

БОЙКО Юлія

Хмельницький національний університет

ORCID: [0000-0003-0603-7827](https://orcid.org/0000-0003-0603-7827)e-mail: boiko_julius@ukr.net

ПЯТИН Ілля

Хмельницький політехнічний фаховий коледж національного університету «Львівська політехніка»

ORCID: [0000-0003-1898-6755](https://orcid.org/0000-0003-1898-6755)e-mail: ilkhmel@ukr.net

МОКРИЦЬКИЙ Андрій

Хмельницький національний університет

e-mail: AndriyAssassin@i.ua

ДОСЛІДЖЕННЯ КІЛ СИНХРОНІЗАЦІЇ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ

В роботі наведено результати досліджень різних характеристик цифрової системи ФАПЧ (час досягнення блокування; встановлена помилка; перехідна поведінка) для різних видів вхідної дії. Досліджено коефіцієнт бітових помилок когерентної цифрової системи зв'язку. Визначено перехідний процес системи ФАПЧ під час адаптації. Наявність нульової фазової помилки визначається контурним фільтром ФАПЧ. Ширина смуги контуру та початкове відхилення між вхідною та опорною частотами впливають на час адаптації ФАПЧ. Коефіцієнт загасання ФАПЧ впливає на поведінку адаптації: швидкість і величину викидів.

Ключові слова: фазове автопідлаштування частоти, фазовий детектор, генератор з числовим керуванням, контурний фільтр, коефіцієнт загасання.

BOIKO Juliy, MOKRYTSKY Andriy

Khmelnyskyi National University

PYATIN Ilya

Khmelnyskyi Polytechnic, Professional College by Lviv Polytechnic National University

RESEARCH OF SYNCHRONIZATION CIRCUITS FOR DIGITAL COMMUNICATION SYSTEMS

In a digital communication system, the transmitter and receiver have several generators for modulation and demodulation; increasing and decreasing the sampling frequency; synchronization of symbols and bit streams. The causes of phase and carrier frequency errors are the instability of the frequency of the local generators of the transmitter and receiver; presence of Doppler frequency shift; signal propagation delay from the transmitter to the receiver. Synchronization circuits of modern digital communication systems are built on the basis of phase-locked loop (PLL). The purpose of the work is: research of various characteristics of the digital PLL (locking time; established error; transient behavior) for various types of input action; study of the bit error rate of a coherent digital communication system. The PLL consists of the following components: a phase detector that generates a signal that varies in proportion to the phase difference between the input signal and a locally generated sinusoid; controlled generator that generates an output signal whose phase and frequency depends on the input signal; loop filter, which removes unwanted high-frequency components in the output signal of the phase detector and forms a signal that controls the NCO. During adaptation, the PLL has some transient process that depends, in particular, on three factors: the presence of a zero-phase error is determined by the PLL contour filter; the determined bandwidth of the circuit and the initial deviation between the input and reference frequencies affect the PLL adaptation time; the attenuation coefficient of the PLL affects the adaptation behavior: the speed and magnitude of emissions. The study of the output signal of the linear PLL model for damping factor $\xi = 0,3$, $\xi = 1$ and $\xi = 3$, and we will use an input signal of the step function type, linear voltage changes and hyperbola. type 1, type 2, and type 3 PLLs can adapt to a zero-error step input. If the input signal is a linearly varying voltage, PLL types 2 and 3 can adapt with zero phase error, while type 1 adapts with a residual phase error. For hyperbola input, only type 3 PLL can fully adapt: type 2 adapts with residual error, while type 1 cannot adapt. The damping factor should be in the range of $0,3 \leq \xi \leq 1$. When changing the input signal frequency from 3.55 MHz to 3.72 MHz, the capture time of the type 2 PLL changes from about 150 μ s to about 600 μ s, that is, when the frequency increases by 170 kHz, the capture time increases almost four times. The error that has occurred is affected by the choice of the contour filter and the features of the synchronization.

Keywords: phase-locked loop, phase detector, numerically controlled oscillator, loop filter, damping ratio.

Постановка проблеми у загальному вигляді

та її зв'язок із важливими науковими чи практичними завданнями

У цифровій системі зв'язку передавач і приймач мають у своєму складі декілька генераторів:

- для модуляції і демодуляції;
- для підвищення і пониження частоти дискретизації;
- для синхронізації символів і бітових потоків;
- для отримання дискретних відліків сигналу.

Приймач виділяє інформацію про синхронізацію з отриманого сигналу. Синхронізація повинна бути зроблена на наступних рівнях:

1. Відновлення несучої частоти.
2. Відновлення часу надходження символу.
3. Синхронізація фреймів.

Причини помилок фази та частоти несучої полягають у наступному:

- нестабільність частоти локальних генераторів передавача і приймача;

- наявність Доплерівського зсуву частоти;
- затримка розповсюдження сигналу від передавача до приймача.

У традиційному підході локальний генератор приймача адаптивно узгоджується з частотою і фазою отриманого сигналу. Точне відновлення фази необхідно для когерентного виявлення.

Відновлення несучої часто виконується в двох частинах:

1. Грубе регулювання частоти.
2. Остаточне налаштування частоти і відновлення фази.

Аналіз досліджень та публікацій

В роботах [1-5] наведено дані про принципи побудови цифрових систем зв'язку. Кола синхронізації сучасних цифрових систем зв'язку будують на основі фазового автопідлаштування частоти (ФАПЧ) [6-9]. Це дозволяє відтворювати вхідну синусоїду, відстежувати відхилення її частоти та пригнічувати шум. Кола ФАПЧ можуть бути побудовані як в аналоговому, так і в цифровому вигляді [2]. Наявність помилки синхронізації несучої частоти приводить до наступних ефектів:

- виникає фазова помилка несучої φ , що призводить до повороту сузір'я

$$\bar{A}_k = e^{j\varphi} A_k.$$

- виникає помилка несучої $\Delta\omega$, що призводить до обертання сузір'я модульованого сигналу у часі

$$\bar{A}_k = e^{jkT\Delta\omega} A_k.$$

Якщо ці параметри можуть бути оцінені з достатньою точністю, розглянуті ефекти можуть бути компенсовані комплексним множителем при обробці сигналу в основній смузі частот до операцій виявлення.

