

<sup>1</sup>Лебідь Є. В., <sup>1</sup>Бєляков Р. О., <sup>2</sup>Шишацький О. В.<sup>1</sup>Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації<sup>2</sup>Центральний науково-дослідний інститут Збройних Сил України, м. Київ

## МЕТОД КОМПЕНСАЦІЇ ФАЗОВИХ ШУМІВ СИСТЕМИ ФАЗОВОГО АВТОПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ

У статті представлені результати аналізу принципів побудови системи фазового автопідстроювання частоти в залежності від заданих вимог рівня фазових шумів системи. Отримані результати представляють собою метод компенсації фазових шумів системи фазового автопідстроювання частоти в перспективних радіотехнічних комплексах спеціального призначення.

**Ключові слова:** система фазового автопідстроювання частоти, фазовий шум.

**Lebid Ye. V., Beliakov R. O., Shyshatskyi A. V. Method of indemnification phase noises the system PLL of frequency.** Digital systems PLL frequency widely and effectively are used in the synthesizers of frequencies the modern radiotechnical systems (mobile, satellite and trunking communication and also in the perspective military radiotechnical complexes of the different setting (Air Force, Navy military), for the construction sources vibrations, which satisfy to the whole complex of requirements, which include requirements to time of alteration, stability of frequency and level phase noises. The large number of publications is sanctified to research and calculation of phase noises submachines systems PLL. But articles in which the detailed analysis noises of phase detector are provided, which are the submachines the digital systems PLL synthesizers of frequencies practically absent, although a basic contribution is to the spectrum phase noise of initial oscillation the system PLL, the deposit noises of phase detector prevails. As known from the theory the systems PLL influence of noises, which arises up in the consequence work of phase detector, depends on local properties of discriminatory descriptions, in particular, from the local steepness of discriminatory description of phase detector in the point stationary mode of synchronism. The presence such distortions substantially influences on noise and dynamic descriptions the system PLL. In the article results of analysis and principles construction the system PLL of frequency depending on the set requirements level of phase noises the system are considered. The presented results show by itself the method of indemnification phase noises the system PLL of frequency in the perspective radiotechnical complexes of the special setting.

**Keywords:** system PLL, phase noise.

### 1. Вступна частина.

*Постановка задачі.* Цифрові системи фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) [1-4] широко і ефективно застосовуються в синтезаторах частот (СЧ) сучасних радіотехнічних систем (мобільного, супутникового, та транкінгового зв'язку, зокрема у військовій техніці) для побудови джерел коливань, що задовольняють цілому комплексу вимог (часу перебудови, стабільності частоти і рівня фазових шумів).

Дослідженню і розрахунку фазових шумів функціональних вузлів СЧ-ФАПЧ присвячена велика кількість робіт. Але публікації в яких проведений детальний аналіз шумів фазового детектора (ФД), який є функціональним вузлом цифрової системи ФАПЧ [5-6] практично відсутні, хоча основний вклад в спектр фазового шуму вихідного сигналу системи ФАПЧ вклад шумів ФД є домінуючим.

Як відомо з теорії систем ФАПЧ [1-2] вплив шумів, що виникає в наслідок роботи ФД, залежить від локальних властивостей дискримінаційних характеристик [7], зокрема, від локальної крутизни дискримінаційної характеристики ФД в точці стаціонарного режиму синхронізму. Наявність таких спотворень істотно впливає на шумові і динамічні характеристики системи ФАПЧ.

На даний момент вирішення проблеми побудови СЧ-ФАПЧ з гранично низькими рівнями фазових шумів є актуальною задачею.

*Аналіз літературних джерел.* В роботах [6-9] виконувалися дослідження джерел шумів у функціональних вузлах систем ФАПЧ, де увага приділялася вивченню власних шумів таких важливих функціональних вузлів систем ФАПЧ, як дільники частоти зі змінним коефіцієнтом ділення і фазові детектори (ФД) [10].

У роботі [11] автором були розглянуті аналітичні підходи до аналізу роботи системи ФАПЧ з цифровим фазовим детектором (ЦФД), представлені графічні рішення отриманих математичних виразів, що безпосередньо описують роботу в умовах перехідних процесів при зміні режимів роботи ЦФД. Також в роботі [7] розглянута робота сучасних ФД, побудованих за тригерною схемою. Основна увага приділяється перехідним процесам, що відбуваються в ЦФД при перемиканні режимів. До недоліків ЦФД можна віднести несиметричність дискримінаційної характеристики відносно нульового фазового неузгодження, її залежність від другорядних інформаційних параметрів, що поступають у вигляді імпульсних послідовностей, а також необхідність застосування ФНЧ високих порядків для усунення паразитного впливу перших гармонік вихідного сигналу детектора на форму дискримінаційної характеристики, що обмежує динаміку системи при перебудові частоти.

Отже, для покращення параметрів результуючого вихідного фазового шуму системи ФАПЧ, необхідно скомпенсувати дію фазових шумів фазового детектора, реалізація якого заснована на використанні модифікованого цифрового фазового детектора.

**Мета та задачі дослідження** є удосконалення методу компенсації результуючого фазового шуму системи фазового автопідстроювання частоти шляхом введення в систему модифікованого цифрового фазового детектора за рахунок компенсації флуктації фази вихідного сигналу системи.

**2. Аналіз джерел фазового шуму цифрової системи ФАПЧ.** При функціонуванні системи ФАПЧ в реальних умовах виникають випадкові збурюючі дії [3-5], що викликають відхилення фази вихідного сигналу системи від сталого значення в стаціонарному режимі. Флуктуації фази (фазовий шум) вихідного сигналу перебудованого генератора визначаються впливом внутрішніх шумів функціональних вузлів, що входять до складу системи ФАПЧ (рис. 1.), фазовими шумами опорного і перебудованого генератора і характеристиками системи ФАПЧ.

Для подальшого аналізу джерел шуму використано модель ФАПЧ [12] зображену на рис. 1. Дана модель включає шуми, які генеровані наступними блоками системи ФАПЧ: дільником частоти, перебудованим генератором, фазовим детектором, цифровим фільтром нижніх частот, генератором опорних коливань.

