

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

НАУМЕНКО ВІТАЛІЙ МИКОЛАЙОВИЧ

УДК621.396.96


ДИСЕРТАЦІЯ

МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ЧАСТОТНО-ЧАСОВОЇ
СИНХРОНІЗАЦІЇ В РОЗНЕСЕНИХ ПАСИВНИХ РАДІОТЕХНІЧНИХ
СИСТЕМАХ

05.12.17 – радіотехнічні та телевізійні системи

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело


_____ В.М. Науменко

Науковий керівник Костиця Олександр Олексійович, доктор технічних наук,
старший науковий співробітник

Харків – 2019

АНОТАЦІЯ

Науменко В.М. Методи підвищення точності частотно-часової синхронізації в рознесених пасивних радіотехнічних системах. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.17 – радіотехнічні та телевізійні системи. Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків, 2019.

У дисертації вирішена актуальна науково-прикладна задача розроблення методів для забезпечення високої точності звірення рознесених у просторі мір часу та частоти за рахунок застосування нових методів компенсації впливу багатопроменевої перешкоди (БП) спільного джерела (СД) сумісно з математичною інтерполяцією дискретизованого сигналу в пристрої цифрової обробки багатопозиційної пасивної системи синхронізації (БПСС). Використання розроблених методів забезпечило підвищення точності синхронізації в 4-5 разів.

В результаті виконаного аналізу встановлено, що на точність звірення часу та частоти в БПСС впливає ряд чинників, серед яких суттєве значення можуть мати трасові похибки синхронізації, спричинені багатопроменевою проходження сигналу, що є причиною виникнення корельованої перешкоди. При цьому середній рівень БП приймається на 3 дБ нижчим від рівня основного сигналу. Класичні методи компенсації перешкод не працюють, коли перешкода діє в основній пелюстці діаграми спрямованості приймальної антени, або ж приймається практично одночасно з корисним сигналом і є його точною копією.

Для підвищення точності частотно-часової синхронізації просторово-рознесених еталонів (стандартів) часу та частоти в БПСС потрібно розробити методи, які забезпечують ефективну компенсацію БП та дають мінімальні похибки визначення часового положення максимуму сигналу на виході кореляційного приймача.

В якості теоретичної основи БПСС використовується байєсівська методологія вирішення задачі оптимального оцінювання випадкового параметра (дискретних значень випадкового параметра), яким є значення часового положення прийнятих сигналів при обробці отриманих масивів даних на підставі апріорного розподілу значень параметра і вибору функції втрат. З використанням байєсівського підходу синтезовано структуру оптимального вимірювача, що реалізує пасивний метод загального охоплення (ПМЗО) в БПСС.

Особливості реалізації ПМЗО дозволяють модифікувати відомі підходи в питаннях компенсації багатопроменевих перешкод. Певні ускладнення викликані тим, що параметри сигналу СД неможливо видозмінити (адаптувати) під умови перешкодової обстановки, оскільки джерело корисного сигналу не підконтрольне споживачам у БПСС. Також слід враховувати, що БП має ту ж тривалість, що і корисний сигнал, зосереджена в тій же смузі частот і, як правило, є частково корельованою з основним сигналом. Амплітуда БП в середньому в 2 рази нижча від амплітуди основного сигналу, що є неприйнятним для виконання високоточного звірення мір часу та частоти. Тому необхідно здійснювати заходи щодо компенсації перевідбитих сигналів СД.

В ході виконаних теоретичних досліджень обґрунтована можливість компенсації багатопроменевості сигналу СД при його відсутності хоча б в одному з пунктів, що синхронізуються. Тут слід виходити з припущення про те, що багатопроменевість не може одночасно бути присутня в усіх пунктах, які мають бути засинхронізованими.

Реалізований модифікований принцип "когерентної" компенсації. Модифікація стала можливою при рознесеному прийомі за рахунок виділення в одному з приймальних пунктів корисного сигналу, вільного від багатопроменевості, з подальшим виділенням перешкодової складової, зумовленої багатопроменевим прийомом. Розглянуті варіанти одноканальної і багатоканальної побудови компенсатора.

Отримані аналітичні вирази для визначення компенсуючої і результуючої напруги квадратурного компенсатора при гармонійному вхідному сигналі з урахуванням особливостей багатопозиційного прийому сигналу СД у БПСС.

Розроблені методи компенсації та математичні моделі компенсаторів БП в БПСС для часової і спектральної області аналізу та комбінований метод підвищення точності частотно-часової синхронізації, який базується на поєднанні методів компенсації БП та методів математичної інтерполяції дискретизованих вихідних сигналів цифрового корелятора.

Шляхом математичного моделювання здійснено перевірку роботоздатності алгоритму статистичної обробки результатів звірення шкал часу та частоти. В результаті обробки сформованого числового масиву отримані вихідні дані математичного очікування і СКВ з точністю до 9-го знаку. Отже, при тривалості вибірки менше 1 мкс, обчислювальна похибка визначення часового положення максимуму взаємкореляційної функції (ВКФ) не перевищує 1 пс, що свідчить про можливість високоточного вимірювання зсуву шкал просторово-рознесених мір часу та частоти.

Моделювання пристрою квадратурної обробки свідчить про те, що розподіл значень обвідної білого шуму приблизно відповідає закону розподілу Релея, а для миттєвих значень відновленого вузькосмугового шуму спостерігається закон розподілу Гаусса.

Результати моделювання пасивної системи синхронізації для випадків застосування квадратурної обробки та подальшої узгодженої фільтрації (УФ) або взаємкореляційної обробки (ВКО) свідчать про те, що за умови перевищення співвідношеннями сигнал/шум (с/ш) відповідних порогових значень $q > q_{\text{пор}} = 6 \dots 9$ квадратурна обробка може бути використана в пасивних системах синхронізації для вимірювань зсуву шкал за обвідними сигналів СД разом з УФ чи ВКО.

Розроблено математичну модель пасивної системи часо-частотної синхронізації при наявності багатопроменевості сигналу СД, в якій формуються си-

гнальні вибірки з внутрішньо-імпульсною частотно-фазовою модуляцією, що моделює застосування OFDM сигналів центрального наземного телебачення (ЦНТБ) та наземних і супутникових телекомунікаційних систем.

Проведений аналіз абсолютних похибок оцінки часового положення (ОЧП) сигналів при наявності однієї детермінованої корельованої (багатопрореєвої) перешкоди дозволяє вибрати стратегію і здійснювати перевірку результатів статистичного аналізу похибок, викликаних корельованими перешкодами з заданими законами розподілу їх рівнів і затримок. Результати математичного моделювання повністю відповідають основним положенням теорії статистичних вимірювань в радіолокації і зв'язку, а, отже, адекватно відображають фізичні процеси, що відбуваються в БПСС. З отриманих результатів моделювання випливає, що умовою мінімізації аномальних вимірювань є співвідношення $c/\text{ш} > 6 \dots 9$.