Постановка завдання

Підвищення швидкості і якості передачі інформації цифрових систем зв'язку неможливо досягти без забезпечення синхронізації передавача і приймача [10, 11], що передбачає використання кіл фазового автопідлаштування частоти (ФАПЧ). Від встановленого режиму роботи кола ФАПЧ залежить ефективність і працездатність системи зв'язку.

Метою роботи є дослідження різних характеристик цифрової ФАПЧ (час досягнення блокування; встановлена помилка; перехідна поведінка) для різних видів вхідної дії; дослідження коефіцієнту бітових помилок когерентної цифрової системи зв'язку.

Виклад основного матеріалу

Структурна схема ФАПЧ показано на рис. 1. Вона складається з наступних компонентів [10]:

- фазовий детектор, який генерує сигнал, що змінюється пропорційно різниці фаз між вхідним сигналом і синусоїдою, що генерується локально.
- керований генератор, який генерує вихідний сигнал, фаза і частота якого залежить від вхідного сигналу. Виділяють генератор керований напругою (ГКН) аналогових ФАПЧ, або генератор керований кодом (ГКК) цифрових ФАПЧ.
- контурний фільтр, який видаляє небажані високочастотні складові у вихідному сигналі фазового детектора і формує сигнал, який керує ГКН або ГКК.

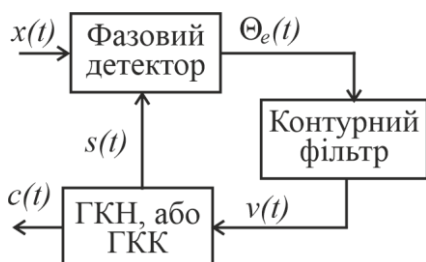


Рис. 1. Структурна схема ФАПЧ

Вхідний опорний сигнал ФАПЧ: $x(t) = \cos(2\pi f_i t + \Theta_i(t))$

Вихідний сигнал ФАПЧ: $c(t) = \cos(2\pi f_0 t + \Theta_0(t))$

Сигнал локального генератора: $s(t) = -\sin(2\pi f_0 t + \Theta_0(t))$

Сигнал помилки: $\Theta_e(t) = K_p (\Theta_i(t) + \Theta_0(t))$

Роль фазового детектора полягає в генерації сигналу, пропорційного різниці фаз між опорним вхідним сигналом і локальним генератором. Фазовий детектор часто реалізується як помножувач сигналів.

Вихід помножувача для фазового детектора можна представити виразом:

$$y(t) = x(t) \cdot s(t) = \cos(2\pi f_i t + \Theta_i(t)) \cdot (-\sin(2\pi f_0 t + \Theta_0(t)))$$

Коли частоти f_i і f_0 рівні, вихідний сигнал можна представити у вигляді:

$$y(t) = \frac{1}{2} \sin(\Theta_i(t) - \Theta_0(t)) - \frac{1}{2} \sin(4\pi f_i(t) + \Theta_i(t) + \Theta_0(t)).$$

На виході помножувача маємо низькочастотну складову, пропорційну різниці фаз і більш високочастотні складові (другий доданок), які видаляються фільтрацією. На виході контурного фільтра маємо сигнал, що пропорційний фазовій помилці згідно виразу:

$$\Theta_e(t) = K_p (\Theta_i(t) - \Theta_0(t))$$

де $\Theta_i(t)$ і $\Theta_0(t)$ - фази вхідного опорного і сигналу гетеродину в момент часу t відповідно; K_p - коефіцієнт підсилення фазового детектора.

Контурний фільтр призначений для фільтрації сигналу помилки, що створюється фазовим детектором. Це фільтр нижніх частот, що складається з пропорційної ланки і одної або декількох ланок інтегрування [12]. Конструкція петлевого фільтра є дуже важливою для визначення загальних характеристик та поведінки ФАПЧ.

ГКН або ГКК є генератором з частотою спокою f_0 і керуючим входом [13]. ГКК створює вихідний сигнал із заданою частотою спокою, яка регулюється вхідним сигналом. Вихід для вибірки m визначається виразом:

$$c[m] = \cos(2\pi f_0 m T + \hat{\Theta}[m]),$$

де T - період вибірки, а $\hat{\Theta}[m]$ - розрахункова фаза у вибірці m , отримана шляхом підсумовування керуючого входу ГКК, по всіх вибірках, тобто:

$$\hat{\Theta}[m] = K_0 \sum_{m=0}^M v[m].$$

Коефіцієнт пропорційності K_0 для моделі ГКН безперервного часу вимірюється в радіанах на вольт.

Поведінка ГКК часто описується з погляду розміру кроку μ . Якщо припустити, що розмір кроку фіксований, фаза ГКК збільшується на заданий розмір кроку для кожної вибірки, тобто:

$$\hat{\Theta}[m] = \hat{\Theta}[m-1] + \mu[m]$$

ГКК проходить повний період (2 радіани) протягом деякого фіксованого числа вибірок. Розмір кроку управляє швидкістю збільшення фази, тобто частотою хвилі, що генерується, при цьому більший розмір кроку дає більш високу частоту. Розмір кроку для генерації сигналу на певній частоті, визначається виразом:

$$\mu = \frac{2\pi f_d}{f_s}.$$

Наприклад, якщо $f_s = 100$ Гц та $f_d = 10$ Гц, то $\mu = \pi / 5$.

Розмір кроку формується шляхом підсумовування двох складових: постійного значення, що відповідає частоті спокою; змінного значення, що потрібний для коригування. Це визначається виразом:

$$\mu[m] = \mu_q + \mu_a[m]$$

Регульовальний член визначається сигналом зворотного зв'язку, тобто $\mu[m]$ масштабується коефіцієнтом підсилення генератора K_0 .

