

## ДОСЛІДЖЕННЯ СИНХРОНІЗАЦІЇ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ

Розглядаються принципи забезпечення синхронізації цифрових систем зв'язку і використання синхронізації за несучою та тактовою частотами у приймачах. Досліджується когерентний демодулятор з квадратурною фазовою маніпуляцією (QPSK), що має тактову синхронізацію без використання даних і синхронізацію несучої керовану рішенням. Розглядаються структури зазначених кіл синхронізації. Наведені діаграми сигналів в характерних точках моделі.

Ключові слова: когерентний демодулятор, тактова синхронізація, синхронізація несучої.

I.S. PYATIN, I.Y. KUKAL  
Khmelnytsky National University

### THE STUDY OF SYNCHRONIZATION OF DIGITAL COMMUNICATION SYSTEMS

All digital communication systems require the synchronization of multiple levels on the side of the receiver. The principles provide synchronization and carrier frequency. We investigate the coherent demodulator with quadrature phase shift keying (QPSK), which has a non-data-aided timing recovery loop and decision-directed QPSK phase recovery. We consider these circles structure synchronization. These diagrams of signals at characteristic points of the model. Carrier frequency recovery system allows the generation of an unmodulated radio signal receiver, which frequency and phase exactly coincides with the carrier wave transmitter. Clock recovery system is required to uniquely identify the beginning and end of each bit (character) information.

Keywords: coherent demodulator, timing recovery loop, phase recovery loop.

#### Постановка задачі

Усі системи цифрового зв'язку вимагають синхронізації сигналів, яка полягає у встановленні і підтримці точної часової відповідності сформованих у передавальній частині і прийнятих у приймачній частині сигналів. Передавальна і приймачна частини системи зв'язку мають в своєму складі власний тактовий генератор. Частота тактового генератора приймача буде відрізнятися від частоти тактового генератора передавача. Таким чином, цифрова частина системи зв'язку працює з сигналами, які мають неоднакові частоти дискретизації. Зсув частоти дискретизації призводить до того, що частота на приймачному боці не буде такою самою, як на передавальному боці. Різниця призводить до зашумленості продетектованого сигналу. Це негативно позначається на достовірності отриманих даних. Різниця буде постійно змінюватися, наближаючись до сусіднього відліку, потім до наступного, і так далі. Вирішення цієї проблеми – розробка схем символної синхронізації, яка буде підлаштовувати час відліку на приймачі до часу відліку на передавачі.

Для кожної системи синхронізації виділяють два режими роботи: режим входження в синхронізм (режим пошуку) і режим стеження. У режимі входження в синхронізм здійснюється пошук і виявлення сигналу, груба оцінка його невідомих параметрів. Після чого система захоплює сигнал і переходить в режим стеження, в якому здійснюється точна оцінка невідомих параметрів сигналу. Перехід в синхронний режим може здійснюватися за допомогою інформації, що передається на початку сеансу зв'язку або по самому інформаційному сигналу. Таким чином, ефективність передачі корисних даних знижується через витрати на передачу даних, необхідних тільки для синхронізації і необхідного часу для пошуку сигналу і переходу в режим стеження всіх систем синхронізації приймача [1].

Більшість сучасних цифрових систем радіозв'язку мають декілька систем синхронізації, які розташовуються на приймачній частині радіосистеми. Серед них виділяють:

- системи синхронізації за несучою частотою (СЧН);
- системи тактової синхронізації (СТС);
- системи синхронізації слів (ССС);
- системи кадрової синхронізації (СКС).

В першу чергу, виконується синхронізація за несучою частотою, далі – по тактовій частоті, по частоті слів і по кадровій частоті. Існують ще ефекти, що вводяться каналом зв'язку – це затримка і доплерівський зсув частоти, які теж компенсуються системами автоматичного регулювання.

У системах зв'язку також застосовується кадрова синхронізація для того, щоб дізнатися про початок кадру. Робиться це включенням в кадр заздалегідь відомої послідовності, так званої преамбули, яка визначається за допомогою кореляційного приймача.

#### Когерентний приймач цифрової системи зв'язку

Структурна схема приймачного тракту цифрової системи зв'язку приведена на рис.1 [2]. Вхідний сигнал через малошумний підсилювач (МШП) і тракт перетворення частоти і підсилення надходить на IQ-демодулятор, вихідними сигналами якого є квадратурні складові  $I(t)$  і  $Q(t)$ , які надходять на АЦП і далі в процесор цифрової обробки сигналу (DSP).

Аналого-цифрове перетворення відбувається на нульовій проміжній частоті. Перенесення спектру сигналу на нульову частоту відбувається разом з його передискретизацією фільтрами-інтерполаторами.

Процесор виконує вузькосмугову фільтрацію, містить декодер каналу і декодер джерела. Далі, при необхідності, інформація перетворюється в аналогову форму за допомогою ЦАП (наприклад, для звукового відтворення) або видається відразу в цифровий приймач інформації.

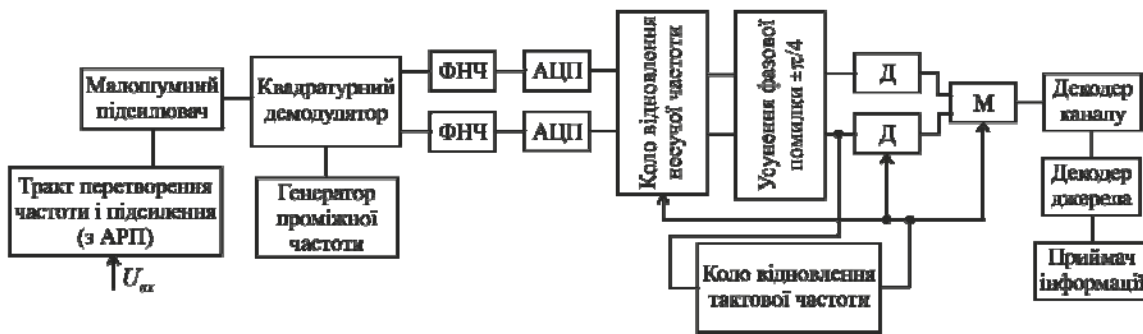


Рис. 1. Структурна схема когерентного приймача цифрової системи зв'язку (Д – детектор; М – мультиплексор)

В приймальному тракті потрібні, як правило, дві системи синхронізації: система відновлення несучої частоти (СВН) і система відновлення тактової частоти (СВТЧ).

