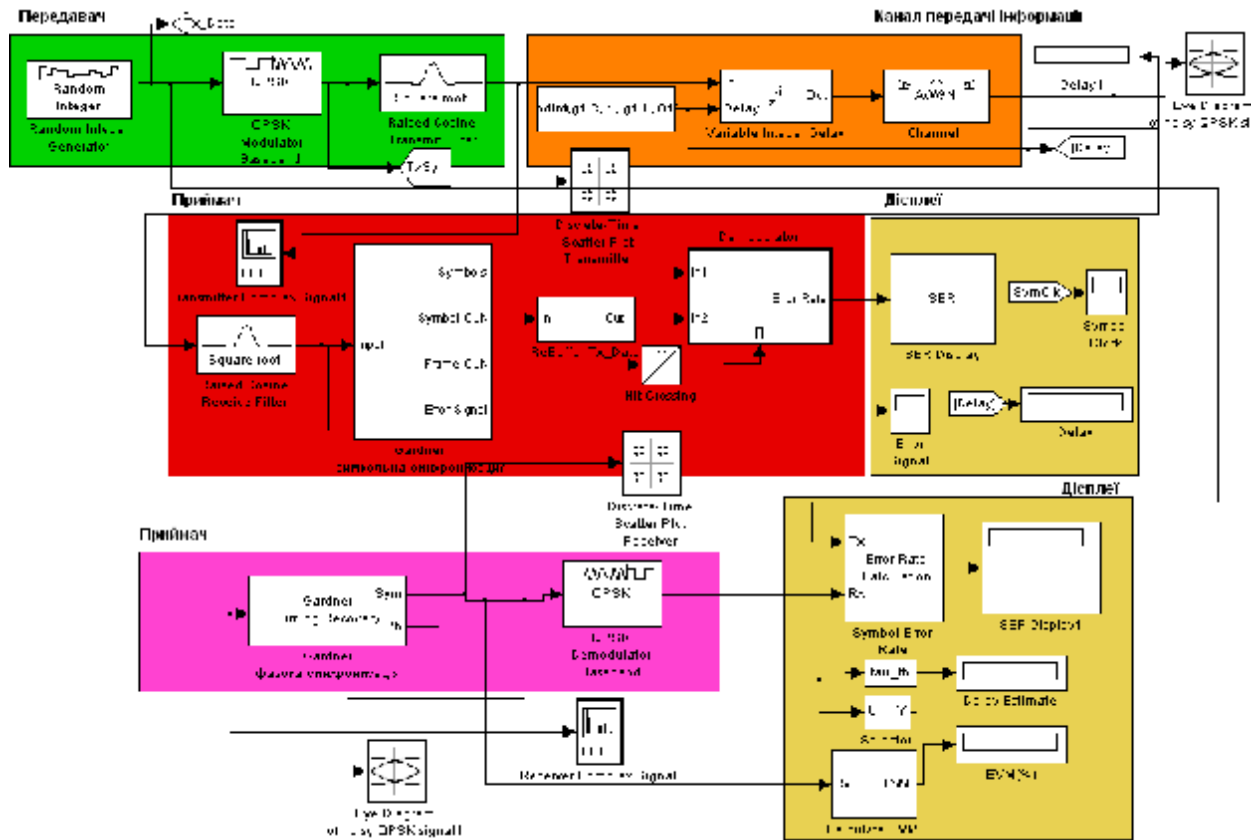


Рис. 8 Імітаційна схема супутникового каналу передачі інформації з QPSK – модуляцією та схемами синхронізації Гарднера