Модель ФАПЧ з дискретним часом

На рис. 2 показано загальну модель конструкції цифрових контурних фільтрів ФАПЧ типу 1, типу 2 та типу 3. Тип можна визначити, встановивши відповідні коефіцієнти помножувача у моделі.

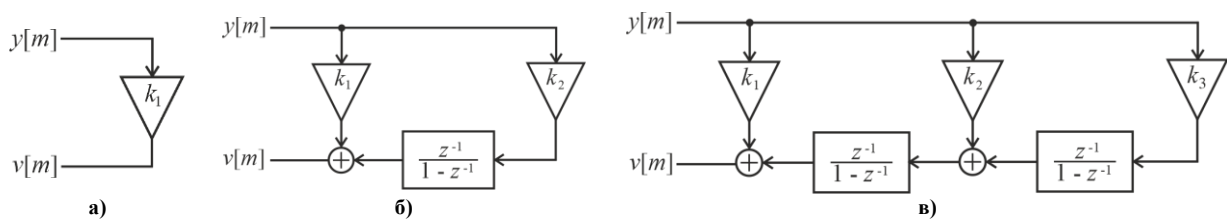


Рис. 2. Структури цифрових контурних фільтрів ФАПЧ (а – тип 1, б – тип 2, в – тип 3)

При використанні контурного фільтра 2-го типу система ФАПЧ (рис. 3) повинна мати можливість відстежувати ступінчасту або лінійну зміну фази з нульовою фазовою помилкою після адаптації.

ФАПЧ має встановлений режим, коли сигнал, що генерується ФАПЧ, досягає тієї ж частоти, що і вхідний опорний сигнал. Можна визначити ключові характеристики ФАПЧ:

- час досягнення блокування;
- встановлена помилка;
- перехідна поведінка та можливість відстеження;
- пропускна спроможність.

Ці варіанти залежать від сфери застосування та очікуваних умов експлуатації. Смуга пропускання повинна бути достатньою для компенсації відхилень між частотою генератора і опорним вхідним сигналом.

Час, необхідний ФАПЧ для синхронізації з опорним сигналом, є важливим чинником, особливо у

системах зв'язку [11, 14, 15]. Чим більше часу потрібно для досягнення блокування, тим більша довжина преамбули [12].

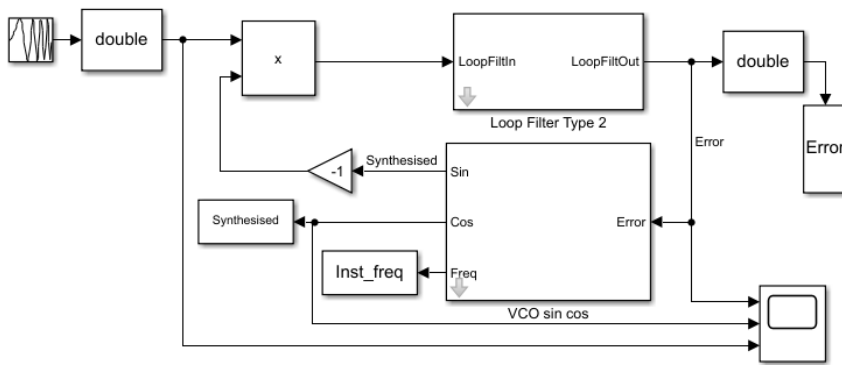


Рис. 3. Simulink модель кола ФАПЧ з контурним фільтром типу 2

На час досягнення синхронізації впливає конструкція ФАПЧ, а також різниця у частоті між вхідним опорним сигналом та частотою спокою ГКК. На рис. 4 показано два приклади поведінки ФАПЧ типу 2 (рис.3) у міру адаптації. На рис. 5 приведена залежність сигналу помилки на виході фазового детектора від часу для ФАПЧ типу 2. Частота спокою $f=3,5$ МГц. Чутливість ФАПЧ 1 МГц/В.

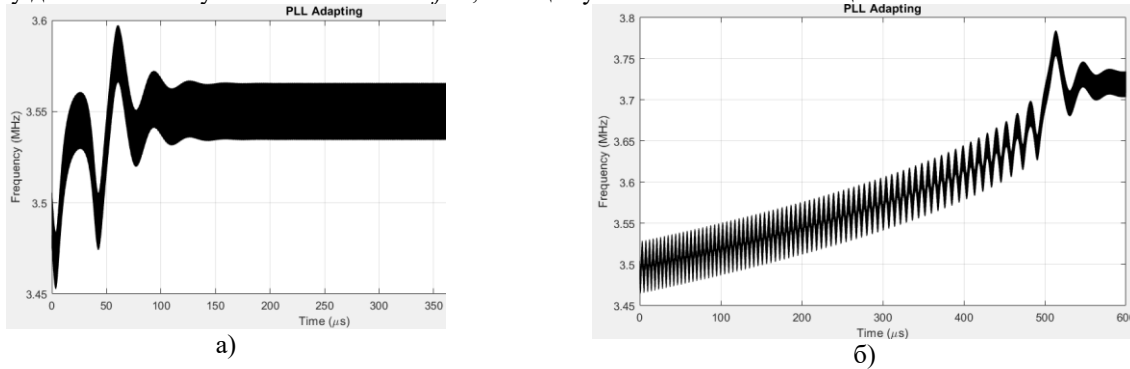


Рис. 4. Залежність зміни частоти на виході ГКН від часу для ФАПЧ типу 2 (а – вхідна частота $f=3,55$ МГц; б – вхідна частота $f=3,72$ МГц)