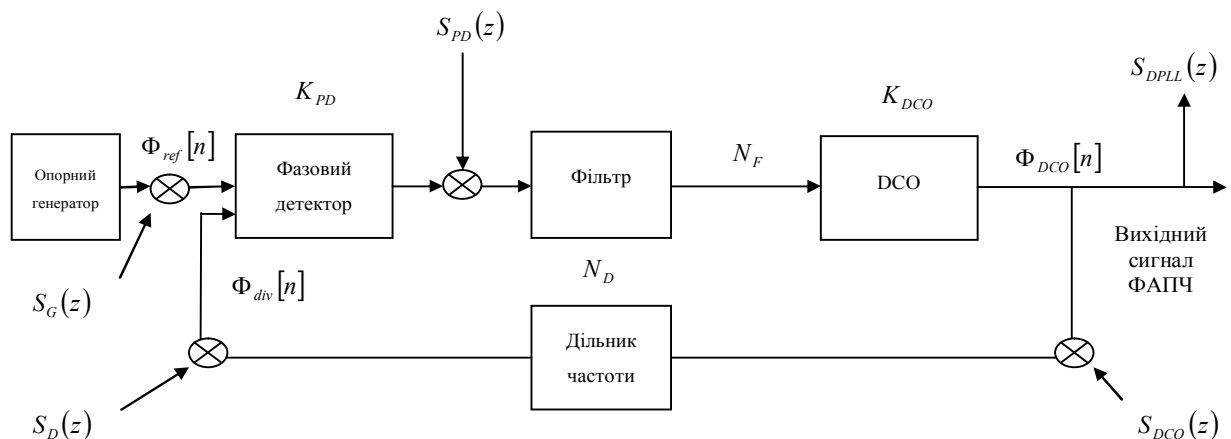


Рис. 1 Структурна схема цифрової ФАПЧ з адитивними джерелами шуму

Нехай  $S_D(z), S_{DCO}(z), S_G(z), S_{PD}(z), S_{DPLL}(z)$  - спектральна щільність потужності фазового шуму дільника частоти, спектральна щільність потужності фазового шуму перебудованого генератора, спектральна щільність потужності фазового шуму сигналу опорного генератора, спектральна щільність потужності фазового шуму цифрового фазового детектора і спектральна щільність потужності фазового шуму вихідного сигналу цифрової системи ФАПЧ.

При розробці систем ФАПЧ оцінено вихідні характеристики шумових коливань. З метою цього знайдено передаточні функції шуму окремих блоків, які входять в склад системи ФАПЧ.

Передаточні функції шуму окремих блоків структурної схеми цифрової системи ФАПЧ з адитивними джерелами шуму (рис. 1)

$$H_G(z) = \frac{z^{-1}K_{PD}K_{DCO}K_F(z)}{N_D(1-z^{-1}) + z^{-1}K_{PD}K_{DCO}K_F(z)^3}, \quad (1)$$

$$S_{DPLL}^G(z) = |H_{DPLL}(z)|^2 S_G(z). \quad (2)$$

Передаточна функція шуму перебудованого генератора

$$H_{DCO}(z) = H_{err}(z), \quad (3)$$

де

$$H_{err}(z) = H_{DPLL}(z), \quad (4)$$

тоді

$$S_{DPLL}^{DCO}(z) = |1 - H_{DPLL}(z)|^2 S_{DCO}(z). \quad (5)$$

Передаточна функція шуму дільника частоти

$$H_D(z) = \frac{z^{-1}K_{PD}K_{DCO}H_F(z)}{N_D(1-z^{-1}) + z^{-1}K_{PD}K_{DCO}H_F(z)}, \quad (6)$$

чи

$$S_{DPLL}^D(z) = |H_{DPLL}(z)|^2 S_D(z). \quad (7)$$

Для фазового детектора

$$H_{PD}(z) = \frac{z^{-1}K_{PD}K_{DCO}H_F(z)}{N_D(1-z^{-1}) + z^{-1}K_{PD}K_{DCO}H_F(z)}, \quad (8)$$

чи

$$S_{DPLL}^{PD}(z) = |H_{DPLL}(z)|^2 S_{PD}(z). \quad (9)$$

Сумарна спектральна щільність потужності фазового цифрової системи ФАПЧ визначається сумою (2), (5), (7), (9):

$$S_{DPLL}(z) = S_{DPLL}^G(z)S_{DPLL}^{DCO}(z)S_{DPLL}^D(z)S_{DPLL}^{PD}(z)|1 - H_{DPLL}(z)|^2 S_{DCO}(z). \quad (10)$$

Приведені співвідношення дозволяють розраховувати спектральну щільність потужності фазових шумів на виході системи ФАПЧ.

На рис. 2. приведені спектральні щільності потужності фазових шумів системи ФАПЧ.

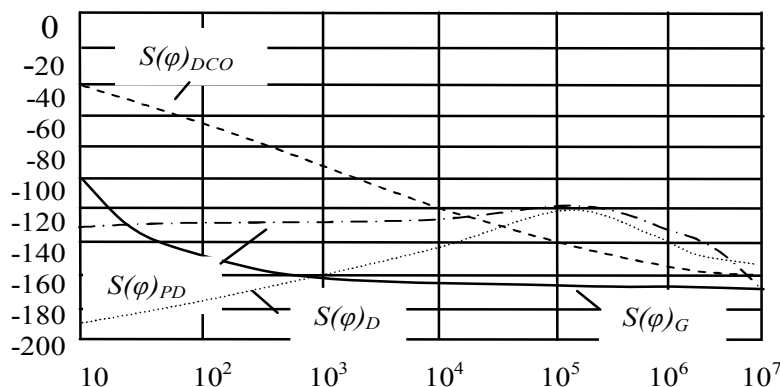


Рис. 2. Спектральна щільність потужності фазових шумів системи ФАПЧ

Аналіз оцінки спектральної щільності фазових шумів системи ФАПЧ (рис. 2) показав, що рівень фазових шумів системи ФАПЧ, практично визначається вкладом еквівалентних фазових шумів ФД. Отже вклад шумів фазового детектора в результуючі шуми системи є визначальним, особливо при малому коефіцієнті передачі ФД.

