

УДК 621.396

DOI: 10.31673/2412-9070.2022.013946

В. І. КРАВЧЕНКО, канд. техн. наук, доцент;

М. Ю. НЕВГОД, аспірант,

Державний університет телекомунікацій, Київ

ІНВАРІАНТНИЙ ПІДХІД ДО ЗМЕНШЕННЯ ПЕРЕХІДНОЇ СКЛАДОВОЇ ФАЗОВОЇ ПОМИЛКИ СИСТЕМИ СИНХРОНІЗАЦІЇ В РЕЖИМІ СТЕЖЕННЯ ЗА НОСІЙНОЮ ЧАСТОТОЮ

Розглянуто системи фазової синхронізації радіотехнічних пристроїв техніки зв'язку. Викладено результати теоретичних досліджень у напрямку розроблення, аналізу та вдосконалення відомих і синтез нових схем синхронізації, що характеризуються високою завадостійкістю, точністю і швидкодією з простотою конструкції. Досліджено можливість щодо застосування інваріантного підходу для синтезу комбінованої системи фазової синхронізації когерентного демодулятора за умови забезпечення швидкодії, підвищення точності і стійкості роботи системи в перехідних режимах стеження за носійною частотою.

Сформульовано аналітичні співвідношення та розроблено модель, яка на основі інваріантного підходу дає змогу визначити вид і параметри розімкненого зв'язку в комбінованій системі синхронізації за умови підвищення порядку астатизму системи до необхідного значення, що забезпечує зменшення значень сталих динамічних похибок системи, а також підвищує стійкість та динамічність системи в перехідних режимах приймання вхідного сигналу.

Здобуті результати обґрунтували такі висновки. Уведення в розімкнений канал комбінованої системи синхронізації фізично реалізованих ланок забезпечує властивість інваріантності системи з підвищеним порядком астатизму. Застосування як розімкнений зв'язок частотного дискримінатора уможливило підвищення порядку астатизму комбінованої системи синхронізації системи до другого порядку. Розімкнений канал, виконаний як паралельне (послідовне) введення двох ланок частотного дискримінатора із запропонованою в роботі передатною функцією, дає змогу підвищити порядок астатизму до третього і вищого порядку та не впливає на стійкість системи в перехідних режимах стеження за носійною частотою. Значенням коефіцієнтів передатної функції ланки простого розімкненого зв'язку можна досягти мінімізації перехідної складової фазової помилки системи синхронізації когерентного демодулятора.

Ключові слова: синхронізація носійної частоти; комбінована система синхронізації; інваріантність системи синхронізації; синтез розімкненого зв'язку; порядок астатизму.

Вступ

Розв'язання 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 керування, а також у пристрої точного магнітного запису широко впроваджено системи фазової синхронізації. Зокрема, у фазокогерентних системах телекомунікації і керування вони застосовуються для відновлення носійної і тактової частот та для когерентної демодуляції аналогових і цифрових сигналів із кутовою модуляцією [1].

Є очевидним, що з погляду високої ефективності демодуляції вхідного сигналу, система синхронізації має забезпечити високу точність оцінки фази, тобто мінімізацію фазової помилки за максимальної швидкодії процесу синхронізації в різних режимах стеження за носійною частотою.

Робота систем синхронізації характеризується впливом низки зовнішніх та внутрішніх збурень та шумів, що можуть вплинути на показники її роботи. До зовнішніх шумів можна віднести вплив адитивного флуктуаційного шуму, збурення корисної кутової модуляції (у разі фільтрації носійної частоти), стрибки фази і частоти тощо. Як внутрішні шуми та збурення найбільш значимими можуть бути відхилення параметрів елементної бази схеми побудови системи, фазова нестабільність опорних генераторів та інші збурення, що посилюються впливом нестабільності режиму роботи системи в перехідному режимі приймання вхідного сигналу [2; 3].

Системи синхронізації, що працюють за таких умов, мають характеризуватися точною оцінкою фази, яка передбачає мінімізацію фазової помилки та пов'язану з нею малу дисперсію зазначеної помилки, і високою швидкодією процесу синхронізації вхідного сигналу [3].

Потрібно зауважити, що за характером функціонування та з погляду побудови складних радіотехнічних пристроїв, система синхронізації є автоматизованою системою керування, завдання якої — відстеження параметрів носійної частоти в штатному та надзвичайному режимах роботи.