Система відновлення несучої частоти забезпечує генерування в приймачі немодульованого радіосигналу, який по частоті і фазі точно збігається з несучим коливанням передавача. Демодуляція з використанням відновленого несучого коливання називається когерентною демодуляцією. Когерентна демодуляція забезпечує менший рівень бітових помилок в порівнянні з некогерентною (як правило, енергетичний виграш становить близько 3 дБ), але потребує суттєвого ускладнення приймального тракту. 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 призводить до менших витрат на час передачі і енергетичним витратам. Коло відновлення несучої частоти безпосередньо з інформаційного сигналу може бути побудовано на основі схеми Костаса (Costas loop), яка забезпечує виконання функції максимальної правдоподібності. У сучасних приймачах схема Костаса реалізується в цифровому вигляді (рис. 1). Сигнал опорного генератора в приймачі дещо відрізняється за частотою від генератора в передавачі (на величину  $\Delta\omega$ ) і відрізняється по фазі на  $\Delta\varphi$ . Зважаючи на це квадратурні складові надходять в процесор не на нульовій частоті, а на близькій до нуля частоті  $\pm\delta\omega$ . Специфікою схеми Костаса є те, що згенероване сигнальне сузір'я має постійну фазову помилку (зсув) на  $\pm\pi/4$ . Дану помилку можна усунути за допомогою простої схеми, яка виконує лінійні операції над квадратурними складовими з застосуванням навчальних послідовностей або диференціального кодування.

Система відновлення тактової частоти необхідна майже в кожному цифровому приймальному пристрої. Справа в тому, що в процесорі, після проходження сигналу через вхідний вузькосмуговий фільтр (яким часто є оптимальний, або узгоджений фільтр – детектор максимальної правдоподібності, або фільтр Найквіста) і до виконання операцій каналного декодування і декодування джерела, інформація представлена набором відліків. Приймач не знає, де починається і закінчується кожен біт (символ) інформації, що не дозволяє йому прийняти рішення про його значення, тобто здійснити операцію детектування. Період сигналу тактової частоти відповідає періоду проходження символів, а місце розташування фронтів в середині тривалості кожного символу дозволяє приймати рішення про значення символу по фронту сигналу тактової частоти.

Основою багатьох систем синхронізації є контур фазової автопідстройки частоти (ФАПЧ), спрощена структурна схема якого приведена на рис. 2, а.

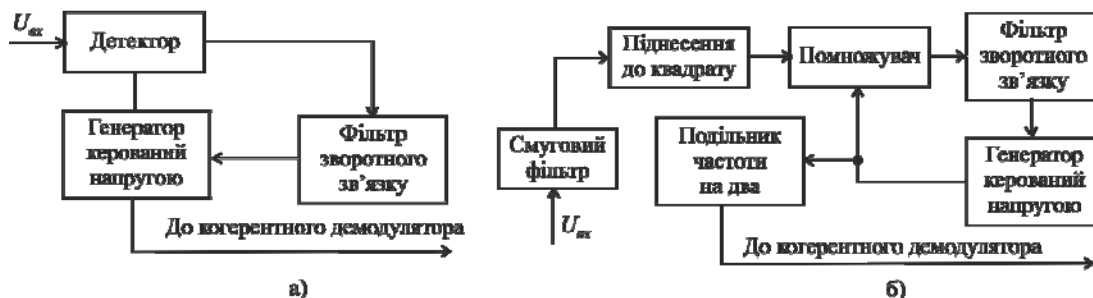


Рис. 2. Синхронізація несучого коливання: а) спрощена схема кола фазової автопідстройки частоти; б) схема Пістолькорса

В результаті роботи кола ФАПЧ частота гетеродину підлаштовується під частоту сигналу, що дозволяє здійснити когерентне детектування. Тобто, стійка робота кола ФАПЧ потребує наявності у вхідному сигналі синусоїдального коливання. Більшість сучасних систем зв'язку працюють з подавленим

несучим коливанням. Наприклад, при рівній імовірності появи сигналів логічного нуля і логічної одиниці в схемі модулятора BPSK, усереднена енергія несучого коливання буде дорівнювати нулю. Для синхронізації несучого коливання необхідно виключити модуляцію. Це можна зробити шляхом піднесення вхідного сигналу до квадрату за схемою Пістолькорса (рис. 2, б).

Піднесення до квадрату сигналу з BPSK знімає з нього модуляцію, що дозволяє виконати синхронізацію на подвоєній частоті несучого коливання за допомогою класичного кола ФАПЧ. Для синхронізації сигналів QPSK необхідно піднесення сигналу до четвертої степені.

**Коло символної синхронізації**

Під символною синхронізацією розуміють процес оцінки частоти і фази вхідного сигналу. Після синхронізації за несучою частотою і перенесення спектру на нульову проміжну частоту необхідно виконати децимацію сигналу для демодуляції отриманих символів. При ідеальній символній синхронізації відліки символів виконуються посередині кожного імпульсу. При наявності помилок синхронізації, точки сузір'я розбігаються навіть при відсутності шумів в каналі зв'язку. Можлива ситуація, коли відліки символів надходять з фазовою помилкою в половину періоду імпульсів, і при цьому на сигнальному сузір'ї з'являється точка при нулі на комплексній площині – демодуляція сигналу стає неможливою.