Тому, для покращення характеристик результуючого вихідного фазового шуму системи ФАПЧ, необхідно скомпенсувати дії фазових шумів фазового детектора. Реалізація компенсації рівня результуючого вихідного фазового шуму системи ФАПЧ, в основному здійснюється за рахунок модифікованого цифрового фазового детектора, з використанням удосконаленого методу.

**Сутність методу** полягає у компенсації дії фазових шумів системи ФАПЧ за допомогою модифікованого цифрового фазового детектора за критерієм мінімуму фазової неузгодженості, що суттєво знижує рівень фазових шумів системи та призводить до підвищення швидкодії системи.

**3. Обґрунтування вибору цифрового фазового детектора.** Системи ФАПЧ які застосовуються в системах передачі даних та обробки інформації [5,10] повинні, забезпечувати точну синхронізацію фаз та можливість перебудови в широкому діапазоні частот. Цим вимогам частково задовольняють цифрові системи ФАПЧ час перебудови, яких залежить від дискримінаційної характеристики ФД і динамічних властивостей петлі ФАПЧ зміна яких прискорює пошук і захоплення частоти і фази (розширення смуги ФАПЧ) та призводить до погіршення спектральних характеристик генерованого колювання. Є велика кількість рішень, що покращують динамічні характеристики ФАПЧ за рахунок оптимізації дискримінаційної характеристики ФД, та зміни смуги пропускання ФНЧ, шляхом зміни його структури в перехідному режимі [4, 10].

Враховуючи велику різноманітність схем фазових детекторів, найбільш широке застосування завдяки своїй простоті і універсальності отримали (ФД на RS -тригері, ФД з трьома станами і ФД на D -тригерах), з періодичною кусочно-лінійною характеристикою (рис. 3).

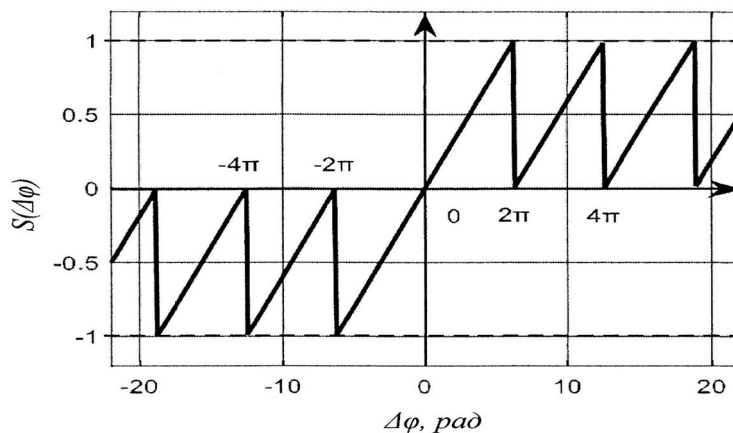


Рис. 3. Дискримінаційна характеристика ЦФД з трьома станами

Основним об'єктом досліджень є ЦФД «з трьома станами» [3-5], який широко застосовується в схемах СЧ-ФАПЧ сучасної радіоелектронної апаратури спеціального призначення (рис. 4).

Основним недоліком приведеної схеми є зміщення частоти налаштування, пов'язаний із затримкою поширення сигналів в послідовній схемі із зворотним зв'язком [5]. Крім того, розриви частотної дискримінаційної характеристики ЦФД (рис. 5 а,б) істотно знижують швидкодійу системи в режимі налаштування, а широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) сигналу помилки викликає флуктуацію фази на виході контуру ФАПЧ в сталому режимі.