Отже, вимога до системи синхронізації щодо забезпечення високих значень її параметрів під час роботи в різних режимах стеження за носійною частотою має забезпечуватись властивістю системи до

© В. І. Кравченко, М. Ю. Невгод, 2022

підтримання значень зазначених параметрів за умов впливу всіх видів завад та збурень. Тобто система синхронізації повинна мати властивість інваріантності.

Відповідно, до процесу аналізу роботи сучасних систем та вдосконалення і розроблення перспективних систем синхронізації потрібно застосувати інваріантний підхід. Сутність його полягає в аналізі наявних схем та розбудові нових щодо можливості компенсації властивостями такої схеми всіх зовнішніх та внутрішніх збурень у напрямку мінімізації їх впливу на основні показники роботи системи.

Аналіз останніх публікацій та постановка проблеми. У наукових працях, присвячених розбудові системи синхронізації вхідних пристроїв радіотехнічних систем, наприклад [4; 5], описано дослідження, спрямовані здебільшого на оптимізацію параметрів фільтра і системи в цілому для класу замкнених систем синхронізації (ЗСС). Питання застосування інваріантного підходу до побудови ЗСС та безпосередньо мінімізація впливу різних збурень та завад на їх функціонування в зазначених роботах не розглядались.

Великі можливості щодо підтримання властивості інваріантності є в класі комбінованих систем синхронізації (КСС), які можуть поєднувати принципи регулювання за відхиленням і збуренням, що визначалось як перспективні методи в дослідженнях [1; 6]. Однак можливості КСС різного типу щодо підтримання показників роботи незалежного від ступеня впливу збурень та завад у цих працях не висвітлено та нині мало досліджено.

У більшості статей з КСС, наприклад [7–9], переважно проводиться аналіз їх динаміки під час простого розімкненого зв'язку, що складається з частотного дискримінатора (ЧД) і різних фільтрів (або без них), без урахування зовнішніх та внутрішніх впливів. Тобто умова інваріантності в цих пристроях не реалізована.

На відміну від простих систем синхронізації замкненого типу з уведенням частотного дискримінатора, перспективна комбінована система автоматичної фазової синхронізації, в якій пропонується синтез розімкненого зв'язку за умови підвищення порядку астатизму, має свої особливості, зумовлені специфічними вхідними вузлами замкненого і розімкненого каналів керування [10].

Обґрунтування перспектив проведення досліджень стосовно синтезу розімкненого зв'язку КСС, що має на меті досягти відносної інваріантності, достатньо добре викладено в статті [11]. Але реалізація інваріантного підходу через синтез розімкненого зв'язку КСС тут не розглядалася.

Питання застосування інваріантного підходу за умови підвищення порядку астатизму для синтезу системи синхронізації когерентних демодуляторів розглянуто в працях [12; 13]. Подані в зазначених статтях результати моделювання дають змогу оцінити можливості синтезу КСС із забезпеченням інваріантності для сталих режимів оцінювання носійної частоти. Перехідні режими роботи систем синхронізації в цих статтях не розглядались.

Таким чином, оцінювання можливості використання інваріантного підходу на етапі завдання синтезу комбінованої системи синхронізації, яка б мала властивості до підвищення порядку астатизму, зменшення дисперсії сталої і перехідної фазових помилок у процесі відстеження носійної частоти за умов наявності шумів та збурень у каналі зв'язку на даний час не вирішувалися та є актуальною науковою задачею, розв'язанню якої присвячена ця стаття.

Основна частина

У фазокогерентних системах під час приймання та оброблення вхідного сигналу зв'язку весь час розв'язується завдання виокремлення носійного коливання з сигналу, який може бути модельований корисним сигналом і завадою. Неточності фільтрації фази носійного коливання знижують відношення сигнал/шум на виході когерентного приймача. Тому під час фільтрації фази потрібно забезпечити мінімальну помилку. Прагнення збільшити фільтрувальну здатність системи синхронізації в класі ЗСС призводить до неминучого звуження смуги утримання, а прагнення підвищити порядок астатизму погіршує динаміку системи [7; 10]. Також погіршення динаміки системи може посилюватись у період дії перехідного процесу приймання вхідного сигналу, під час якого також з'являється перехідна складова фазової помилки.