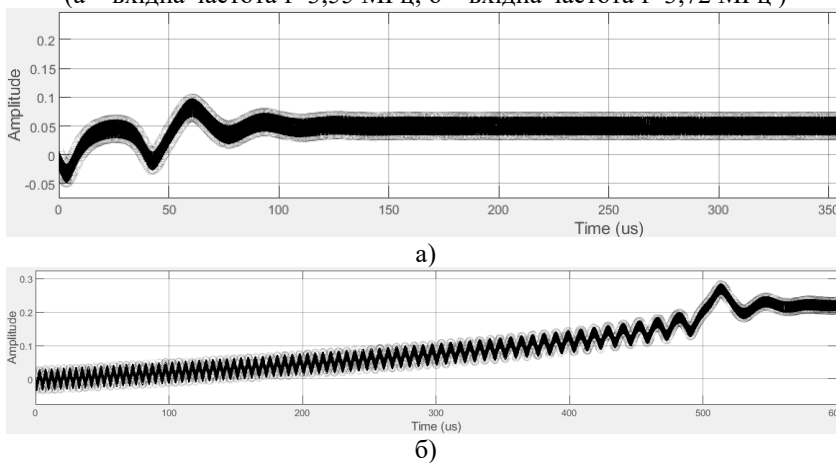


Рис. 5. Залежність сигналу помилки на виході фазового детектора від часу для ФАПЧ типу 2 (а – вхідна частота $f=3,55$ МГц; б – вхідна частота $f=3,72$ МГц)

При зміні частоти вхідного сигналу від 3,55 МГц до 3,72 МГц, час досягнення захоплення ФАПЧ типу 2 змінюється від близько 150 мкс до близько 600 мкс, тобто при збільшенні частоти на 170 кГц, час досягнення захоплення збільшується майже у чотири рази. Встановлена помилка синхронізації. ФАПЧ типу 3 звичайно використовуються у складніших сценаріях, наприклад, у приймачах GPS, де поширені великі Допплерівські зміщення частоти.

ФАПЧ під час адаптації має деякий перехідний процес, що залежить, зокрема, від трьох факторів [15]:

- наявність нульової фазової помилки визначається контурним фільтром ФАПЧ;
- визначена ширина смуги контуру та початкове відхилення між вхідною та опорною частотами впливають на час адаптації ФАПЧ;
- коефіцієнт загасання ФАПЧ впливає на поведінку адаптації: швидкість і величину викидів.

Коефіцієнт загасання ξ визначає перехідну поведінку ФАПЧ при досягненні фазової синхронізації. Значення $\xi < 1$ відповідають системі з недостатнім загасанням (перехідний процес показує викиди і коливання навколо значення встановленого стану перед стабілізацією). Значення $\xi > 1$ відповідають занадто загасаючій системі, що поступово сходиться до стійкого стану. Якщо $\xi = 1$, то говорять, що система має критичне загасання, тобто має мінімально можливий час відновлення без викидів [1]. Менші коефіцієнти загасання краще відстежують зміни фази і частоти. Коефіцієнт загасання має перебувати у діапазоні $0,3 \leq \xi \leq 1$.

Смуга пропускання задається відповідно діапазону частот, в якому працює ФАПЧ з мінімізацією шуму.

ФАПЧ з ширшою смугою пропускання може справлятися з більшими відхиленнями між частотою спокою ГКК та вхідним опорним сигналом. Тобто, ФАПЧ може успішно адаптуватися у ширшому діапазоні частот. З іншого боку, широка смуга пропускання дозволяє більшій кількості шуму проникати в систему ФАПЧ, ніж вузькосмугова ФАПЧ - це погіршує чистоту синтезованої синусоїди.

Дослідження лінійної моделі ФАПЧ

Проведемо дослідження лінійної моделі ФАПЧ, Simulink модель якої наведена на рис. 6. Розглянемо ФАПЧ типу 2. Для цього коефіцієнт k_3 необхідно прийняти рівним нулю.

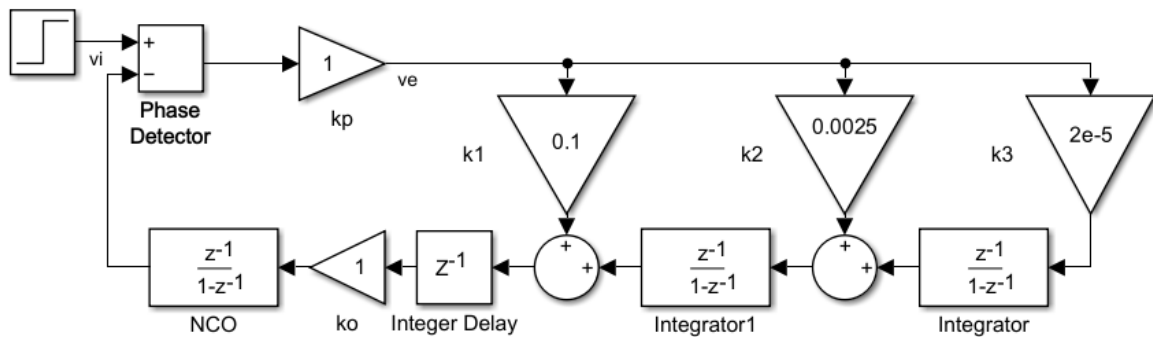


Рис. 6. Simulink модель лінійної моделі ФАПЧ

Проведемо дослідження вихідного сигналу ФАПЧ типу 2 (рис. 7 – рис.9) для коефіцієнтів загасання $\xi = 0,3$, $\xi = 1$ і $\xi = 3$. Використаємо вхідний сигнал типу сходиноква функція, лінійно зміна напруги та гіпербола.

