

**В. В. Козловський**, д-р техн. наук, проф.  
Національний авіаційний університет  
orcid.org/0000-0002-8301-5501  
e-mail: vvkzeos@gmail.com;

**О. Л. Туровський**, канд. техн. наук, доц.  
Державний університет телекомунікацій  
orcid.org/0000-0002-4961-0876  
e-mail: s19641011@ukr.net;

**Ю. В. Баланюк**, канд. техн. наук, доц.  
Національний авіаційний університет  
orcid.org/0000-0001-7696-6438  
e-mail: balanyk@ukr.net

## СИНТЕЗ РОЗІМКНУТОГО ЗВ'ЯЗКУ СИСТЕМИ СИНХРОНІЗАЦІЇ НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ ЗА УМОВИ ПІДВИЩЕННЯ ПОРЯДКУ АСТАТИЗМУ

### Вступ

Наукові дослідження проблем передавання даних, пошук шляхів і методів підвищення ефективності використання засобів зв'язку, є надзвичайно важливими для вирішення завдання, що стоять перед сучасними системами зв'язку та телекомунікації.

Успішне вирішення завдання подальшого підвищення ефективності систем зв'язку багато в чому залежить від якості функціонування систем і пристроїв, що входять до їх складу. У різні радіотехнічні пристрої техніки зв'язку, радіолокації і управління, а також в пристрої точного магнітного запису широко впроваджені системи фазової синхронізації. Зокрема, в фазокогерентних системах телекомунікації і управління вони застосовуються для відновлення несучої і тактовою частот та для когерентної демодуляції аналогових і цифрових сигналів з кутовою модуляцією [1].

Робота систем синхронізації характеризується впливом ряду збурень та шумів на їх роботу — адитивного флуктуаційного шуму, збурення кутної кутової модуляції (у разі фільтрації несучої частоти), стрибків фази і частоти та ін.

У ряді випадків необхідно забезпечити високу точність роботи системи в сталому і перехідному режимах.

Так, у лініях космічного зв'язку основними збуреннями є адитивний гауссівський шум і доплерівські зміщення частоти. Тому системи синхронізації, що працюють в таких умовах, повинні

характеризуватися малою дисперсією фазової помилки і високою швидкодією [2].

### Аналіз останніх досліджень і публікацій

У наукових працях, наприклад [3; 4; 5], описані дослідження, спрямовані переважно на оптимізацію параметрів фільтра і системи загалом для класу замкнутих систем синхронізації (ЗСС). Однак ЗСС через властивих їм протиріч не дозволяють у ряді випадків забезпечити необхідну якість роботи. Це особливо відчутно, коли потрібно поліпшити якість системи по двом і більше суперечливим показникам.

Неточності фільтрації фази несучого коливання в ЗСС знижують відношення сигнал/шум на виході когерентного приймача. Тому при фільтрації фази необхідно забезпечити мінімальну помилку. Прагнення збільшити здатність до фільтрації системи синхронізації в класі ЗСС призводить до неминучого звуження смуги утримання, а прагнення підвищити порядок астастизму погіршує динаміку системи.

Поліпшення динаміки можливо здійснити, наприклад, шляхом запису сигналу в поточний момент і зчитування на наступному тактовому інтервалі  $M$  разів, що визначено у праці [6]. Однак обробка інформації в таких системах відбувається не в реальному часі, і крім того, пристрої запису-відтворення вносять додаткові спотворення.

Аналогічний ефект щодо поліпшення динаміки досягається в системах синхронізації гребінчастого типу (ССГ). Але в них потрібна наяв-

ність  $M$  гілок для паралельної обробки інформації, що ускладнює конструкцію [7].

Зменшення сталої та перехідною складових помилки можливо в адаптивних системах синхронізації (АСС). Наприклад, у працях [1; 5] розглянута двоканальна АСС з каналами грубого і точного підстроювання. Канал грубого підстроювання побудований на базі ССГ і характеризується високою швидкодією, а канал точного підстроювання являє собою звичайну ЗСС і розраховується за умови забезпечення необхідної точності, тобто така АСС являє собою дві системи синхронізації, що перемикаються залежно від режиму роботи. Оскільки обидва канали побудовані за звичайними схемами і працюють у різні проміжки часу, то їм притаманні суперечності, характерні для ЗСС.

Великі можливості щодо поліпшення якості систем синхронізації є в класі комбінованих систем, які можуть поєднувати принципи регулювання по відхиленню і збуренню, що визначалось як перспективні методи у працях [1; 8].

Однак можливості комбінованих систем синхронізації (КСС) різного типу на сьогодні мало досліджені.

Так, у більшості праць по КСС, наприклад [6; 9; 10] в основному проводиться аналіз їх динаміки при простому розімкнутому зв'язку, що складається з частотного дискримінатора (ЧД) і різних фільтрів (або без них), без урахування шуму.

На відміну від простих КСС, перспективна комбінована система автоматичного регулювання у якій пропонується синтез розімкнутого зв'язку за умови підвищення порядку астатизму має свої особливості, зумовлені специфічними вхідними вузлами замкнутого і розімкнутому каналів управління [11].

Певні дослідження в напрямку поліпшення якостей ЗСС через зміну схеми реалізації в напрямку її комбінування та зменшення різними методами мінімальних помилок на етапі фільтрації фази проводились і їх результати викладені у таких працях: у праці [10] показано особливості реалізації системи відновлення несучої частоти при когерентній демодуляції сигналу з безперервною фазою.

Досліджується питання практичної реалізації системи фазового автопідстроювання частоти на сучасній елементній базі. В статті відсутній розгляд питання синтезу розімкнутого зв'язку в схемі розглянутої в якості оптимальної схеми. Також у цій статті не розглядаються питання підвищення порядку астатизму.

Обґрунтування перспектив проведення досліджень в напрямку синтезу розімкнутого зв'язку викладено у праці [11]. Але сам синтез розімкну-

того зв'язку в комбінованій системі синхронізації не розглядався.

У праці [12] розглядається можливість побудови системи тактової синхронізації для приймачів сигналів з мінімальною частотною маніпуляцією на основі автокореляційного демодулятора. Досліджено робота автокореляційного демодулятора з комплексною огинаючою сигналу, що має мінімальну частотну маніпуляцію. На основі машинного моделювання отримані залежності параметрів тактового сигналу від неточностей виконання елементів схеми. У даній статті не розкрито питання синтезу розімкнутого зв'язку в поданій схемі тактової синхронізації та відсутній розгляд питання підвищення порядку астатизму.