У цій статті розглянемо вирішення завдання синтезу КСС, вільних від зазначених протиріч за умови інваріантності системи.

Визначимо математичну модель системи синхронізації для когерентного демодулятора системи космічного зв'язку.

Як уже зазначалося, з погляду складних систем система синхронізації є автоматизованою системою керування, завдання якої — відстеження параметрів носійної частоти в штатному та надзвичайному режимах роботи. Тобто до процесу аналізу роботи та вдосконалення перспективної системи синхронізації можна застосувати інваріантний підхід, сутність якого полягатиме в забезпеченні властивості

системи, призначення котрої — відсутність протиріч між умовами інваріантності і стійкості. Це може забезпечуватись уведенням у систему ланки зворотного зв'язку з близькою до абсолютної інваріантною передатною функцією. Зі свого боку поява такої ланки дає змогу створити вплив на сталі та перехідні динамічні похибки системи через підвищення порядку її астатизму [12; 14].

Вхідний і вихідний сигнали системи синхронізації запишемо, відповідно, у вигляді [8]

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

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

Амплітуду вхідного сигналу візьмемо такою, що $A_0 = \text{const}$, і розглядатимемо лише фазу сигналу, модульовану корисним сигналом і завадою.

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

Оскільки вхідними ланками замкненого і розімкненого каналів керування є відповідно 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 як нелінійну ланку, а ЧД — як диференціювальну ланку.

Крім того, з переходом до математичної моделі потрібно взяти до уваги відповідні перетворення фази і частоти завдяки дії шуму, а також реакцію реальних ФД і ЧД на суму сигналу і шуму (1).

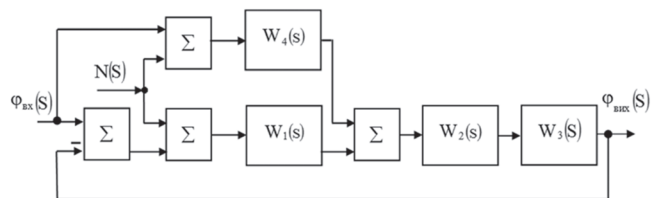
Так, під час подання на ФД із синусоїдною характеристикою сигналів виду (1) напруга на його виході визначатиметься за формулою [6]:

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

де $K_{\text{ФД}}$ — коефіцієнт передавання ФД; N_{φ} — еквівалентний фазовий шум, причому $N_{\varphi} = N_C \cos \varphi + N_S \sin \varphi$; N_C і N_S — відповідно косинусоїдна і синусоїдна складова адитивного білого шуму $n(t)$, що пройшов через вибіркові ланки приймача; $\varphi = \varphi_{\text{вх}}(t) + \varphi_{\text{вих}}(t)$.

Оскільки в цій статті синтезуються системи синхронізації високої точності, то вважатимемо, що фазова помилка (або її дисперсія) задовольняє умови малості [6], даючи змогу розглядати лінійну модель.

Структурну схему лінійної моделі системи синхронізації КСС зображено на рисунку. До цієї лінійної моделі системи синхронізації входить додаткова ланка з передатною функцією $W_4(S)$, за допомогою якої здійснено розімкнений зв'язок та утворено розімкнений канал керування.



Структурна схема лінійної моделі КСС із додатковою ланкою

Відомо, що одним із чинників внутрішніх збурень та завад радіоелектронної схеми, які безпосередньо впливають на динаміку всієї системи, є перехідні процеси, що спричинюються реакцією системи на перехід від одного стаціонарного стану в інший стаціонарний стан. Для системи фазової синхронізації вони можуть бути зумовлені випадками, коли вхідний сигнал приймається схемою вперше, під час переривання зв'язку, через доплерівський зсув частот тощо [1; 2; 14].

Визначено [1; 3; 14], що наявність таких перехідних процесів, як одного з видів внутрішніх збурень, спричинює зниження динаміки системи синхронізації та впливає на значення дисперсії фазової помилки, збільшуючи її значення на величину перехідної помилки. Через що знижується ефективність застосування системи синхронізації та чиниться значний вплив на роботу всієї мережі в цілому.

Подіяти на перехідні процеси можна двома шляхами [5; 14]:

1) зменшенням часу перехідного процесу під час одиночного стрибка фази вхідного сигналу без урахування впливу шуму;

2) мінімізацією перехідної складової помилки з обмеженням на дисперсію основної (базової) помилки.