Зняття обмеження по дальності дії пасивної системи синхронізації може бути здійснено шляхом реалізації способу частотно-часової синхронізації просторово-рознесених мір часу і частоти з використанням у якості СД сигналів низькоорбітальних і середньоорбітальних штучних супутників Землі (ШСЗ).

В ході експерименту з використанням сигналів ЦНТБ у БПСС повністю підтвержені висновки, щодо можливості забезпечення високоточних звірень мір часу та частоти. Використання шумоподібного сигналу, яким є сигнал ЦНТБ, забезпечує однозначність ОЧП та високу точність синхронізації, що склала 2,5 нс та не є остаточним граничним значенням.

Експериментальні дослідження БПСС при синхронізації за фазою аналогового телевізійного сигналу в режимі "нульової бази" показали, що реалізація ПМЗО дозволяє отримати характеристики з точності звірення шкал просторово-рознесених мір часу і частоти на рівні, що перевищує можливості радіометеорої синхронізації і супутникових радіонавігаційних систем (СРНС), а саме - СКВ результатів вимірювань становить 130 пікосекунд.

В ході експериментальної перевірки методу компенсації БП продемонстровано роботу схеми при компенсації корисного сигналу і виділенні перешкоди з подальшою компенсацією перешкодового сигналу. Для роботи компенсатора необхідно забезпечити якомога більш повний часовий збіг основних сигналів СД, зафіксованих в прийомних каналах. При цьому також треба вирівняти амплітуди цих сигналів. Коефіцієнт кореляції цих сигналів має бути якомога ближчим до одиниці.

Результати експериментальних досліджень підтвердили теоретично обґрунтовану можливість компенсації БП при прийомі сигналу СД в БПСС. СКВ результатів вимірів становить 13,8 нс, що в 4,8 рази менше похибки вимірів, отриманих без компенсації багатопроменевого сигналу.

При практичній реалізації компенсатора БП слід приділяти особливу увагу узгодженню фаз і амплітуд сигналів СД при виділенні перешкодових складових. При цьому вводити часову затримку і змінювати рівень сигналу слід тільки в опорному каналі, де БП відсутня, а для виконання звірень використовувати сигнал опорного каналу без яких-небудь змін.

Розроблений метод компенсації БП може застосовуватися і в інших рознесених радіотехнічних системах, принцип роботи яких базується на спільній обробці інформації.

Результати дисертаційної роботи впроваджені в держбюджетні НДР, які виконувалися в ХНУРЕ, а також у Національному науковому центрі "Інститут метрології" та в Метрологічному центрі військових еталонів.

Ключові слова: синхронізація часу і частоти, багатопозиційна пасивна система синхронізації, похибки синхронізації, пасивний метод загального охоплення, багатопроменевий сигнал.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА

1. Костыря А.А. Исследование фильтрующих свойств системы фазовой автоподстройки применительно к задаче синхронизации времени и частоты [текст] / А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно, Х.Х. Асаад // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. № 169, Х.: ХНУРЭ, 2012. – с. 16-21.

2. Костыря А.А. Применение интерполирующих алгоритмов для получения оценок сдвига шкал эталонов времени и частоты при синхронизации по общему источнику сигналов [текст] / А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно и др. // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. № 173, Х.: ХНУРЭ, 2013. – С. 88-95.

3. Костыря А.А. Экспериментальные исследования потенциальной точности частотно-временной синхронизации при использовании сигналов цифрового наземного телевидения [текст] / А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно, С.И. Ушаков // Східно-Європейський журнал передових технологій. – Харків, 2014. – Вип. 1/9(67). – С.24-28.

4. Должиков В.В. Исследования макета пассивной системы синхронизации по фазе несущей частоты аналогового телевизионного сигнала [текст] / В.В. Должиков, А. А. Костыря, В.Н. Науменко и др. // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков: ХНУРЭ, 2014. – Вып. 178. – С. 111 - 118.

5. Коваль Ю.А. Квадратурная обработка сигналов в моделях пассивных систем частотно-временной синхронизации [текст] / Ю.А. Коваль, А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно, С.И. Ушаков // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков: ХНУРЭ, 2015. – Вып. 182. – С. 79 - 86.

6. Костыря А.А. Компенсация многолучевости сигнала общего источника в пассивной системе синхронизации времени и частоты [текст] / А.А. Костыря, В.Н. Науменко и др. // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков: ХНУРЭ, 2015. – Вып. 183. – С. 13 - 17.

7. Костыря А.А. Экспериментальная проверка алгоритма компенсации многолучевой помехи в пассивной системе синхронизации времени и частоты [текст] / А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно, С.И. Ушаков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков: ХНУРЭ, 2016. – Вып. 184. – С. 94 - 99.

8. Костира О.О. Компенсація багатопроменевих перешкод в рознесених пасивних системах синхронізації часу та частоти [текст] / О.О. Костира, В.М. Науменко, В.О.Стороженко // Метрологія та прилади. Науково-виробничий журнал. Вип. № 4, Харків, 2019. — С. 17-23.

9. Науменко В.Н. Сравнительный анализ эффективности алгоритмов обработки результатов измерений сдвига шкал в системах синхронизации времени и частоты [текст] /В.Н. Науменко, С.А. Плехно // Материалы XVII Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», том 3, Харьков 2013, с. 132-133.

10. Alexander Kostyria, Sergey Plehno, Vitaliy Naumenko, Sergey Ushakov. Experimental estimation of potential accuracy synchronization of time and frequency standards by using signals of digital TV [text] // International Conference TCSET'2014 “Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science”. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2014. – p. 794.

11. Костыря А.А. Моделирование аппаратных погрешностей системы синхронизации времени и частоты. [текст] / А.А. Костыря, С.А. Плехно, В.Н. Науменко //IX міжнародна науково-технічна конференція „Метрологія та вимірвальна техніка (Метрологія-2014)”, Харків, 2014. — С. 134-136.

12. Науменко В.Н. Результаты экспериментальных исследований макета фазовой пассивной системы синхронизации времени и частоты [текст] / В.Н. Науменко, С.А. Плехно, С.И. Ушаков // Материалы XIX Междунар. мол. форума “Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке”. – Харьков: ХНУРЭ, 2015. – Том 3. – С. 63-64.