Автор праці [13] запропонував метод здійснення синхронізації послідовності сигналів, що розширюється в умовах значного перевищення рівня шуму над рівнем інформаційного сигналу. Для синхронізації використовується службовий канал, який працює на одній частоті з інформаційним. Розподіл каналів проводиться при формуванні сигналів квадратурних каналів: синфазних канал використовується для формування фазоманіпульованого сигналу з розширенням спектра, квадратурний канал використовується для передачі сигналу тактової частоти.

У даній статті не розглядався вид схеми стеження, до якої вказаний алгоритм можна застосувати та не розглянуто питання підвищення порядку астатизму для даного алгоритму.

У праці [14] подана нова схема модуляції прямої послідовності для систем зв'язку по розподіленому спектру, визначена як модуляція затримки і адресування (DADS). Запропонована авторами проста в реалізації і не потребує вирівнювання коду вхідного сигналу на її вході, що робить її найбільш оптимальною для передачі коротких сигналів. У статті не розкрито тип схеми, відносно якої обґрунтовувались виводи, а також відсутній розгляд питання можливого синтезу розімкнутого зв'язку в такій схемі та відсутнє питання підвищення порядку астатизму в визначеній схемі.

Автори праці [15] пропонують спільну оцінку синхронізації та зсуву несучої та виявлення даних за допомогою фільтра сигналів, ранжованих по важливості в каналах адитивного білого гаусівського шуму. У даній статті отримано зважений байєсівський Крамерський Рао–кордон (WBCRB) для спільного визначення часу та зсуву несучої, який враховує попередній розподіл параметрів оцінки та є точною нижньою межею для всіх розглянутих значень співвідношення сигнал/шум (SNR). Питання, пов'язані з типом схеми, на якій пропонується реалізувати запро-

поновану оцінку та не розглянуті питання підвищення порядку астатизму в визначеній схемі.

Праця [16] поєднує просту техніку оцінювання зміщення частоти (FO) з методом оцінки фазового шуму. Оцінювання фазового шуму виводиться з розрахункових коефіцієнтів дискретно-косинусного перетворення. Проаналізовано ряд реалізацій запропонованого алгоритму. Але невизначений тип схеми, на якій розглядалися реалізації та підвищення порядку астатизму в таких схемах.

Автор праці [17] пропонує підхід до зменшення похибки оцінювання несучої і символічної частоти сигналів з цифровою модуляцією методами, що базуються на аналізі частотних характеристик сигналу. В основу підходу покладено розрахунок першої похідної функції спектральної щільності та пошук нуля ітераційним методом хибного положення. Схема, на якій можлива реалізація запропонованого підходу в роботі не розглядається.

У праці [18] запропоновано метод визначення несучих частот, що використовується у системах радіомоніторингу. Суть методу полягає у визначенні параметрів сигналу за його спектральною формою. Метод складається з таких етапів: отримання даних, їх спектральне перетворення, усереднення, визначення частот та відображення одержаних даних.

Використовується в системах радіомоніторингу, які здійснюють радіочастотний контроль. Схема, на якій можлива реалізація запропонованого підходу в роботі не розглядається.

### Постановка завдання

Перешкодостійкість, точність роботи та швидкодія систем синхронізації, впливають на основні показники роботи фазокогерентних систем зв'язку. А теоретичні дослідження в напрямку розробки, аналізу та удосконалення відомих і синтез нових схем синхронізації, що характеризуються високою завадостійкістю, точністю і швидкістю при простоті конструкції є актуальним та своєчасним науковим завданням.

**Метою роботи** є вирішення завдання синтезу більш складних зв'язків в КСС зі змінною структурою та з логічними пристроями, що дозволяють підвищити порядок астатизму системи, зменшити дисперсію постійної і перехідної помилок у процесі відстеження несучої частоти в умовах наявності шумів в каналі зв'язку, які на даний час не вирішувалися та є актуальною науковою проблемою, розв'язанню якої присвячена ця стаття.

Кінцевим етапом синтезу більш складних зв'язків в КСС є вирішення ряду завдань, а саме:

- розробка науково-обґрунтованих схем синхронізації систем зв'язку в напрямку мінімізації дисперсії фазової помилки при забезпеченні високої швидкодії системи.
- оцінка граничних можливостей запропонованих схем щодо підвищення порядку астатизму системи синхронізації.

У свою чергу, розробка різних варіантів таких схем розімкнутого зв'язку систем синхронізації несучої частоти та оцінка їх можливостей щодо підвищення порядку астатизму є окремим науковим завданням, вирішення якого зумовлює актуальність досліджень, що пропонуються до розв'язання в даній статті.

### Виклад основного матеріалу

У фазокогерентних системах зв'язку необхідно виділяти несуче коливання з сигналу, який може бути модельований корисним повідомленням і перешкодою.

Неточності фільтрації фази несучого коливання знижують відношення сигнал/шум на виході когерентного приймача. Тому при фільтрації фази необхідно забезпечити мінімальну помилку.

Прагнення збільшити фільтруючу здатність системи синхронізації в класі ЗСС призводить до неминучого звуження смуги утримання, а прагнення підвищити порядок астатизму погіршує динаміку системи.

Структурна схема замкнутої системи синхронізації показана на рис. 1.

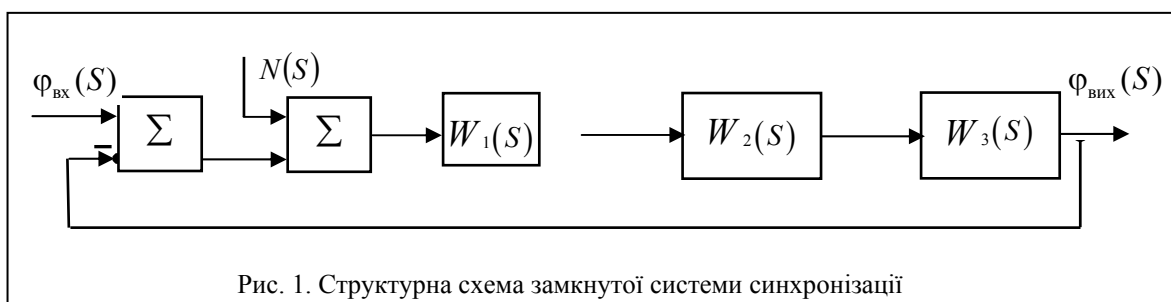


Рис. 1. Структурна схема замкнутої системи синхронізації

У цій статті розглянемо вирішення цих завдань в класі КСС, вільних від зазначених протиріч. Визначимо математичну модель системи синхронізації для когерентної космічного зв'язку. Основними видами шумів на лінії штучний супутник землі — земна станція є шуми Галактики і шуми дискретних радіоджерел (випромінювання зірок). Причому останні достатньо малі, тому, при проектуванні систем зв'язку враховуються переважно шуми Галактики, які мають характер білого гауссівського шуму [2]

Виходячи з цього, в подальшому будемо розглядати адитивний гауссівський шум, з врахуванням додаткової кутової модуляції за рахунок доплерівських відходів частоти.

