

АНАЛІЗ СХЕМОТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ В ПРИСТРОЯХ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ ПРИЙМАЧІВ ЗАХИЩЕНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

Проведений аналіз принципів аналітичного опису математичної моделі динамічних систем синхронізації. Розглянуто базову систему синхронізації з використанням системи фазового автоматичного підстроювання частоти. Визначено завдання розробки питань синтезу оптимальних систем синхронізації захищених телекомунікаційних каналів передачі інформації. Сформовано структурну схему телекомунікаційної системи передавання інформації з розгорнутим представленням складу модему. Розроблено імітаційні схеми систем фазової синхронізації приймачів фазо-маніпульованих сигналів та наведено результати їх моделювання. Описано можливості використання системи фазової синхронізації з виключенням зворотного зв'язку за рішенням та оснований на нелінійному перетворенні фазо-маніпульованого сигналу. Розглянуто спосіб поновлення когерентного коливання у випадку приймання сигналів GSMK. Отримано залежності середнього значення кількості перескоків фази від значення сигнал – шум в системі фазової синхронізації. Досліджено еквівалентні характеристики фазового детектору та залежності густини розподілу різниці фаз від відносного початкового розстроювання за частотою для системи фазової синхронізації з керованих генератором.

Ключові слова: фазова синхронізація, керований генератор, зрив синхронізації

J.M. BOIKO, O.I. EROMENKO

Khmelnytsky National University

ANALYSIS CIRCUIT SOLUTION IN DEVICES PHASE SYNCHRONIZATION RECEIVER PROTECTED TELECOMMUNICATION DATA TRANSMISSION SYSTEM

Abstract - The analysis of the principles of analytical description of the mathematical models of dynamical systems synchronization. We consider the basic synchronization system using the phase automatic frequency tuning. Defined development tasks on the synthesis of optimal synchronization systems protected telecommunication channels of information. Formed a block diagram of a telecommunication system transmitting information from the expanded representation of the composition of the modem. A simulation scheme of phase synchronization receiver phase- manipulated signals and the results of their simulations. We describe the possible use of phase synchronization with the exception of feedback and decision based on a nonlinear transformation of phase- manipulated signals. The way of renovation coherent oscillations in the case of signals GSMK. The dependences of the mean number of jumps of the phase signal - noise in the phase synchronization. Studied the equivalent phase detector characteristic density distribution and dependence on the relative phase difference of the initial detuning in frequency for the phase synchronization of the controlled oscillator.

Keywords: phase synchronization, controlled oscillator, synchronization failure

Вступ

Найбільш поширеною математичною моделлю динамічних систем синхронізації є скалярні або векторні, звичайні або стохастичні, диференційні або різницеві рівняння [1,2]. Нехай є N незалежних автоколивальних систем, які можуть здійснювати коливання із частотами ω . Задачу синхронізації зведемо до знаходження умов, за яких після встановлення зв'язків між системами коливання будуть прямувати до здійснення з частотою Ω або $n\omega$. За умови $n=1$ говоримо за просту синхронізацію, за умови $n \neq 1$ - говоримо за кратну синхронізацію.

Для проведення досліджень, результати яких будуть викладені у статті, слід зазначити, що в завданнях синхронізації можна виділити два великих самостійних напрями. Перший – задача аналізу – її пов'яжемо з дослідженням поведінки сукупності систем при заданих зв'язках між ними, другий – задача синтезу – пов'язана з пошуком структури зв'язків, за яких системи будуть здійснювати синхронні коливання заданого виду.

Коротко зупинимось на головних підходах, щодо математичного опису систем синхронізації.

Нехай є система яка складається з N , зв'язаних між собою через систему зв'язків, підсистем. Стан системи зв'язків опишемо вектором v . Тоді рух всієї системи в цілому можна описати диференційним рівнянням:

$$\dot{x}_M = X_M(x_M + \varepsilon F_M(x_1, x_2, x_3, \dots, x_N, \mathcal{G})) \quad (1)$$

$$\dot{\mathcal{G}} = V(x_1, x_2, x_3, \dots, x_N, \mathcal{G}; \varepsilon), M = 1, 2, \dots, N,$$

За умови $\varepsilon = 0$ є N незалежних динамічних підсистем.

Перше рівняння характеризує рух підсистем під дією зв'язків, друге – рух системи зв'язку.

Задачу синхронізації сформулюємо так: встановлення існування і стійкості руху виду:

$$x_M^j = a_M^j [b_M^j \omega t + \alpha_M^j (\theta_M^j \omega t)], M = 1, 2, \dots, i_M; \quad (2)$$

$$\mathcal{G}_\beta = \gamma [b_\beta \omega t + u_\beta (\theta_\beta \omega t)], \beta = 1, 2, \dots, l,$$

де $\alpha_M^j(\cdot)$ і $u_\beta(\cdot)$ - періодичні функції.

За умови $\epsilon \ll 1$ можна вважати, що рух в ряді підсистем не залежить від руху решти, тобто маємо випадок автономної синхронізації. Такий підхід дозволяє виділити в загальній системі синхронізації низку підсистем з власними незмінними частотами ω . Базовою системою таких підсистем є система фазового автоматичного підстроювання частоти [1,2,3,4,5].

Системи фазового автопідстроювання (ФАП) широко застосовуються у сучасних радіоприймачах. Основною перевагою ФАП є можливість одержання регульовальної характеристики, кут нахилу якої до осі частот дорівнює нулю. Таким чином, система ФАП забезпечує когерентність вхідного й опорного коливань [5].

Використання цифрових схем дозволяє реалізувати на їхній основі цифрові системи ФАП. Цифрові системи ФАП мають хороші технологічні показники, високу надійність, можливість узгодження із цифровими ЕОМ тощо. В таких системах всі координати дискретизуються за часом і за рівнем, а інформація в колі керування і зворотного зв'язку передається або обробляється в цифровій формі. В загальній структурній схемі рис.1 на вхід такої системи потрапляють періодичні сигнали в тій або іншій формі. В фазовому детекторі відбувається порівняння фази сигналів цифрового генератора з еталонною і виробляється кодова комбінація (число), яке відповідає різниці фаз в момент порівняння. Момент порівняння (дискретизація за часом) може визначатись або еталонним сигналом, або сигналом цифрового генератора який підстроюється. Дискретизація за рівнем досягається в цифровому фазовому детекторі (ЦФД), так як його вихідний сигнал може приймати лише дискретні значення, кількість яких кінцева. Вихідний сигнал ЦФД піддається обробці по певному алгоритму фільтрації в цифровому фільтрі (ЦФ) [6,7,8].

У цифровому генераторі на виході миттєва або середня частота сигналу приймає одне з можливих дискретних значень, яке залежить від коду сигналу, який діє на цифровий управляючий пристрій. Вихідний сигнал ЦГ це послідовність імпульсів з постійною амплітудою.