У разі зменшення часу перехідного процесу під час одиночного стрибка фази вхідного сигналу без урахування впливу шуму фаза вхідного сигналу визначатиметься як $\varphi_{\text{вх}}(t) = d(t)$ [1; 6].

Оскільки оцінка фази має бути досить точною для того, щоб її можна було використовувати в системі синхронізації, випадок із великим відношенням сигнал/шум, коли шумом можна знехтувати, становить практичний інтерес, а оцінка часу входу системи в синхронізм за відсутності шуму є важливою в більшості систем, пов'язаних із синхронізацією [5; 6]. Крім того, такий підхід дає змогу розробити методику синтезу розімкненого зв'язку стосовно систем синхронізації з урахуванням нелінійності.

У виразі для визначення фази вхідного сигналу

$$\varphi_{\text{вх}}(t) = \varphi_0 + \sum_{r=0}^{N-1} (\Omega_r t^{r+1}) / (r+1),$$

вважатимемо, що $r = 0$ (стрибок фази) і $r = 1$ (стрибок частоти). При цьому скористаємося методом синтезу розімкненого зв'язку за умови пригнічення повільно загасальних компонентів, викладених у [3; 6; 14] стосовно лінійних систем автоматичного регулювання.

Передатну функцію фазового дискримінатора, взятого як ланка розімкненого зв'язку, визначимо за формулою

$$W_1(S) = K_1 N(\varphi),$$

де $N(\varphi)$ — нормована нелінійна характеристика фазового дискримінатора. Відповідні передатні функції системи дістанемо зі знайдених раніше обчислень із додаванням у них замість $W_1(S)$ його значення з виразу.

Обрахунок для відображення фазової помилки в цьому разі запишемо так:

$$F(S)\varphi(S) = D\varphi(S)\varphi_{\text{вх}}(S).$$

Повний розв'язок виразу для відображення фазової помилки можна подати як суму вимушеної $\varphi_{\text{в}}(t)$ і перехідної $\varphi_{\text{п}}(t)$ складових:

$$\varphi(t) = \varphi_{\text{п}}(t) + \varphi_{\text{в}}(t).$$

Вимушена складова помилки $\varphi_{\text{в}}(t)$ в такому разі залежить від керуючого впливу $\varphi_{\text{вх}}(t)$ і визначається як розв'язок неоднорідного диференційного рівняння. Вона характеризує точність системи у сталому режимі.

Перехідна складова помилки є розв'язком однорідного диференційного рівняння $F(S)\varphi_{\text{п}}(S) = 0$. Ця помилка виникає в перехідних режимах і визначається коренями характеристичного рівняння.

Якщо характеристичне рівняння системи синхронізації $F(S) = 0$ має m простих (некратних) коренів, то перехідну складову помилки можна подати у вигляді суми експонент:

$$\varphi_{\text{п}}(t) = \sum_{i=1}^m A_i e^{S_i t},$$

де S_i — i -й корень характеристичного рівняння; A_i — початкове значення i -ї компоненти перехідної помилки.

З виразу для $\varphi_{\text{п}}(t)$ видно, що величина перехідної помилки залежить як від коренів характеристичного рівняння, що визначають інтенсивність спадання експонент, так і від початкових значень експонент, що характеризують їх максимальну амплітуду. Отже, збільшуючи дійсні частини коренів або зменшуючи початкові значення компоненти перехідної складової помилки, можна впливати на її величину. Однак у замкнених системах синхронізації такі можливості обмежені, оскільки коефіцієнти характеристичного полінома вибираються з умови компромісного настроювання.

Скориставшись запропонованою моделлю КСС за умови забезпечення властивості інваріантності, проведемо синтез розімкненого зв'язку, виходячи з умови підвищення порядку астатизму, під час стеження за носійною частотою (пілот-сигналом), фаза якої модульована детермінованим доплерівським сигналом.