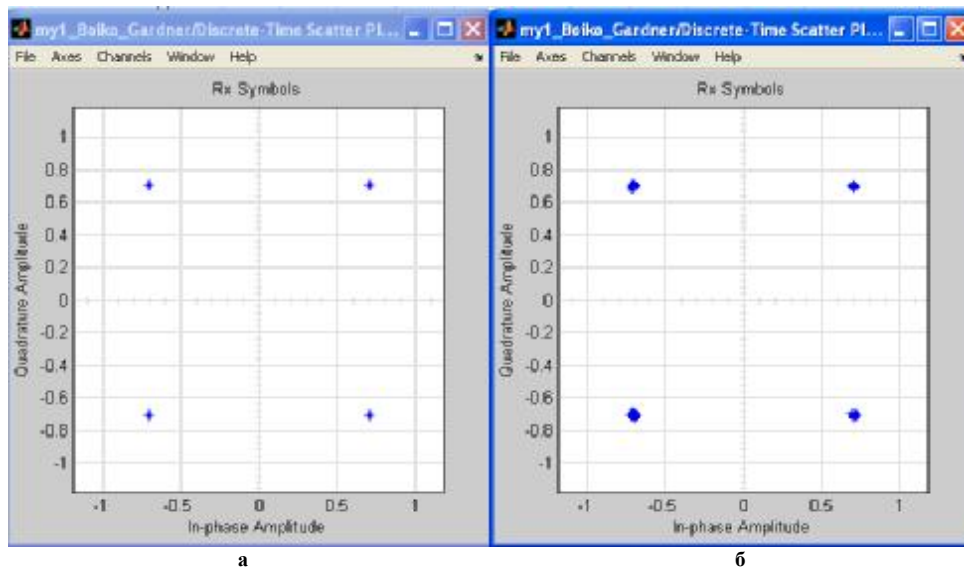


Рис. 9. Constellation (сузір'я) QPSK – модульованих сигналів на передавальному боці а) та приймальному боці б) каналу зв'язку

На рис. 10 а, б представлено око діаграми переданого сигналу, на передавальному боці та приймальному боці супутникового каналу зв'язку та спектри сигналу з QPSK – модуляцією.

За результатами моделювання можна зробити висновок, що внесена помилка в каналі зв'язку істотно впливає на виникнення між символної інтерференції, однак спектр сигналу на приймальному боці суттєвих спотворень не зазнає.

Символ складається з декількох біт, в разі помилки в ньому, спотворюються не всі біти, а лише якась їх частина. Тому ймовірність бітової помилки ніколи не перевищує ймовірність символної помилки: $BER \leq SER$ рис. 10. Застосування схеми Гарднера дозволяє провести оцінку заданої в каналі зв'язку затримки (delay), дісплеем (delay estimate). Результати моделювання вказують на адекватну оцінку затримки з точністю порядку 99,6%.

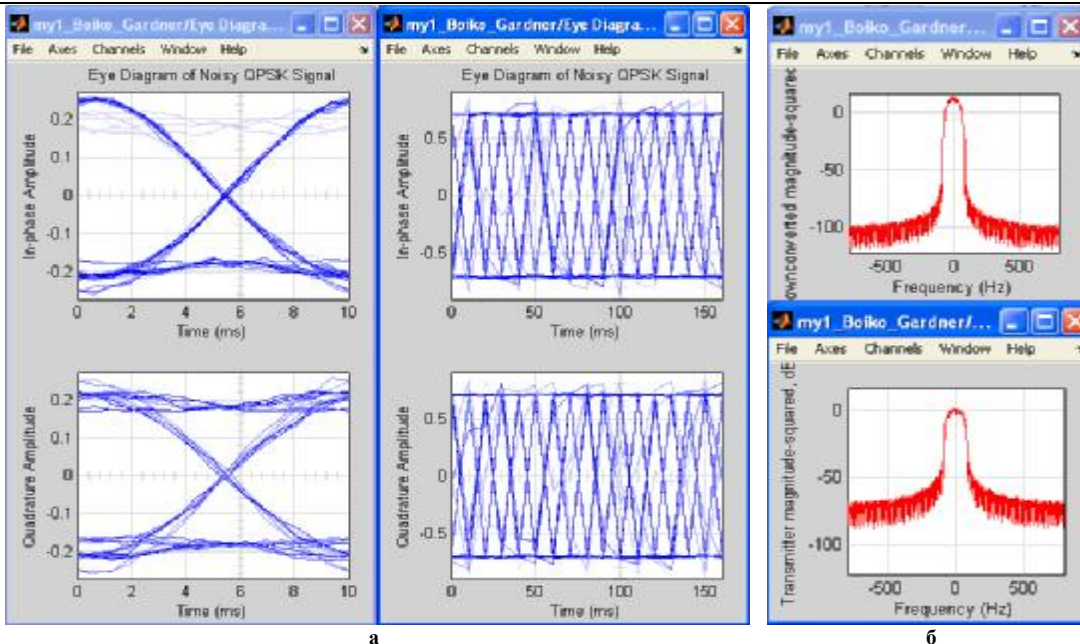


Рис. 10 Око-діаграми а) та спектри б) сигналу з QPSK – модуляцією на приймальному та передавальному боці каналу зв'язку

