

УДК 681.5.075

Лебідь Є.В., ад'юнкт; Беляков Р.О., к.т.н.;  
Кривенко О.В., ад'юнкт; Остапенко О.О., ад'юнкт;

## ОЦІНКА ПАРАМЕТРІВ ВИХІДНОГО СИГНАЛУ ПРИ ПІДВИЩЕННІ ФІЛЬТРУЮЧИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ СИСТЕМИ ФАПЧ З УРАХУВАННЯМ ДІЇ ФАЗОВОГО ШУМУ

**Lebed Y.V., Belyakov R.O., Krivenko O.V., Ostapenko O.O. An estimation of parameters initial signal is at the increase filter properties the system of PLL taking into account the action of phase noise.** The systems of PLL are widely used in the modern systems mobile, satellite, and trunking communication, and also in the perspective military radiotechnical complexes of the different setting (Air Force, Navy military) Indexes quality the systems of PLL, largely determine efficiency and quality of connection.

In the article influence elements the digital system PLL is investigational on stability of parameters of initial signal the system. The estimation of stability initial signal the digital system PLL is conducted, at maximally possible disagreement between frequencies of signal and reconstructed generator, within the limits which passing is provided to the mode of shadowing the system PLL. It is shown that the stripe key-in contour of PLL influences in a time of fascination and size djiters of initial vibrations the digital system PLL, which promotes phase noise of initial vibrations and reduces filter properties the system.

It is shown that of fascination and possibility suppression djiter initial vibrations of the digital system PLL are mutually exclusive descriptions. Possibility suppression djiter initial vibrations the digital system PLL quickly diminishes with the increase of frequency entrance signal from frequency the not synchronized system PLL.

Estimation djiter of initial vibrations the digital system PLL, allows numeral to estimate influence of phase noise initial vibrations the digital system PLL, and provides diminishing of phase noise and promotes filter properties the system.

The conducted analysis showed that at the correct tuning the system PLL possibly not only to synthesize frequencies but also proceed in a supporting time signal, improving his parameters. System PLL if necessary maybe used for expansion of set the synthesized frequencies and maximally possible suppression of noises initial signal.

**Keywords:** system of PLL, djitter.

**Лебідь Є.В., Беляков Р.О., Кривенко О.В., Остапенко О.О. Оцінка параметрів вихідного сигналу при підвищенні фільтруючих властивостей системи ФАПЧ з урахуванням дії фазового шуму.** В статті досліджено вплив елементів системи ФАПЧ на стабільність параметрів вихідного сигналу системи. Проведено оцінку стабільності вихідного сигналу системи ФАПЧ, при максимально допустимій неузгодженості між частотами сигналу та перебудованого генератора, в межах якої забезпечується перехід до режиму стеження системи ФАПЧ. Показано, що смуга пропускання контура ФАПЧ впливає на час захоплення та величину джитера вихідних коливань цифрової системи ФАПЧ, що підвищує фазовий шум вихідних коливань і знижує фільтруючі властивості системи.

**Ключові слова:** система фазового автопідстроювання частоти, джитер.

**Лебедь Е.В., Беляков Р. О., Кривенко А.В., Остапенко А.О. Оценка параметров исходящего сигнала при повышении фильтрующих свойств системы ФАПЧ с учетом действия фазового шума.** В статье исследовано влияние элементов системы ФАПЧ на стабильность параметров исходного сигнала системы. Проведена оценка стабильности исходного сигнала системы ФАПЧ, при максимально допустимой неузгодженности между частотами сигнала и перестроенного генератора, в пределах которой обеспечивается переход к режиму слежения системы ФАПЧ. Показано, что полоса пропускания контура ФАПЧ влияет на время увлечения и величину джитера исходных колебаний цифровой системы ФАПЧ, которая повышает фазовый шум исходных колебаний и снижает фильтрующие свойства системы.

**Ключевые слова:** система фазовой автоподстройки частоты, джитер.

## Вступ

*Постановка задачі.* Цифрові системи передачі інформації (ЦСП) широко використовуються в техніці зв'язку і управління, радіоавтоматиці, радіовимірвальних комплексах і інших системах автоматичного регулювання.