Відповідно до структурної схеми комбінованої системи синхронізації (див. рисунок) 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 вилучити проміжні змінні, здобудемо рівняння динаміки КСС щодо помилки:

$$[1 + W_1(S)W_2(S)W_3(S)]\varphi(S) = [1 - W_3(S)W_4(S)]\varphi(S). \quad (2)$$

Аналіз виразу (2) дає можливість визначити умову абсолютної інваріантності [14–16]:

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

З огляду на те, що $W_i(S) = D_i(S)/F_i(S)$, перепишемо рівність (2) у такий спосіб:

$$[F_1(S)F_2(S)F_3(S) + D_1(S)D_2(S)D_3(S)]F_4(S)\varphi(S) = [F_3(S)F_4(S) - D_3(S)D_4(S)]\varphi_{\text{вх}}(S). \quad (3)$$

З цього виразу видно, що знаменник передатної функції розімкненого каналу $F_4(S)$ входить у характеристичне рівняння КСС (3) як співмножник:

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

де $F_3(S)$ — характеристичний поліном КСС, $F_3(S) = F_1(S)F_2(S)F_3(S) + D_1(S)D_2(S)D_3(S)$.

У зазначеному поліномі відсутні параметри ланки розімкненого зв'язку, тому він не впливає на стійкість системи [12; 13].

Наявність різниці в правій частині рівняння динаміки КСС (3) дає змогу завдяки відповідному вибору поліномів $D_4(S)F_4(S)$ впливати як на сталу, так і на перехідну складові помилки [1; 6; 14].

Аналізуючи рівність (3), доходимо висновку, що для досягнення абсолютної інваріантності в системі, передатна функція розімкненого каналу повинна мати такий вигляд:

$$W_4(S) = 1/W_3(S) = F_3(S)/D_3(S) = D_4(S)/F_4(S). \quad (4)$$

Звідси випливає, що порядок полінома $D_4(S)$ має бути вищим за порядок полінома $F_4(S)$, що неможливо з умов фізичної реалізації [15; 16].

Таким чином, досягнення абсолютної інваріантності в неперервних системах за допомогою ланок або обчислювальних пристроїв неперервного типу неможливе. Проте введення в розімкнений канал системи фізично реалізованих ланок $W_4(S)$ уможливило підвищення порядку астатизму системи і синтезування ε -інваріантних систем [16].

Як свідчать розглянуті приклади, для зменшення сталої помилки потрібно підвищувати порядок астатизму системи. Причому значення, до якого ми прагнемо в процесі синтезу системи, визначається характером зміни вхідного впливу і вимогами до точності системи в сталому режимі.

Запишемо в загальному вигляді передатну функцію фізично реалізованого розімкненого зв'язку:

$$W_4(S) = \left(\sum_{i=0}^n K_{4i} S^i \right) / \left(\sum_{j=0}^m T_{4j} S^j \right) = D_4(S)/F_4(S), \quad m \geq n. \quad (5)$$

Порядок астатизму системи ν визначається ступенем оператора S , що є загальним множником чисельника передатної функції за помилкою [6; 14; 16].

Передатну функцію за помилкою КСС відповідно до рівняння (2) можна подати так:

$$W_{\varphi K}(S) = \frac{[F_3(S)F_4(S) - D_3(S)D_4(S)]F_1(S)F_2(S)}{[F_1(S)F_2(S)F_3(S) + D_1(S)D_2(S)D_3(S)]F_4(S)} = \frac{D_{\varphi K0}(S)S^{\nu}K}{F_K(S)}. \quad (6)$$

Підставивши у (6) вираз (5) і заклавши вимогу, щоб система мала астатизм порядку $\nu_k = 1$, дістанемо вираз для чисельника передатної функції, яка визначається за формулою (6) [12; 13]:

$$D_{\varphi K}(S) = \left[F_3(S) \sum_{j=0}^m T_{4j} S^j - D_3(S) \sum_{i=0}^n K_{4i} S^i \right] F_1(S) = D_{\varphi K0}(S) S^l. \quad (7)$$

Завдання зводиться до вибору коефіцієнтів K_{4i} і T_{4j} передатної функції розімкненого каналу в такий спосіб, щоб поліном $D_{\varphi K}(S)$ містив S^1 як загальний множник.

Потрібно зауважити, що поліном $F_4(S)$ входить до характеристичного рівняння комбінованої системи синхронізації. Тому діапазон зміни параметрів T_{4j} обмежений вимогами до якості перехідного процесу.

Якщо порядок вищої похідної вхідного сигналу r і потрібно усунути усталену помилку, то має виконуватись нерівність $1 > r$.