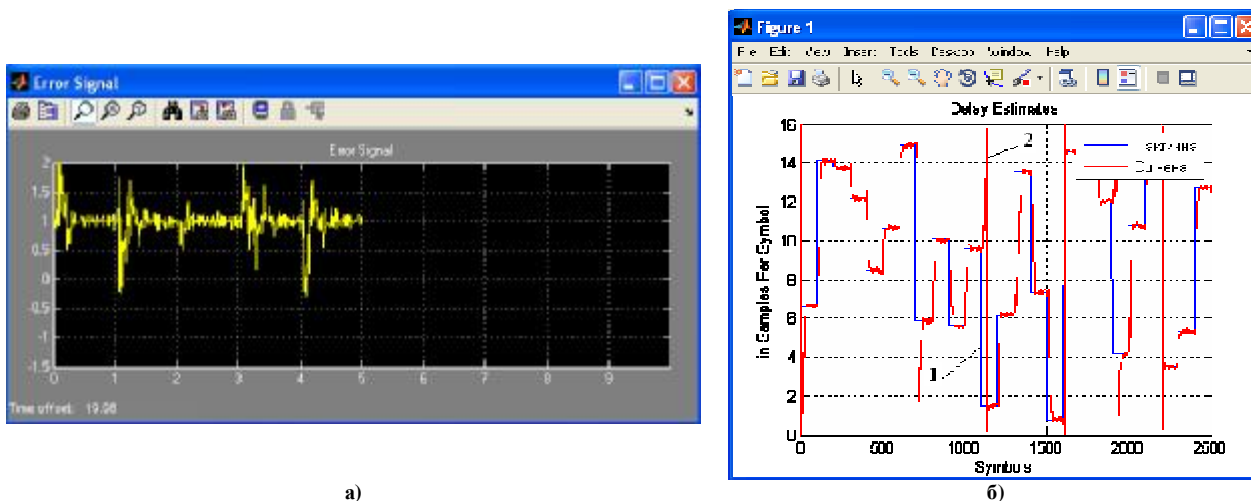


Рис. 11 Покази дисплеїв Simulink – моделі системи синхронізації рис. а) сигнал помилки, б) оцінка затримки символів у системі синхронізації

Так як в канал передачі інформації вводиться затримка, яка змінюється для кожної бітової послідовності, з допомогою дисплею Error Signal (рис.11, а), визначаємо, що сигнал помилки має періодичні сплески які визначають точки де системі синхронізації потрібно відслідковувати переданий по каналу зв'язку сигнал. З допомогою інструмента (delay estimates) проведено дослідження поведінки методу синхронізації в каналі зв'язку з QPSK - модуляцією рис.11, б. Цифрою 1 - показано фактичну затримку, 2 - оцінену затримку для набору з 100 символів. Результати моделювання вказують на те, що застосування методу синхронізації дозволяє здійснити відслідковування затримки, хоча і оціночна крива менш регулярна і має спотворення.

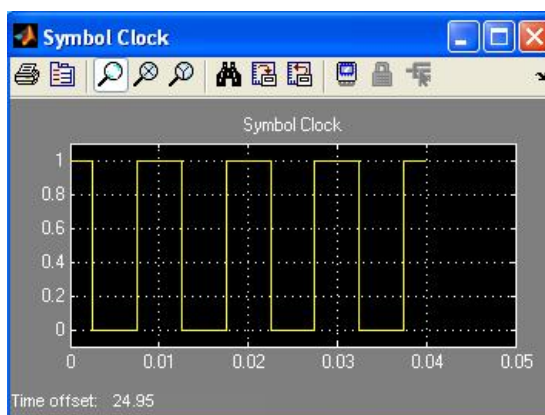


Рис. 12. Синхронізована символна послідовність

На рис. 12 результат моделювання системи синхронізації, у вигляді стабільної символічної послідовності. Слід вказати на наявність початкового тремтіння зображення на Symbol Clock дисплеї і наступну фазову синхронізацію, яка вказує на відслідковує поведінку системи синхронізації.