13. Костыря А.А. Компенсация влияния многолучевости в многопозиционной пассивной системе синхронизации времени и частоты [текст] / А.А. Костыря, С.И. Ушаков, В.Н. Науменко // Матеріали науково-техн. конференції “Проблемні питання розвитку озброєння та військової техніки” 15-18 грудня 2015р. – К.: ЦНДІ ОВТ, 2015. – С. 349-351.

14. Науменко В.Н. Компенсация многолучевой помехи в пассивной системе синхронизации времени и частоты [текст] / В.Н. Науменко, С.И. Ушаков// Материалы XX Юбилейного Международного молодежного форума “Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке”. – Харьков: ХНУРЭ, 2016. – Том 3. – С. 50-51.

15. Oleksandr Kostyria. Mathematical Models of Blocks for Compensation Multipath Distortion in Spatially Separated Passive Time-Frequency Synchronization Radio System [text] / Oleksandr Kostyria, Vera Storozhenko, Vitaly Naumenko, Yury Romanov // 2018 International Scientific-Practical Conference “Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)”, Kharkiv, Ukraine, 2018. – p. 104-108.

16. КовальЮ.О., КостиряО.О., НауменкоВ.М., АсаадХ.Х. Спосіб частотно-часової синхронізації просторово рознесених еталонів стандартів часу та частоти / Патентна кор. модель. №77093 від 25.01.2013. Бюл. № 2.

ABSTRACT

Naumenko V.M. Methods of improving the accuracy of time and frequency synchronization in spaced passive radio technical systems. – Qualified scientific work on the rights of the manuscript.

Dissertation for the degree of Candidate of Engineering Sciences in Specialty 'Radio and Television systems', 05.12.17 – Kharkov National University of Radio Electronics, Kharkiv, 2019.

The dissertation solves the actual scientific and applied problem of developing methods for ensuring high accuracy of the comparison of spaced-apart measurements of time and frequency due to the application of new methods of compensation in the influence of multipath interference with a common source in conjunction with the mathematical interpolation of the discretized signal in the digital processing unit of the multiposition passive system of synchronization (MPSS). The use of developed methods has increased the accuracy of synchronization by 4-5 times.

The actuality of solved problems is substantiated. The scientific problem, the purpose and tasks of research, scientific novelty and practical significance of work are formulated.

As a result of the performed analysis, it is established that the accuracy of time and frequency correction in the MPSS is influenced by a number of factors. Among of them there are synchronization errors caused by multipath of the signal transmission, which cause the correlated interference. The average level of multipath interference is 3 dB lower than the level of the main signal. Classical interference compensation methods do not work when the interference is present in the main part of the receiving antenna focus, or when it is taken almost simultaneously with the useful signal being its exact copy.

In order to improve the accuracy of frequency and time synchronization of spatially separated standards of time and frequency in MPSS, it is necessary to develop methods that provide effective compensation for multipath interferences and give mi-

nimal errors in determining the temporal position of the maximum signal at the correlation receiver.

As a theoretical basis of the MPSS, the Bayesian methodology for solving the problem of optimal estimation of a random parameter (the discrete values of a random parameter) is used. A random parameter is the value of the time position of the received signals in processing the received data sets based on the priori distribution of the parameter values and the choice of the loss function. Using the Bayesian approach, the structure of the optimal meter was synthesized, which implements the passive total coverage method in the BPSS.

The peculiarities of the passive total coverage method implementation make it possible to modify known approaches in the field of multipath interference compensation. Some complications are caused by the fact that the parameters of CD signal can not be modified (adapted) under the conditions of a interference, since the source of the useful signal is not controlled by consumers in the BPSU. Also, it should be borne in mind that multipath interference has the same duration as the useful signal, which is concentrated in the same frequency band and, as a rule, is partially correlated with the main signal. The amplitude of the multipath interference usually a half lower than the amplitude of the main signal, which is unacceptable for performing high precision measures of time and frequency. Therefore, it is necessary to take measures to compensate re-transmitted SD signals.

In the course of of theoretical studies, the possibility of compensating the multipath CD signal in the absence of at least one of the synchronized items is substantiated. The assumption is that multipath can not be present at the same time in all items that need to be synchronized.

The modified principle of "coherent" compensation is implemented. Modification has become possible with a diversified reception due to the allocation in one of the receiving points of the useful signal, free from multipath, with the subsequent allocation of the interference component caused by multipath reception. The variants of single-channel and multi-channel compensator construction are considered.

The analytical expressions for determining the compensating and resulting voltage of the quadrature compensator with the harmonic input signal taking into account the multipositional reception of CD signals in the MPSS were obtained.

Methods of compensation and mathematical models of multidirectional barrier compensators in the MPSS for time and spectral analysis area and combined method of increasing the accuracy of frequency-time synchronization based on the combination of multi-radiation interference compensation methods and the methods of mathematical interpolation of the discrete output signals of the digital correlator have been developed.

The workability of the algorithm of statistical processing of the results of the comparison of time and frequency scales was performed through mathematical modeling. As a result of the processing generated numerical array, the initial data of mathematical expectation and SDO with the accuracy up to the 9th character are obtained. Therefore, if the sample duration is less than 1 μs , the calculation error of determining time position of the maximum VCF does not exceed 1 ps. It indicates the possibility of accurately measuring the shift of scales of spatially-differentiated measures of time and frequency

The simulation of a quadrature processing device indicates that the distribution of values of the bypass white noise approximates the Rayleigh distribution law, and the Gauss distribution law is observed for the instantaneous values of the restored narrowband noise,.

Keywords: time and frequency synchronization, multi positional passive systems of synchronization, synchronization error, passive method of synchronization, multipath signal.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	17
ВСТУП.....	21
РОЗДІЛ 1	
АНАЛІЗ ВИМОГ ДО СТАБІЛЬНОСТІ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛІВ ЧАСТОТНО-ЧАСОВОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ. ОСНОВНІ ДЖЕРЕЛА ПОХИБОК СИНХРОНІЗАЦІЇ ТА НЕОБХІДНІСТЬ ЇХ УСУНЕННЯ	29
1.1. Аналіз вимог до точності частотно-часової синхронізації та особливостей функціонування пасивного методу загального охоплення в системі синхронізації часу та частоти.....	29
1.2. Визначення і аналіз основних джерел похибок при реалізації пасивного методу синхронізації.....	35
1.3. Порівняльний аналіз принципів побудови систем для зменшення інтенсивності перешкодових сигналів.....	41
Висновки по 1 розділу	48
РОЗДІЛ 2	
ТЕОРЕТИЧНЕ ОБГРУНТУВАННЯ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ЧАСТОТНО-ЧАСОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ В РОЗНЕСЕНИХ ПАСИВНИХ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ СИНХРОНІЗАЦІЇ ЧАСУ ТА ЧАСТОТИ ПРИ БАГАТОПРОМЕНЕВОМУ ПОШИРЕННІ СИГНАЛІВ СПІЛЬНОГО ДЖЕРЕЛА.....	50
2.1. Теоретичне обґрунтування методів компенсації багатопроменевості сигналу спільного джерела в пасивній системі синхронізації часу та частоти.....	50
2.1.1. Синтез оптимального вимірювача для реалізації пасивного методу загального охоплення.....	50
2.1.2. Функціонування багатопозиційної пасивної системи синхронізації часу та частоти при використанні сигналу цифрового наземного телебачення.....	59