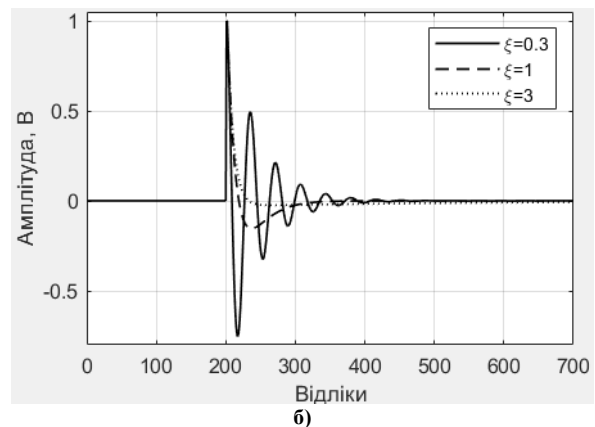
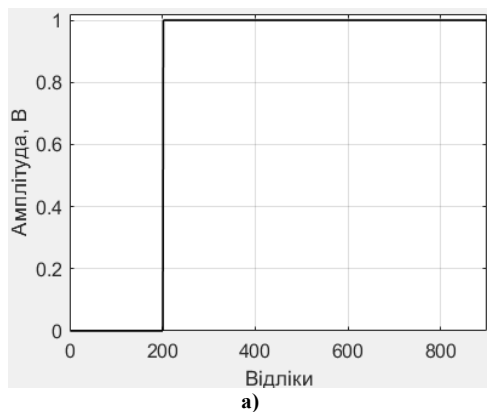


Рис. 7. Реакція ФАПЧ типу 2 (б) на вхідну дію у вигляді сходиноквої функції (а) для різних значень коефіцієнта загасання

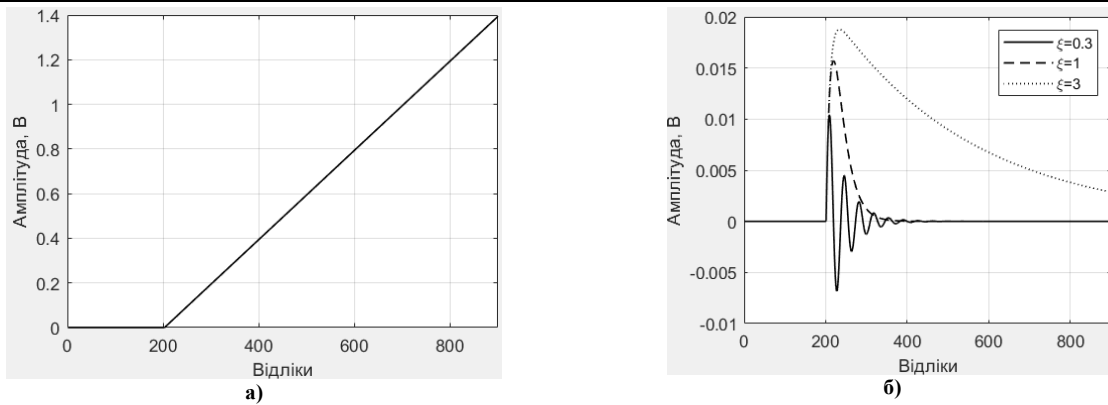


Рис. 8. Реакція ФАПЧ типу 2 (б) на вхідну дію у вигляді лінійно змінної напруги (а) для різних значень коефіцієнта загасання

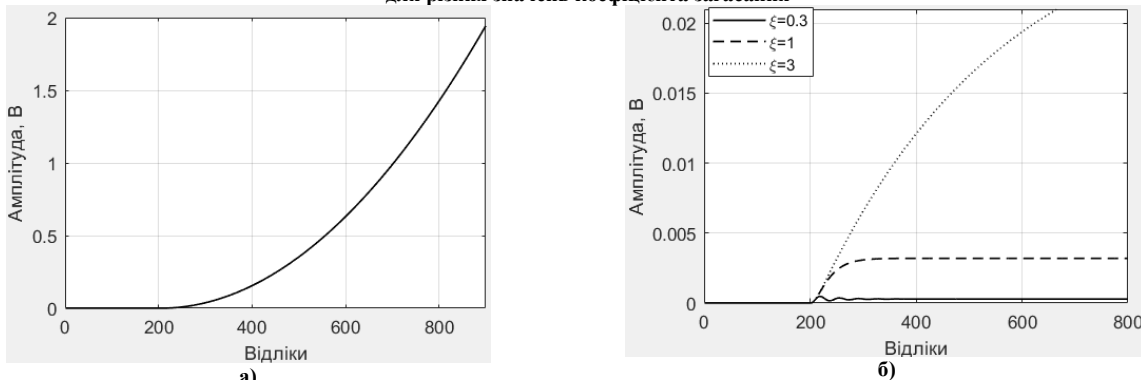


Рис. 9. Реакція ФАПЧ типу 2 (б) на вхідну дію у вигляді гіперболи (а) для різних значень коефіцієнта загасання

Проведемо дослідження вихідного сигналу ФАПЧ типу 3 (рис. 10 – рис. 12) для коефіцієнтів загасання $\xi = 0,3$, $\xi = 1$ і $\xi = 3$. Встановимо значення коефіцієнта підсилення $k_3 = 2 \cdot 10^{-5}$, $\xi = 1$.

ФАПЧ типу 1, типу 2 і типу 3 можуть адаптуватися до ступінчастого входу з нульовою помилкою. Якщо вхідний сигнал є лінійно змінною напругою, ФАПЧ типу 2 і 3 можуть адаптуватися з нульовою фазовою помилкою, а тип 1 адаптується, з залишковою фазовою помилкою. Для входу гіперболи тільки ФАПЧ типу 3 може повністю адаптуватися: тип 2 адаптується з залишковою помилкою, тоді як тип 1 не може адаптуватися.

ФАПЧ типу 1: може адаптуватися при наявності початкової різниці фаз; неможливо адаптувати динамічний зсув частоти.

ФАПЧ типу 2: може адаптуватися як до цільової частоти, так і до цільової фази за наявності початкової різниці частот та початкової різниці фаз; може адаптуватися до цільової частоти за наявності динамічного зміщення частоти з залишковою фазовою помилкою.

ФАПЧ типу 3: може адаптуватися за наявності початкової різниці фаз, початкової різниці частот та динамічного зміщення частоти, у кожному випадку з нульовою залишковою фазовою помилкою.