Висновки

- в системах космічного та супутникового зв'язку застосовуються системи фазової, символічної та тактової синхронізації;
- схема відновлення несучої на основі петлі Костаса (Costas loop) забезпечує виконання функції максимальної правдоподібності;
- у схемі синхронізації Гарднера відбувається процедура символічної та фазової синхронізації з виділенням сигналу синхронізації від прийнятого приймачем сигналу;
- використання цифрової схеми синхронізації дозволяє отримати значення EVM на рівні 5,8%;
- оцінка затримки при використанні схеми цифрової синхронізації отримана з точністю 99,6 %.
- з допомогою Simulink – моделі системи супутникового зв'язку можна дослідити особливості реалізації систем синхронізації у цифрових супутникових каналах зв'язку.

Література

1. Бойко Ю.М. Імітаційна реалізація способів завадостійкого кодування/декодування при вирішенні завдань підвищення вірності передавання інформації в супутникових каналах зв'язку //Вісник Хмельницького національного університету. – Хмельницький. – 2012. - №1. – С. 190-200.
2. Сердюков П.Н. Защищенные радиосистемы цифровой передачи информации /П.Н. Сердюков, А.В. Бельчиков, А.В. Дронов и др. – М.: АСТ, 2006. – 403 с.
3. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации /А.И. Фалько, В.Л. Банкет, П.В.Ивашенко; Под. ред. А.Г. Зюко. - М: Радио и связь, 1985. - 304 с.
4. Банкет В. Л. Цифровые методы в спутниковой связи /В.Л. Банкет, В.М. Дорофеев. – М.: Радио и связь, 1988. – 240 с.
5. Бойко Ю.М. Аналіз цифрових методів модуляції/демодуляції в системах зв'язку та передачі інформації// Вісник Хмельницького національного університету. – Хмельницький. – 2011. - №1. – С. 99-103.
6. Gardner, F. M., "A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-34, No. 5, May 1986, pp. 423-429.
7. Juliy Boiko, Victor Stetsiuk, Victor Michan. Improving noise immunity of QPSK demodulation of signals in digital satellite communication systems// TCSET'2012 IEEE. 21-24 February, Lviv – Slavske.
8. Бойко Ю.М. Питання визначення завадостійкості передачі інформації супутникової системи Metop/Fengyun. IV Всеукраїнська науково-практична конференція: Освітньо-наукове забезпечення діяльності правоохоронних органів і військових формувань України. Національна академія Державної прикордонної служби України імені Богдана Хмельницького, 18 листопада 2011р. С 61-63.
9. Бойко Ю.М. Систематизація показників розрахунку енергетичного бюджету лінії "Супутниковий ретранслятор Metop/Fengyun - наземна станція". IV - й Міжнародний радіоелектронний форум: прикладна радіоелектроніка. Стан і перспективи розвитку" ММФ-2011. 19-20 жовтня, Том 1, Часть 2, ХНУРЕ, Харків, С. 42-46.

Надійшла 10.5.2012 р.

Рецензент: д.т.н. Троцишин І.В.

УДК 621

К.Л. ГОРЯЩЕНКО

Хмельницький національний університет

С.Г. МАХРОВА

Буковинський державний медичний університет

РОЗРОБКА АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ В СЕРЕДОВИЩІ CODESYS

Розглянуто застосування сучасних програмних середовищ розробки програмного забезпечення для програмованих логічних контролерів на прикладі CoDeSys.

Application of modern software development environments software for programmable logic controllers on the example of CoDeSys.

Ключові слова: програмований логічний контролер, SCADA.

Сучасні системи керування базуються на розробці та використанні інтелектуальних систем, функціонування яких стало можливим завдяки застосуванню новітніх технічних засобів - програмованих логічних контролерів, пристроїв розширення вводу-виводу, а також сучасного програмного забезпечення,