Загалом, неперервну фазову систему, будемо описувати рівняннями:

$$dx/dt = Ax + Bf(\sigma), \quad d\sigma/dt = Cx + Rf(\sigma), \quad (3)$$

а цифрову - рівняннями:

$$\left. \begin{aligned} x(n+1) - x(n) &= Ax(n) + Bf(\sigma(n)) \\ \sigma(n+1) - \sigma(n) &= Cx(n) + Rf(\sigma(n)) \end{aligned} \right\}, \quad (4)$$

тут A, B, C, R , - постійні матриці розмірності $n \times n, m \times n, n \times m, m \times m$ відповідно; f, σ - m - мірні вектори з координатами $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_m, \sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_m$; $x(t)$ - n - мірний вектор;

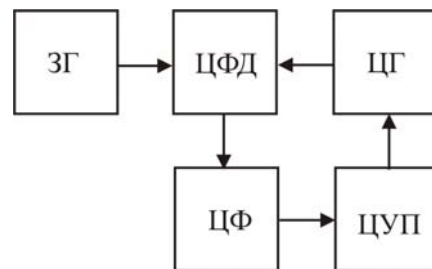


Рис. 1 – Структурна схема цифрової системи ФАП: ЗГ – задаючий генератор; ЦФД – цифровий фазовий детектор; ЦГ – цифровий генератор; ЦФ – цифровий фільтр; ЦУП – цифровий пристрій управління

Аналіз останніх досліджень і публікацій та розробка питання синтезу оптимальних систем синхронізації захищених телекомунікаційних каналів передачі інформації

Одним із основних процесів, який впливає на загальну завадостійкість приймання цифрових кодованих сигналів є процес синхронізації сигналів в демодуляторах приймачів. В цьому випадку, структура модему системи передавання інформації, архіважливий чинник підвищення ефективності системи в цілому. Якість роботи пристроїв модему впливає на завадостійкість приймання інформації, зайняту смугу частот, рівень завад у сусідніх каналах, час входження в синхронізм. Всі ці фактори впливають на пропускну здатність цифрової системи передавання інформації, а отже оптимізація структурної схеми дозволить звести до мінімуму втрати пропускну здатності.

Виділимо в схемі рис. 2 елементи які пов'язані з метою досліджень які здійснюються в роботі, та визначимо їх місце в загальній схемі. Зокрема, в структуру модему входить система фазової синхронізації (СФС) та система тактової синхронізації (СТС) [1].

Наявність системи синхронізації в схемі запропонованій на рис. 2 обумовлена тим, що у випадку подачі на «систему модулятор/демодулятор» інформаційної послідовності, яка не містить тактової послідовності, задача СТС виділити з інформаційної послідовності сигнали тактової синхронізації. В демодуляторі здійснюється обробка прийнятих сигналів. Тут важливим є той факт, що для більшості цифрових систем передавання інформації, зокрема супутникових, притаманний стан відсутності залишку несучої в переданому сигналі. Як наслідок опорне коливання, що необхідне для когерентного приймання сигналів, слід виділити з інформаційного сигналу в системі фазової синхронізації СФС [9,10]. Більшість цифрових телекомунікаційних систем використовують метод когерентного детектування [11,12]. Обробка сигналів у відповідності з прийнятим алгоритмом виконується як до детектування і синхронізації (на схемі рис. 2 пристрій до детекторної обробки), так і після – в пристрої після детекторної обробки [12]. Типовими

пристроями обробки є смугові фільтри. Для реалізації після детекторної обробки використовують інтегратори і ФНЧ. Варто зазначити, що межі посилок сигналів в демодуляторі виділяються з використанням СТС. Таким чином, правильна демодуляція цифрових сигналів, зокрема QPSK сигналів, можлива лише когерентним способом, для чого необхідно максимально точно виконати умову синхронізації по фазі місцевого опорного генератора приймального пристрою з несучою [5]. У випадку супутникового каналу, як було зазначено вище, немає можливості безпосередньо синхронізувати передавач і приймач, тому копію несучої в приймачі необхідно відновлювати з прийнятого сигналу. В зв'язку з цим, демодуляцію можна розбити на дві частини: формування опорного колювання і безпосередньо демодуляція. Розглянемо схемотехніку та проведемо моделювання схемотехнічних рішень для формування опорного колювання, з метою визначення їх переваг та недоліків. Перед формулюванням задачі синтезу систем синхронізації слід зазначити, що задача аналізу систем синхронізації зв'язана з дослідженням поведінки сукупності підсистем при заданих зв'язках між ними, тоді як в задачі синтезу слід відшукати структуру зв'язків, за якими системи будуть здійснювати синхронні колювання заданого виду.

Доцільно відмітити, що вимога існування синхронних колювань, однозначно не визначає структуру зв'язків. Так виникає задача синтезу оптимальних систем синхронізації тобто таких, які поряд з властивостями синхронізації мають і деякі екстремальні властивості, коли за чітко визначеними показниками дана система синхронізації буде переважати над іншими. Її пошук і складає зміст задачі синтезу оптимальних систем синхронізації.

Найбільш оптимальним підходом синтезу системи фазової 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 завадою (на інтервалі тривалості символу T_c):

$$x(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \cdot \sin(\omega t + \varphi_i + \theta_0) + n(t). \quad (5)$$

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

В роботі [1] показано, що при оцінюванні 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 рівномірно 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 φ_i можна записати, що

$$p(x/\theta_0) = \frac{1}{M} \sum p(x/\theta_0, \varphi_i), \text{ а умовний розподіл у випадку фіксованої фази } \varphi_i :$$

$$p(x/\theta_0, \varphi_i) = C \exp \left\{ \frac{\sqrt{2E_c/T_c}}{N_0/2} \int_0^{T_c} x(t) \sin(\omega t + \varphi_i + \theta_0) dt \right\} = \\ = C \exp \{ (2E_c/N_0) [a(\theta_0) \cos \varphi_i + b(\theta_0) \sin \varphi_i] \} \quad (6)$$

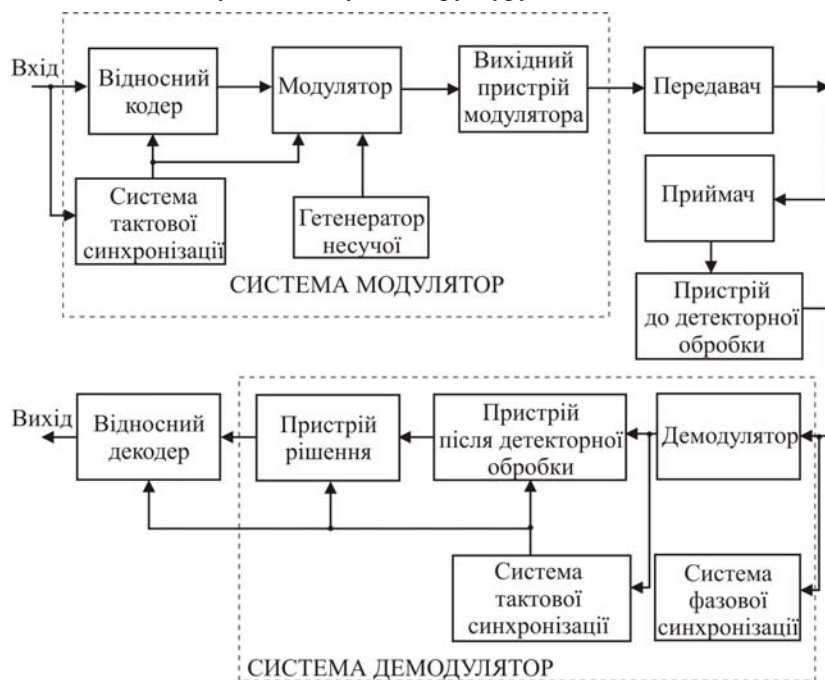


Рис. 2. Структурна схема телекомунікаційної системи передавання інформації з розгорнутим представленням складу модему

Максимальна правдоподібна оцінка величини θ_0 є рішенням рівняння $d(\ln(x/\theta_0))/d\theta_0 = 0$, яке приводить вираз (6) до максимуму. Проведемо моделювання системи фазової синхронізації з колом ФАП. На рис.3 - 6 представлено імітаційні схеми та результати дослідження систем фазової синхронізації з керованим генератором (КГ) (VCO) і QPSK – маніпуляцією [4].