2.2.	Теоретичне обґрунтування методів та розробка алгоритмів компенсації багатопроменевості сигналу спільного джерела	65
2.2.1.	Теоретичне обґрунтування методу компенсації багатопроменевості сигналу спільного джерела в часовій області.....	65
2.2.2.	Розробка алгоритму компенсації багатопроменевої складової сигналу спільного джерела в часовій області та пристрою для його реалізації.....	69
2.2.3.	Теоретичне обґрунтування методу компенсації багатопроменевості сигналу спільного джерела в частотній області.....	71
2.2.4.	Розробка алгоритму компенсації багатопроменевості сигналу спільного джерела в частотній області	74
2.2.5.	Визначення ефективності застосування системи компенсації багатопроменевого сигналу.....	77
2.3.	Алгоритмічні методи підвищення точності частотно-часової синхронізації просторово-рознесених еталонів (стандартів) часу та частоти при використанні сигналів спільного джерела	82
2.3.1.	Застосування методів математичної інтерполяції для знаходження часового положення максимумів взаємкореляційної функції прийнятих сигналів	82
2.3.2.	Застосування алгоритму бджолиного рою для пошуку максимуму взаємкореляційної функції прийнятих сигналів спільного джерела	88
2.3.3.	Програмна реалізація алгоритму статистичної обробки результатів звірення шкал часу та частоти.....	90
	Висновки по 2 розділу.....	94

РОЗДІЛ 3

МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ В ПАСИВНИХ СИСТЕМАХ СИНХРОНІЗАЦІЇ ЧАСУ ТА ЧАСТОТИ ПРИ БАГАТОПРОМЕНЕВОМУ СИГНАЛІ СПІЛЬНОГО ДЖЕРЕЛА	97
--	----

3.1.	Розробка математичної моделі багатопозиційної пасивної системи
------	--

часо-частотної синхронізації та її окремих блоків.....	97
3.1.1. Математичне моделювання пасивної системи часо-частотної синхронізації при узгодженій фільтрації та взаємкореляційній обробці прийнятих сигналів спільного джерела.....	97
3.1.2. Моделювання пристрою квадратурної обробки та узгодженої фільтрації.....	103
3.1.3. Результати моделювання пасивної системи синхронізації для випадків застосування квадратурної обробки та подальшої узгодженої фільтрації або взаємкореляційної обробки.....	105
3.1.4. Модель пасивної системи часо-частотної синхронізації за наявності багатопроменевості сигналу спільного джерела.....	107
3.1.5. Результати математичного моделювання багатопозиційної пасивної системи часо-частотної синхронізації за наявності багатопроменевості сигналу спільного джерела.....	110
3.1.6. Дослідження похибок синхронізації у разі визначення часового положення прийнятих сигналів за їх обвідними при наявності багатопроменевої перешкоди.....	116
3.1.7. Математична модель системи фазового автопідстроювання частоти для її використання в пасивній системі часо-частотної синхронізації.....	128
3.1.8. Алгоритм дослідження фільтруючих властивостей системи фазового автопідстроювання частоти	132
Висновки по 3 розділу.....	137

РОЗДІЛ 4

ПРОПОЗИЦІЇ ЩОДО ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ ТА РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ СИСТЕМ ЧАСТОТНО-ЧАСОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ.....	139
--	-----

- 4.1. Синхронізація рознесених у просторі еталонів (стандартів) часу та частоти з використанням сигналів низькоорбітальних і середньо-

орбітальних штучних супутників Землі.....	139
4.2. Результати експериментальних досліджень макету системи синхронізації часу та частоти з використанням сигналів цифрового наземного телебачення	144
4.3. Результати експериментальних досліджень багатопозиційної пасивної системи при синхронізації за фазою аналогового телевізійного сигналу в режимі "нульової бази".....	148
4.4. Експериментальна перевірка методу компенсації багатопроменевої перешкоди в пасивній системі часо-частотної синхронізації.....	152
4.5. Результати експериментальних досліджень багатопозиційної пасивної системи за наявності багатопроменевої перешкоди при використанні сигналів наземного цифрового телебачення.....	157
Висновки по 4 розділу.....	165
ВИСНОВКИ.....	167
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	169
ДОДАТОК А	
Акти про впровадження результатів дисертаційної роботи.....	184
ДОДАТОК Б	
Список публікацій здобувача за темою дисертації.....	190

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, СКОРОЧЕНЬ
І ТЕРМІНІВ

АКФ – автокореляційна функція

АП – апаратурні похибки

АТ – атенюатор

БП – багатопротенева перешкода

БПСС – багатопозиційна пасивна система синхронізації

ВКФ – взаємкореляційна функція

ВКО – взаємкореляційна обробка

ВЧП – вимірювання часового положення

ГНСС – глобальна навігаційна супутникова система

ГС – геостаціонарний супутник

КОС – квадратурна обробка сигналів

ОЧП – оцінка часового положення

ПМЗО – пасивний метод загального охоплення

ПРХ – поширення радіохвиль

СД – спільне джерело

СКВ – середнє квадратичне відхилення

СКП – середня квадратична похибка

ССЧЧ – система синхронізації часу та частоти

УФ – узгоджена фільтрація

ХНУРЕ – Харківський національний університет радіоелектроніки

ЦНТБ – цифрове наземне телебачення

ЧЧЗ – частотно-часові зв'єрнення

ШСЗ – штучний супутник Землі

ШЧ – шкала часу

GLONASS (ГЛОНАСС) – глобальна навігаційна супутникова система

OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplex (ортогональний частотний розподіл мультиплекса)

GPS – Global Position System (система глобального позиціонування)

δ_t^A – абсолютна похибка вимірювання часового положення сигналу, зумовлена перешкодами і внутрішніми шумами приймального пристрою