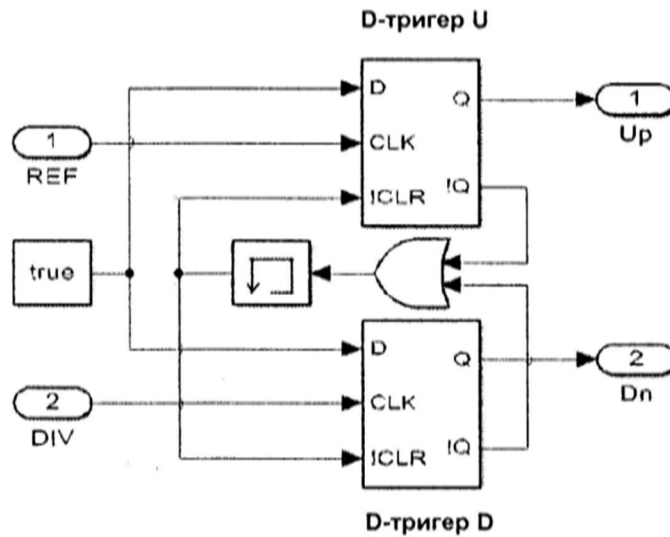


Рис. 4. ЦФД з трьома станами

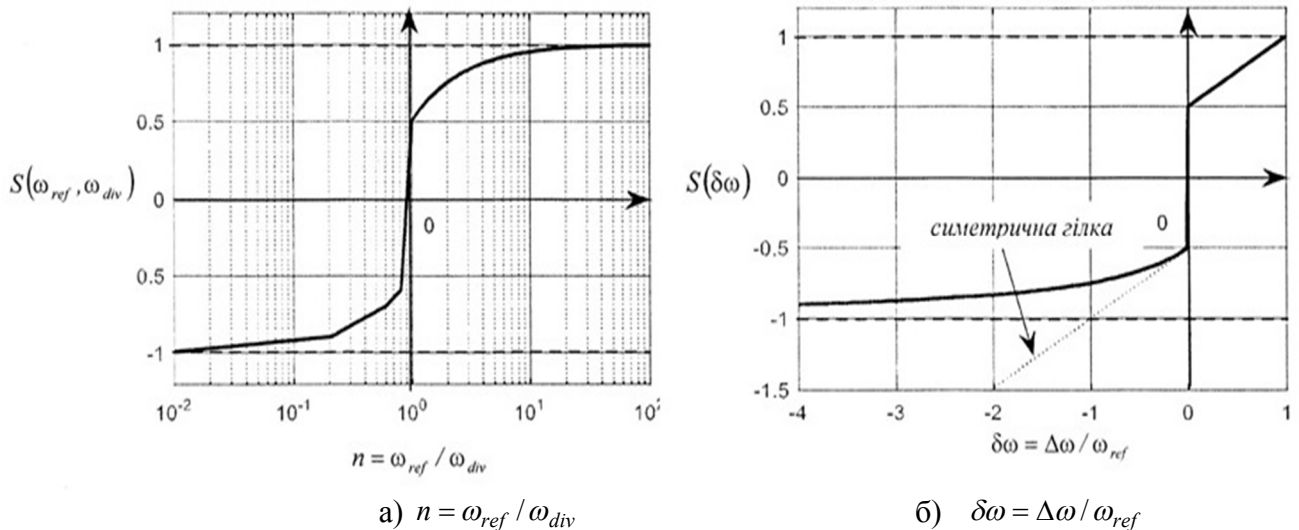


Рис. 5. Статична частотна дискримінаційна характеристика ЦФД з трьома станами

Із-за кінцевого часу скидання тригерів обидва виходи детектора на короткий час одночасно мають високий рівень, тобто на не активному виході детектора з'являється періодична послідовність коротких імпульсів, що призводить до появи додаткової шумової складової в сигналі управління (рис. 6).

Висока шумова складова вихідного сигналу ЦФД послаблюється ФНЧ, але це спричиняє зниження швидкодії системи ФАПЧ при зміні частоти.

Ефективним шляхом компенсації шумової складової ФД є обчислення фазової помилки по модулю  $2\pi$  рад в момент надходження чергового імпульса [6]

$$\gamma(\varphi) = K_{PD} \text{sng}(\Delta\varphi) \lfloor \Delta\varphi \rfloor \text{mod } 2\pi,$$

де  $\gamma(\varphi)$  – сигнал помилки на виході ЦФД;

$K_{PD}$  – коефіцієнт передачі ФД;

$\Delta\varphi = \varphi_{ref} - \varphi_{div}$  – фазова неузгодженість на вході системи;

$\text{sng}(\cdot)$  – функція, яка повертає знак аргумента;

$\text{mod } 2\pi$  – операція ділення по модулю  $2\pi$ .

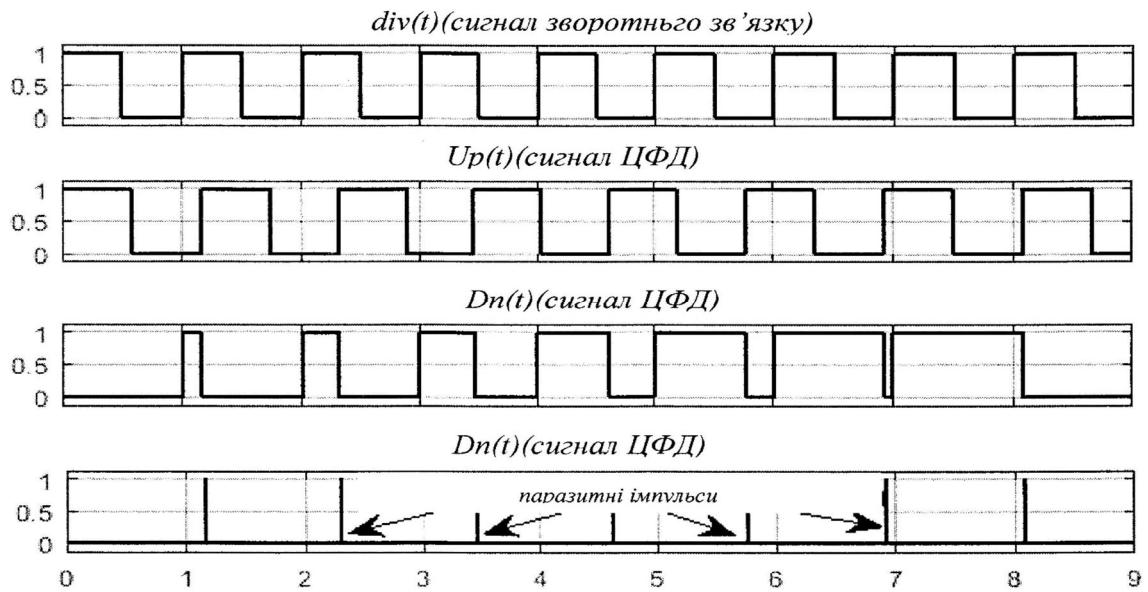


Рис. 6. Епюри вихідних сигналів ЦФД на D-тригерах

Обчислення фазової помилки по модулю  $2\pi$  рад можна реалізувати шляхом перетворення ШІМ сигналу на виході ФД в двійковий код, який приймає значення з безлічі цілих чисел  $0 \dots N$ . Межі зміни коду від  $0$  ( $000 \dots 0$ ) до  $N$  ( $111 \dots 1$ ) в цьому випадку відповідатимуть зміни фазової помилки від  $-2\pi$  рад до  $2\pi$  рад, код нульової помилки  $-N/2$  ( $011 \dots 1$ ).

Покращений алгоритм і структуру модифікованого ЦФД який матиме два режими роботи: фазовий і частотний. Статична фазова дискримінаційна характеристика повинна бути непарною і лінійною в діапазоні фазової розстройки  $\Delta\varphi \in (-2\pi; 2\pi)$ . Статична частотна дискримінаційна характеристика повинна бути непарною і релейною у всьому діапазоні частотної розстройки  $\delta\omega$  або непарною і релейною ділянкою при  $n \notin (0,5; 2)$ . Детектор повинен працювати по передніх фронтах вхідних імпульсів, результат його роботи не повинен залежати від скважності вхідних імпульсних послідовностей.

Функціональна схема модифікованого цифрового фазового детектора в якому реалізований даний підхід приведена на рис. 7.