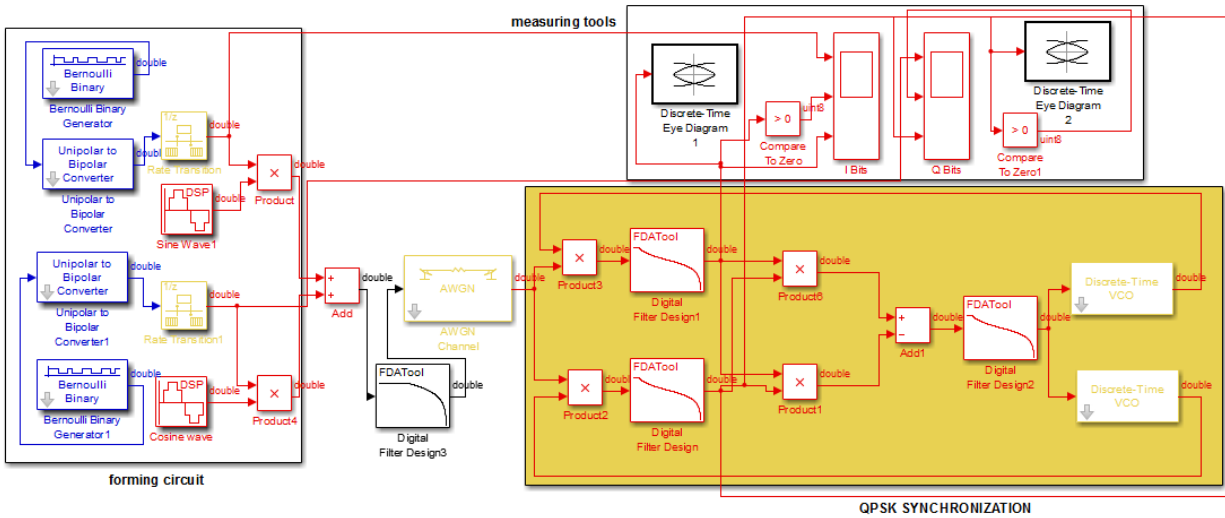


Рис. 3. Імітаційна схема системи синхронізації для QPSK з генератором керованим напругою

Іншими варіантами схем фазової синхронізації, є схеми із зняттям маніпуляції (з ремодуляцією) і схема із зворотною маніпуляцією рис. 4. В схемі з ремодуляцією на виході суматора утворюється немодульована несуча з фазою, яка дорівнює фазі вхідного сигналу, що дозволяє використовувати для її фільтрації не лише систему ФАП, як показано на рис. 3, але і звичайні вузько-смугові фільтри, що в ряді випадків більш доцільно.

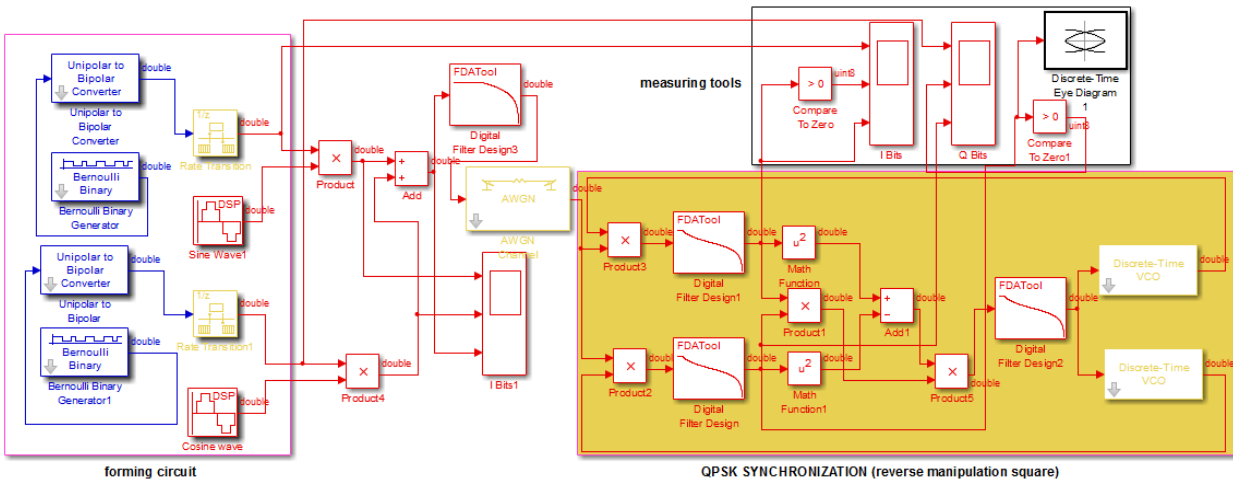


Рис. 4. Імітаційна схема системи синхронізації для QPSK (з ремодуляцією)

На схемах рис.3 та 4 використано блоки формування сигналів (forming circuit), безпосередньо кола синхронізації з ФАП які містять КГ (VCO) та фільтруючі системи (Digital Filter Design). Результати роботи оцінювались за допомогою вимірювальних інструментів (measuring tools). На рис.5 та 6 відповідно, представлено бітові послідовності в характерних точках системи синхронізації та око-діаграма дослідження системи синхронізації отримані методом імітаційного моделювання.

Слід зазначити, схеми з пасивною фільтрацією мають менший час входження в синхронізм в порівнянні із схемами синхронізації з ФАП. В пристрої із зворотною маніпуляцією фільтрація можлива лише схемою ФАП, так як на виході суматора утворюється сигнал QPSK з фазою, яка визначається фазою керованого генератора.

Крім запропонованих схем відновлення несучої фазо-маніпульованого сигналу, будь-якої кратності, використовують схеми в яких на відміну від схеми із зворотною маніпуляцією виключається зворотній зв'язок за рішенням. Інформацію про зміну фази отримуємо визначаючи знак (полярність) реалізацій сигналу в деяких точках періоду його високочастотного заповнення. Мінімальна кількість точок на період відповідає числу фаз в фазо-маніпульованому сигналі. Схему яка реалізує такий підхід можна представити рис. 7.