Вхідний і вихідний сигнали системи синхронізації запишемо, відповідно, у вигляді [9]:

$$\begin{aligned} x(t) &= \sqrt{2}A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_{\text{вх}}(t)) + n(t); \\ r(t) &= \sqrt{2}A_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_{\text{вих}}(t)), \end{aligned} \quad (1)$$

де  $n(t)$  — адитивний гауссівський шум в каналі з односторонньою спектральною щільністю  $N_0/2$ .

Амплітуду вхідного сигналу приймемо  $A_0 = \text{const}$  і будемо розглядати лише фазу сигналу, модульовану корисним повідомленням і перешкодою.

Розімкнутий канал КСС будемо синтезувати на базі частотного дискримінатора (ЧД) (або послідовного з'єднання декількох ланок, з аналогічними передавальними функціями перше з яких — ЧД).

Оскільки вхідними ланками зімкнутого і розімкнутого каналів управління є фазовий дискримінатор (ФД) і частотний дискримінатор, то замість повних сигналів (1) при  $A_0 = \text{const}$  можна розглядати лише їх фази, подавши при цьому ФД у вигляді нелінійної ланки, а ЧД як диференціальну ланку.

Крім того, при переході до математичної моделі необхідно врахувати відповідні перетворення фази і частоти за рахунок дії шуму і реакцію реальних ФД і ЧД на суму сигналу і шуму (1).

Так, під час подання на ФД з синусоїдальною характеристикою сигналів вигляду (1), напруга на його виході буде [8]:

$$U_{\text{ФД}} = K_{\text{ФД}} (A_0 \sin \varphi + N_{\varphi}) \quad (1)$$

де  $K_{\text{ФД}}$  — коефіцієнт передачі ФД;  $N_{\varphi}$  — еквівалентний фазовий шум, причому  $N_{\varphi} = N_c \cos \varphi + N_s \sin \varphi$ ;  $N_c$  і  $N_s$  — косинусоїдальна і синусоїдальна складові адитивного білого шуму  $n(t)$ , що пройшов через виборчі ланки приймача;  $\varphi = \varphi_{\text{вх}}(t) - \varphi_{\text{вих}}(t)$ .

Оскільки в даній роботі синтезуються системи синхронізації високої точності, то будемо вважати, що величина фазової помилки (або її дисперсія) задовольняють умовам малості [8], що дозволяє розглядати лінійну модель.

Якщо вхідний шум білий, з односторонньою спектральною щільністю  $N_0/2$ , то як показано в працях [8; 14], еквівалентний фазовий шум  $N_{\varphi}$ , є також приблизно білим.

Енергетичний спектр приведенного фазового шуму, перерахованого на вхід системи, при цьому буде:

$$G_N(\omega) = N_0 / (2A_0^2). \quad (2)$$

Отже, на вході замкнутого контуру маємо суму двох сигналів:  $\varphi_{\text{вх}}(t)$  і  $N(t)$  з енергетичними спектрами  $G_{\varphi_{\text{вх}}}(\omega)$  і  $G_N(\omega)$  відповідно.

Напруга на виході ЧД пропорційна частота сумарного сигналу на його вході і при  $U_n/U_c \leq 1$  визначається як [14]:

$$\begin{aligned} U_{\text{ЧД}}(t) &= K_{\text{ЧД}} \left[ \dot{\varphi}_{\text{вх}}(t) + \frac{1}{K_m} \frac{d\theta}{dt} \right] = \\ &= K_{\text{ЧД}} \dot{\varphi}_{\text{вх}}(t) + N_{\text{ЧД}}(t) \end{aligned}$$

де  $\varphi_{\text{вх}}(t)$  — моделювальна функція;  $K_{\text{ЧД}}$  — коефіцієнт передачі ЧД;  $K_m$  — індекс модуляції.

$$N_{\text{ЧД}}(t) = \frac{K_{\text{ЧД}}}{K_m} \frac{d\theta}{dt},$$

$$\theta = \arctg \frac{(U_n/U_c) \sin \psi}{1 + (U_n/U_c) \cos \psi};$$

$$\psi = (U_n/U_c).$$

Таким чином, на виході частотного дискримінатора (ЧД), при перевищенні сигналу над перешкодою, також маємо суму корисної складової та еквівалентного частотного шуму.

Якщо позначити амплітуду обмеження сигналу  $R_0$ , то при  $R_0 \leq A_0 \max$  енергетичний спектр еквівалентного частотного шуму  $G_{N_{\text{ЧД}}}(\omega)$ , як показано в праці [16], буде:

$$G_{N_{\text{ЧД}}}(\omega) = C(P_m) \omega^2 G_n(\omega) \quad (3)$$

де  $C(P_m)$  — постійна, що залежить потужності процесу моделювання;  $G_n(\omega)$  — енергетичний спектр вхідного шуму.

Отже, диференціувальна ланка, яка здійснює множення вхідного спектра на величину  $\omega^2$ , може бути математичною моделлю ЧД.

Якщо при цьому коефіцієнт передачі вказаної ланки помножити на величину  $A_0\sqrt{C(P_m)}$ , то в якості вхідного шуму, загального для обох каналів, можна розглядати еквівалентний фазовий шум  $N(t)$ , перерахований на вхід системи, з енергетичним спектром (2).

У загальному випадку фазова модуляція сигналу містить чотири складові:

$$\varphi_{\text{вх}}(t) = d(t) + M(t) + \Delta\psi(t) + N(t),$$

де  $d(t)$  — доплерівський зсув на вході;  $M(t)$  — корисна кутова модуляція;  $\Delta\psi(t)$  — нестабільність генераторів.

Залежно від застосування системи синхронізації, одні складові в вище поданому виразі є корисними, інші — перешкодами.

У даній роботі розглянемо саме особливості синтезу розімкненого зв'язку з умови підвищення порядку астатизму і мінімізації дисперсії фазової помилки під час стеження за несучою частотою.

Структурна схема лінійної моделі системи синхронізації КСС, зображена на рис. 2.

До складу вказаної лінійної моделі системи синхронізації входить додаткова ланка з передавальною функцією  $W_4(S)$ , за допомогою якої здійснено розімкнений зв'язок та утворено розімкнутий канал управління.