Загальний вигляд передатної функції $W_4(S)$ розімкненого зв'язку, що задовольняє умову виразу (5) і забезпечує $\nu_k = 1$, визначається за виразом [12; 16]:

$$W_4(S) = \left(\sum_{i=\nu_3}^n K_{4i} S^i \right) / \left(\sum_{j=0}^m T_{4j} S^j \right) = D_4(S)/F_4(S), \quad (8)$$

де ν_3 — порядок астатизму вихідної системи без зв'язку.

Зазвичай беруть $m = n$. Вищий 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 (8) можна подати так:

$$W_4(S) = \left(\sum_{i=1}^{l-1} K_{4i} S^i \right) / \left(\sum_{j=0}^{l-1} T_{4j} S^j \right) = D_4(S)/F_4(S). \quad (9)$$

Підставивши поліноми $D_4(S)$, $F_4(S)$ з (9) у (7), дістанемо

$$D_{\varphi K}(S) = (T_{40} - K_3 K_{41})S + (T_{41} - K_3 K_{42})S^2 + \dots + (T_{4(l-2)} - K_3 K_{4(l-1)})S^{l-1} + (T_{4(l-1)})S^l. \quad (10)$$

З виразу (10) з урахуванням (7) маємо:

$$\left. \begin{array}{l} T_{40} - K_3 K_{41}, \\ T_{41} - K_3 K_{42}, \\ \dots \dots \dots \dots, \\ T_{4(l-2)} - K_3 K_{4(l-1)} = 0 \end{array} \right\}.$$

Визначимо вид передатної функції розімкненого зв'язку для розглянутих раніше випадків.

Порядок вищої похідної вхідного сигналу $r = 1$. Необхідний порядок астатизму $l = 2$. Вид передатної функції розімкненого зв'язку відповідно до виразу (9) [12; 13]:

$$W_4(S) = (K_{41}S) / (T_{41}S + T_{40}). \tag{11}$$

Поліном (10) при цьому визначатиметься за формулою:

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

У разі виконання умови $K_{41} = T_{40}/K_3$ дістанемо $D_\phi k(S) = T_{41}S^2$, тобто застосування як розімкнений зв'язок частотного дискримінатора дає змогу підвищити порядок астатизму системи до другого порядку [12; 13].

При $r = 2; l = 3$ вигляд передатної функції $W_4(S)$ буде таким:

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

З виразу (10) отримаємо $T_{40} - K_3 K_{41} = 0, T_{41} - K_3 K_{42}$, тоді $D_\phi k(S) = T_{42}S^2$, тобто маємо систему синхронізації з астатизмом третього порядку.

Розімкнений канал із такою функцією передавання може бути поданий як паралельне (послідовне) введення двох ланок із передатною функцією виду (11) (див. рисунок).

Щоб оцінити можливість синтезу розімкненого зв'язку КСС за умов впливу перехідних процесів, запишемо вираз для фазової помилки в тимчасовій формі. Для цього (для переходу від виразу для фазової помилки до виразу в тимчасовій формі) скористаємося теоремою Коші про відрахування.

Тоді дістанемо [15]:

$$\varphi(t) = \sum_{S_i} \text{Res}[\varphi(S)e^{St}] = \sum_{S_i} \text{Res}\psi(S), \tag{12}$$

де $\psi(S) = \varphi(S)e^{St}$ — відрахування функції $f(x)$ в особливій точці a , що є полюсом кратності m , та визначається за виразом [15; 16]:

$$\text{Res}f(a) = \frac{1}{(m-1)!} \left\{ \frac{d^{m-1}}{dx^{m-1}} [(x-a)^m f(x)] \right\}. \tag{13}$$

Подамо передатну функцію системи синхронізації і вхідний вплив у вигляді дробово-раціональних виразів [5; 6; 14]:

$$W_\phi(S) = \frac{\sum_{i=0}^m \epsilon_i S^i}{\sum_{i=0}^m a_i S^i} = \frac{\epsilon_m \prod_{i=1}^m (S - S'_i) S^v}{a_m \prod_{i=1}^m (S - S_i)} = \frac{D_\phi(S)}{F(S)},$$

$$\varphi_{\text{вх}}(S) = \frac{\sum_{i=0}^h \beta_i S^i}{\sum_{i=0}^\mu \alpha_i S^i} = \frac{\beta_h \prod_{i=1}^h (S - q'_i) S^v}{\alpha_\mu \prod_{i=1}^\mu (S - q_i)} = \frac{M(S)}{R(S)}, \tag{14}$$

де S'_i, S_i, q'_i, q_i — нулі та плюси відповідно передатної функції і вхідного впливу.