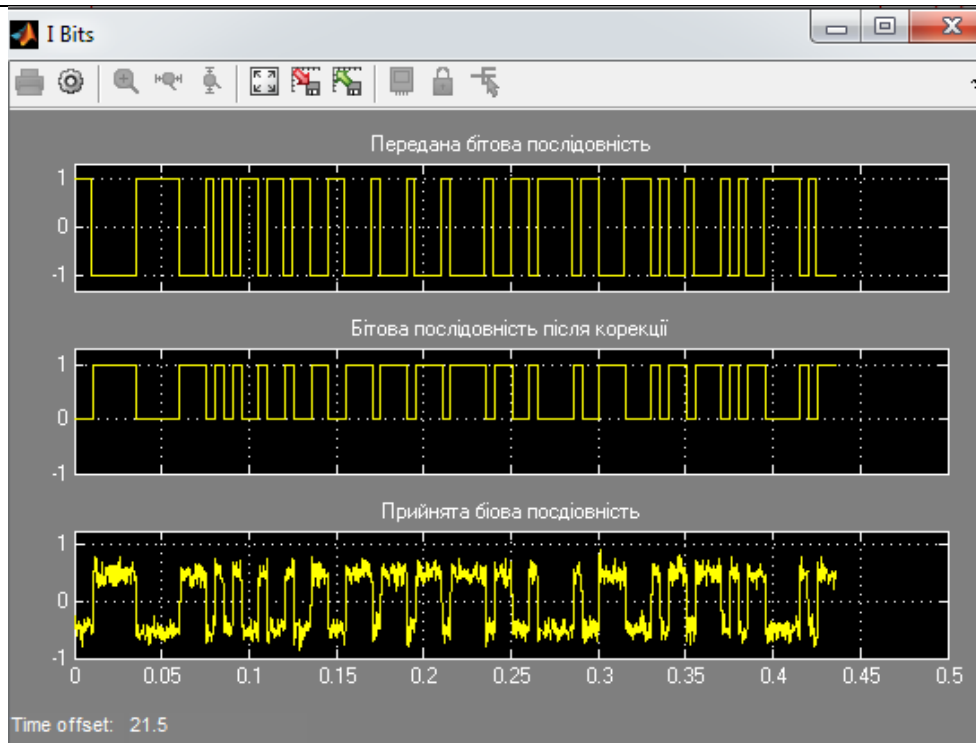


Рис. 5. Бітові послідовності в системі синхронізації для QPSK

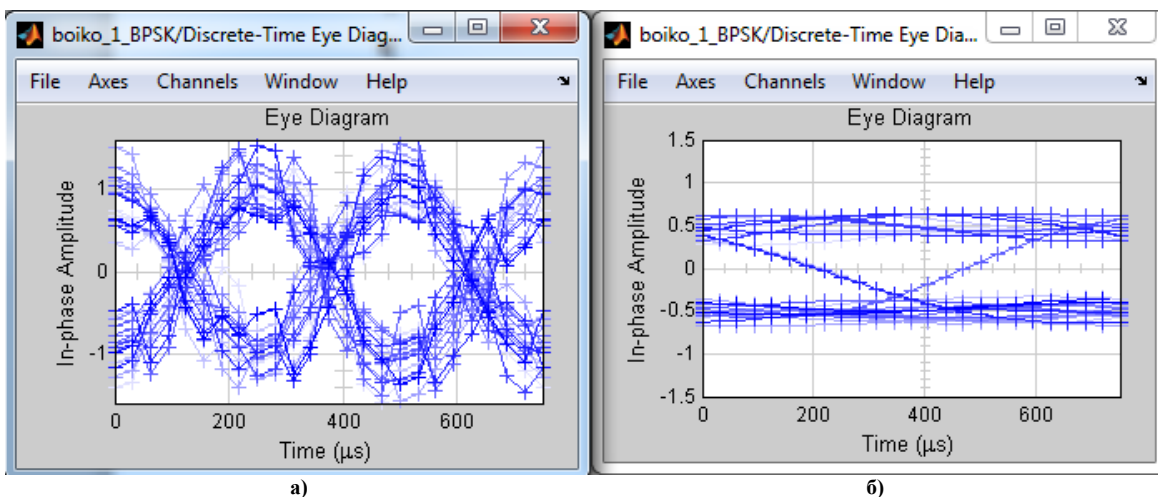


Рис. 6. Око діаграми дослідження системи СФС: а – бітової послідовності на виході каналу; б – бітової послідовності після СФС

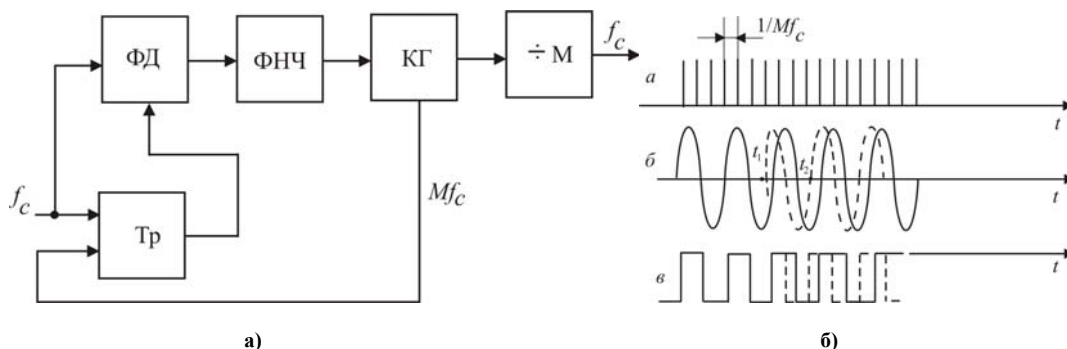


Рис. 7. Структурна схема системи фазової синхронізації з виключенням зворотного зв'язку за рішенням - а, та часові діаграми її роботи - б: ФД – фазовий детектор; Тр – тригер; КГ – керований генератор

На тактовий вхід тактуемого D – тригера подаються імпульси з частотою в M разів більше частоти фазо-маніпульованого сигналу f_c . На сигнальний вхід тригера подається обмежений за амплітудою фазо-маніпульований сигнал. Часові діаграми які пояснюють роботу схеми покажемо на рис. 7 б. В моменти тактування, які визначаються послідовністю імпульсів з частотою Mf_c рис.7 а, D – тригер фіксує і запам'ятовує знак реалізації вхідного сигналу через кожні 90° (розглядаємо випадок QPSK). В режимі

синхронізму на виході D – тригеру утворюються коливання з частотою вхідного сигналу, фаза яких змінюється в тактові моменти часу на величину, кратну $360^{\circ}/M$. Ці зміни визначаються змінами фази вхідного сигналу, які показано на рис. 7 в. Тут фаза сигналу змінюється на 90° протягом інтервалу часу (t_1, t_2) . Випадок немодульованої несучої представлено на рис. 7 б переривчастою лінією. Таким чином, на виході D – тригера утворюється копія вхідного фазо-маніпульованого сигналу, фаза якого задається КГ схеми ФАП, що робить цю схему еквівалентною схемі із зворотною маніпуляцією. На виході фазового детектора утворюється сигнал фазової помилки, який керує роботою КГ в схемі ФАП. Когерентні коливання з потрібними фазами утворюються поділом частоти КГ в M разів. Структура схеми не змінюється з зміною кратності маніпуляції вхідного сигналу, що дозволяє використовувати її для синхронізації демодулятора фазо-маніпульованого сигналу зі змінною кратністю.