τ_p^{BA} – різниця часу розповсюдження сигналу від СД до пунктів А та В

τ_{tr}^B – затримка сигналу в радіопередавальному пристрої (пункту В)

τ_{res}^A – затримка сигналу в радіоприймальному пристрої (пункту А)

$q = \sqrt{2\mathcal{E}/N_0}$ – відношення сигнал/перешкода при узгодженій або кореляційній обробці сигналу

E – енергія сигналу

N_0 – спектральна щільність шуму

$\Delta\omega_{\text{ef}}$ – ефективна ширина спектру сигналу

$\bar{S}(f)$ – спектр комплексної обвідної сигналу

$R_{o\sigma}(0)$ – автокореляційна функція (АКФ) обвідної сигналу

$R(0)$ – значення АКФ для $f = 0$

$R'(0)$ – значення першої похідної АКФ для $f = 0$

$R''(0)$ – значення другої похідної АКФ для $f = 0$

ω_0 – кутова носійна частота

$s_0(t)$ – сигнал СД

t_1^A – виміряне часове положення сигналу в пункті А

t_1^B – виміряне часове положення сигналу в пункті В

τ_p^{OA}, τ_p^{OB} – затримка сигналу в каналі ПРХ від СД до пунктів А і В відповідно

НО

$\Delta T^{AO}, \Delta T^{BO}$ – зсуви шкал пунктів А і В відносно шкали СД

τ_{tr}^O – затримка сигналу в радіопередавальному пристрої СД

$\tau_{p1}^{BA}, \tau_{p1}^{AB}, \tau_{p2}^{AB}, \tau_{p2}^{BA}$ – відповідні затримки сигналів в каналі

$\delta_{t1}^A, \delta_{t1}^B, \delta_{t2}^A, \delta_{t2}^B$ – абсолютні похибки вимірювання часового положення

сигналу, викликані внутрішніми шумами і перешкодами для пунктів А і В відповідно

σ_t^A, σ_t^B – СКП оцінок часового положення сигналів в пунктах А і В відповідно

$m_A = (\sigma_t^B / \sigma_t^A)^2$ – коефіцієнт, який враховує відмінність перешкодових

умов в пунктах

$\sigma_{\Delta T}^A$ – СКП вимірювання зсуву шкал в пункті А

$H^A(t), H^B(t)$ – аналітичний опис шкал часу пунктів А і В

$\tau_p^{AB}(t), \tau_p^{BA}(t)$ – залежності затримок сигналів в каналі ПРХ з пункту А в

пункт В і навпаки від часу

$\widehat{\Delta T}^{AB}(t), \widehat{\Delta T}^{BA}(t), \sigma_{\Delta T}^{AB}, \sigma_{\Delta T}^{BA}$ – миттєві оцінки зсувів шкал і СКП в пунктах

А і В відповідно

$u_0^A(t), u_0^B(t), n_0^A(t), n_0^B(t)$ – відповідно сигнали і перешкоди, що випромінюються в пунктах А і В

$\tau_{res}^A, \tau_{tr}^A, \tau_{res}^B, \tau_{tr}^B$ – затримки сигналів в приймальних и передавальних

трактах апаратури відповідних пунктів А і В

τ_i, P_i – відповідно затримка і нормована потужність сигналу i -го променя

$\overline{U}_0(t) = U_0(t)e^{j\psi_0(t)}$ – комплексна обвідна сигналу

$U_0(t)$ – обвідна амплітуд

$\varphi_0(t)$ – закон зміни початкової фази

$\alpha_i, \tau_i(t) > t_0(t)$ – відносний рівень і закон зміни затримки i -го «променя»,

спричиненого додатковими перевідбиттями сигналу СД

m – кількість «променів»

$B_p(t)$ – нормована до значення $R(0)$ взаємкореляційна функція

$R_n(t) = R_{y\Phi}(t) / R_{0y\Phi}(0)$ – нормована автокореляційна функція сигналу

$s_0(t)$

$\widehat{\Delta T}^{AB}$ – оцінка зсуву шкали часу пункту А відносно шкали пункту В

$q_{\text{пор/КО}}$ – порогові відношення сигнал/перешкода при кореляційній обробці

$q_{\text{пор/УФ}}$ – порогові відношення сигнал/перешкода при узгодженій фільтрації

$n_1(t)$ – адитивна перешкода

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження.

Існує велика кількість інформаційно-вимірювальних систем, до складу яких входять еталони (стандарти) часу та частоти. Це системи астрономічних спостережень, системи контролю за рухом супутників Землі і космічних об'єктів, навігаційні системи наземного і космічного базування, системи контролю геофізичних процесів, які розвиваються синхронно, та ін.

Частотно-часові методи набувають все більшого значення для самих різних галузей науки і техніки – на їх основі створюються нові прилади, забезпечуються надточні фізичні експерименти, розробляються нові технології, методи і засоби в метрології та приладобудуванні.

Високоточна загальнодержавна синхронізація часу та частоти забезпечує умови для створення систем автоматичної посадки літальних апаратів, автоматичного регулювання великих транспортних потоків. Точність частотно-часової синхронізації є визначальною для забезпечення надійного цифрового зв'язку, банківської безпеки, електронного документообігу.

Важливим напрямком для частотно-часових систем є енергетика. Особливо гостро це питання постає з запровадженням альтернативних джерел електроенергії та їх підключенням до загальнодержавної енергетичної системи [1-9].

Для здійснення частотно-часових зв'язків в ХНУРЕ розроблено пасивний метод загального охоплення (ПМЗО), який реалізовується у багатопозиційній пасивній системі синхронізації (БПСС) [10-12].

Основним параметром, що відображає якість роботи системи частотно-часових зв'язків (ЧЧЗ), є значення похибок синхронізації. Істинне і вимірне значення різниці часу запізнювання сигналів, а, отже, похибка синхронізації може змінюватися під впливом різних дестабілізуючих факторів, до яких відносяться:

- флуктуації часу поширення радіохвиль (ПРХ) в радіоканалі;
- штучні перешкоди і природні шуми;

- багатопроменеве ПРХ;
- флуктуації затримок в приймальній апаратурі;
- обчислювальні (алгоритмічні) похибки;
- взаємне розходження шкал еталонів та ін.

Похибки, що викликані перевідбиттям сигналів (багатопроменевість ПРХ), також відносяться до категорії похибок, пов'язаних з поширенням інформаційного сигналу. Такі похибки виникають через перевідбиття сигналу від близько розташованих об'єктів – будівель, металевих конструкцій, дерев і т.п. [13-18]. В результаті цього ефекту час поширення перевідбитих сигналів перевищує час поширення «прямого» сигналу.