У таких системах структура приймача містить цифрову частину, в якій реалізуються алгоритми фільтрації, демодуляції та синхронізації різного рівня. У основі систем синхронізації ЦСП, застосовується система фазового автопідстроювання частоти ФАПЧ (Phase Locked Loop (PLL)).

Це системи високочастотної і тактової синхронізації, що формують опорні коливання на приймальній стороні по вхідному сигналу, а також синтезатори частот, сітки високостабільних коливань задаючих генераторів і гетеродинів приймача і передавача.

Ефективне функціонування цих систем залежить від забезпечення синхронної роботи їх передавальних і приймальних пристроїв, яка може бути порушена внаслідок взаємної нестабільності частот переданих і опорних сигналів приймача, так і ефекту Доплера.

Нестабільність частот, зумовлена вказаними вище чинниками, є причиною, яка ускладнює синхронізацію передавальних і приймальних пристроїв по несучій і тактовій частотам.

Виникнення помилок через нестабільності частот на етапі синхронізації приймача не припустима, тому для забезпечення синхронної роботи прийомо-передавальних пристроїв (усунення частотного розладу вхідного сигналу, і сигналу керованого генератора приймача) використовуються системи фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ), які здатні синтезувати необхідну для роботи частоту, синхронізувати фази тактових частот.

*Аналіз літературних джерел.* У роботах [1 - 7] розглянуті системи фазового автопідстроювання (ФАПЧ), які використовуються в програмних приймально-передавальних пристроях для відновлення несучої частоти та символічної синхронізації.

В системі фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) мають місце фазові шуми блоків та вузлів, що знижують якість роботи системи ФАПЧ.

Інерційність елементів системи ФАПЧ призводить до зміни тривалості перехідних процесів і обмеження смуги утримання і захоплення кільця системи ФАПЧ, а також можливості придушення джитера системи.

У роботах [1 - 3], пропонуються шляхи оптимізації часу захоплення і стабільності синтезованого сигналу на виході системи ФАПЧ. Одним з основних завдань при розробці систем ФАПЧ є зниження рівня фазових шумів при збереженні широкого діапазону перебудови робочих частот.

Таким чином при проектуванні системи ФАПЧ необхідно враховувати структуру системи та провести оцінку стабільності вихідного сигналу системи ФАПЧ при максимально допустимій неузгодженості між частотами сигналу та перебудованого генератора для оптимізації часу захоплення і стабільності синтезованого сигналу системи.

*Мета та задачі дослідження* оцінити параметри вихідного сигналу при зменшенні фазового шуму та підвищенні фільтруючих властивостей системи ФАПЧ.

Для досягнення мети розв'язуються такі наукові задачі:

- дослідження впливу завад на функціональні вузли системи фазового автопідстроювання частоти від яких залежить якість роботи системи ФАПЧ;

- оцінити дію абсолютного джитера вихідних коливань цифрової системи ФАПЧ для при впливі фазового шуму вихідні коливання цифрової системи ФАПЧ.

## 1. Вплив завад на вузли системи ФАПЧ

Якість роботи схеми системи фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) залежить від багатьох показників у тому числі від рівня фазового шуму. Основне завдання з метою зменшення фазового шуму системи ФАПЧ є об'єктивний вибір смуги частот кола зворотного зв'язку, так щоб забезпечувався компроміс між рівнем вихідного фазового шуму й смугою пропускання фільтра нижніх частот (ФНЧ) в схемі ФАПЧ.

Фазовий шум на виході системи ФАПЧ (рис. 1) зумовлений двома джерелами: шумом опорного джерела та внутрішнім шумом перебудованого генератора (ПГ). Перший генерується джерелами сигналу, паразитними зв'язками в пристрої, неідеальностями в схемі джерела живлення. Шум ПГ генерується елементами фільтра нижніх частот (ФНЧ), підсилювачем в схемі ПГ та джерелом живлення.