Користуючись вище запропонованою моделлю КСС, вирішимо завдання синтезу розімкненого зв'язку з умови підвищення порядку астатизму, при стеженні за несучою частотою (пілот — сигналом), фаза якої модульована детермінованим доплерівським сигналом, а впливом шуму можна знехтувати. Таке завдання виникає, наприклад, в апаратурі багатостанційного доступу, коли опорна станція супутникового зв'язку передає сигнал синхронізації (кодове слово), а усі інші станції на цьому інтервалі передають сигнали з не модульованими несучими.

Якщо ретранслятор встановлений на ШСЗ з низькою орбітою, то основна похибка у відстежуванні фази буде зумовлена доплерівськими відхиленнями частоти. Так, при висоті орбіти ШСЗ 2000 км нестабільність частоти за рахунок доплерівського зміщення становить  $\nu_d = 7 \cdot 10^{-5}$  [21].

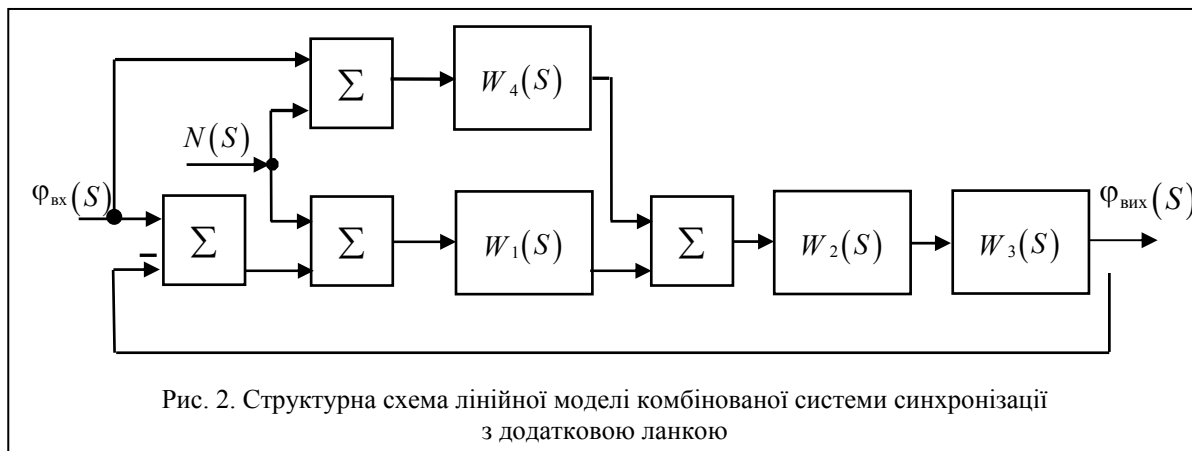


Рис. 2. Структурна схема лінійної моделі комбінованої системи синхронізації з додатковою ланкою

Якщо нестабільність генераторів забезпечити порядку  $\nu_r = 10^{-6}$  і несуча частота дорівнює 10 ГГц, то відхилення частоти за рахунок доплерівського ефекту і нестабільностей генератора відповідно складуть  $\Delta f_D = 7$  МГц,  $\Delta f_r = 0,1$  МГц.

Так, при передачі телевізійного ЧМ сигналу з шириною смуги  $\Delta F = 60$  МГц, нестабільності генераторів практично не впливають на завадостійкість ( $\Delta f_r \ll \Delta F$ ) і їх можна не враховувати [2; 5].

Прийmemo у виразі (1.3)  $M(t) = \Delta\psi(t) = 0$ , а  $d(t)$  задамо функцією поліноміального типу [8]:

$$d(t) = \varphi_0 + \sum_{r=0}^{N-1} (\Omega_r t^{r+1}) / (r+1)! \quad (4)$$

На рис. 2. позначені:  $W_1(S)$  — передавальна функція фазового дискримінатора (ФД);  $W_2(S)$  — фільтру (Ф);  $W_3(S)$  — генератора, що підлаштовується (ПГ), які мають такий вигляд:

$$W_4(S) = K_1 + [D_1(S) / F_1(S)];$$

$$W_3(S) = K_3 / S = D_3(S) / F_3(S), \quad (5)$$

де  $K_1 = A_1 K_{\text{ФД}}$ ;  $K_3$  — коефіцієнт підсилення ПГ;  $S$  — оператор Лапласа.

Надалі розглядатимемо системи синхронізації з пропорційно-інтегруючим фільтром (ПІФ) в

замкнутому контурі з передавальною функцією виду [19]:

$$W_2(S) = (T_1 S + 1) / (T_2 S + 1). \quad (6)$$

Якщо виконується умова  $T_1 / T_2 \leq 1$ , то такий фільтр наближається до ідеального інтегратора (ІФ) з передавальною функцією [19]:

$$W_2(S) = ((T_1 S + 1) / (T_2 S + 1)). \quad (7)$$

Відповідно до структурної схеми (див. рис. 1) і з урахуванням передавальних функцій ланок (5), (6), передавальна функція по похибці ЗСС буде:

$$W(S) = \frac{1}{1 + W_1(S)W_2(S)W_3(S)} = \frac{T_2(S+1)S}{a_0 S^2 + a_1 S + a_2} = \frac{D_{\varphi 30}(S)^{\nu_3}}{F_3(S)}, \quad (8)$$

де  $a_0 = T_2$ ,  $a_1 = A_0 K T_1 + 1$ ,  $a_2 = A_0 K$ ,  $K = K_1 / K_3$ ,  $D_{\varphi 30}(S) = T_2(S+1)$ .

Із виразу (8) видно, що досягнення інваріантності в ЗСС неможливе, оскільки при цьому повинна виконуватися рівність  $D_{\varphi 30}(S) = 0$ .

Для визначення помилки ЗСС в сталому режимі розкладемо передавальну функцію  $W_\varphi(S)$  в околі точки  $S = 0$  в ряд Тейлора.

Тоді:

$$\varphi(t) = W_\varphi(p)\varphi_{\text{вх}}(t) = \sum_{k=0}^m (C_k / k) p^k \varphi_{\text{вх}}(t), \quad (9)$$

де  $W_\varphi(p) = W_\varphi(S)_{S=p}$ ,  $p = d/dt$ ,

$$C_k = \left[ \frac{d^k W_\varphi(p)}{dp^k} \right]_{p=0}, \quad k = 1, 2, \dots, m$$

Підставивши вирази (4), (8) в рівність (9) знайдемо сталу помилку в ЗСС.