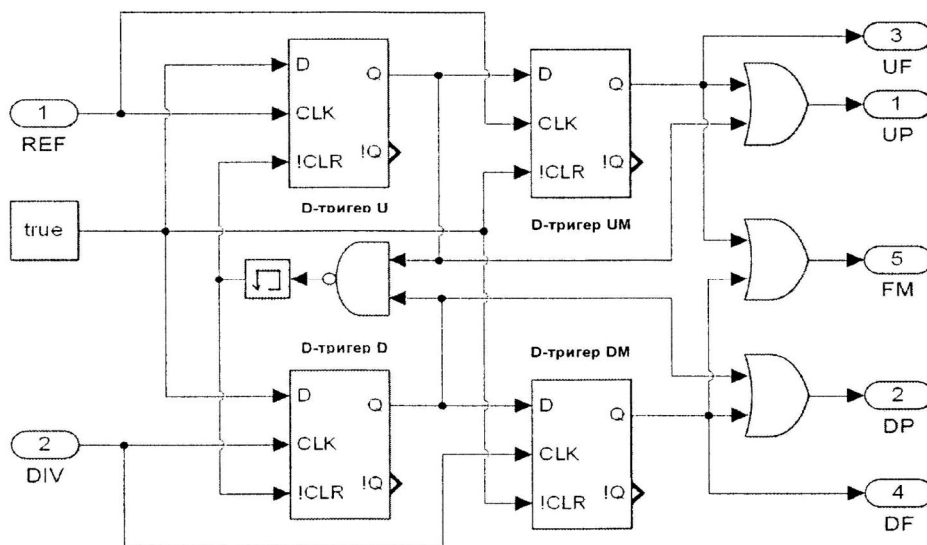


Рис. 7 Модифікований ЦФД з додатковим D-тригерами

Модифікований ЦФД має два входи для сигналів  $div(t)$  та  $ref(t)$  і п'ять виходів: UP, DP – для фазової неузгодженості, UF, DF – для частотної неузгодженості і FM – для індикації частотного режиму роботи. Крім того, при переході з частотного режиму в фазовий і назад внутрішня структура детектора забезпечує перехід в стан найбільш сприятливий з точки зору завершення перехідних процесів при переході в фазовий режим.

На тактові входи тригерів D-тригерD та D-тригерU надходять послідовності імпульсів  $div(t)$  та  $ref(t)$  (рис. 8 а, б) в результаті на виходах Q тригерів формується цифровий код шляхом рахунку імпульсів перебудованого генератора по модулю N (рис. 8 в). По закінченню періоду сигналу на виході ЦФД виникає імпульс скидання RST (рис. 8 д), який через пристрій затримки подається на входи CLR тригерів, та встановлює їх виходи в початковий стан 011...1, а код помилки заноситься в D-тригерDM та D-тригерUM.

Якщо фазова помилка перевищує по модулю величину  $2\pi$ , то в процесі перетворення виникає переповнення тригерів D-тригерD та D-тригерU, і вони переходять в початковий стан 011...1. В результаті під час надходження чергового імпульсу з виходів D-тригер D та U в D-тригер DM та UM заноситься код фазової помилки, взятої по модулю  $2\pi$ .

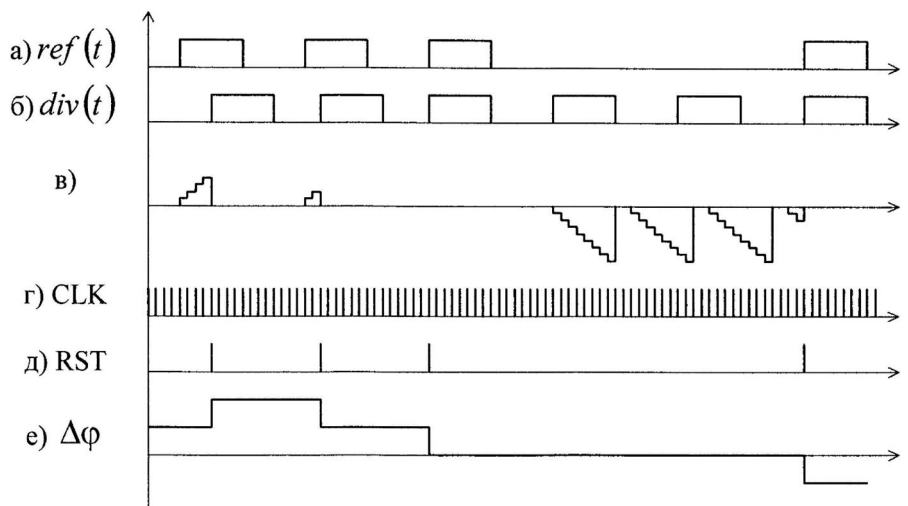


Рис. 8 Часові діаграми пристрою ФАПЧ в режимі фазової синхронізації

У режимі налаштування на частоту перетворення сигналу фазової помилки ЦФД в цифровий код здійснюється, як і в попередньому випадку, за допомогою тригерів D-тригерD та D-тригерU. Однак при фазовій неузгодженості, що перевищує по модулю  $2\pi$  рад, виходи UP, DP ЦФД блокуються, а на виходах UF, DF формується код помилки по частоті. Цифровий код з тригерів D-тригерD та D-тригерU через ключовий елемент «true» надходить на входи установки і скидання D-тригерDM та UM (D і CLR відповідно). В результаті D-тригерDM та UM встановлюється в стан 0 (000...0) або N (111...1), в залежності від знака помилки.

Код фазової помилки з виходів ЦФД надходить через ФНЧ на вхід перебудованого генератора. При цьому ФНЧ пропорційно-інтегральний дозволяє формувати смугу пропускання контуру ФАПЧ в залежності від спектру інформаційного сигналу. Схема моделі модифікованого ЦФД відрізняється від моделі ЦФД з трьома станами додаванням двох додаткових D-тригерів які фіксують поточний стан детектора при фазовій помилці більше  $2\pi$  рад. Змінена ділянка статична частотна дискримінаційна характеристика (СЧДХ) представлена на рис. 9 суцільною лінією.

На рис. 10 зображений графік зміни лінійної частоти сигналів на входах модифікованого фазового детектора. При малому фазовому і частотному неузгодженні додаткові тригери D-тригер UM і D-тригер DM не спрацьовують і сигнали на виходах  $Up$  і  $Dn$  формуються в

повній відповідності з схемою роботи звичайного ЦФД з трьома станами, при частотну неузгодженні  $n = \omega_{ref} / \omega_{div} > 2$  або  $n < 1/2$ , додаткові тригери фіксують поточний стан детектора при фазовій помилці більше  $2\pi$  рад і «встигають» між моментами приходу вхідних імпульсів зберегти високий рівень сигналу «лог. 1» на відповідному виході детектора, тим самим компенсуючи паразитну шумову складову сигналу.