Структурна схема кола відновлення частоти тактових імпульсів показана на рис. 3.

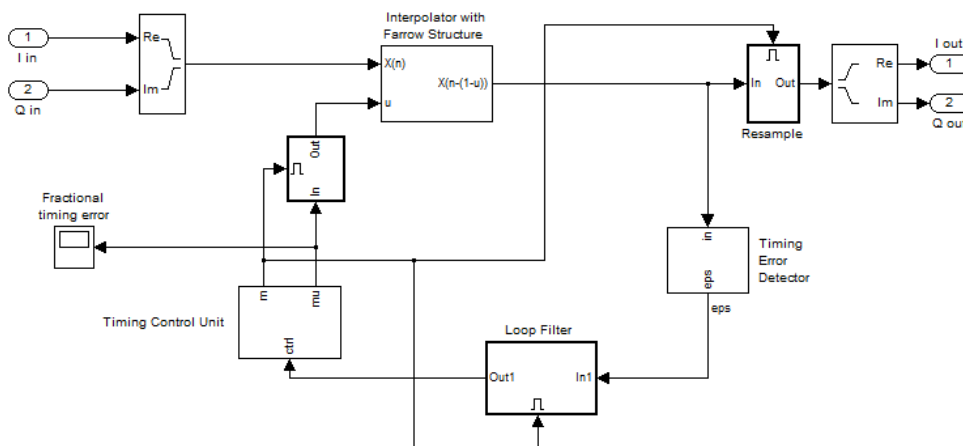


Рис. 3. Структурна схема кола відновлення частоти символів

Існує декілька різних детекторів помилки символної синхронізації: з одним відліком на символ (детектор максимальної правдоподібності); з двома відліками на символ (детектор Гарднера, детектор переходу через нуль). Всі вони формують сигнал помилки синхронізації, що надходить на фільтр зворотного зв'язку. Вихідний сигнал фільтру зворотного зв'язку надходить на керований генератор тактових імпульсів і підлаштовує його частоту і фазу. На рис. 4 показана структурна схема детектора Гарднера.

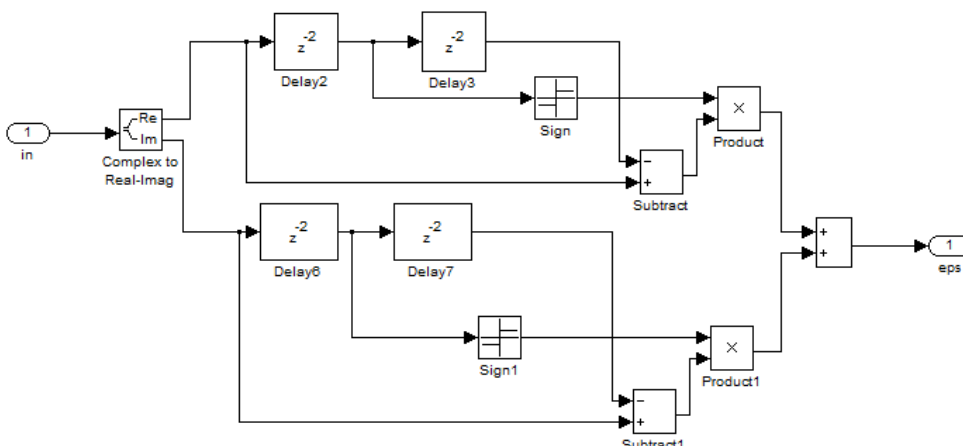


Рис. 4. Структурна схема детектора Гарднера

На вхід детектора подається комплексний сигнал на нульовій проміжній частоті. Якщо кількість відліків на символ 8 і більше, можлива реалізація схеми синхронізації, коли з наявних відліків вибирається відлік з найменшою помилкою. При високошвидкісній передачі даних неможливо забезпечити більше двох відліків на символ, тому використовують цифрові фільтри-інтерполятори, що дозволяють відновити проміжні вибірки сигналу. На рис. 5 показана структурна схема фільтра-інтерполятора Фарроу.

У приймачі сигнал проходить блок пониження частоти. Подальша обробка відбувається на низькій

частоті. Прийняті сигнали мають форму імпульсів, які мають спотворення. Тривалість кожного імпульсу дорівнює тривалості одного символу. Фільтрація в передавачі і каналі призводить до того, що прийнята послідовність імпульсів спотворюється міжсимвольною інтерференцією. Завданнями демодулятора (вхідного вибіркового фільтра) є відновлення початкового імпульсу з максимально можлигим відношенням сигнал / шум і усунення міжсимвольної інтерференції. Для досягнення цього використовується метод вирівнювання, який побудований на основі методів компенсації міжсимвольної інтерференції. Завдання детектора – безпомилково розпізнати прийнятий сигнал на тлі шумів, які виникають в каналі зв'язку.

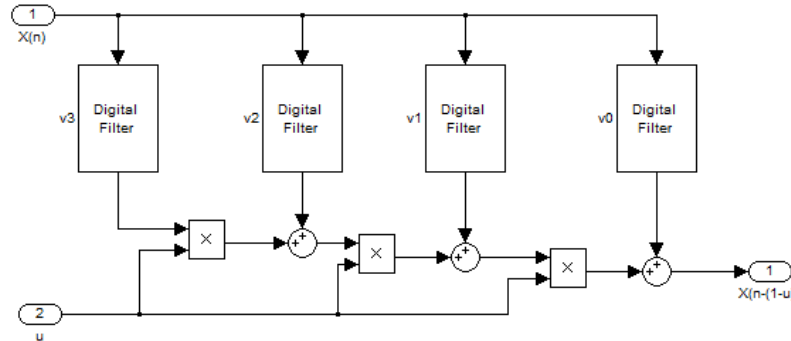


Рис. 5. Фільтр-інтерпретатор Фарроу

Розглянемо квадратурну фазову модуляцію (QPSK). використовує чотири точки на діаграмі сузір'я, еквідистантно розташованих по колу. QPSK може кодувати сигнал двома бітами на символ. Використовується код Грея для того, щоб звести до мінімуму частоту появи помилкових бітів (BER).