Представимо також схеми фазової синхронізації основані на нелінійному перетворенні фазо-маніпульованого сигналу. Метод множення частоти, який може бути реалізований шляхом піднесення прийнятого сигналу в M -ну ступінь. Розглянемо схеми такого типу, та представимо їх на рис. 8 для QPSK. У випадку піднесення сигналу в четверту ступінь $s^4 = \sin^4(\omega_0 t + \varphi_i + \theta_0)$ можна виділити четверту гармоніку $\cos(4\omega_0 t + 4\varphi_i + 4\theta_0)$. При цьому фазовий зсув $4\varphi_i$ за будь якого з можливих значень $\varphi_i = 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ кратний 2π . В результаті піднесення до четвертого ступеню, модуляція несучої інформаційним сигналом усувається і в спектрі з'являється дискретна складова із частотою, яка в чотири рази більша номінальної частоти ω_0 . Виділимо її смуговим фільтром (СФ) рис. 8 а. Для отримання вихідної частоти, вихід СФ з'єднаний з подільником частоти на чотири.

Крім смугового фільтра для виділення несучої після множення QPSK сигналу використаємо також систему ФАП. При цьому КГ працює або на частоті несучої ω_0 , або на піднесеній у четверту ступінь частоті $4\omega_0$ як показано на рис. 8 б,в.

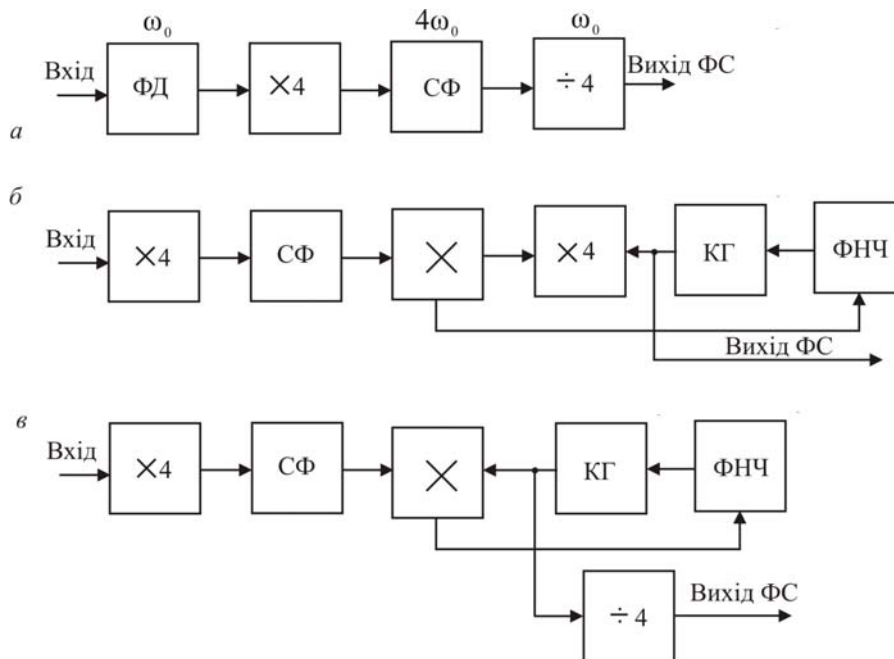


Рис. 8. Структурні схеми систем фазової синхронізації з помноженням частоти: а – з піднесенням сигналу у четверту ступінь; б,в – модифікації схем синхронізації із піднесенням в четверту ступінь та ФАП: ФД – фазовий детектор; КГ – керований генератор; СФ – смуговий фільтр; ФНЧ – фільтр низьких частот; ФС – система фазової синхронізації

Розглянемо спосіб поновлення когерентного коливання у випадку приймання сигналів GSMK [12]. У випадку індексу модуляції $m = 0,5$ в спектрі сигналу на частоті несучої відсутня дискретна складова, аналогічно до QPSK. Разом з тим у випадку модуляції з індексом $m = 1$ на частотах ω_1 і ω_2 , які відповідають передачі інформаційних символів 0 та 1, з'являються дискретні складові [1]. Таким чином, подвоєння частоти сигналу MSK дозволяє виділити частоти $2\omega_1 = 2\omega_0 + \pi/T$ і $2\omega_2 = 2\omega_0 - \pi/T$, де ω_0 - центральна частота сигналу MSK, T - тривалість двійкового символу. Імітаційна модель пристрою поновлення опорних коливань, необхідний для демодуляції сигналу MSK, представлено на рис. 9.

В схемі, після фільтрації частот $2\omega_1$ і $2\omega_2$ системами ФАП і за наступним поділом на 2 отримаємо сигнали $u_1 = \cos(\omega_0 t + \pi T/2T)$ і $u_2 = \cos(\omega_0 t - \pi T/2T)$. Опорні коливання потрібні для демодуляції утворимо шляхом складання і віднімання:

$$S_{01}(t) : u_1(t) + u_2(t) = 2 \cos \omega_0 t \cdot \cos(\pi t / 2T), \tag{7}$$

$$S_{02}(t) : u_1(t) - u_2(t) = 2 \sin \omega_0 t \cdot \sin(\pi t / 2T). \tag{8}$$

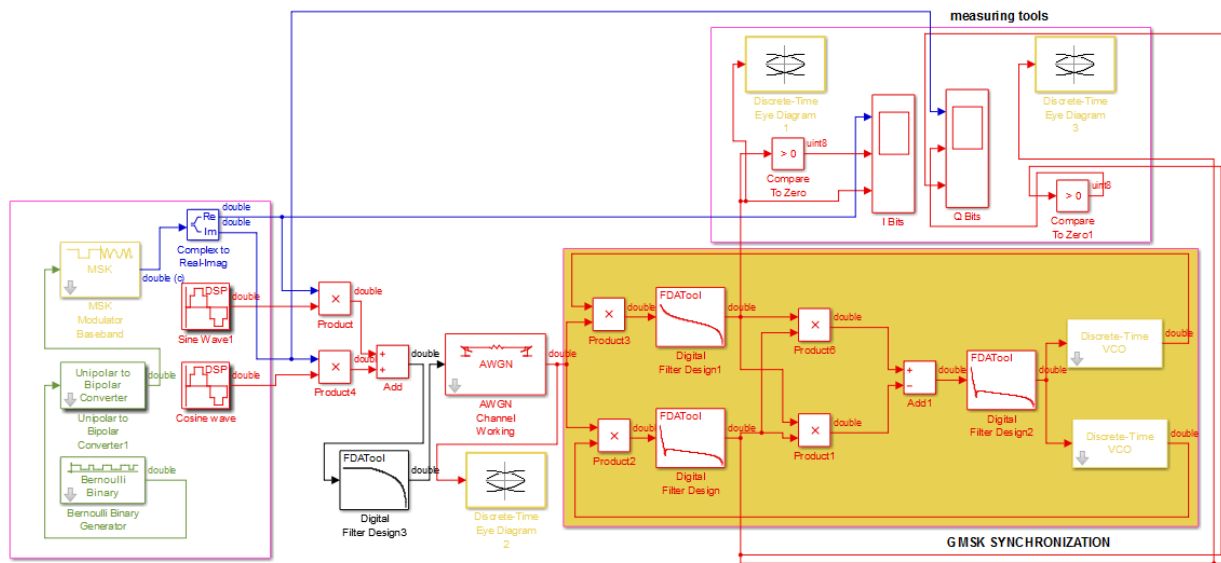


Рис. 9. Імітаційна схема системи синхронізації для GMSK

Крім того, в результаті перемноження отримуємо:

$$S_T(t) = u_1(t) + u_2(t) = 0,5[\cos 2\omega_0 t + \cos(\pi t / 2T)]. \tag{9}$$

Другий доданок, буде представляти собою коливання з тактовою частотою $1/T$, яку можна використати для її виділення. Тут виникає проблема неоднозначності фази четвертого порядку, що обумовлено наявністю в схемі незалежних подільників частоти на два. На рис. 10 представлено бітові послідовності в схемі поновлення когерентного коливання при GMSK отримані шляхом імітаційного моделювання.

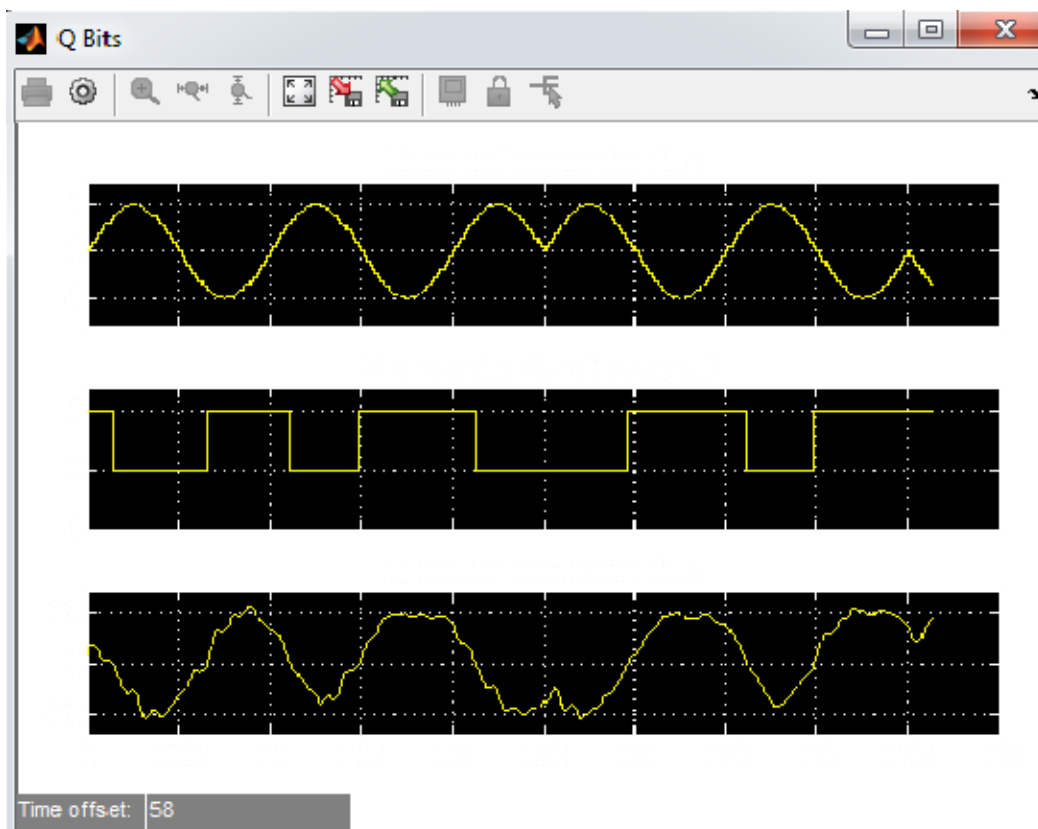


Рис. 10. Бітові послідовності в системі синхронізації для GMSK

Вимоги до точності систем фазової синхронізації

Синтез систем синхронізації не можливий без оціночних параметрів, які дозволять визначити

точність спрацювання систем синхронізації. Розглянемо підходи до формування оціночних параметрів.

Нехай опорне коливання виділене з сигналу QPSK аналітично має вигляд:

$$S = h_1(t) \cos \omega_0 t + h_2(t) \sin \omega_0 t, \quad (10)$$

і має фазову помилку φ , тоді сигнал на виході пристрою рішення [8] одного з квадратурних каналів демодулятора у відліковий момент часу має вид:

$$S_{IP}(t_0) = h_1(t_0) \cos \varphi + h_2(t_0) \sin \varphi \approx h_1(t_0) + \varphi h_2(t_0), \varphi \ll 1. \quad (11)$$

З рівняння (11) встановлюємо, що неточність системи ФС призводить до виникнення квадратурних переходів. Фазова помилка φ складається з статичної φ_{cm} , обумовленої взаємною нестабільністю частот сигналу та КГ (або нестабільністю налаштування СФ) і випадковою φ_{en} , яка викликана шумами і випадковими характером маніпуляції або маніпуляційною завадою. Випадкову складову фази будемо приймати нормальною з дисперсією σ_φ^2 .

При використанні маніпуляційного коду Грею ймовірність помилки символу на біт на виході приймача із врахуванням, що у QPSK $|h_1(t_0)| \approx |h_2(t_0)|$ можна розрахувати з формули:

$$p = \frac{1}{2} Q \left[\frac{h(t_0) - |\varphi_{cm}|}{\sqrt{\sigma_u^2 + \sigma_\varphi^2}} \right]. \quad (12)$$

Якщо задатись вимогами на допустиму величину енергетичних втрат $\beta_{\varphi C}$ системи фазової синхронізації, можна визначити максимальні значення σ_φ^2 і φ_{cm} :

$$|\varphi_{cm}| < 10^{\frac{\beta_{cm}}{20}} - 1; \sigma_\varphi^2 < 10^{\frac{\beta_\varphi}{10}} - 1. \quad (13)$$

Так, якщо $\beta_{cm} = \beta_\varphi = 0,2$ дБ, то $\varphi_{cm} < 1,5^\circ$ і $\sigma_\varphi^2 < 0,05$ рад² при відношенні $\frac{E}{N_0} = 10$ дБ.

Слід також зазначити, що важливою характеристикою системи ФС є кількість перескоків фази $\pm 2\pi/M$. В системах, де немає відносного кодування, усунення неоднозначності фази можна провести по спеціальному синхро-сигналу, перескок фази призводить до виникнення блоку помилок тривалістю до інтервалу часу між синхро-сигналами.