У випадку  $r = 1$  в (4) маємо  $\varphi_{13} = \Omega_0 / K$ .

Якщо  $r = 2$   $\varphi_{23} = \Omega_0 C_1 + 2\Omega_1 C_2 + 2\Omega_1 C_1 t$ , де  $C_1 = 1 / R_0 K$ ,  $C_2 = [2A_0 K T_2 - (A_0 K K_3 + 1)] / A_0 K$ .

Тобто ЗСС з ПІФ у цьому випадку виявляється непрацездатною.

Для усунення цього недоліку необхідно підвищувати порядок астатизму ЗСС, у першому випадку до  $\nu_3 = 2$ , у другому, до  $\nu_3 = 3$ .

У цьому випадку ПІФ (6) замінюють ІФ (7) або двома послідовно з'єднаними ІФ.

Для переходу від ланки з передавальною функцією (6) до (7), параметр  $T_1$  необхідно зменшувати, а  $T_2$  — збільшувати.

Оскільки обидва ці параметри входять до характеристичного рівняння ЗСС  $F_3(S) = 0$ , то їх зміна впливатиме на якість перехідного процесу.

Оцінимо цей вплив.

Характеристичне рівняння ЗСС має два корені  $S_{1,2} = (-a_1 \pm \sqrt{a_1^2 - 4a_0 a_2}) / 2a_0$ , при чому коефіцієнт  $a_0$  залежить від параметра  $T_2$ , а  $a_1$  від  $T_1$ . Отже  $a_1$  зменшується, а  $a_0$  збільшується, що викликає зменшення абсолютного значення коренів (або їх дійсних частин), збільшуються уявні частини коренів, перехідний процес стає коливальним і слабкозагасаючим.

У цьому випадку, як показано у праці [20], вибір параметрів системи необхідно здійснювати за умови компромісного настроювання.

Аналогічна ситуація виникає в ЗСС більш високого порядку, наближення фільтра в замкнутому контурі до інтегруючого другого порядку також погіршує перехідний процес [19].

Крім того, як впливає з наведених у працях [8; 14] співвідношень та висновків, для ЗСС, шляхом переходу від ПІФ до ІФ удається зменшити сталу помилку, але не вдається усунути її повністю, і при  $r = 2$  система залишається непрацездатною.

Розглянемо КСС з розімкненим зв'язком за умови підвищення порядку астатизму.

Структурна схема комбінованої системи синхронізації КСС зображена на рис. 2, де  $W_4(S)$  — передавальна функція ланки, що синтезується.

Відповідно до цієї схеми запишемо рівняння динаміки КСС:

$$\varphi(S) = \varphi_{\text{вх}}(S) - \varphi_{\text{вих}}(S);$$

$$\varphi_{\text{вих}}(S) = W_3(S)\Sigma(S);$$

$$\Sigma(S) = W_4(S)\varphi_{\text{вх}}(S) + W_1(S)W_2(S)\varphi(S).$$

Якщо виключити проміжні змінні, отримаємо рівняння динаміки КСС щодо помилки:

$$\begin{aligned} [1 + W_1(S)W_2(S)W_3(S)]\varphi(S) &= \\ &= [1 - W_3(S)W_4(S)]\varphi(S), \end{aligned} \quad (10)$$

звідки впливає умова абсолютної інваріантності [20]:

$$1 - W_3(S)W_4(S) = 0.$$

З огляду на те, що  $W_i(S) = D_i(S) / F_i(S)$  перепишемо рівність (10) так:

$$\begin{aligned} [F_1(S)F_2(S)F_3(S) + D_1(S)D_2(S)D_3(S)]F_4(S)\varphi(S) &= \\ = [F_3(S)F_4(S)F_3(S) - D_3(S)D_4(S)]F_1(S)F_2(S)\varphi_{\text{вх}}(S). \end{aligned} \quad (11)$$

З цього виразу видно, що знаменник передавальної функції розімкнутого каналу  $F_4(S)$  входить в характеристичне рівняння КСС у вигляді співмножника

$$F_k(S) = [F_1(S)F_2(S)F_3(S) + D_1(S)D_2(S)D_3(S)]F_4(S) = F_3(S)F_4(S), \quad (11)$$

де

$$F_3(S) = F_1(S)F_2(S)F_3(S) + D_1(S)D_2(S)D_3(S),$$

характеристичний поліном КСС.

Тому розімкнений зв'язок не впливає на стійкість системи [19].

Наявність різниці в правій частині рівняння динаміки КСС (11) дозволяє за рахунок відповідного вибору поліномів  $D_4(S)F_4(S)$  впливати як на сталу, так і на перехідну складові помилки [20].

Із виразу (10) видно, що для досягнення абсолютної інваріантності в системі, передавальна функція розімкнутого каналу повинна мати такий вигляд:

$$W_4(S) = 1/W_3(S) = F_3(S)/D_3(S) = D_4(S)/F_4(S). \quad (12)$$

Звідси випливає, що порядок полінома має бути вище порядку полінома  $D_4(S)F_4(S)$ , що неможливо з умов фізичної реалізації [14; 19].

Таким чином, досягнення абсолютної інваріантності в неперервних системах за допомогою ланок або обчислювальних пристроїв неперервного типу неможливе. Проте, введення в розімкнутий канал системи фізично реалізованих ланок  $W_4(S)$ , дозволяє підвищити порядок астатизму системи і синтезувати  $\varepsilon$  — інваріантні системи [19].

Як впливає з розглянутих вище прикладів, для зменшення сталої помилки необхідно підвищувати порядок астатизму системи. Причому значення, до якого ми прагнемо при синтезі системи, визначається характером зміни вхідного впливу і вимогами до точності системи в сталому режимі.

Запишемо в загальному вигляді передавальну функцію фізично реалізованого розімкнутого зв'язку:

$$W_4(S) = \left( \sum_{i=0}^n K_{4i} S^i \right) / \left( \sum_{j=0}^m T_{4j} S^j \right) = D_4(S) / F_4(S), \quad m \geq n. \quad (13)$$

Порядок астатизму системи  $\nu$  визначається ступенем оператора  $S$ , що є загальним множником чисельника передавальної функції за помилкою [22].