Сигнал QPSK має наступну модель:

$$u(t) = I(t) \sin(\omega t + \Theta) + Q(t) \cos(\omega t + \Theta), \tag{1}$$

де  $I(t)$  – синфазна амплітуда сигналу;  $Q(t)$  – квадратурна амплітуда сигналу.

Цей сигнал в IQ-демодуляторі помножується з напругою гетеродину такої самої частоти і миттєвою фазой  $\Theta'$ . Після фільтру низьких частот маємо сигнали синфазної і квадратурної компонент:

$$Z_I(t) = I(t) \cos \varphi - Q(t) \sin \varphi,$$

$$Z_Q(t) = I(t) \sin \varphi + Q(t) \cos \varphi.$$

QPSK дозволяє підвищити швидкість передачі даних в два рази, в порівнянні з системою BPSK при збереженні тієї ж ширини спектру сигналу.

### Демодуляція і детектування

Нехай протягом заданого інтервалу передачі сигналу  $T$ , двійкова система передає сигнал, представлений виразом:

$$s_1(t) = +U, \text{ для двійкової } 1$$

$$s_2(t) = -U, \text{ для двійкового } 0$$

Сигнал  $r(t)$ , що приймається, спотворюється під дією шуму  $n(t)$  і неідеальної імпульсної характеристики каналу  $h_c(t)$ .

$$r(t) = s_i(t) * h_c(t) + n(t),$$

де  $n(t)$  – адитивний білий гаусів шум.

При обробці отриманого сигналу, вхідний каскад приймача, або демодулятор, забезпечує пониження частоти сигналу. В якості підготовки до детектування демодулятор відновлює  $r(t)$  у вигляді оптимальної огинаючої відносини  $z(t)$ . Приймач і демодулятор має декілька фільтрів, призначених для видалення небажаних високочастотних складових спектру і формування імпульсу. Вирівнювання можна описати як різновид фільтрації, яка використовується в демодуляторі для вилучення всіх ефектів погіршення якості сигналу. Вирівнювання необхідно в тому випадку, якщо імпульсна характеристика  $h_c(t)$  каналу сильно спотворює сигнал. Еквалайзер (пристрій вирівнювання) реалізується для компенсації всіх спотворень сигналу, викликаних неідеальною імпульсною характеристикою каналу. На етапі дискретизації сформований імпульс перетворюється в вибірку для відновлення переданого символу. Демодуляція – це відновлення сигналу (імпульсу). Детектування – це прийняття рішення про цифрове значенні цього сигналу. Типові функції демодуляції і детектування цифрового приймача наведені на рис. 7.

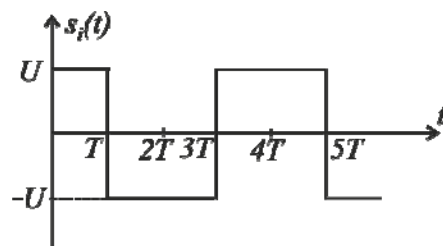


Рис. 6. Сигнал, що передається двійковою системою

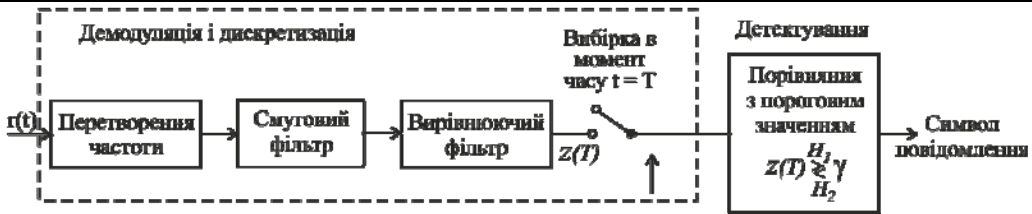


Рис. 7. Схема демодуляції і детектування цифрових сигналів

Блок перетворення частоти переносить спектр прийнятого сигналу з високої на низьку частоту. У блоці демодуляції і дискретизації зображений приймаючий фільтр, який виконує відновлення сигналу з максимально можливим відношенням сигнал/шум і без міжсимвольної інтерференції, що необхідно для роботи детектора. Оптимальний приймаючий фільтр називають узгодженим. В якості приймаючого фільтра можна використовувати вирівнюючий фільтр, або еквалайзер.

На рис. 7 виділені два етапи демодуляції і детектування. Етап 1, перетворення сигналу в вибірку, виконується демодулятором і наступним за ним пристроєм дискретизації. Значення напруги вибірки  $z(t)$  прямо пропорційно енергії прийнятого символу і енергії шуму. Вихідний сигнал етапу 1 можна представити виразом:

$$z = a_i + n_0,$$

де  $a_i$  – бажаний компонент сигналу (двійковий 0 або 1);  $n_0$  – шум, випадкова гаусова змінна з нульовим середнім значенням.

Густина імовірності випадкового гаусова шуму описується виразом:

$$p(n_0) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{n_0}{\sigma_0} \right)^2 \right],$$

де  $\sigma_0^2$  – дисперсія шуму.

Густини умовних імовірностей  $p(z | s_1)$  і  $p(z | s_2)$  описуються виразами:

$$p(z | s_1) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{z - a_1}{\sigma_0} \right)^2 \right]$$

$$p(z | s_2) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{z - a_2}{\sigma_0} \right)^2 \right]$$

$p(z | s_1)$  називають правдоподібністю  $s_1$ , що показує густину імовірності випадкової змінної  $z(T)$  при умові передачі символу  $S_1$ .