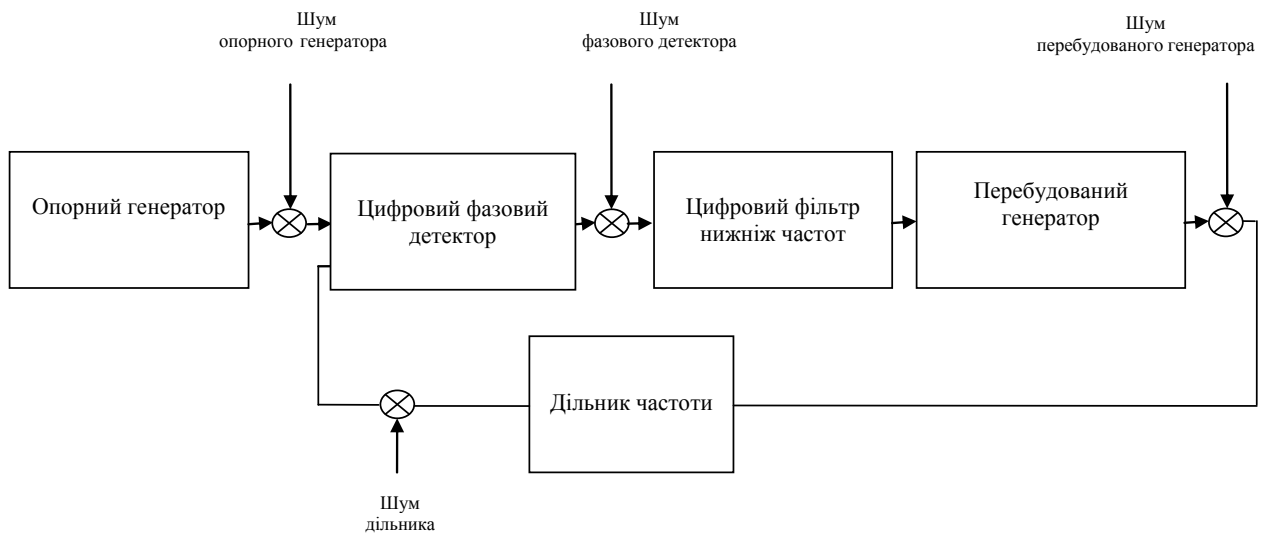


Рис. 1

Для завад, що діють на інші функціональні вузли (фазовий детектор, дільник частоти із змінним коефіцієнтом ділення, фільтр нижніх частот, генератор опорних коливань) і власних шумів цих функціональних вузлів повністю цифрова система ФАПЧ являє собою фільтр нижніх частот.

Об'єктом управління в системі ФАПЧ є перебудований генератор (ПГ). Частота напруги ПГ є вихідним сигналом системи ФАПЧ, на яку діє напруга від опорного генератора з частотою  $\omega_{ог}$ . Цифровий фазовий детектор (ФД) вимірює фазову незгодженість між двома сигналами, вихідний сигнал якого є нелінійною періодичною функцією різниці фаз сигналів, що подаються від опорного генератора і перебудованого генератора.

Початкова фазова незгодженість між двома сигналами визначається, як

$$\Delta\omega = \omega_{ог} - \omega_{ПГ}.$$

де  $\omega_{ПГ}$  – початкова фаза частоти сигналу ПГ.

Відповідно до структури рис. 1 передаточна функція системи ФАПЧ має вигляд:

$$G(z) = \frac{K_D K_G K_F(z)}{z}.$$

де  $K_D, K_G, K_F(z)$  передаточні функції фазового детектора, перебудованого генератора, фільтра нижніх частот.

Смугу пропускання  $\omega_c$  визначаємо з умови:

$$\left\| G(z) \times \frac{1}{N} \right\| = 1.$$

Для ФНЧ 2-го порядку [2], смуга пропускання дорівнює

$$\omega = 2\pi f = 2\pi \frac{K_D K_G R}{N} \times \frac{C_1}{C_1 + C_2}.$$

Важливим параметром систем ФАПЧ є величина смуги захоплення  $\omega_3$  (діапазон первинних неузгодженностей між частотами сигналу і перебудованого генератора, в межах якого забезпечується перехід до режиму слідування за частотою).

Смуга пропускання контура безпосередньо впливає на характеристики синтезованого сигналу і час захоплення (час встановлення робочого режиму), зменшення смуги пропускання контуру приводить до збільшення часу захоплення і покращення параметрів вихідного сигналу. Для забезпечення стійкості контура системи ФАПЧ величина  $\omega_3$  має бути на порядок менше частоти порівняння ФД.