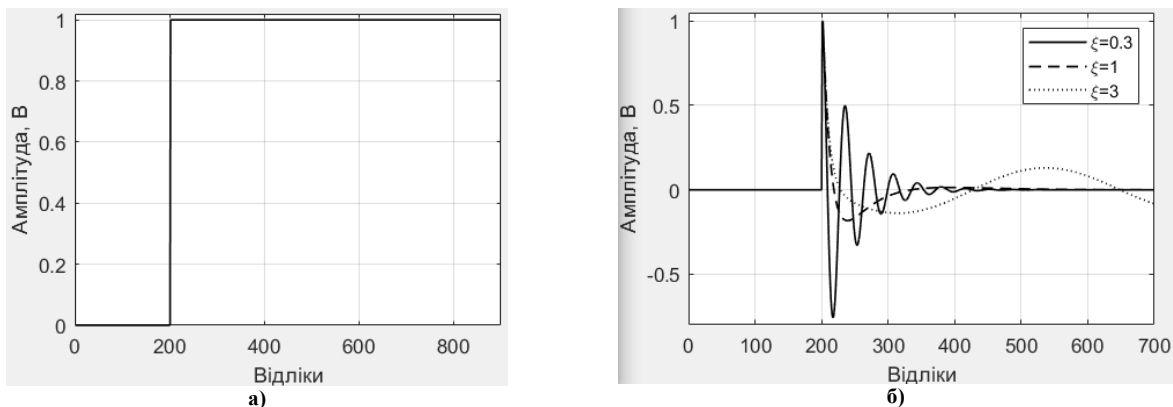


Рис. 10. Реакція ФАПЧ типу 3 (б) на вхідну дію у вигляді сходиноквої функції (а) для різних значень коефіцієнта загасання

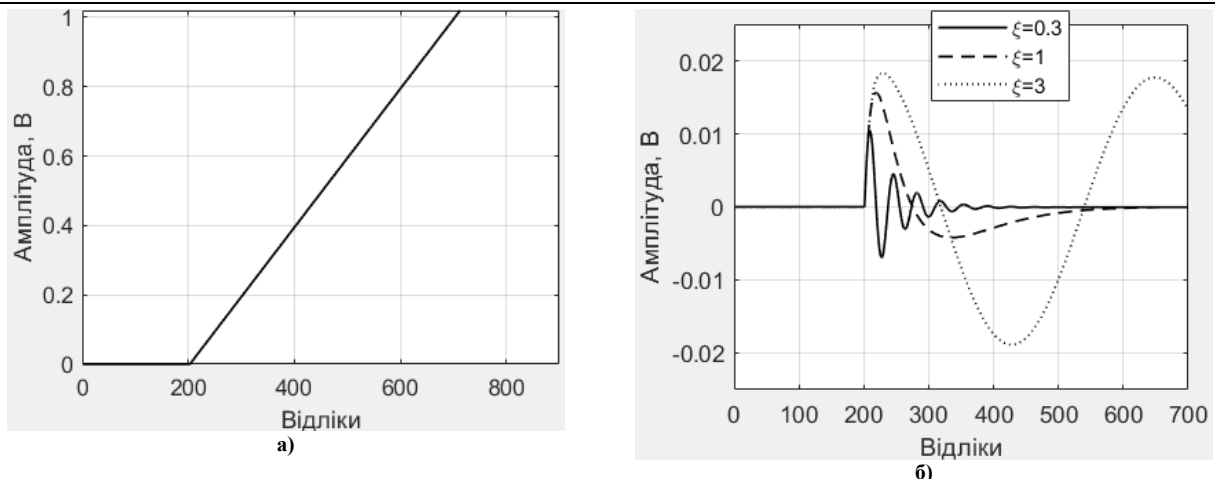


Рис. 11. Реакція ФАПЧ типу 3 (б) на вхідну дію у вигляді лінійно змінної напруги (а) для різних значень коефіцієнта загасання

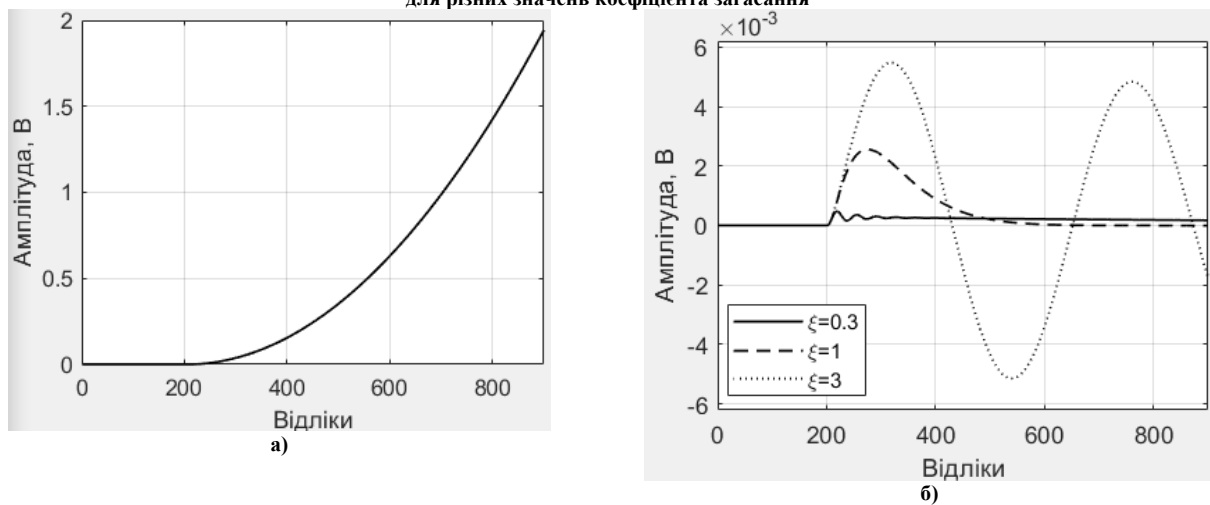


Рис. 12. Реакція ФАПЧ типу 3 (б) на вхідну дію у вигляді гіперболи (а) для різних значень коефіцієнта загасання

Звичайно використовуються кола ФАПЧ типу 2, оскільки вони забезпечують достатню продуктивність. Не бажано використовувати коефіцієнт загасання $\xi < 1$ через збільшення тривалості перехідних процесів.