Передавальна функція по помилці КСС відповідно до рівняння (11):

$$W_{\phi K}(S) = \frac{[F_3(S)F_4(S) - D_3(S)D_4(S)]F_1(S)F_1(S)}{[F_1(S)F_2(S)F_3(S) + D_1(S)D_2(S)D_3(S)D_4(S)]F_4(S)} = \frac{D_{\phi K 0}(S)S^{\nu K}}{F_k(S)}. \quad (14)$$

Підставивши в вираз (14) вираз (13) і заклавши вимогу, щоб система мала астатизм порядку  $\nu_k = 1$ , отримаємо вираз для чисельника передавальної функції, яка визначається виразом (14):

$$D_{\phi K}(S) = \left[ F_3(S) \left( \sum_{j=0}^m T_{4j} S^j - D_3(S) \sum_{i=0}^n K_{4i} S^i \right) \right] F_1(S) = D_{\phi K 0}(S) S^1. \quad (15)$$

Завдання зводиться до вибору коефіцієнтів  $K_{4i}$  і  $T_{4j}$  передавальної функції розімкнутого каналу таким чином, щоб поліном  $D_{\phi K}(S)$  містив  $S^1$  в якості загального множника.

Необхідно відзначити, що поліном  $F_4(S)$  належить до характеристичного рівняння комбінованої системи синхронізації. Тому область зміни параметрів  $T_{4j}$  обмежена вимогами до якості перехідного процесу.

Якщо порядок вищої похідної вхідного сигналу  $r$  і потрібно усунути усталену помилку, то повинна виконуватись нерівність  $l > r$ .

Загальний вигляд передавальної функції  $W_4(S)$  розімкнутого зв'язку, що задовольняє умову виразу (13) і забезпечує  $\nu_k = 1$  визначається виразом [22]:

$$W_4(S) = \left( \sum_{i=0}^n K_{4i} S^i \right) / \left( \sum_{j=0}^m T_{4j} S^j \right) = D_4(S) / F_4(S), \quad (16)$$

де  $\nu_3$  — порядок астатизму вихідної системи без зв'язку.

Зазвичай беруть  $m = n$ . Вища ступінь поліномів  $D_4(S)$  і  $F_4(S)$  буде  $\nu_3 + \Delta\nu - 1 = m$ , де  $\Delta\nu = 1 - \nu_3$  — величина, на яку необхідно підвищити порядок астатизму.

Отже,  $m = l - 1$ .

Оскільки порядок астатизму вихідної системи  $\nu_3 = 1$ , то вираз (16) набуде вигляду:

$$W_4(S) = \left( \sum_{i=0}^{l-1} K_{4i} S^i \right) / \left( \sum_{j=0}^{l-1} T_{4j} S^j \right) = D_4(S) / F_4(S), \quad (17)$$

Підставивши поліноми  $D_4(S)$   $F_4(S)$  з виразу (17) у вираз (15) отримаємо

$$D_\phi k(S) = (T_{40} - K_3 K_{41})S + (T_{41} - K_3 K_{42})S^2 + (T_{4(1-2)} - K_3 K_{4(1-1)})S^{(1-1)} + (T_{4(1-1)})S^1. \quad (18)$$

З виразу (18) з урахуванням виразу (15) отримуємо:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{40} - K_3 K_{41}; \\ T_{41} - K_3 K_{42} \\ \dots\dots\dots \\ T_{4(1-2)} - K_3 K_{4(1-1)}. \end{array} \right\}$$

Визначимо вид передавальної функції - розімкнутого зв'язку для розглянутих вище випадків. Порядок вищої похідної вхідного сигналу (4)  $r = 1$ . Необхідний порядок астатизму  $l = 2$ . Вигляд передавальної функції розімкнутого зв'язку відповідно до виразу (17):

$$W_4(S) = (K_{41}S / T_{41}S + T_{40}). \quad (19)$$

Поліном (18) при цьому має вигляд:

$$D_\phi k(S) = (T_{40} - K_3 K_{41})S + T_{42}S^2.$$

При виконанні умови  $K_{41} = T_{40} / K_3$  отримаємо  $D_\phi k(S) = T_{41}S^2$ , тобто застосування в якості розімкнутого зв'язку частотного дискримінатора дозволяє підвищити порядок астатизму системи до другого порядку.

При  $r = 2$ ;  $l = 3$ , вид передавальної функції  $W_4(S)$  буде:

$$W_4(S) = (K_{42}S^2 + K_{41}S) / (K_{42}S^2 + T_{41}S + T_{40}).$$

Із виразу (18) отримаємо  $T_{40} - K_3 K_{41} = 0$ ,  $T_{41} - K_3 K_{42}$  тоді  $D_\phi k(S) = T_{42}S^2$ , тобто отримаємо систему синхронізації з астатизмом третього порядку.

Розімкнутий канал з такою функцією передачі може бути виконаний у вигляді паралельного (послідовного) включення двох ланок з передавальної функцією вигляду (19).

Структурна схема комбінованої системи синхронізації КСС з розімкнутим каналом з включенням двох ланок, як варіант реалізації, зображена на рис. 3.

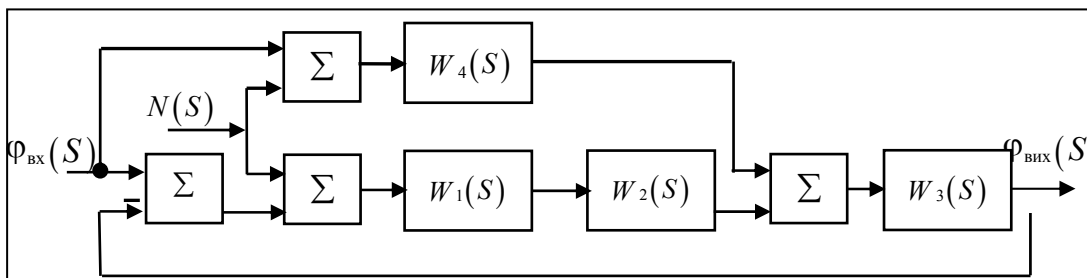


Рис. 3. Структурна схема лінійної моделі комбінованої системи синхронізації з послідовним включенням додаткових ланок

**Висновки**

У статті розглянуто особливості синтезу КСС з умови підвищення точності роботи при використанні їх для стеження за несучою частотою (пілот-сигнал).

На прикладі стеження за несучою частотою модульованою по фазі детермінованим доплерівським сигналом, виконано порівняльний аналіз ЗСС і КСС, у результаті якого показано перевагу останніх.

Показано, що при врахуванні адитивного гауссівського шуму і нестабільності генераторів, прагнення мінімізувати дисперсію фазової помилки в класі ЗСС також викликає погіршення динаміки системи.

Одержано аналітичні співвідношення та розроблено методику яка дозволяє визначити вид і параметри каналу розімкнутого зв'язку в комбінованій системі синхронізації за умови підви-

щення порядку астатизму системи до необхідного порядку. Аналіз результатів моделювання за допомогою запропонованих виразів показав, що введення в розімкнутий канал комбінованої системи синхронізації фізично реалізованих ланок, дозволяє підвищити порядок астатизму системи і синтезувати інваріантні системи.