Для оцінки стабільності системи ФАПЧ, введемо поняття однієї з характеристик синтезованого сигналу - джитера (часової нестабільності періоду/частоти коливань системи ФАПЧ).

1) Циклічний джитер

$$\Delta T_{n1} = T_n - \bar{T}.$$

де  $T_n, \bar{T}$  період  $n$ -го такту і середній період за деякий час.

Средньоквадратична величина  $\Delta T_{n1}$  визначається як:

$$\sigma_C = \lim_{N \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{N} \left( \sum_{n=1}^N (\Delta T_{n1})^2 \right)},$$

Інший вид джитера - міжперіодний джитер, визначається, як стандартне відхилення різниці періодів двох сусідніх циклів

$$\sigma_{CC} = \lim_{N \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{N} \left( \sum_{n=1}^N (\Delta T_{n1})^2 \right)}.$$

Необхідно розрізнити джитер періоду і міжперіодний джитер. Джитер періоду порівнює період коливань із середнім періодом, а міжперіодний джитер порівнює період коливань з попереднім періодом.

Джитер періоду не містить ніякої динамічної інформації, в той час як міжперіодний джитер описує короткочасну динаміку періоду.

2) Джитер між двома послідовними періодами

$$\Delta T_{n2} = T_{n+1} - T_n,$$

3) Абсолютний джитер – максимальне відхилення на проміжку де-якого проміжку часу

$$\Delta T = \max(T_x - T_y)$$

де  $T_x, T_y$  два де-яких періоду в сигналі.

Величина джитера визначається зовнішніми внутрішніми джерелами шуму. До зовнішніх відносяться нестабільність опорного генератора і нестабільність напруги живлення, до внутрішніх відносяться внутрішні шуми функціональних блоків системи ФАПЧ.

У системах ФАПЧ найбільш важливою характеристикою є джитер вихідних коливань системи, який залежить від шумових властивостей перебудованого генератора і параметрів петлі зворотного зв'язку системи ФАПЧ, який враховує ефекти флуктуації фази і флуктуації амплітуди коливань генераторів.

Усі перераховані паразитні дії проявляються через збільшення коливань керуючої напруги в сталому режимі, тобто для збільшення стабільності вихідного сигналу необхідно збільшувати величину складової ємності ФНЧ незалежно від його порядку і типу. При цьому для збереження положення полюсів фільтру необхідно зменшувати величину опору  $R$ , що означає зменшення смуги пропускання  $\omega_c$ .

Зменшення джитера є збільшення робочої частоти ПГ. Якщо ПГ має однакову крутизну по всьому діапазоні керуючої напруги (коефіцієнт передачі ПГ постійний), то при зміні керуючої напруги, на  $\Delta V$  частота ПГ зміниться на  $\Delta F = K_G \Delta V$ . При цьому зміна періоду  $\Delta T$  виявиться менше на високих частотах, викликавши тим самим менше коливання керуючої напруги. Відповідні приклади розрахунку  $\Delta T$  для різних частот ПГ при збереженні на виході вхідної частоти наведені в табл. 1.

Таблиця 1

Параметри	Повторення частоти	Множення на 4
$F_{ПГ}$	$f$	$4f$
$T_{ПГ}$	$1/f$	$1/4f$
$\Delta F_{ПГ}$	$K_G \Delta V$	$K_G \Delta V$
$\Delta T_{ПГ}$	$\frac{K_G \Delta V}{f(f + \Delta V K_G)}$	$\frac{K_G \Delta V}{4f(4f + \Delta V K_G)}$
$\Delta T_{вих}$	$\frac{K_G \Delta V}{f(f + \Delta V K_G)}$	$\frac{K_G \Delta V}{4f(4f + \Delta V K_G)}$