Похибки багатопроменевості часто визначають результуючу точність частотно-часових і координатних вимірювань. Тому в ряді робіт розглядається питання підвищення точності ЧЧЗ за рахунок усунення (компенсації) такого джерела похибки, як багатопроменевість ПРХ. В технічній літературі показано, що багатопроменевість ПРХ викликає зміщення піку основної пелюстки або виникнення багатопіковості взаємкореляційної функції (ВКФ) прийнятих сигналів, що знижує точність звірення і ймовірність вірного звірення. Зменшення впливу багатопроменевості є актуальною і для задач позиціонування з допомогою ГНСС, про що свідчать рекомендації Міжнародного союзу електрозв'язку щодо необхідності запровадження заходів для компенсації впливу багатопроменевості ПРХ [19].

На практиці середнє значення багатопроменевості сигналу може становити -3 дБ відносно рівня основного сигналу, що робить неможливим виконання високоточних ЧЧЗ. Якщо час затримки додаткового променя (променів) менше тривалості сигнальної вибірки, то в прийнятому сигналі буде присутня частково корельована перешкода, рівень і ступінь кореляції якої збільшується при зменшенні часу затримки і яка може привести до збільшення ймовірності помилкової синхронізації.

Вимоги до точності виконання частотно-часових вимірів і надійності функціонування інформаційно-вимірювальних систем постійно зростають, що і робить актуальною задачу розробки методів підвищення точності звірення просторово-рознесених мір часу та частоти в пасивних радіотехнічних системах синхронізації за умови багатопроменевості сигналу спільного джерела.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Дисертаційні дослідження пов'язані з виконанням планових НДР, які проводилися в ХНУРЕ, в Національному науковому центрі «Інститут метрології» (ННЦ ІМ) та в Метрологічному центрі військових еталонів Збройних Сил України:

№ 239 “Розробка принципів побудови вітчизняного комплексу інформаційно-вимірювальних систем для прогнозування і аналізу наслідків надзвичайних ситуацій“, підтема № 239-5 “Розробка альтернативних методів синхронізації, передачі і захисту інформації для використання в Державній інформаційній системі з надзвичайних ситуацій“ (№ ДР 0109U001635), (2013р.);

№ 287 “Створення технологій побудови багатофункціонального радіотехнічного комплексу для екологічного моніторингу”, розділ № 287-5 “Розробка альтернативних методів синхронізації інформаційно-вимірювальних систем раціонального природокористування”, № ДР 0114U002697 (2014-2015 рр.);

№ 676 “Забезпечення функціонування Державної служби єдиного часу і еталонних частот (ДСЧЧ) в Україні“ №№ ДР 0111U004901, 0112U008240, 0115U003818), які виконувались Українським метрологічним центром Державної служби єдиного часу і еталонних частот (2013-2016р.р.);

“Дослідження варіантів побудови й функціонування комплексу апаратури Центру метрологічного контролю та розробка програмно-методичного забезпечення його дослідної експлуатації та державних випробувань“, № ДР 0114U00411 (2014 р.);

“Дослідження методів синхронізації шкал часу і частоти та визначення оптимальних варіантів звірення вихідного еталона Збройних Сил України (ВЕЗСУ

07-01-01-09) часу та частоти з державним еталоном“, шифр «Промет-РТ» (2014р.);

- № Н9/2005 – “Виконання робіт зі збереження та забезпечення належного функціонування наукового об’єкта, що становить національне надбання, Багатоцільового геофізичного комплексу для дослідження атмосфери та припливу метеорної речовини Харківського національного університету радіоелектроніки“ (2012-2016 рр.).

В зазначених НДР здобувач був виконавцем.

Мета та задачі досліджень

Мета роботи полягає в розробці методів для підвищення точності звірення просторово-рознесених еталонів (стандартів) часу та частоти в пасивних радіотехнічних системах синхронізації в умовах багатопроменевості сигналу СД.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні задачі:

1. Обґрунтувати спектральний метод компенсації пасивних перешкод за наявності багатопроменевого поширенням сигналу СД у БПСС.

2. Розробити математичну модель БПСС з реалізацією спектрального методу компенсації багатопроменевої складової сигналу СД.

3. Розробити комбінований метод підвищення точності синхронізації просторово-рознесених мір часу та частоти при багатопроменевому сигналі СД у БПСС.

4. Розробити алгоритм функціонування БПСС, який дозволяє реалізувати спектральний метод компенсації пасивних перешкод і реалізувати можливість виконання звірень просторово-рознесених еталонів часу та частоти з допустимими похибками за умов багатопроменевості сигналу СД.

5. Розробити структурну схему експериментальної установки БПСС, в якій реалізувати комбінований метод підвищення точності синхронізації просторово-рознесених мір часу та частоти з компенсацією багатопроменевої перешкоди (БП).

6. Провести експериментальні дослідження щодо можливості технічної реалізації комбінованого методу підвищення точності синхронізації просторово-рознесених еталонів (стандартів) часу та частоти при наявності БП сигналу СД у БПСС.

Об'єктом дослідження є процес синхронізації просторово-рознесених еталонів часу та частоти за наявності багатопроменевості сигналів СД.

Предмет дослідження – пасивний метод синхронізації з використанням сигналу СД, похибки синхронізації та їх джерела, процедури обробки результатів вимірювань зсуву шкал часу і частоти при багатопроменевому поширенні сигналу СД у БПСС.

Виходячи з мети і предмету досліджень, наукова задача, яка вирішується в дисертаційній роботі, полягає в розробці методів підвищення точності синхронізації просторово-рознесених еталонів (стандартів) часу та частоти за наявності багатопроменевості сигналу СД.

Методи досліджень базуються на теорії часового, спектрального і кореляційного аналізу, математичному моделюванні процесів при дослідженні причин виникнення, характеру і механізму впливу БП в БПСС; теорії ймовірності та математичної статистики, чисельному аналізі при обробці та аналізі результатів моделювання та експериментальних результатів; експериментальних дослідженнях для перевірки достовірності результатів теоретичних досліджень та можливостей технічної реалізації запропонованих підходів і рішень.

Наукова новизна одержаних результатів

1. Розроблено новий метод компенсації впливу багатопроменевості сигналу СД на результуючу похибку синхронізації БПСС, який, на відміну від відомих, дозволяє здійснити компенсацію частково-корельованих і некорельованих БП у спектральній області аналізу.

2. Розроблено новий комбінований метод підвищення точності частотно-часових зв'язків у БПСС, який, на відміну від відомих, полягає у поєднанні методів компенсації впливу багатопроменевості сигналу СД та методу математи-

чної інтерполяції дискретного сигналу цифрового приймача.