Частота дискретизації повинна мати значення, яке щонайменше в 5 разів перевищує очікувану частоту вхідного сигналу. Це дозволяє використовувати фазовий детектор на основі помножувача.

В конструкції фазового детектора на основі помножувача, коефіцієнт підсилення залежить від амплітуди вхідного сигналу. Для уникнення цього, на вході ФАПЧ вмикають пристрій автоматичного регулювання підсилення (АРП), який підтримує амплітуду сигналу на вході ФАПЧ постійною.

Дослідження коефіцієнту бітових помилок у когерентній цифровій системі зв'язку

Розглянемо методику проведення синхронізації у системі зв'язку шляхом моделювання у Matlab. Компенсація значних фазових та частотних зсувів для сигналу з квадратурною амплітудною модуляцією у каналі AWGN виконується у два етапи. Спочатку коригується грубий зсув частоти, використовуючи оцінку, надану грубим частотним компенсатором, а потім відбувається точна корекція, використовуючи синхронізацію несучої. Через грубе частотне коригування синхронізатор несучої швидко сходиться, навіть якщо нормалізована смуга пропускання встановлена на низьке значення. Нижчі значення нормалізованої смуги пропускання забезпечують краще коригування невеликих залишкових зсувів несучої. Після застосування коригування зміщення фази та частоти до отриманого сигналу необхідно розв'язати неоднозначність фази за допомогою преамбули.

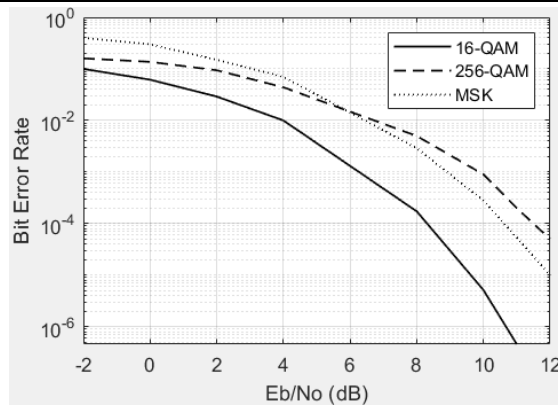


Рис. 13. Залежність коефіцієнту бітових помилок від відношення сигнал-шум для системи зв'язку

З отриманих залежностей можна зробити висновок, що не зважаючи на введені частотні і фазові зсуви, кола синхронізації цифрової системи зв'язку на основі ФАПЧ забезпечують придатний рівень бітових помилок.

Висновки з даного дослідження і перспективи подальших розвідок у даному напрямі

При зміні частоти вхідного сигналу від 3,55 МГц до 3,72 МГц, час досягнення захоплення ФАПЧ типу 2 змінюється від близько 150 мкс до близько 600 мкс, тобто при збільшенні частоти на 170 кГц, час досягнення захоплення збільшується майже у чотири рази. ФАПЧ типу 3: може адаптуватися за наявності початкової різниці фаз, початкової різниці частот та динамічного зміщення частоти, у кожному випадку з нульовою залишковою фазовою помилкою для значень коефіцієнта загасання $\xi < 1$. Незважаючи на введені частотні і фазові зсуви, кола синхронізації цифрової системи зв'язку на основі ФАПЧ забезпечують придатний рівень бітових помилок.

Література

1. Karimi-Ghartema M. PLL Structures for Single-Phase Applications. Enhanced Phase-Locked Loop Structures for Power and Energy Applications. Wiley-IEEE Press, 2014, P.1-1.
2. Talbot D. B. A Review of PLL Fundamentals. Frequency Acquisition Techniques for Phase Locked Loops, Wiley-IEEE Press, 2012, P.3-15.
3. Пятін І.С. Система зв'язку з QPSK модуляцією і синхронізацією несучої / І.С. Пятін, В.В. Мішан, О.О. Кухарець // Вісник Хмельницького національного університету. - 2019. - №5. - С.211-217.
4. Berkman L. Designing a system to synchronize the input signal in a telecommunication network under the condition for reducing a transitional component of the phase error / L. Berkman, O. Tkachenko, O. Turovsky, V. Fokin, V. Strelnikov // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. - 2021. - Т. 1. - № 9-109. - С. 66-76.
5. Бойко Ю.М. Порівняльний аналіз детекторів помилки символної синхронізації когерентної системи цифрового зв'язку з модуляцією QPSK / Ю.М. Бойко І.С. Пятін // Зв'язок. - 2019. - №6. - С. 12-18.
6. Козловський В. В. Синтез складного розімкнутого зв'язку в системі синхронізації при умові мінімізації дисперсії фазової помилки в ході стеження за несучою частотою / В. В. Козловський, О. Л. Туровський // Вісник Хмельницького національного університету. - 2020. - С. 162 -168.
7. Туровський О. Л. Оцінка можливостей підвищення ефективності роботи системи синхронізації радіотехнічного пристрою в ході стеженні за несучою частотою / О. Л. Туровський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. - 2020. - № 1. - С. 116-122.
8. Бойко Ю. М. Проблеми синтезу пристроїв тактової синхронізації приймачів супутникових телекомунікаційних систем передачі інформації / Ю. М. Бойко, О. І. Єрьоменко // Вісник Національного технічного університету України Київський політехнічний інститут. Серія: Радіотехніка. Радіоапаратобудування. - 2014. - №. 58. - С. 55-66.
9. Huang S. Low-Noise Fractional-N PLL With a High-Precision Phase Control in the Phase Synchronization of Multichips / S. Huang, S. Liu, M. Liu, J. Hu and Z. Zhu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. - 2018. - Т. 28, N. 8. - P. 702-704.
10. Boiko J. Study of the Influence of Changing Signal Propagation Conditions in the Communication Channel on Bit Error Rate / J. Boiko, I.Pyatin, L. Karpova, O. Eromenko // Data-Centric Business and Applications. - Springer, Cham, 2021. - С. 79-103.
11. Шкурупій С. С. Аналіз методів синхронізації еталонних частотно-часових сигналів військовим користувачам / С.С. Шкурупій, В.М. Пилипенк, О.О. Клімішен, М.І. Кожушко, І.О. Атаманенко // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. - 2021. - № 4 (45). - С. 116-123.
12. Бойко Ю.М. Методика обробки та синхронізації сигналів у програмно-обумовлених радіосистемах з OFDM / Ю.М. Бойко, І.С. Пятін, І.Р. Пархомей // Вісник Хмельницького національного університету. - 2022. - №2. - С. 123-132.