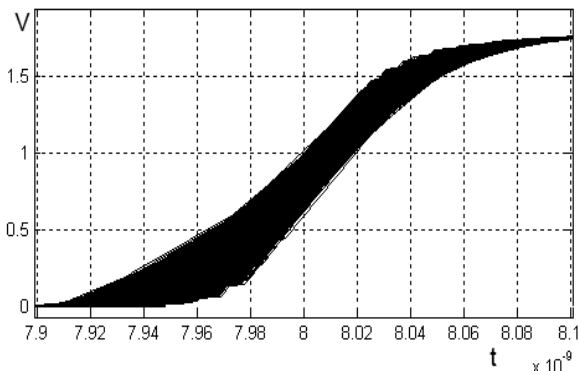
Приведені вирази показують, що при підвищенні частоти роботи ПГ стабільність вихідного сигналу зростає. Хоча приведений розрахунок не враховує особливості фільтрації керуючої напруги у ФНЧ, тенденція збільшення стабільності сигналу при збільшенні частоти роботи ПГ підтверджується і при моделюванні усієї системи ФАПЧ (рис. 2): в обох випадках вхідна і вихідна частоти дорівнюють 50 МГц, але розрізняються робочі частоти ПГ - 200 МГц і 400 МГц. Видно, що при роботі ПГ на частоті 400 МГц джитер вихідного сигналу значно менше. При моделюванні в обох випадках використовувався однаковий ФНЧ 2-го порядку.

$$f_{in} = 50\text{MHz} \quad f_{out} = 50\text{MHz} \quad N = 4$$

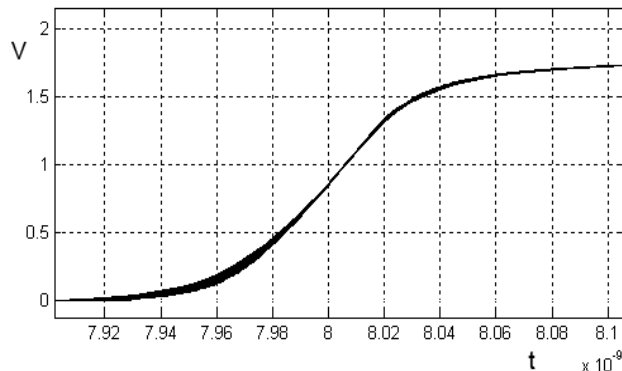
$$f_G = 200\text{MHz}$$

$$f_{in} = 50\text{MHz} \quad f_{out} = 50\text{MHz} \quad N = 8$$

$$f_G = 400\text{MHz}$$



$$\Delta T = 50 \text{ ps}$$



$$\Delta T = 2 \text{ ps}$$

Рис. 2

Аналогічне порівняння сигналів при вхідній і вихідній частоті в 10 МГц з коефіцієнтами множення частоти 8 і 16 наведено на рис. 3. В якості опорного генератора використовувався

неідеальний генератор з джитером  $\Delta T=18$  пс. Видно, що при  $N=8$  стабільність вихідного сигналу погіршується, а при  $N=16$  його стабільність не погіршується відповідно до вхідного.