$p(z | s_2)$  називають правдоподібністю  $s_2$ , що показує густину імовірності випадкової змінної  $z(T)$  при умові передачі символу  $s_2$ . Густини записаних умовних імовірностей зображені на рис. 8.

На етапі 2 приймається рішення щодо цифрового значення вибірки (виконується детектування) за критерієм, який описується формулою:

$$z(T) \underset{H_2}{\overset{H_1}{\gtrless}} \gamma \tag{2}$$

Критерій вибору порогу  $\gamma$  для прийняття рішення заснований на мінімізації імовірності помилки розпізнавання символу.  $H_1$  і  $H_2$  – дві можливі гіпотези.

Для сигналів з рівною імовірністю появи, оптимальний поріг  $\gamma$  проходить через перетин функцій правдоподібності. Тобто етап прийняття рішення полягає в ефективному виборі гіпотези, відповідної сигналу з максимальною правдоподібністю. Детектор, що мінімізує імовірність помилки, називається детектором максимальної правдоподібності.

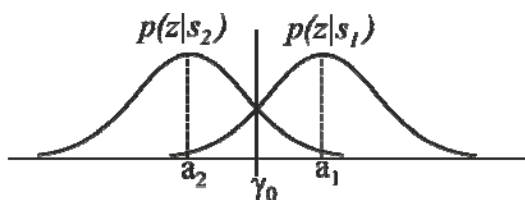


Рис. 8. Густини умовних імовірностей  $p(z | s_1)$  і  $p(z | s_2)$

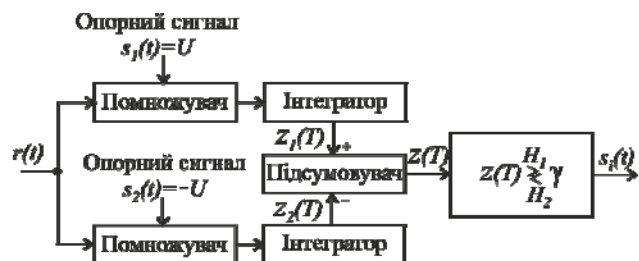


Рис. 9. Кореляційний приймач з сигналами  $s_1(t)$

Узгоджений фільтр забезпечує максимальне відношення сигнал/шум на виході фільтра в момент часу  $t = T$ . Узгоджений фільтр можна реалізувати як корелятор. Узгоджений приймач можна побудувати згідно структурної схеми (рис. 9):

Кореляційний приймач складається з двох кореляторів, що виконують перетворення прийнятого сигналу  $r(t)$  в послідовність двійкових чисел. Вихідний сигнал корелятору визначається виразом [3]:

$$z_i(t) = \int_0^T r(t)s_i(t)dt.$$

Кореляційний приймач, приведений на рис. 9, можна використовувати для когерентного детектування сигналів.

Для бінарної фазової маніпуляції,  $s_1(t) = -s_2(t)$ . Приймач-корелятор таких сигналів має схему, приведену на рис. 9. Один корелятор перемножує вхідний сигнал  $r(t)$  і сигнал-прототип  $s_1(t)$ , після чого результат підлягає інтегруванню. Другий корелятор виконує такі самі дії з сигналом  $s_2(t)$ .

На рис. 9 показаний принцип роботи цифрового приймача. Протягом періоду передачі вхідний сигнал проходить по різним віткам для перевірки його кореляції з усіма можливими прототипами. Після цього приймач визначає найбільшу вихідну напругу і приймає відповідне рішення відносно значення переданого символу. При бінарному вхідному сигналі маємо два прототипи. Для квадратичної модуляції буде чотири прототипи. Далі визначається різниця:

$$z(T) = z_1(T) - z_2(T)$$

Рішення приймається з використанням співвідношення (2), де  $\gamma = \frac{a_1 + a_2}{2}$

Для біполярних сигналів  $\gamma = 0$ . Якщо  $z(T)$  додатне, то вважається, що переданий сигнал  $s_1(T)$ . Якщо  $z(T)$  від'ємне, то вважається, що переданий сигнал  $s_2(T)$ .

Відношення сигнал/шум на виході:

$$\left(\frac{S}{N}\right) = \frac{2E_d}{N_0},$$

де  $N_0$  – спектральна густина потужності шуму.

$$E_d = \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt$$
 – енергія різницевого сигналу на виході фільтра.

Імовірність появи помилкового біта визначається виразом:

$$P_A = Q\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}$$

Розглянемо когерентне приймання сигналів з фазовою маніпуляцією. Сигнал з модуляцією MPSK має наступну математичну модель:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[\omega_0 t - \frac{2\pi i}{M}\right], \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = \overline{1, M},$$

де  $E$  – енергія сигналу за час передачі символу  $T$ . Для представлення сигналів  $s_i(t)$  зручно використовувати наступний ортонормований базис:

$$\psi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos \omega_0 t; \quad \psi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin \omega_0 t.$$

Запишемо сигнал  $s_i(t)$  в обраному базисі:

$$s_i(t) = a_{i1}\psi_1(t) + a_{i2}\psi_2(t) = \sqrt{E} \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right)\psi_1(t) + \sqrt{E} \sin\left(\frac{2\pi i}{M}\right)\psi_2(t).$$

Структурна схема демодулятора сигналів MPSK представлена на рис. 10.