13. Туровський О. Л. Особенности и задачи по оценке несущей частоты современных спутниковых систем передачи данных / О. Л. Туровський, С. В. Панадій, Н. О. Ліщиновська // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – 2020. – № 1. – С. 174–187.
14. Berkman L. Analyzing the code structures of multidimensional signals for a continuous information transmission channel / L. Berkman, O. Turovsky, L. Kyrpach, O. Varfolomeeva, V. Dmytrenko, O. Pokotylo // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2021 – Т. 5. – № 9. – С. 70–81.
15. Pyatin I., Boiko J., Eromenko O. Design and Simulation of Synchronization Systems in Telecommunications with QPSK //2020 IEEE 2nd International Conference on Advanced Trends in Information Theory (ATIT). – IEEE, 2020. – С. 98-103.

References

1. Karimi-Ghartema M. PLL Structures for Single-Phase Applications. Enhanced Phase-Locked Loop Structures for Power and Energy Applications. Wiley-IEEE Press, 2014, P.1-1.
2. Talbot D. B. A Review of PLL Fundamentals. Frequency Acquisition Techniques for Phase Locked Loops, Wiley-IEEE Press, 2012, P.3-15.
3. Pyatin I.S. Communication system with QPSK modulation and carrier synchronization / I.S. Pyatin, V.V. Mishan, O.O. Kuharets// Herald of Khmelnytskyi national university. – 2019. - №5. - P. 211-217.
4. Berkman L. Designing a system to synchronize the input signal in a telecommunication network under the condition for reducing a transitional component of the phase error / L. Berkman, O. Tkachenko, O. Turovsky, V. Fokin, V. Strelnikov // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2021. – V. 1. – no. 9-109. – P. 66–76.
5. Boiko J. Comparative analysis of timing error detectors for symbol synchronization of the coherent system of digital communication with QPSK modulation / J. Boiko, I. Pyatin // Connectivity. – 2019. – no. 6. – P. 12-18.
6. Kozlovskiy V. V. Synthesis of a complex interconnected relationship in the synchronization system under the minimization of phase error dispersion during discontinuation / V. V. Kozlovskiy, O. L. Turovskiy // Herald of Khmelnytskyi national university. – 2020. – S. 162–168.
7. Turovsky O. Evaluation of possibilities to improve work efficiency systems of synchronization of a radio technical device during carrier frequency tracking / O. Turovsky // Measuring and computing devices in technological processes. – 2020. - № 1 – S. 116–122.
8. Boiko J. M., Eromenko A. I. Synthesis problems of clock synchronization devices for receivers of satellite telecommunication data transmission systems //Bulletin of National Technical University of Ukraine" Kyiv Polytechnic Institute" Series—Radiotechnique. Radioapparatus building. — 2014. – T. 58. – S. 55-66.
9. Huang S. Low-Noise Fractional-N PLL With a High-Precision Phase Control in the Phase Synchronization of Multichips / S. Huang, S. Liu, M. Liu, J. Hu and Z. Zhu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2018. - T. 28, N. 8. – P. 702-704.
10. Boiko J. Study of the Influence of Changing Signal Propagation Conditions in the Communication Channel on Bit Error Rate / J. Boiko, I. Pyatin, L. Karpova, O. Eromenko //Data-Centric Business and Applications. – Springer, Cham, 2021. – С. 79-103.
11. Shkurupii S. An analysis of methods synchronization of reference frequency and time signals to military consumers / S. Shkurupii, V. Pylypenk, O. Klimishen, M. Kozhushko, I. Atamanenko //Nauka i tekhnika Povitrianykh Syl Zbroinykh Syl Ukrainy. – 2021. – № 4 (45). – S. 116-123.
12. Boiko J. Signal processing and synchronization technique in software-defined radio systems with OFDM / J. Boiko, I. Pyatin, I. Parkhomey // Herald of Khmelnytskyi national university. - 2022. - №2. – S. 123-132.
13. Turovsky O. L. Osobennosti i zadachi po ocenke nesushej chastoty sovremennyh sputnikovyh sistem peredachi dannyh / O. L. Turovsky, S. V. Panadii, N. O. Lishchynovska //Telekomunikatsiini ta informatsiini tekhnolohii. – 2020. – № 1. – S. 174-187.
14. Berkman L. Analyzing the code structures of multidimensional signals for a continuous information transmission channel / L. Berkman, O. Turovsky, L. Kyrpach, O. Varfolomeeva, V. Dmytrenko, O. Pokotylo // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2021 – V. 5. – no. 9. – P. 70–81.
15. Pyatin, J. Boiko and O. Eromenko, "Design and Simulation of Synchronization Systems in Telecommunications with QPSK," 2020 IEEE 2nd International Conference on Advanced Trends in Information Theory (ATIT), 2020, pp. 98-103.

Надійшла/Paper received : 12.08.2022 р. Надрукована/Printed :01.11.2022 р.