Тоді початкове значення k -ї компоненти перехідної складової помилки згідно з виразами (12) і (13) при простих коренях рівняння $F(S) = 0$ у загальному вигляді можна записати так:

$$A_K = \text{Res}_{S=S_K} \varphi(S) = \frac{\epsilon_m \beta_h \prod_{i=1}^m (S - S_i) \prod_{i=1}^h (S - q'_i)}{a_m \alpha_\mu \prod_{i=1, i \neq n}^m (S_K - q_i) \prod_{i=1}^\mu (S_K - q_i)} = \frac{D_\phi(S_K) M(S_K)}{F'(S_K) R(S_K)}, \tag{15}$$

де $F'(S_K) = dF(S)/dS, S = S_K$.

З цього виразу видно, що зробити початкові значення k -ї компоненти такими, що дорівнюють нулю, можливо лише в разі виконання рівності $S_K = S'_K$ [6; 14].

Оцінювання можливостей загальної моделі КСС щодо забезпечення зазначеної рівності необхідно здійснити в напрямку впливу значень передатних коефіцієнтів ланки розімкненого зв'язку (K_{4i}) на корені характеристичного рівняння передатної функції системи в перехідних режимах. Результати досліджень, подані в [14], показують, що такий вплив може бути істотним і в цілому забезпечує мінімізацію перехідної складової фазової помилки.

Висновки

У статті розглянуто можливість щодо застосування інваріантного підходу для синтезу комбінованої системи фазової синхронізації за умови забезпечення швидкодії, підвищення точності і стійкості їх роботи в сталих та перехідних режимах стеження за носійною частотою.

Здобуто аналітичні співвідношення та розроблено модель, яка на основі інваріантного підходу дає можливість визначити вид і параметри розімкненого зв'язку в комбінованій системі синхронізації за умови підвищення порядку астатизму системи до необхідного значення, що забезпечує зменшення значень сталих динамічних похибок системи та підвищує стійкість та динамічність системи в різних режимах приймання вхідного сигналу.

Аналіз результатів моделювання за допомогою запропонованих виразів засвідчив, що введення в розімкнений канал комбінованої системи синхронізації фізично реалізованих ланок, дає змогу підвищити порядок астатизму системи і синтезувати інваріантні системи.

Застосування як розімкнений зв'язок частотного дискримінатора уможливило підвищення порядку астатизму комбінованої системи синхронізації системи до другого порядку.

Розімкнений канал, виконаний як паралельне (послідовне) введення двох ланок частотного дискримінатора із запропонованою в статті передатною функцією, дає змогу підвищити порядок астатизму до третього та вищих порядків, не впливаючи на стійкість системи в різних режимах приймання вхідного сигналу.

Запропоновані аналітичні вирази можуть стати основою моделі синтезу КСС за умови підвищення точності в сталому та перехідному режимах.

У розглядуваній моделі потрібно зважати на кілька дестабілізуючих чинників, а саме: доплерівське зміщення носійної частоти; нестабільність генераторів; адитивний гауссівський шум із врахуванням особливостей формування внутрішніх шумів та перехідної складової фазової помилки в ході стеження за носійною частотою.