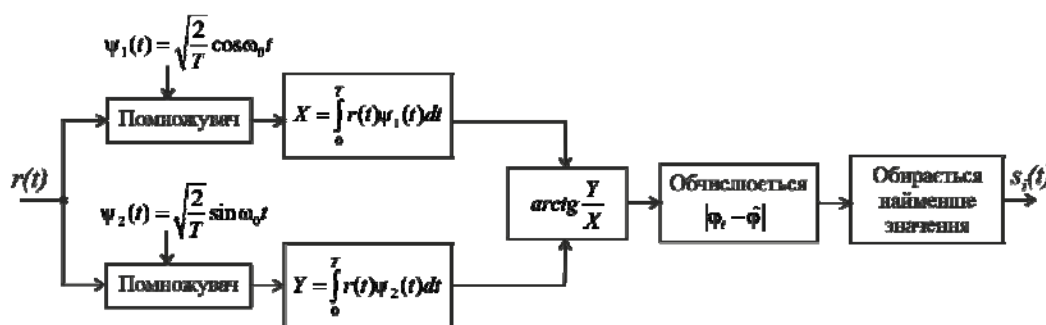


Рис. 10. Структурна схема демодулятора MPSK

Корелятори визначають функції  $X = \int_0^T r(t)\psi_1(t)dt$  і  $Y = \int_0^T r(t)\psi_2(t)dt$  (де  $r(t) = s_i(t) + n(t)$  – сигнал на

вході приймача,  $n(t)$  – білий гаусів шум), відношення яких дає оцінку фази сигналу на вході приймача. Далі обирається значення фази, найближче до фази сигналу на виході передавача. Розглянута схема демодулятора є когерентною.

#### Дослідження Simulink-моделі когерентного демодулятора QPSK

В системі цифрового зв'язку повідомлення, видані джерелом, перетворюються в послідовність двійкових символів, що називають кодуванням джерела або стисненням даних. Далі сигнал надходить на кодер каналу, мета якого – ввести в інформаційний сигнал деяку надмірність для зменшення впливу шуму і інтерференції, що виникає в каналі передачі. Таким чином, додана надмірність служить для збільшення надійності прийнятих даних і покращує вірність відтворення прийнятого сигналу. У якості джерела цифрового сигналу Simulink-моделі системи зв'язку, що приведена на рис. 11, використаний блок Random integer source. Далі інформаційний сигнал надходить на цифровий модулятор (QPSK modulator, приведений на рис. 11), мета якого полягає в створенні сузір'я і спектру сигналу QPSK модуляції. Цифрова модуляція відбувається на низькій частоті, тому сформований спектр необхідно перенести в область високих частот за допомогою блоку Up-conversion, що містить генератор несучої і відповідні помножувачі. Канал зв'язку з адитивним білим гаусовим шумом (AWGN channel) – це фізичне середовище, яке використовується для передачі сигналу від передавача до приймача, simulink-модель якого приведена на рис. 13 [4]. Тут переданий сигнал піддається випадковим спотворенням за рахунок впливу адитивного білого шуму, впливу промислових і атмосферних завад. Далі, на приймальному боці цифрової системи зв'язку (рис. 11) відбувається пониження частоти (down-conversion). Цифровий приймач (digital receiver) працює на низькій частоті. Відновлене на приймальному боці сузір'я QPSK-модуляції приведено на рис. 12.

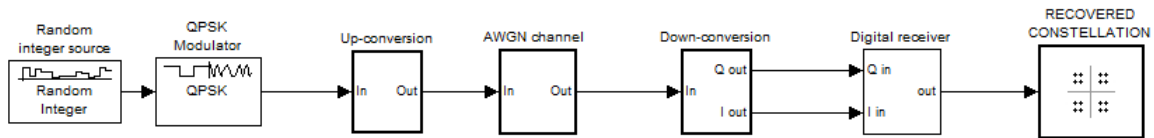


Рис. 11. Simulink модель цифрової системи зв'язку

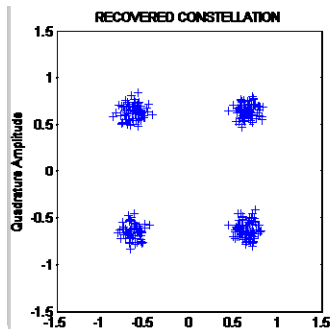


Рис. 12. Відновлене на приймальному боці сузір'я QPSK

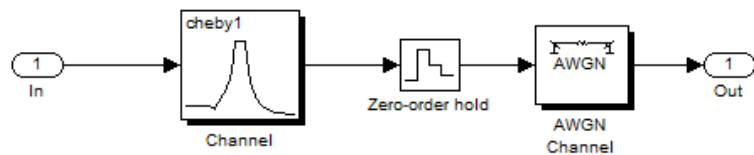


Рис. 13. Модель каналу передачі з адитивним білим гаусовим шумом

Діаграма сигнального сузір'я це спосіб зображення сигналу модульованого за допомогою схеми, наприклад, квадратурної фазової маніпуляції. Вона зображує сигнал у вигляді точкової діаграми на комплексній площині. Символ, що передається, представляється у вигляді комплексного числа за допомогою квадратурних опорних сигналів. Когерентний детектор може незалежно здійснити демодуляцію цих сигналів.

Після прийому сигналу, демодулятор перевіряє прийнятий символ, що може бути пошкоджений в каналі чи приймачем (такими явищами як адитивний білий гаусів шум, спотворення сигналу, фазовий шум або завада). Він вибирає, що за його оцінкою насправді передається, точку на діаграмі сигнального сузір'я що є найближчою (в розумінні Евклідової відстані) до отриманого символу. Таким чином демодуляція відбудеться невірно якщо пошкодження сигналу призвело до того, що символ наблизився до іншої точки сузір'я, відмінної від тої що передавалася.

Simulink-модель когерентного цифрового приймача QPSK сигналу приведена на рис. 14 [5]. На вході приймача діють синфазна і квадратурна складові сигналу, які спочатку подаються на узгоджений фільтр (Raised cosine receive filter) з характеристикою піднятого косинуса. Сузір'я QPSK сигналу на виході узгодженого фільтра приведено на рис. 15. Канал зв'язку вносить сильні спотворення в сузір'я сигналу.