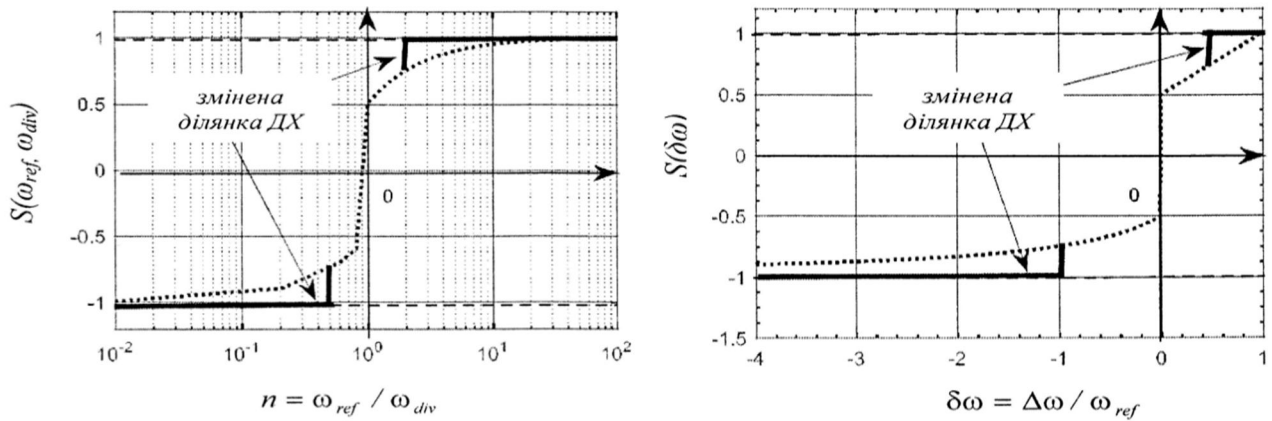


Рис. 9. Скоригована СЧДХ модифікованого ЦФД

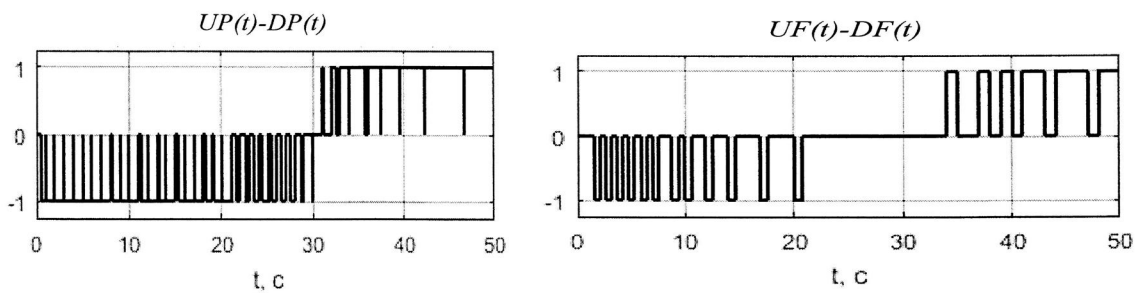


Рис. 10. Епюри сигналів на виходах модифікованого ЦФД

Таким чином, удосконалений метод компенсації фазових шумів системи ФАПЧ дає можливість ефективно вирішувати завдання фазової синхронізації сигналів в широкому діапазоні частот. Обчислення фазової помилки по модулю  $2\pi$  в режимі синхронізації дозволяє уникнути зміщення частоти налаштування ФАПЧ при пропуску синхроімпульсів. Фіксація максимального по модулю значення помилки в режимі «захоплення» забезпечує оптимальну швидкодію системи.

Для кількісної оцінки впливу фазового шуму системи ФАПЧ була побудована імітаційна модель системи в середовищі *Simulink Mathlab + Simulink* [14].

Для порівняльної оцінки впливу синтезованого фазового детектора на перехідний процес системи ФАПЧ, спричиненого ступінчастою зміною задаючого впливу на рис. 11. зображені перехідні складові помилки класичної системи ФАПЧ (крива 1) [5], і системи з модифікованим цифровим фазовим детектором (крива 2).

Із рис. 11 видно, що графіки показують істотну залежність характеру і тривалості процесу фазової синхронізації сигналів  $f_{ref}$  і  $f_{div}$  від типу ЦФД. Показники якості перехідного процесу в системі з модифікованим фазовим детектором значно вище, ніж у вихідній системі. Застосування модифікованого фазового детектора дозволяє звести до мінімуму час налаштування контура ФАПЧ на задану частоту.

На рис. 12 показано, як змінюються спектральна щільність потужності фазових шумів вихідного сигналу ФАПЧ при зміні рівня власних шумів ЦФД. Штрихованими лініями показані спектральна щільність потужності фазових шумів опорного генератора і



перебудованого генератора. Крива 1 відповідає випадку відсутності шумів ЦФД. Крива 2 відповідає рівню шумів ЦФД, що пояснює експериментальні дані. Крива 3 відповідає рівню шумів ЦФД, зниженому у відповідності з рівнем шуму ЦФД.