Застосування в якості розімкнутого зв'язку частотного дискримінатора, дозволяє підвищити порядок астатизму комбінованої системи синхронізації системи до другого порядку.

Розімкнутий канал виконаний у вигляді паралельного (послідовного) включення двох ланок частотного дискримінатора з запропонованою в роботі передавальною функцією дозволяє підвищити порядок астатизму до третього та вище порядку та не впливає на стійкість системи.

Запропоновані в роботі аналітичні вирази можуть стати основою методики синтезу КСС за умови підвищення точності в сталому режимі.



Указана методика повинна враховувати кілька дестабілізуючих чинників, а саме: доплерівське зміщення; нестабільність генераторів; та адитивний шум з врахуванням особливостей роботи в цих умовах фазового і частотного дискримінаторів.

Подальшим напрямком досліджень є синтез розімкнутого зв'язку в комбінованих системах синхронізації на фоні адитивного гауссівського шуму при врахуванні фазової нестабільності генераторів.

### ЛІТЕРАТУРА

- Шахтарин Б. И.** Анализ систем синхронизации при наличии помех. 2-е изд., перераб. и доп. Москва : Горячая линия – Телеком, 2016. 360 с.
- Паршуткин А. В.,** Маслаков, П. А. Исследование помехоустойчивости современных стандартов спутниковой связи к воздействию нестационарных помех. *Труды СПИИРАН.* 2017. 4(53). С 159–177.
- Бойко Ю. М.** Оцінювання якісних показників пристроїв синхронізації сигналів засобів телекомунікацій. *Вісник Хмельницького національного університету.* 2015. № 1. С. 204–213.
- Глухов А. В.** Оптимизация параметров цифровых фильтров высокоскоростного модулятора для PLC-модем. *Вестник Тамбовского государственного технического университета.* 2013. Том 19, № 4. С. 751–756.
- Lyons R. G.** Understanding Digital Signal Processing. Boston: Prentice Hall, 2010. 992 p.
- Бойко Ю. М.,** Поліщук А. С. Проблеми синхронізації автоколивальних систем під зовнішнім періодичним впливом. *Вісник Хмельницького національного університету.* Технічні науки. 2010. №2. С. 156–162.
- Земляний О. В.** Передача информации на основе манипуляции спектром широкополосного хаотического сигнала. *Радиофизика и электроника.* 2015. Т. 6(20). № 3. С. 72–78.
- Скляр Б.** Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е издание: пер. с английского. Москва: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1099 с.
- Бойко Ю. М.,** Єрмоєнко О. І. Аналіз моделей систем синхронізації у цифрових приймачах: мат. XIV міжнар.і наук.-практ. конф. Одеська національна академія зв'язку ім. Попова. м. Одеса, 5–10 червня, 2015. С. 192–194.
- Кучер Д. Б.,** Макогон В. П. Відновлення несучої при когерентній демодуляції сигналу з безпервною фазою засобів зв'язку. *Наука і техніка Повітряних сил Збройних сил України.* 2013. № 2(11). С. 148–149.
- Kay S.,** Fast A. Accurate Single Frequency Estimator. *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing.* 1989. VOL. 37, No 12. P. 1987–1990.
- Канатчиков А. А.,** Куликов Г. В. Исследование возможностей построения системы тактовой синхронизации на базе автокорреляционного модулятора для приема сигналов с минимальной частотной манипуляцией. *Научный вестник МГТУ ГА. Серия Радиофизика и радиотехника.* 2010. № 152. С. 11–15.
- Тихомиров А. В.** Синхронизация в системах с прямым расширением спектра / А. В.Тихомиров, Е. В. Омелянчук, А. Ю. Семенова. *Инженерный вестник Дона.* 2019. №9. С. 31–35.
- Scheers B.,** Le Nir V. A Modified Direct-Sequence Spread Spectrum Modulation Scheme for Burst Transmissions . *Military Communications and Information Systems Conference (MCC'2010).* Wroclaw, Poland, September 27–28, 2010. P. 366–3673.
- Nasir A. A.,** Durrani S, Kennedy R.A. Particle filters for joint timing and carrier estimation: Improved resampling guidelines and weighted bayesian cramer-rao bounds. *IEEE Trans. Commun.* 2012. №60(5). P.1407–1419.
- Bhatti J.,** Moeneclaey M. Low-complexity frequency offset and phase noise estimation for burst-mode digital transmission in *Proc. IEEE PIMRC.* Toronto, 11–14 September 2011. P. 1662–1669.
- Нагорнюк О. А.** Покращення точності оцінювання несучої та символної частоти сигналів з цифровою модуляцією. *Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем:* зб. наук. праць ЖВІ НАУ. 2013. Вип. 8. С. 62–70.
- Пищак І. І.** Метод виявлення частот в ефірі радіосигналу. *Вісник Національного університету «Львівська політехніка»:* *Комп'ютерні системи та мережі.* 2012. № 745. С. 164–167.
- Хоровиц П.,** Хилл У. Искусство схемотехники. В 3-х томах: пер. с англ.: Б. Н. Бронина, И. И. Короткевич, А. И. Коротова, М. Н. Микшица, Л. В. Поспелова, О. А. Соболевой, К. Г. Финогенова, Ю. В. Чечёткина, М. П. Шарапова. Изд. 4-е, переработанное и дополненное. Москва: Мир, 1993.
- Мисриханов М. Ш.** Инвариантное управление многомерными системами. Москва: Энергоатомиздат, 2003. 236 с.

Козловський В. В., Туровський О. Л., Баланюк Ю. В.