3. Розроблено нову математичну модель БПСС, в якій, на відміну від відомих моделей систем звірення шкал часу і частоти, реалізовано компенсацію багатопроменевості сигналу СД у спектральній області аналізу.

Практичне значення одержаних результатів

1. Розроблений алгоритм роботи компенсатора реалізує нову послідовність (етапність) виконання операцій компенсації БП в БПСС шляхом проведення операцій у спектральній області. В основу роботи алгоритму покладено операції швидкого перетворення Фур'є та кореляційного аналізу, що дозволяє скоротити час обробки результатів вимірювань.

2. Застосування нового комбінованого методу підвищення точності частотно-часових звірень у БПСС дозволяє забезпечити точність частотно-часових звірень на рівні десятків наносекунд за наявності БП у сигналі СД.

3. Отримані в ході проведення експериментальних досліджень пасивної системи синхронізації результати підтверджують працездатність запропонованого методу компенсації БП сигналу СД. Використання компенсатора дозволило подавити БП до рівня, який забезпечив зниження середньоквадратичної похибки вимірювання зсуву шкал часу та частоти у 4-5 разів.

4. Розроблено новий спосіб синхронізації просторово-рознесених мір часу і частоти з використання сигналів низькоорбітальних та середньо орбітальних штучних супутників Землі (ШСЗ), який відрізняється від відомих тим, що в якості відлікових моментів часу беруться моменти, коли доплерівська частота супутникового сигналу має завчасно визначене значення. Спосіб запатентовано.

Результати дисертаційної роботи реалізовані у вище зазначених НДР, що підтверджується відповідними актами впровадження, які містяться в додатках до дисертації.

Особистий внесок здобувача. Нові наукові результати отримані здобувачем особисто. У роботах, виконаних у співавторстві, здобувачеві належать

наступні результати: запропоновано та розроблено нові методи компенсації впливу багатопроменевості сигналу СД на результуючу похибку синхронізації у БПСС [21, 25-27, 32, 34]; розроблено нову математичну модель БПСС з компенсацією БП у спектральній області аналізу [27, 34]; розроблено методіку проведення експерименту [20, 22, 23, 26, 31]; розроблено структурну схему експериментальної установки [21, 23, 26, 29, 31]; розроблено новий алгоритм роботи компенсатора БП у БПСС [27, 34]; розроблено принципи обробки результатів виконаних вимірювань [20, 25, 26, 31, 32], проведено аналіз отриманих результатів [24, 28, 30] розроблено новий спосіб синхронізації просторово-рознесених мір часу і частоти з використання сигналів низькоорбітальних та середньоорбітальних ШСЗ [35].

Апробація результатів дисертації.

Основні результати роботи були представлені і обговорювалися на наступних науково-технічних конференціях:

міжнародний радіоелектронний форум “Прикладна радіоелектроніка. Стан і перспективи розвитку”, (МРФ-2012, 2015, 2016, ХНУРЕ, м. Харків) [28, 31, 33];

міжнародна конференція “Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій, комп'ютерної інженерії”, (TCSET-2014 р.), (Львів-Славське, 2014 р.) [29];

IX міжнародна науково-технічна конференція „Метрологія та вимірювальна техніка (Метрологія-2014)”, Національний центр "Інститут метрології", м. Харків, 2014. [30];

науково-технічна конференція “Проблемні питання розвитку озброєння та військової техніки”, (Центральний науково-дослідний інститут озброєння і військової техніки, м. Київ – 2015р.) [32];

міжнародна науково-практична конференція „Інформаційно-комунікаційні науки і технології” (PIC S&T 2018), ХНУРЕ, м. Харків, 2018 р. [34].

Публікації. Основні результати за темою дисертації опубліковані в 8 статтях у періодичних виданнях, які входять до переліку фахових видань України, стаття [3] опублікована в журналі „Східно-Європейський журнал передових технологій”, який включено до міжнародної науково-метричної бази РІНЦ, статтю [8] опубліковано в журналі „Метрологія та прилади”, який включено до міжнародної науково-метричної бази Index Copernicus, отримано 1 патент України на корисну модель, опубліковано 7 тез доповідей на наукових конференціях.

Структура й обсяг дисертаційної роботи. Дисертація являє собою рукопис і складається із вступу, 4 розділів, висновку, списку використаних джерел і додатків. Повний обсяг дисертації 192 сторінки, у тому числі 156 сторінок основного тексту, з яких 8 сторінок повністю займають рисунки та таблиця. Список літератури містить 132 роботи вітчизняних і закордонних авторів. У додатки включені акти впровадження результатів роботи та публікації за темою дисертації. Основний зміст дисертації містить 63 рисунки та 1 таблицю.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ ВИМОГ ДО СТАБІЛЬНОСТІ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛІВ ЧАСТОТНО-ЧАСОВОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ. ОСНОВНІ ДЖЕРЕЛА ПОХИБОК СИНХРОНІЗАЦІЇ ТА НЕОБХІДНІСТЬ ЇХ УСУНЕННЯ

Проведено аналіз вимог до точності звірення мір часу та частоти в інформаційно-вимірювальних системах різного призначення. Визначені основні джерела похибок синхронізації. Зазначено, що суттєвий вплив на характеристики якості частотно-часової синхронізації просторово-рознесених мір може здійснювати багатопроменеве поширення інформаційних сигналів. Явище багатопроменевості притаманне більшості радіолокаційних та радіонавігаційних систем, в тому числі і БПСС на основі ПМЗО, які розробляються в ХНУРЕ. Проаналізовано існуючі методи компенсації перешкод в радіотехнічних системах. Зроблено висновок щодо необхідності розробки нових методів компенсації багатопроменевого сигналу з урахуванням особливостей функціонування БПСС. Сформульовано основні задачі досліджень для виконання поставленої науково-практичної задачі. Матеріали розділу опубліковано і апробовано в [25-27, 32-34].

1.1. Аналіз вимог до точності частотно-часової синхронізації та особливостей функціонування пасивного методу загального охоплення в системі синхронізації часу та частоти

Високі темпи вдосконалення стандартів найвищої точності – еталонів (відносна нестабільність сучасних еталонів становить $10^{-13} - 10^{-15}$, а в перспективі – $10^{-16} - 10^{-18}$) визначає актуальність задачі підвищення точності методів їх звірення. Сучасні вимоги до точності частотно-часової синхронізації деяких споживачів наведено у табл. 1.1.