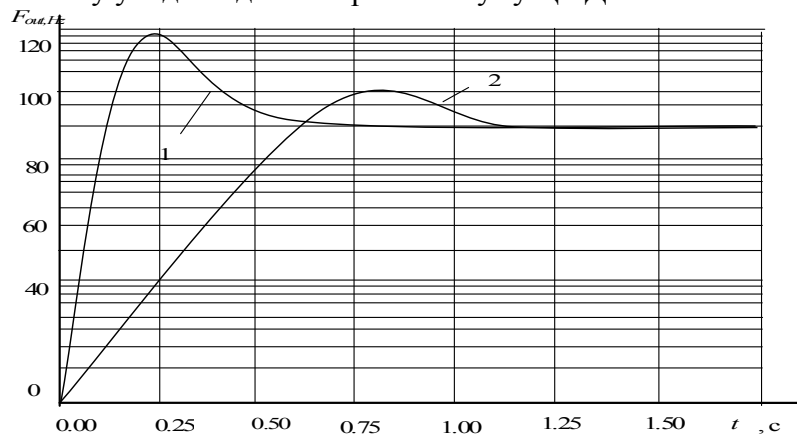


Рис. 11. Графіки зображень перехідних процесів систем ФАПЧ: 1 – вихідної системи, 2 – з модифікованим детектором

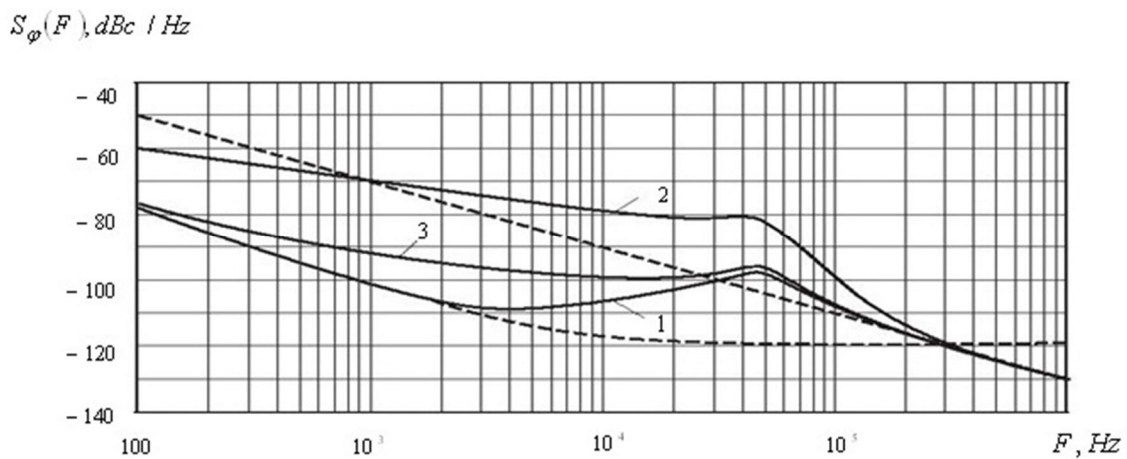


Рис. 12. Складові спектральної щільності потужності фазових шумів ЦФД

Із отриманих залежностей імітаційного моделювання (рис. 13) можна зробити висновок, що запропонований метод підтверджує ефективність застосування розробленого модифікованого цифрового фазового детектора для компенсації результуючих фазових шумів системи ФАПЧ за критерієм мінімуму фазової неузгодженості.

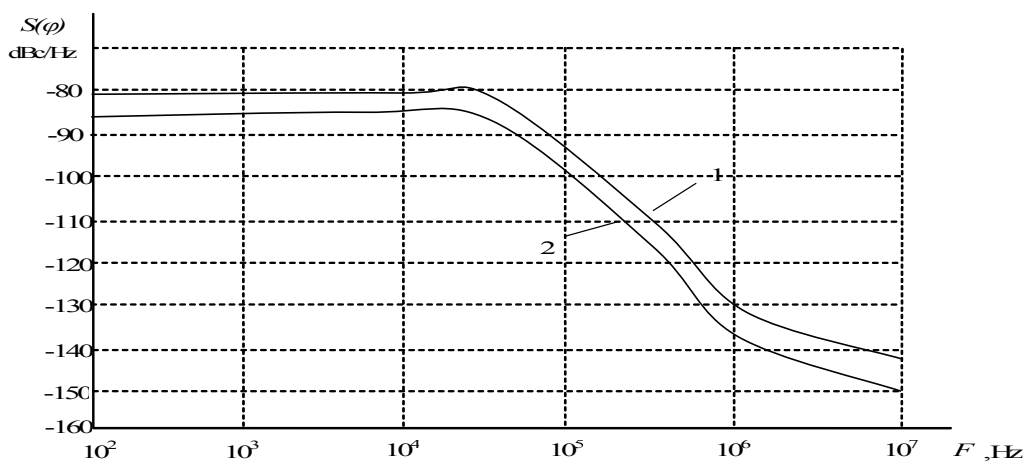


Рис. 13. Спектральна щільність фазового шуму системи ФАПЧ

Крім того, за рахунок введення синтезованого цифрового фазового детектора дозволяє звести до мінімуму час налаштування контура ФАПЧ та суттєво зкомпенсувати фазові шуми системи до 2-4 дБн.

**3. Висновки.** В результаті проведених досліджень був розроблений метод компенсації фазових шумів системи фазового автопідстроювання частоти, який полягає у компенсації дії фазових шумів системи ФАПЧ за допомогою модифікованого цифрового фазового детектора за критерієм мінімуму фазової неузгодженості.

Використання запропонованого методу надає можливість:

1. Визначати та компенсувати фазовий шум шляхом введенням синтезованого цифрового фазового детектора. Удосконалений метод дозволить компенсувати фазові шуми до 2-4 дБн.

2. Забезпечити зменшення рівня фазових шумів в межах 3-6 дБ і часу перебудови по частоті в межах 6%, з урахуванням нелінійних властивостей, що проявляються в можливих зривах синхронізації при перебудові по частоті.

3. Звести до мінімуму час налаштування контура ФАПЧ.

Таким чином запропонований метод компенсації фазових шумів системи фазового автопідстроювання частоти доцільно використовувати для підвищення швидкодії системи ФАПЧ у радіотехнічних комплексах спеціального призначення, зокрема у системах радіочастотної ідентифікації.

#### Список використаної літератури

1. В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин. Системы фазовой автоподстройки частот. – М.: Связь, 1972. — С.220.

2. В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации // – М.: Радио и связь, 1989. – С.145.

3. Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки / В.А. Левин // — М.: Радио и связь, 1989.

4. Kroupa V. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis. — Chichester: John Wiley & Sons Ltd., 2003. — P.30-35.

5. Бережняк И.П., Кулешов В.Н. Естественные шумы диодного амплитудного детектора // Радиотехника. — 1978. — Т. 33, № 11. — С.34- 38.