Когерентний цифровий приймач QPSK сигналу має не залежну від даних систему символної синхронізації (non-data-aided timing recovery loop) і систему синхронізації несучої, що управляється рішенням (decision-directed QPSK phase recovery loop). Око-діаграма сигналу на виході узгодженого фільтра, тобто не синхронізованого сигналу приведена на рис. 16. Око-діаграма – це сумарний вигляд всіх бітових періодів сигналу, накладених один на одний. Вона дозволяє оцінити якість цифрового сигналу. На рис. 17

наведена око-діаграма сигналу після кіл символної синхронізації і синхронізації несучої частоти. Система синхронізації дозволяє упорядкувати бітові переходи і відкорегувати сигнальне сузір'я цифрової модуляції.

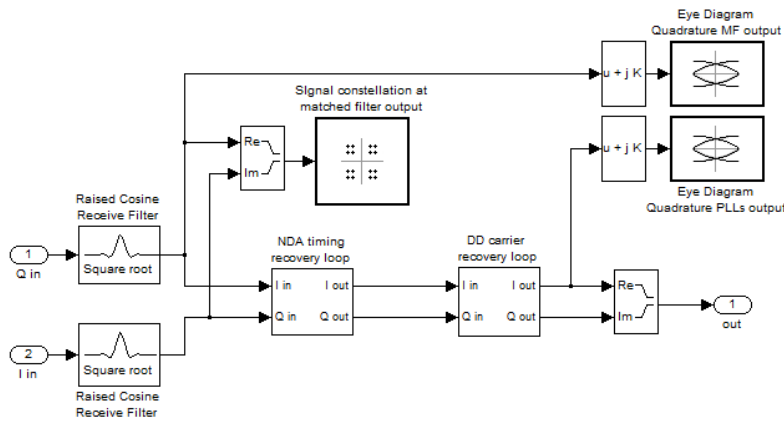


Рис. 14. Когерентний цифровий приймач QPSK сигналу

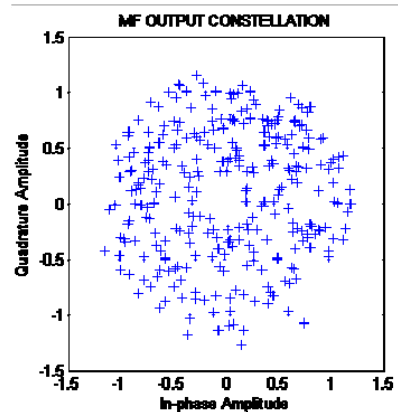


Рис. 15. Сузір'я QPSK сигналу на виході узгодженого фільтра

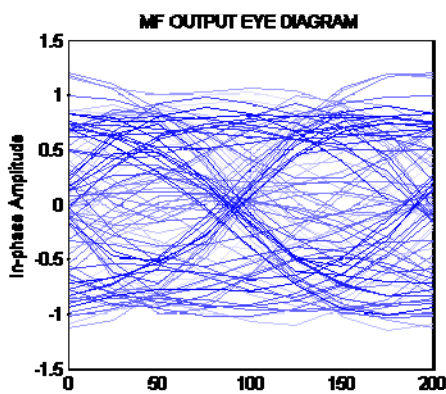


Рис. 16. Око-діаграма сигналу на виході узгодженого фільтра

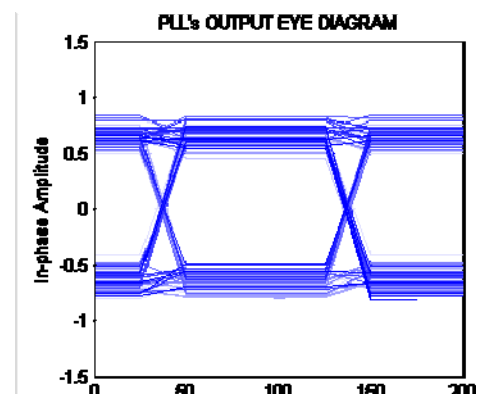


Рис. 17. Око-діаграма сигналу на виході ФАПЧ

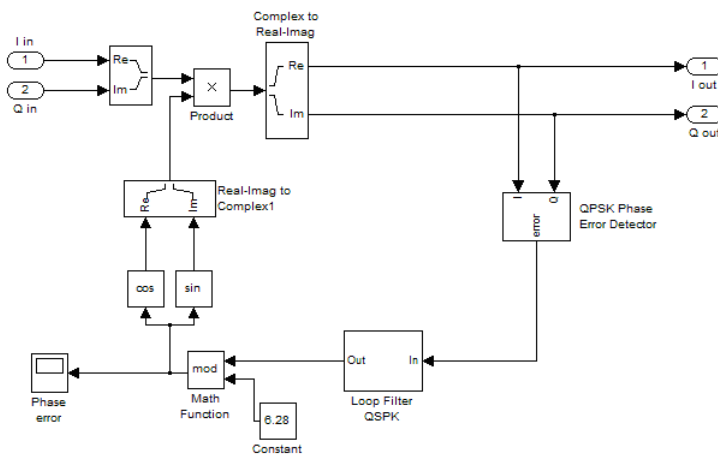


Рис. 18. Коло синхронізації несучої, що керується рішенням

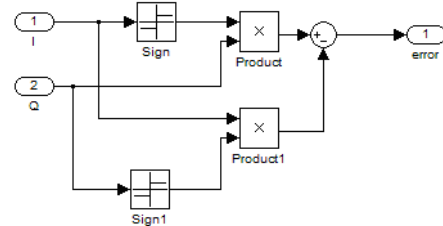


Рис. 19. Детектор фазової помилки синхронізації

Коло синхронізації несучої частоти, що управляється рішенням, приведена на рис.18. Коло синхронізації несучої частоти побудовано на основі системи фазової автопідстройки частоти (ФАПЧ) і містить детектор фазової помилки синхронізації приведений на рис. 19, контурний фільтр QPSK і генератор, керований напругою.