Застосування для знаходження ймовірність фазової помилки $\chi(\varphi_{\varphi C})$ і середньої кількості зривів синхронізації (середнього значення кількості перескоків фази $\varphi_{\varphi C}$ на $\pm \pi/2$) апарату теорії марківських процесів [2], дозволяє отримати наступні вирази:

$$\chi(\varphi_{\varphi C}) = (2\pi\sigma_{\varphi\varphi C}^2)^{-1/2} \exp(-\varphi_{\varphi C}^2 / 2\sigma_{\varphi\varphi C}^2),$$

$$N_{\pm\pi/2} = (\Omega_{ym} / 2\pi) \exp[-(8\sigma_{\varphi\varphi C}^2)^{-1}].$$

Тут $\sigma_{\varphi\varphi C}^2$ - дисперсія фазової помилки.

Якщо у ФС використати фільтрацію смуговим фільтром, то середню кількість перескоків фази $\varphi_{\varphi C}$ на $\pi/2$ аналітично можна представити виразом:

$$N_{\pm\pi/2} = r \left[1 - Q \left(4 \sqrt{2(E/N_0) B_u T} \right) \right], \quad (14)$$

де $r = \sqrt{R''(0)}$ - радіус інерції шуму на виході фільтру; $R(\tau)$ - коефіцієнт кореляції шуму на виході СФ; B_u - шумова смуга [12]. На рис. 11 представлено залежність кількості перескоків фази від відношення сигнал до шуму в інформаційному каналі з ФС і для системи ФАП у випадку фазової маніпуляції.

Позначимо напругу на виходах ФД в схемах рис. 3 та 4, відповідно через x та y . Керуюча напруга на виході суматора: $x \operatorname{sgn} y - y \operatorname{sgn} x$. У випадку приймання немодульованої несучої і шуму отримаємо рівняння:

$$x = A \cos \varphi_{\varphi C} + n_1(t), y = A \sin \varphi_{\varphi C} + n_2(t) \quad (15)$$

де $n_1(t)$ і $n_2(t)$ - незалежні гаусовські процеси із спектральною густиною N_0 . Із врахуванням (15) рівняння такої системи представимо так [2]:

$$\varphi'_{\varphi C} + \Omega_{ym} K(p) \left\{ \cos \varphi_{BH} + n_1(t) \right\} \operatorname{sgn} \left[\sin \varphi_{BH} + n_2(t) \right] - \left\{ \sin \varphi_{BH} + n_2(t) \right\} \operatorname{sgn} \left[\cos \varphi_{BH} + n_1(t) \right] \right\} = \xi_{ном}. \quad (16)$$

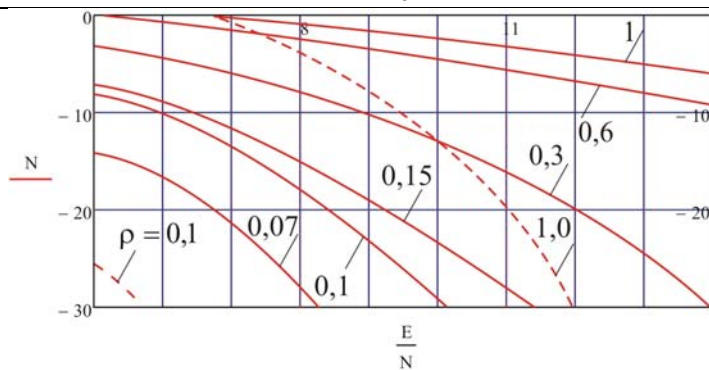


Рис. 11. Залежність $N_{\pm\pi/2}$ від E/N_0 для СФС (—) і ФАП (---)

Якщо замінити у формулі 16 $\text{sgn}[\sin \varphi_{\text{ВН}} + n_2]$ і $\text{sgn}[\cos \varphi_{\text{ВН}} + n_1]$ їх умовними середніми значеннями, а також прийнявши позначення: $n(t) = n_1(t) \text{sgn}[\sin \varphi_{\text{ФС}} + n_2(t)] + n_2(t) \text{sgn}[\cos \varphi_{\text{ФС}} + n_1(t)]$, отримаємо рівняння схеми ФС у наступному вигляді:

$$\varphi'_{\text{ФС}} + \Omega_{\text{ут}} K(p) F(\varphi_{\text{ФС}}) = \xi_{\text{ном}} + \frac{\Omega_{\text{ут}} K(p)}{A} n(t), \quad (17)$$

де $\xi_{\text{ном}} = \omega_c - \omega_0 = \omega_c - \omega_{\text{КТ}}/4$ - розстроювання вхідної частоти фазо-маніпульованого сигналу ω_c відносно номінальної частоти ω_0 , $\Omega_{\text{ут}}$ - смуга утримання, а

$$F(\varphi_{\text{ФС}}) = \left[2Q \left(\sqrt{\frac{E}{N_0}} \cos \varphi \right) - 1 \right] \sin - \left[2Q \left(\sqrt{\frac{E}{N_0}} \cos \varphi \right) - 1 \right] \cos \varphi, \quad (18)$$

- еквівалентна характеристика ФД СФС, графіки якої за різних значень відношення сигнал до шуму отримані шляхом моделювання представлено на рис. 12. На рис. 13, представлено залежності $\xi(\varphi_{\text{ФС}})$ для декількох значень $\gamma_{\text{ном}} = \xi_{\text{ном}}/\Omega_{\text{ут}}$.

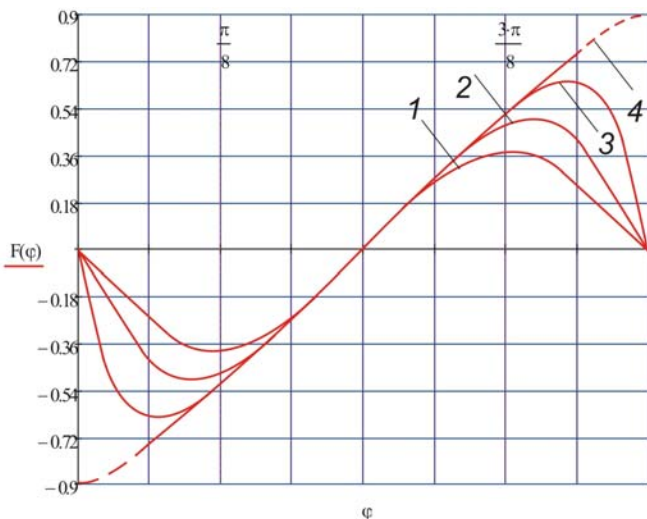


Рис. 12 – Еквівалентна характеристика ФД СФС з ремодуляцією і ФАП для QPSK: 1 – С/Ш = 9дБ; 2 - С/Ш = 15дБ; 3 - С/Ш = 20дБ; 4- С/Ш = ∞

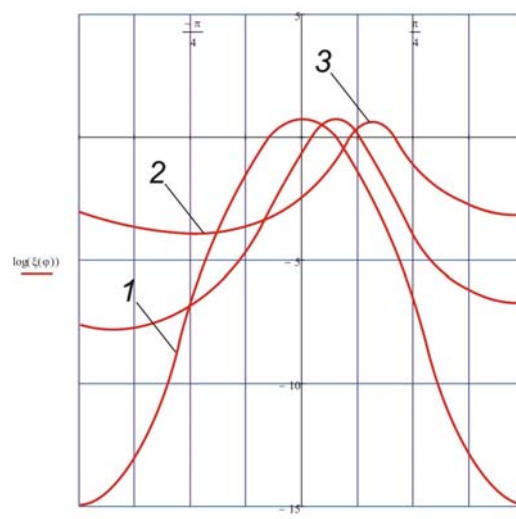


Рис. 13 – Залежність густини розподілу різниці фаз від відносного початкового розстроювання за частотою: 1 - $\gamma_{\text{ном}} = \xi_{\text{ном}}/\Omega_{\text{ут}} = 0$; 2 - $\gamma_{\text{ном}} = 0,2$; 3 - $\gamma_{\text{ном}} = 0,4$