6. Бережняк И.П., Кулешов В.Н. Естественные шумы балансного фазового детектора / И.П.Бережняк // Радиотехника, 1980. - Т. 35, № 2. — С.46-48.

7. Kundert K.S., Predicting the Phase Noise and Jitter of PLL-Based Frequency Synthesizers. // Designer's Guide Consulting, Inc. Version 4f, November 2005. - [www.designers-guide.org](http://www.designers-guide.org)

8. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньпин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой // — М.: Радио и связь. — 2004. – С. 210.

9. Brown J.I. "A Digital Phase and Frequency-sensitive Detector." Proc. IEEE, vol. 59, N 4, Apr 1971. -P. 717-726.

10. Иванкович М.В. Определение требований к шумовым характеристикам синтезатора частот / М.В. Иванкович // «Труды НИИР». – 2008.- М.: НИИР. - №3.-С.34-56.

11. Reinhardt V.S. The Calculation of Frequency Source Requirements for Digital Communication Systems // Proc. 2004 IEEE Freq. Contr. Symposium and Exposition, 2004. - P. 151-157.

12. Лебідь Є.В. Математична модель системи фазової автопідстройки частоти з цифровим фазовим детектором з пристроєм формування неузгодженості та готовності сигналів / Є.В. Лебідь // Науковий журнал «Сучасні інформаційні технології в сфері безпеки та оборони». – 2016.- Київ: НУОУ. –№2. – С.48-53.

13. Жабин А.С., Кулешов В.Н., Голубков А.В. Собственные шумы ИЧФД и их влияние на работу синтезатора частот // «Вестник МЭИ» - 2011.- М.- № 1.- С. 60-68.

14. V.K. Ingle, J.G. Proakis. Digital Signal Processing Using MATLAB, 3e // Cengage Learning – 2012.

#### References

1. V.V. Shahildyan, A.A. Lyahovkin. System Phase Lock Loops./ V.V. Shahildyan //– M.: Link, 1972. — C.220.
2. V.V. Shahildyan, A.A. Lyahovkin. Systems phase synchronization with elements of digitization / V.V. Shahildyan // – M.: Radio and link, 1989. – C.145.
3. Levin V.A., Malinovskiy V.N., Romanov S.K. Frequency synthesizers with the impulse system phase lock loops / V.A.Levin // — M.: Radio and link, 1989.
4. Kroupa V. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis. – Chichestes: John Wiley & Sons Ltd., 2003. – P.30-35.
5. Berezhyak I.P., Kuleshov V.N. Natural noise diode amplitude detector / I.P.Berezhyak // Radiotehnic. — 1978. — T. 33, № 11. — C.34- 38.
6. Berezhyak I.P., Kuleshov V.N. Natural noise balanced phase detector / I.P.Berezhyak // Radiotehnic, 1980. - T. 35, № 2. — C.46-48.
7. Kundert K.S., Predicting the Phase Noise and Jitter of PLL-Based Frequency Synthesizers. // Designer's Guide Consulting, Inc. Version 4f, November 2005. - [www.designers-guide.org](http://www.designers-guide.org)
8. Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Lenypin A.V. The formation of FM signals in frequency synthesis with PLL / N.M. Tikhomirov // — M.: Radio and link. — 2004. – C. 210.
9. Brown J.I. Digital Phase and Frequency-sensitive Detector. Proc. IEEE, vol. 59, N 4, Apr 1971. -P. 717-726.
10. Ivankovich M.V. The requirements for noise frequency synthesis / Ivankovich M.V. // «The works SRIR ». – 2008.- M.: SRIR. - №3.-C.34-56.
11. Reinhardt V.S. The Calculation of Frequency Source Requirements for Digital Communication Systems // Proc. 2004 IEEE Freq. Contr. Symposium and Exposition, 2004. - P. 151-157.
12. Lebed Y.V. The mathematical model system PLL with digital phase detector with the device of formation the error and ready signal / Y.V. Lebed // Scientific journal «Modern information technologies in defense sector». – 2016.- Київ: НУОУ. –№2. – C.48-53.
13. Zhabin A.S., Kuleshov V.N., Golubkov A.V. Natural noise PD and their impact on work frequency synthesis / A.S.Zhabin // «Herald MEL» - 2011.- M.- № 1.- C. 60-68.
- 14.V.K. Ingle, J.G. Proakis Digital Signal Processing Using MATLAB, 3e // Cengage Learning – 2012.

#### Автори статті

**Лебідь Євген Віцентійович** – ад'юнкт науково-організаційного відділу, Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації, Київ. Тел.: +380 (97) 013 00 45. E-mail: [igarden1981@gmail.com](mailto:igarden1981@gmail.com).

**Беляков Роберт Олегович** – кандидат технічних наук., викладач кафедри технічного і метрологічного забезпечення, Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації, Київ. Тел.: +380 (93)9190047.

E-mail: [france417@gmail.com](mailto:france417@gmail.com)

**Шишацький Андрій Володимирович** – кандидат технічних наук., науковий співробітник, Центральний науково-дослідний інститут Збройних Сил України. Тел.: +380 (93) 575 55 89. E-mail: [bossyak-007@mail.ru](mailto:bossyak-007@mail.ru).

#### Authors of the article

**Lebid Yevhen Vitsentiovych** – adjunct of scientifically - organizational department. Military institute of telecommunications and informatization, Kyiv. Tel.: +380 (97) 013 00 45. E-mail: [igarden1981@gmail.com](mailto:igarden1981@gmail.com).

**Bieliakov Robert Olehovych** – candidate of science (technical), teacher of department technical and metrology providing, Military institute of telecommunications and informatization, Kyiv. Tel.: +380 (93) 9190047.

E-mail: [france417@gmail.com](mailto:france417@gmail.com)

**Shyshatskyi Andrii Volodymyrovych** – candidate of science (technical), research worker, Central research institute Military Powers of Ukraine. Tel.: +380 (93) 575 55 89. E-mail: [bossyak-007@mail.ru](mailto:bossyak-007@mail.ru).

Дата надходження

в редакцію: 14.04.2017 р.

Рецензент:

доктор технічних наук, професор В. А. Дружинін  
*Державний університет телекомунікацій, Київ*