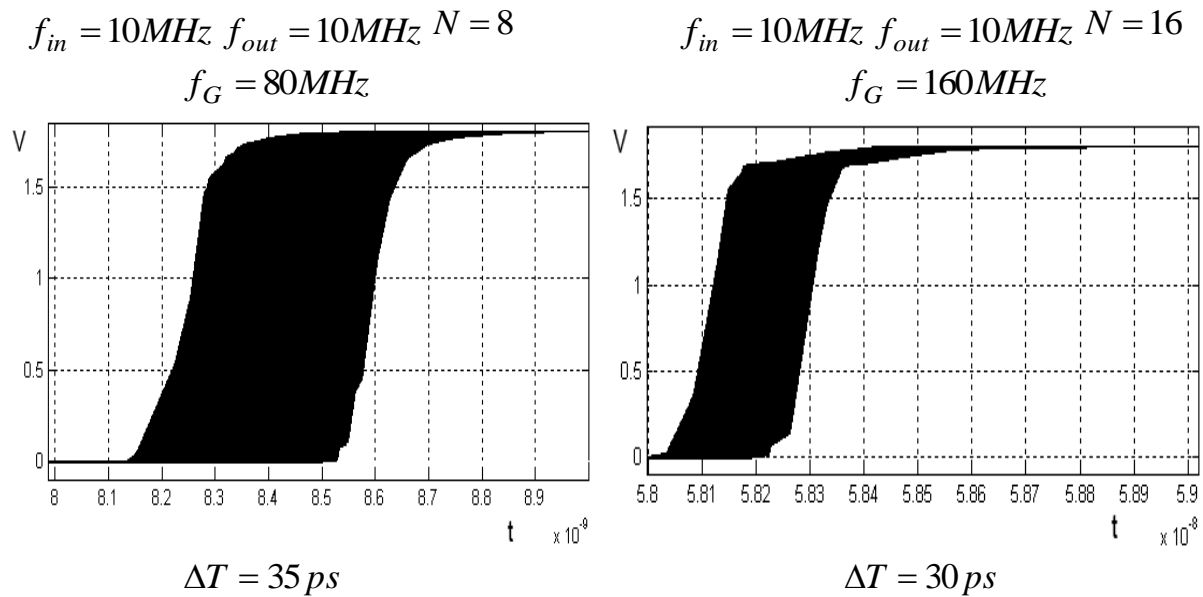


Рис. 3

При роботі з реальною системою ФАПЧ виникає негативний параметр вихідного сигналу - нестабільність вихідних коливань системи ФАПЧ, обумовленої дією фазового шуму перебудованого генератора. Шум ПГ спричиняє пряму дію на якість синтезованого сигналу. Значною мірою це пов'язано з роботою ПГ, вихідна частота якого залежить не лише від керуючої напруги, а й нестабільністю частоти. Значення вихідної частоти зрізу контура системи ФАПЧ визначається нестабільністю частоти перебудованого генератора.

## 2. Розрахунок нестабільності періоду вихідних коливань системи ФАПЧ, обумовленої дією фазового шуму перебудованого генератора

Знаючи вираз для оцінки абсолютного джитеру перебудованого генератора

$$L\{f_{off}\} = \frac{8}{3\eta} \times \frac{kt}{p} \times \frac{\Delta V\gamma}{\Delta V_{off}} \times \frac{f_0^2}{f_{off}^2}.$$

можливо чисельно визначити значення фазового шуму коливань перебудованого генератора. Параметр  $L\{f_{off}\}$  визначається, як номінальне значення частоти вихідних коливань перебудованого генератора.

Знаючи значення  $L\{f_{off}\}$  можна оцінити спектральну щільність потужності фазового шуму [7, 8]. Для цього слід скористатися емпіричним співвідношенням [9]:

$$L\{f_{off}\} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{S(f)}{2} \right), \tag{1}$$

звідси отримаємо:

$$S(f) \approx 2 \cdot 10^{-\frac{L\{f_{off}\}}{10}}, \tag{2}$$

Співвідношення (2) застосуємо для низького рівня фазового шуму. Співвідношення між спектральною щільністю потужності і фазовим шумом коливань справедливо, якщо існує можливість експериментального визначення  $L\{f_{off}\}$ .

Вираз (1) для малих значень фазового шуму дорівнює:

$$V_n(t) = V \left[ t + \phi(t) / 2\pi f_c \right], \tag{3}$$

де  $V [t]$  - сигнал без шуму  $f_c = \frac{1}{T}$ ,  $T$  - період функції  $V_n(t)$ .

При малих значеннях  $\phi(t)$ :

$$\begin{aligned} V_n(t) &= V(t) + v_n(t), \\ v_n(t) &= \frac{dV(t)}{dt} \frac{\phi(t)}{2\pi f_c}, \end{aligned} \quad (4)$$

Тоді вираз (3) можна переписати:

$$V_n(t) = V(t) + v_n(t), \quad (5)$$

Функція  $V(t)$  періодична з періодом  $T$ ; її розкладання в ряд Фур'є має вид

$$V_n(t) = \sum_{k \rightarrow \infty} V_k e^{2\pi j k f(t)}, \quad (6)$$

Підставляючи (6) в (4) одержуємо:

$$V_n(t) = \sum_{k \rightarrow \infty} j k V_k e^{2\pi j k f(t)}, \quad (7)$$

З урахуванням (7) спектральна щільність потужності сигналу  $v_n(t)$  становить:

$$S_{v_n}(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |k \cdot V_k|^2 S_{\phi}(f - k \cdot f_c), \quad (8)$$