Отже, підсумовуючи викладене, варто відмітити наступні результати досліджень:

- в процесі аналізу з'ясовано, для здійснення фазової синхронізації у телекомунікаційних системах (супутникових) найбільше поширення знайшли схеми синхронізації з колом ФАП, з ремодуляцією, із зворотною маніпуляцією;
- встановлено, що еквівалентна характеристика ФД СФС з ремодуляцією і ФАП для QPSK залежить від відношення сигнал-шум та при відношенні сигнал-шум 10дБ її можна рахувати синусоїдальною рис. 12;
- шляхом математичного моделювання встановлено, що густина розподілу ймовірності фазової

- помилки збільшується при збільшенні відносного початкового розстроювання за частотою рис. 13;
- визначено, що кількість перескоків фази для семи ФАП з тією ж шумовою смугою, що СФС значно менша. За високих відношень сигнал до шуму різниця у відношенні перескоків фази для розглянутих схем (рис. 11) складає приблизно 6дБ;
 - визначено, що в загальному випадку СФС вимагає приблизно на $20 \lg M$ (дБ) більшого відношення сигнал до шуму для отримання однакового з ФАП числа зриву синхронізму;
 - встановлено, що фазова помилка обумовлена маніпуляційною завадою практично порівняна з шумовою за $E/N_0 = 15$ дБ для QPSK.

Література

1. Бойко Ю.М. Проектування та моделювання систем синхронізації у цифрових приймачах QPSK – сигналів систем супутникового зв'язку //Вісник Хмельницького національного університету. – Хмельницький. – 2012. - №3. – С. 162-171.
2. Блехман И.И. Синхронизация динамических систем – М.: Наука, 1971. – 894 с.
3. Бойко Ю.М. Моделювання систем синхронізації у цифрових приймачах QPSK – сигналів //17 -й ММФ “Радіоелектроніка і молодь у XXI столітті”. - Харків: ХНУРЕ 22 –24 квітня - 2013.
4. Бойко Ю.М. Аналіз енергетичної та спектральної ефективності сигналів у цифрових телекомунікаційних системах /Ю.М. Бойко, О.І. Єрмоєнко //Вісник Хмельницького національного університету. – Хмельницький. – 2013. - №6. – С. 147-160.
5. Бойко Ю.М. Схемотехнічні особливості використання синтезаторів частот в приймальному тракті цифрових приймачів /Ю.М. Бойко, В.І. Стецюк //Вісник Хмельницького національного університету. – Хмельницький. – 2013. - №5. – С. 219-229.
6. Juliy Boiko, Oleksander Eromenko. Noise immunity assessment in telecommunication systems with cascade encoding structures/ TCSET'2014 IEEE. 25 February-1 March, pp. 431-433, Lviv – Slavske.
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, pp. 257, Lviv – Slavske.
8. Boiko J.M. Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase manipulation //23rd International IEEE Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” September 9-13, pp. 262-263, 2013, Sevastopol.
9. Бойко Ю.М. Моделювання цифрових каналів передавання інформації із завадостійким кодуванням /Ю.М. Бойко, Р.О. Борячок //IV Міжнародна науково-практична конференція «Обробка сигналів і негаусівських процесів». – Черкаси: ЧДТУ 22 – 24 травня – 2013.
10. 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.
11. Шинкарук О.М. Основи функціонування багатоканальних систем передачі інформації: [навч. посібник] /О.М. Шинкарук, Ю.М. Бойко, І.І. Чесановський. – Хмельницький: ХНУ, 2011. – 245 с.
12. Шинкарук О.М. Приймання та оброблення сигналів: [навч. посібник] /О.М. Шинкарук, В.І. Правда, Ю.М. Бойко – Хмельницький: ХНУ, 2013. – 365 с.

References

1. Boiko J.M. Eromenko O.I. Proektuvannya ta modeluvannya sistem sinchronizacii u cifrovich primachah QPSK-signaliv sistem suputnikovogo zvyazku /J.M. Boiko, O.I. Eromenko *Visnik Khmel'nitskogo nacionalnogo universitetu* 2012, No. 3, pp. 162 - 171.
2. Blechman I.I. *Sinchronizaciya dinamicheskich sistem*. M.: Nauka, 1971. – 894 s.
3. Boiko J.M. Modeluvannya sistem sinchronizacii u cifrovich primachah QPSK-signaliv /17-i MMF “Radioelektronika i molod” u XXI stolitti” KHNURE 22-23 kvitnya -2013, stor. 113-114, Kharkiv.
4. Boiko J.M. Analiz energetichnoi ta spektralnoi efektnosti signaliv u cifrovich telekomunikacinih sistemach /J.M. Boiko, O.I. Eromenko *Visnik Khmel'nitskogo nacionalnogo universitetu* 2013, No. 6, pp. 147 - 160.
5. Boiko J.M. Stetsiuk V.I. Schematic features of use frequency synthesizer on receiving channel digital /J.M. Boiko, V.I. Stetsiuk *Visnik Khmel'nitskogo nacionalnogo universitetu* 2013, No. 5, pp. 219 - 229.
6. Juliy Boiko, Oleksander Eromenko. Noise immunity assessment in telecommunication systems with cascade encoding structures/ TCSET'2014 IEEE. 25 February-1 March, pp. 431-433, Lviv – Slavske.
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, pp. 257, Lviv – Slavske.
8. Boiko J.M. Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase manipulation //23rd International IEEE Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” September 9-13, pp.262-263, 2013, Sevastopol.
9. Boiko J.M. Modeluvannya cifrovih kanaliv peredavannya informacii iz zavadostiikim koduvannyam /Boiko J.M., Boryachok R.O. // IV Miznarodna nauково-praktichna konferenciya “Obrobka signaliv i negausiv'skich procesiv”. – Cherkasi. CDTU 22 – 24 travnya -2013.
10. Boiko J.M. Analiz cifrovich metodiv modulyacii/demodulyacii v sistemach zv'yzku ta peredachi informacii. *Visnik Khmel'nitskogo nacionalnogo universitetu* 2011, No. 1, pp. 99 - 103.
11. Shinkaruk O.M., Boiko J.M., Chesanovskii I.I. *Osnovi funkcionuvannya bagatokanalnich sistem peredachi informacii: navch. posibnik dlya studentiv vichich navchalnich zakladiv. Khmel'nitskii, KNU, 2011. – 245 s.*
12. Shinkaruk O.M., Pravda V.I., Boiko J.M. *Primannya ta obroblennya signaliv: navch. posibnik dlya studentiv vichich navchalnich zakladiv. Khmel'nitskii, KNU, 2013. – 365 s.*