Фазова помилка синхронізації несучої приведена на рис. 20.

Схема символної синхронізації, не залежна від даних, приведена на рис.3. Вона побудована також на основі системи ФАПЧ. Помилка дробової затримки кола тактової синхронізації приведена на рис. 21.

Реалізація схеми символної синхронізації в цифрових пристроях на ПЛІС і цифрових сигнальних процесорах (ЦСП) представляє собою схему передискретизації з довільним кроком зміни тактової частоти, побудовану на основі інтерполятора. Як відомо, будь-який інтерполятор дає помилку інтерполяції, яка вносить спотворення в сигнал і, як наслідок, збільшує ймовірність помилки на символ.

На сьогодні відомо багато способів інтерполяції. Вибір прийняттого алгоритму залежить від того, наскільки точний обраний метод, які витрати на його використання, наскільки монотонною є інтерполяційна

функція, скільки точок даних вона вимагає, тощо.

Сигнал на вході демодулятора можна розглядати як стаціонарний сигнал, тому що статистичні параметри міняються повільно на інтервалі інтерполяції. Зауважимо, що інтервал інтерполяції не повинен перевищувати допустимої для системи затримки.

В системах зв'язку доцільно використовувати інтерполяцію поліномами, зокрема, інтерполяцію Лагранжа. Інтерполятор Лагранжа, представлений в дискретній формі з кінцевим числом вибірок сигналу, називається інтерполятором Фарроу. З точки зору обчислювальних витрат, інтерполятор Фарроу є одним з найбільш ефективних. З цієї причини в якості інтерполятора схеми символної синхронізації будемо використовувати інтерполятор Фарроу.

Інтерполятор Фарроу можна представити цифровим фільтром з кінцевою імпульсною характеристикою. Описати його в області часу можна виразом:

$$y(k) = \sum_{m=0}^M h(m, \varepsilon) x(k - m),$$

де  $y(k)$  – сигнал на виході фільтра,  $x(k)$  – сигнал на вході фільтра,  $h(m, \varepsilon)$  – коефіцієнти фільтра, що залежать від керуючого значення  $\varepsilon$ .

Слід зазначити, що для інтерполятора Фарроу кількість коефіцієнтів  $M$  має дорівнювати кількості відліків сигналу, за якими проводиться інтерполяція. При цьому порядок інтерполятора буде дорівнювати  $M-1$ .

Інтерполятори Фарроу мають помилку інтерполяції. Точкою з найвищою помилкою інтерполяції є  $\varepsilon = 0,5$ . Очевидно, що АЧХ інтерполятора Фарроу впливає на сигнал тим більше, чим вище верхня частота спектра сигналу, тобто чим менше відліків на символ. Схема фільтра – інтерполятора Фарроу, наведена на рис. 5. Детектор помилки символної синхронізації за схемою Гарднера наведений на рис. 4.

### Висновки

Проаналізована і досліджена Simulink-модель цифрової системи зв'язку з QPSK-модуляцією і показано, що для відтворення переданої інформації з мінімальною кількістю помилок, на приймальному боці необхідна наявність систем синхронізації. Оскільки у QPSK-сигналі подавлене несуче коливання, то потрібна наявність кола відновлення несучої частоти. Для визначення початку і кінця кожного символу, потрібне коло відновлення тактової частоти. Приведені діаграми сигналів у характерних точках моделі.

### Література

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр ; пер. с англ. – Изд. 2-е, испр. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
2. Прокис Д. Цифровая связь / Д. Прокис ; пер. с англ. / под ред. Д.Д. Кловского. – М. : Радио и связь, 2000. – 800 с.
3. Волощук Ю.І. Сигнали та процеси у радіотехніці : підручник для студентів вищих навчальних закладів : том 2 / Ю.І. Волощук. – Харків : «Компанія СМІТ», 2003. – 444 с.
4. Бойко Ю.М. Проектування та моделювання систем синхронізації у цифрових приймачах QPSK-сигналів систем супутникового зв'язку / Ю. М. Бойко // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2012. – № 3. – С. 162–171.
5. Бойко Ю.М. Проблеми синтезу пристроїв тактової синхронізації приймачів супутникових телекомунікаційних систем передачі інформації / Ю. М. Бойко, О. І. Єрьоменко // Вісник НТУУ КПІ. Телекомунікації, радіолокація і навігація, електроакустика. – К., 2014. – № 58. – С. 55–66.

Рецензія/Peer review : 14.9.2016 р.

Надрукована/Printed : 29.10.2016 р.  
Рецензент: д.т.н., проф.. Мартинюк В.В.

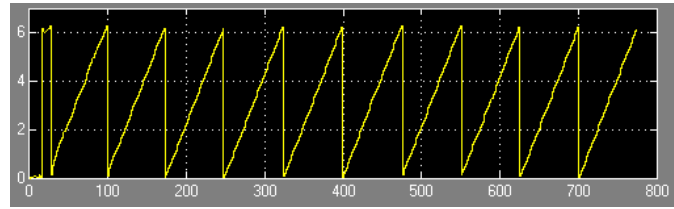


Рис. 20. Фазова помилка синхронізації несучої

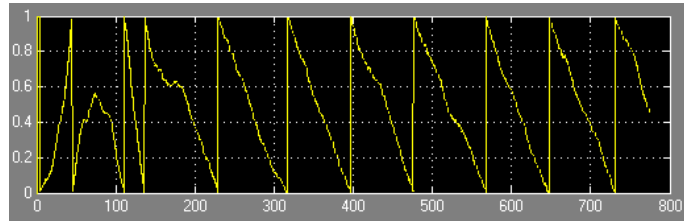


Рис. 21. Помилка дробової затримки кола тактової синхронізації