Список використаної літератури

1. **Шахтарин Б. И.** Анализ систем синхронизации при наличии помех. 2-е изд., перераб. и доп. Москва: Горячая линия – Телеком, 2016. 360 с.
2. **Паршуткин А. В., Маслаков П. А.** Исследование помехоустойчивости современных стандартов спутниковой связи к воздействию нестационарных помех // Труды СПИИРАН. 2017. 4(53). С 159–177.
3. **Туровський О. Л., Кирпач Л. А.** Вплив фазової нестабільності генераторів на параметри роботи системи синхронізації несучої частоти на фоні адитивного гауссівського шуму та доплерівського зміщення частоти // Зб. наук. праць ВІКНУ. 2020. №67. С. 62–71.
4. **Глухов А. В.** Оптимизация параметров цифровых фильтров высокоскоростного модулятора для PLC-модем // Вестник Тамбов. гос. техн. ун-та. 2013. Том 19, № 4. С. 751–756.
5. **Lyons R. G.** Understanding Digital Signal Processing. Boston: Prentice Hall, 2010. 992 p.
6. **Скляр Б.** Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е издание / пер. с англ. Москва: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1099 с.
7. **Бойко Ю. М., Поліщук А. С.** Проблеми синхронізації автоколивальних систем під зовнішнім періодичним впливом // Вісник Хмельницьк. нац. ун-ту. Технічні науки. 2010. №2. С. 156–162.
8. **Бойко Ю. М., Єрьоменко О. І.** Аналіз моделей систем синхронізації у цифрових приймачах: матеріали XIV міжнар. наук.-практ. конф. Одес. нац. академія зв'язку ім. Попова. м. Одеса, 5–10 червня, 2015 р. С. 192–194.
9. **Кучер Д. Б., Макогон В. П.** Відновлення несучої при когерентній демодуляції сигналу з безперервною фазою засобів зв'язку // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. 2013. № 2(11). С. 148–149.
10. **Kay S., Fast A.** Accurate Single Frequency Estimator // IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing. 1989. VOL. 37, No 12. P. 1987–1990.
11. **Тихомиров А. В., Омелянчук Е. В., Семенова А. Ю.** Синхронизация в системах с прямым расширением спектра // Инженерный вестник Дона. 2019. №9. С. 31–35.
12. **Козловський В. В., Туровський О. Л., Баланюк Ю. В.** Синтез розімкнутого зв'язку системи синхронізації несучої частоти при умові підвищення порядку астатизму // Наукоємні технології. 2020. Т. 47, №3. С. 265–275.
13. **Туровський О. Л., Беркман Л. Н., Захаржевський А. Г.** Інваріантний підхід до зменшення сталих динамічних похибок фазових систем синхронізації в режимі відслідкування несучої частоти // Зв'язок. 2020. №1(143), С. 44–50.

14. *Designing a system to synchronize the input signal in a telecommunication network under the condition for reducing a transitional component of the phase error* / O. Turovsky, L. Berkman, O. Tkachenko [et al.] // *Journal of Enterprise Technologies*, 2021. 1(9 (109)). P. 66–76. URL:

<https://doi.org/10.15587/1729-4061.2021.225514>

15. *Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: в 3-х томах / пер. с англ.: Б. Н. Бронина, И. И. Короткевич, А. И. Коротова, М. Н. Микшиса, Л. В. Поспелова, О. А. Соболевой, К. Г. Финогорова, Ю. В. Чёткина, М. П. Шаропова. Изд. 4-е, перераб. и доп. Москва: Мир, 1993.*

16. *Мисриханов М. Ш. Инвариантное управление многомерными системами. Москва: Энергомиздат, 2003. 236 с.*

V. Kravchenko, M. Nevhod

INVARIANT APPROACH TO REDUCTION OF TRANSIENT COMPONENT PHASE ERROR OF SYNCHRONIZATION SYSTEM IN CARRIER FREQUENCY TRACKING MODE

The article deals with phase synchronization systems of radio technical devices of communication technology. Namely, the results of theoretical research in the direction of development, analysis and improvement of known and synthesis of new synchronization schemes, which are characterized by high interference resistance, accuracy and speed with a simple design, are presented. In the article: the possibility of using an invariant approach for the synthesis of a combined system of phase synchronization of a coherent demodulator under the condition of ensuring high-speed operation, increasing the accuracy and stability of the system in stable and transient modes of tracking the carrier frequency is considered.

Analytical relations were obtained and a model was developed that, based on the invariant approach, allows determining the type and parameters of the open connection in the combined synchronization system under the condition of increasing the order of the astatism of the system to the required value, which ensures a decrease in the values of constant dynamic errors of the system and increases the stability and dynamism of the system in various input signal reception modes.

The obtained results justified the following conclusions. The introduction of a combined system of synchronization of physically realized links into an open channel ensures the invariance property of the system with a higher order of astatism. The use of a frequency discriminator as an open connection allows you to increase the order of astatism of the combined system synchronization system to the second order. The open channel is made in the form of parallel (serial) inclusion of two links of the frequency discriminator with the transfer function proposed in the work allows to increase the order of astatism to the third order and higher and does not affect the stability of the system in stable and transient modes of carrier tracking. Frequency.

Keywords: carrier frequency synchronization; combined synchronization system; invariance of synchronization system; synthesis of open communication; order of astatism.