Використовуючи (8) і враховуючи (1) вираз, що визначає фазовий шум можна представити у вигляді:

$$\begin{aligned} L\{f_{off}\} &= \frac{S_{v_n}(f_c + f_{off})}{2|V_1|^2}, \\ L\{f_{off}\} &= \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left| \frac{k V_k}{V_1} \right| S_{\phi}(f_{off} - (k-1)f_c), \end{aligned}$$

Звідси, за умови  $f_{off} \ll f_c$  отримаємо

$$L\{f_{off}\} \approx \frac{1}{2} S_{\phi}(f_{off}),$$

Спектральна щільність потужності фазового шуму вихідних коливань системи ФАПЧ, викликана дією фазового шуму коливань перебудовується цифровим кодом генератора, може бути визначена:

$$S_{PLL}^G(\omega) = |1 - H_{PLL}(\omega)|^2 \cdot S_G(\omega). \quad (9)$$

Вираз (9) може бути використано не тільки для чисельної оцінки спектральної щільності потужності фазового шуму вихідних коливань цифрової системи ФАПЧ, але і для порівняння фільтруючих властивостей цифрових систем ФАПЧ з різними передавальними функціями.

### 3. Оцінка абсолютного джитера вихідних коливань цифрової системи ФАПЧ

Оцінку абсолютного джитера вихідних коливань цифрової системи ФАПЧ проведемо поетапно.

Етап 1.

1.1) Визначимо параметри функціональних блоків цифрової системи ФАПЧ  $K_D, K_G, K_F(z)$ .

1.2) Складемо передаточну функцію фільтра нижніх частот.

1.3) Визначимо значення коефіцієнта ділення дільника частоти  $N_d$ , який знаходиться, як відношення необхідного значення частоти вихідних коливань системи ФАПЧ і частоти коливань опорного генератора.

1.4) Знаючи період коливань опорного генератора, запишемо передавальну функцію  $1-H_{PLL}(z)$  в  $z$  - області на передавальну функцію  $1-H_{PLL}(\omega)$  в частотній області за допомогою співвідношення  $z = e^{j\omega T} = e^{j2\pi fT}$ .

Етап 2.

2.1) Визначимо значення  $\sigma_{cc}(t)$ , використовуючи  $L\{f_{off}\} = \frac{8}{3\eta} \times \frac{kt}{p} \times \frac{\Delta V \gamma}{\Delta V_{off}} \times \frac{f_0^2}{f_{off}^2}$ .

коефіцієнт  $\eta$  буде дорівнювати 0.75, а  $\gamma$  дорівнюватиме  $\frac{2}{3}$  перебудованого генератора [10].

2.2) Визначаємо частоту коливань перебудованого генератора  $f_0$ .

2.3) Значення потужності споживання системи ФАПЧ можна за допомогою співвідношення  $P = 2 \times \eta \times V_{dd} \times q_{max} \times f_0$ .

Етап 3.

3.1) За допомогою  $\sigma_{\Delta T} = \frac{8}{\omega_0^2} \int_0^{\infty} S_c(\omega) [1 - e^{j\omega \Delta T}] d\omega = \frac{8}{\omega_0^2} \int_0^{\infty} S_c(\omega) \sin\left(\frac{\omega \Delta T}{2}\right) d\omega$  та

$S_{PLL}^G(\omega) = |1 - H_{PLL}(\omega)|^2 S_G(\omega)$  знаходимо значення міжперіодного джитера цифрової системи ФАПЧ.

Чисельно оцінити вплив фазового шуму на часову нестабільність періоду вихідних коливань цифрової системи ФАПЧ можливо, якщо буде визначено спектральну щільність потужності коливань перебудованого генератора з урахуванням дії фазового шуму.

### Висновки

У статті показано, що ширина смуги захоплення та можливість придушення джитера вихідних коливань цифрової системи ФАПЧ є взаємовиключними характеристиками. Можливість придушення джитера вихідних коливань цифрової системи ФАПЧ швидко зменшується з збільшенням частоти вхідного сигналу від частоти не синхронізованої системи ФАПЧ.

Оцінка джитера вихідних коливань цифрової системи ФАПЧ, дозволяє чисельно оцінити вплив фазового шуму вихідні коливання цифрової системи ФАПЧ, та забезпечує зменшення фазового шуму і підвищує фільтруючі властивості системи.