## СИНТЕЗ РОЗІМКНУТОГО ЗВ'ЯЗКУ СИСТЕМИ СИНХРОНІЗАЦІЇ НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ ПРИ УМОВІ ПІДВИЩЕННЯ ПОРЯДКУ АСТАТИЗМУ

*Метою статті є теоретичні дослідження в напрямку розробки, аналізу та удосконалення відомих і синтез нових схем синхронізації, що характеризуються високою завадостійкістю, точністю і швидкодією при простоті конструкції. Задача, що вирішується – дослідити замкнуту та комбіновану системи синхронізації, одержати аналітичні співвідношення та на їх основі розробити методика яка дозволяє: визначити вид і параметри розімкнутого зв'язку в комбінованій системі синхронізації; підвищити порядок астатизму вказаної системи; зменшити дисперсію постійної і перехідної помилок в процесі відстеження несучої частоти в умовах наявності шумів в каналі зв'язку. Отримані наступні результати. Проведено аналіз замкнутих систем синхронізації, визначені їх невідповідності щодо підвищення порядку астатизму і мінімізації дисперсії фазової помилки під час стеження за несучою частотою. Запропонована модель комбінованої системи синхронізації з розімкнутим зв'язком. Вирішено завдання синтезу розімкнутого зв'язку в комбінованій системі синхронізації при умові підвищення порядку астатизму, при стеженні за несучою частотою (пілот - сигналом), фаза якої модульована детермінованим доплерівським сигналом. Запропоновано аналітичні співвідношення та на їх основі методика, яка дозволяє визначити вид і параметри каналу розімкнутого зв'язку в комбінованій системі синхронізації при умові підвищення порядку астатизму системи до необхідного значення. При врахуванні адитивного гауссівського шуму і нестабільності генераторів, прагнення мінімізувати дисперсію фазової помилки в класі замкнутих систем синхронізації викликає погіршення динаміки системи та не дозволяє збільшити порядок астатизму. Введення в розімкнутий канал комбінованої системи синхронізації фізично реалізованих ланок, дозволяє підвищити порядок астатизму системи і синтезувати інваріантні системи. Застосування в якості розімкнутого зв'язку частотного дискримінатора, дозволяє підвищити порядок астатизму комбінованої системи синхронізації системи до другого порядку. Розімкнутий канал виконаний у вигляді паралельного (последовного) включення двох ланок частотного дискримінатора з запропонованою в роботі передавальною функцією дозволяє підвищити порядок астатизму до третього та вище порядку та не впливає на стійкість системи.*

**Ключові слова.** синхронізація несучої частоти; система синхронізації; комбінована система синхронізації; синтез розімкнутого зв'язку; порядок астатизму.

Kozlovsky V., Turovsky O., Balanyuk Y.

## SYNTHESIS OF TERMINAL COMMUNICATION OF THE COMBINED BRIDGE SYNCHRONIZATION UNDER ASTATISM ORDER INCREASE

*The purpose of the article is theoretical research in the direction of development, analysis and improvement of known and synthesis of new synchronization schemes, characterized by high noise immunity, accuracy and speed with simplicity of design. The problem to be solved is to investigate closed and combined synchronization systems, to obtain analytical ratios and on their basis to develop a methodology that allows: to determine the type and parameters of open communication in the combined synchronization system; increase the order of astatism of the specified system; to reduce the variance of the constant and transient errors in the process of carrier frequency tracking in the presence of noise in the communication channel. The following results were obtained. Closed-loop synchronization systems are analyzed, their discrepancies are determined for increasing the order of astatism and minimizing the variance of phase error during carrier frequency monitoring. A model for a combined disconnect synchronization system is proposed. The problem of synthesis of open communication in the combined system of synchronization is solved with the condition of increasing the order of astatism, while monitoring the carrier frequency (pilot - signal), the phase of which is modulated by a deterministic Doppler signal. Analytical ratios and on their basis are offered a method that allows to determine the type and parameters of open communication in a combined system of synchronization, provided that the order of astatism of the system is increased to the required value. Conclusions. Considering the additive Gaussian noise and the instability of the generators, the desire to minimize the variance of the phase error in the class of closed systems of synchronization causes a deterioration of the system dynamics and does not allow to increase the order of astatism. Introduction to the open channel of the combined system of synchronization of physically realized units, allows to increase the order of astatism of the system and to synthesize invariant systems. The use of the frequency discriminator as an open link allows to increase the order of astatism of the combined system of synchronization of the system to the second order. The open channel is made in the form of parallel (sequential) inclusion of two links of the frequency discriminator with the proposed transfer function allows to increase the order of astatism to the third and higher order and does not affect the stability of the system*

**Keywords:** carrier frequency synchronization; closed-loop synchronization; combined synchronization system; disconnect synthesis; astatism order.

Козловский В.В., Туровский А.Л., Баланюк Ю.В.

## СИНТЕЗ РАЗОМКНУТОЙ СВЯЗИ СИСТЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ ПРИ УСЛОВИИ ПОВЫШЕНИЯ ПОРЯДКА АСТАТИЗМА

*Целью статьи являются теоретические исследования в направлении разработки, анализа и совершенствования известных и синтез новых схем синхронизации, характеризующихся высокой помехоустойчивостью, точностью и быстродействием при простоте конструкции. Задача, решаемая - исследовать замкнутую и комбинированную системы синхронизации, получить аналитические соотношения и на их основе разработать методику которая позволяет определить вид и параметры разомкнутой связи в комбинированной системе синхронизации; повысить порядок астатизма указанной системы; уменьшить дисперсию постоянной и переходной ошибок в процессе отслеживания несущей частоты в условиях наличия шумов в канале связи. Проведен анализ замкнутых систем синхронизации, определенные их несоответствия по повышению порядке астатизма и минимизации дисперсии фазовой ошибки при слежении за несущей частотой. Предложенная модель комбинированной системы синхронизации с разомкнутым связью. Решена задача синтеза разомкнутой связи в комбинированной системе синхронизации при условии повышения порядка астатизма, при слежке за несущей частотой (пилот-сигналом), фаза которой модулированная детерминированным доплеровским сигналом. Предложено аналитические соотношения и на их основе методику, которая позволяет определить вид и параметры канала разомкнутой связи в комбинированной системе синхронизации при условии повышения порядка астатизма системы до требуемого значения. Выводы. При учете аддитивного гауссовского шума и нестабильности генераторов, стремление минимизировать дисперсию фазовой ошибки в классе замкнутых систем синхронизации вызывает ухудшение динамики системы и не позволяет увеличить порядок астатизма. Введение в разомкнут канал комбинированной системы синхронизации физически реализуемых звеньев, позволяет повысить порядок астатизма системы и синтезировать инвариантные системы. Применение в качестве разомкнутой связи частотного дискриминатора, позволяет повысить порядок астатизма комбинированной системы синхронизации системы до второго порядка. Разомкнут канал выполнен в виде параллельного (последовательного) включение двух звеньев частотного дискриминатора предложенной в работе передаточной функцией позволяет повысить порядок астатизма к третьему и выше порядке и не влияет на устойчивость системы.*

**Ключевые слова:** синхронизация несущей частоты; замкнутая система синхронизации; комбинированная система синхронизации; синтез разомкнутой связи; порядок астатизма.

Стаття надійшла до редакції 01.09.2020 р.

Прийнято до друку 23.09.2020 р.