Проведений аналіз показав, що при правильному налаштуванні системи ФАПЧ можливо не лише синтезувати частоти, але і відновлювати опорний тактовий сигнал покращуючи його параметри. Система ФАПЧ при необхідності може використовуватись для розширення набору синтезованих частот і максимально можливого придушення шумів вихідного сигналу.



## **Література**

1. Системы фазовой автоподстройки частоты./ В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин, В.Л. Под ред. В.В. Шахгильдяна. М.: Связь, 1972. - 220 с.
2. Kroupa V. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis. - Chichester: John Wiley & Sons Ltd., 2003. - 30-35 p.
3. Комбинированная система фазовой автоподстройки частоты. Часть 3. Показатели качества системы / Г.Ф. Зайцев, В.Л. Булгач, А.П. Полоневич, Н.В. Градобоева // Зв'язок. – 2012. – № 3. - 64-68 с.
4. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации / Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 1989. - 145 с.
5. Стеклов В.К., Мирошников В.В. Анализ нелинейных систем фазовой автоподстройки // Радиотехника. — 2004. — № 138. - 105-110 с.
6. Е.Н. Бормонтов, В.И. Клюкин, С.А. Быстрицкий Анализ стабильности параметров выходного сигнала в системе ФАПЧ для ПЛИС. – Вестник Воронежского государственного технического университета, Т.4, №12, 2008, - 51-55 с.
7. В.С. Плаксиенко, Н.Е. Плаксиенко, А.С. Сиденков // Исследование системы ФАПЧ с фазовым дискриминатором с обратными связями. - Научный вестник НГТУ том 57, № 4, 2014, - 109-118 с.
8. Лебідь Є.В., Радзівілов Г.Д., Беляков Р.О. // Зменшення фазового шуму шляхом підвищення фільтруючих властивостей цифрової системи фазового автопідстроювання частоти. - Науково-технічний журнал «Озброєння та військова техніка», №3, 2015, - 13-17 с.
9. V. Gutnik, et al., Embedded power supply for low-power DSP // IEEE Transaction on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 1997, Vol.5, № 4, P. 425-435.
10. V. R. von Kaenel, et al., A High-Speed, Low-Power Clock Generator for a Microprocessor Application // IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1998, Vol.33, №11, P. 1634-1639.

## *Автори статті*

**Лебідь Євген Віцентійович** - ад'юнкт науково-організаційного відділу, Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна. Тел. +38 097 013 00 45. E-mail: igarden1981@gmail.com

**Беляков Роберт Олегович** - к.т.н., викладач кафедри технічного і метрологічного забезпечення, Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна. Тел.: +38 093 919 00 47. E-mail: france417@gmail.com

**Кривенко Олександр Володимирович** - ад'юнкт науково-організаційного відділу, Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації, м. Київ, Україна. Тел. +38 093 575 55 89. E-mail: bossyak-007@mail.ru

**Остапенко Олександр Олегович** - ад'юнкт науково-організаційного відділу. Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації, м. Київ, Україна. Тел. +38 097 702 64 48. E-mail: ostapenko86@icloud.com

## *Authors of the article*

**Lebid' Yevhen Vitsentiyovych** - adjunct of Scientifically-Organizational Department, Military Institute of Telecommunications and Informatization, Kyiv, Ukraine. Tel. +38 097 013 00 45. E-mail: igarden1981@gmail.com.

**Belyakov Robert Olehovych** - candidate of science (technic), teacher of Department Technical and Metrology providing, Military Institute of Telecommunications and Informatization, Kyiv, Ukraine. Tel.: +38 093 919 00 47. E-mail: france417@gmail.com

**Krivenko Olexandr Volodimirovych** - adjunct of Scientifically-Organizational Department, Military Institute of Telecommunications and Informatization, Kyiv, Ukraine. Tel. +38 093 575 55 89. E-mail: bossyak-007@mail.ru

**Ostapenko Olexandr Olehovych** - adjunct of Scientifically-Organizational Department, Military institute of telecommunications and informatization, Kyiv, Ukraine. Tel. +38 097 702 64 48. E-mail: ostapenko86@icloud.com

Дата надходження в редакцію: 14.03.2016 р.

Рецензент: д.т.н., проф. О.В. Кувшинов