Таблиця 1.1

Вимоги до точності частотно-часової синхронізації

Області застосування	Задачі	Вимоги	
		за часом, с	за частотою, $\Delta f / f_0$
1	2	3	4
Метрологія часу і частоти	Зберігання і відтворення розмірів одиниць часу і частоти, а також шкал часу	$10^{-9} - 10^{-8}$	$10^{-13} - 10^{-14}$
Радіоастрономія і фундаментальні дослідження	Синхронізація пунктів радіоінтерферометрів з наддовгими базами (РНДБ); визначення параметрів обертання Землі	$10^{-8} - 5 \cdot 10^{-8}$	
Геодезія, топографія, картографія і сейсмографія	Високоточна просторова прив'язка або пеленгація об'єктів	$10^{-8} - 10^{-5}$	$10^{-11} - 10^{-14}$
Супутникові навігаційні системи, комплекси контролю і керування космічними об'єктами	Синхронізація шкал часу наземних і космічних об'єктів ГНСС, траєкторні і орбітальні вимірювання, телеметрія	$10^{-8} - 5 \cdot 10^{-5}$	$10^{-11} - 10^{-13}$
Випробувальні полігони, полігонні вимірювальні комплекси	Траєкторні вимірювання, телеметрія	$10^{-7} - 5 \cdot 10^{-5}$	$10^{-9} - 10^{-12}$
Радіотехнічні та навігаційні авіаційні комплекси	Ближня та відносна навігація, цілевказівка	$10^{-8} - 10^{-4}$	$10^{-9} - 10^{-13}$
Цифрові системи зв'язку	Синхронізація частоти опорних генераторів на вузлах зв'язку	$10^{-6} - 3 \cdot 10^{-6}$	$10^{-11} - 10^{-12}$

Продовження таблиця 1.1

Радіотехнічні комплекси керування наземним транспортом	Відносна навігація, дистанційне керування та визначення місця знаходження рухомих об'єктів	$2 \cdot 10^{-8} - 10^{-3}$	$10^{-8} - 10^{-12}$
Радіотехнічні та навігаційні корабельні комплекси	Навігація в прибережній зоні та в портах, дослідження морських ресурсів	$5 \cdot 10^{-8} - 10^{-3}$	

На даний час основними для синхронізації часу і частоти є методи із використанням сигналів ГНСС GPS (США) і ГЛОНАСС (РФ).

Враховуючи ряд недоліків цих методів (мале співвідношення сигнал/шум; недостатня оперативність; низька перешкодостійкість; залежність від працездатності закордонних систем), монопольне становище в Україні, яке займають ГНСС в області синхронізації, відіграє негативну роль. У зв'язку із цим актуальним став пошук альтернативних пасивних методів синхронізації, заснованих на пасивному методі загального охоплення (ПМЗО) [10,37,38].

Принциповими відмінностями розроблених на кафедрі КРіСТЗІ ХНУРЕ пропозицій щодо реалізації ПМЗО є – застосування сигналів СД наземного (у межах прямого бачення) і космічного (у глобальних масштабах) розташування у комбінації із взаємкореляційною обробкою прийнятих у пунктах сигналів.

Теоретичні та попередні експериментальні дослідження можливостей застосування для синхронізації часу і частоти сигналів наземного телебачення у комбінації з ПМЗО показують, що такий метод дозволяє забезпечити наносекундні похибки і може конкурувати із ГНСС [22, 23].

Під методами синхронізації прийнято розуміти сукупність технічних засобів і прийомів їх використання для синхронізації територіально-рознесених еталонів і стандартів часу і частоти (ДСТУ 2681-94)[39].

В даний час арсенал методів синхронізації і варіанти їх технічної реалізації вельми різноманітні. В основі всіх методів синхронізації, крім транспортовано-

го квантового генератора, лежить передача інформації про шкали часу. Для цього використовуються різні діапазони частот та системи [40, 64].

Порівняльний аналіз принципів реалізації існуючих інформаційно-вимірвальних систем дозволив синтезувати новий пасивний метод загального охоплення, який є основоположним для побудови багатопозиційних пасивних систем синхронізації.

Базою для синтезу нової системи синхронізації послужила структура найбільш широко використовуваних в даний час напів-активних систем координатно-часового та часо-частотного забезпечення (рис. 1.1а) [23].

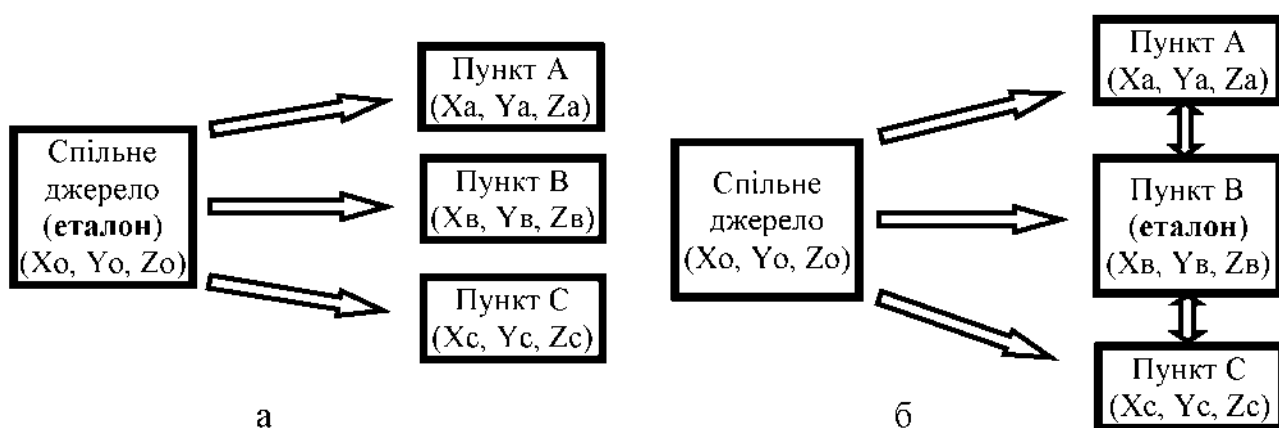


Рисунок 1.1– Структурна схема напів-активної (а) і пасивної (б) систем синхронізації

Основним складовим елементом координатно-часових систем є випромінювач навігаційного сигналу, в якому міститься інформація про координати випромінювача і системний час. Апаратура споживача приймає сигнали випромінювачів і вирішує навігаційну задачу. При цьому проводиться корекція шкали часу (ШЧ) споживача щодо ШЧ системи з урахуванням запізнювання сигналу. У системах частотно-часового забезпечення спеціалізованими станціями або системами теле- та радіомовлення випромінюються сигнали точного часу (частоти), при цьому для підвищення точності синхронізації часу врахову-

ється час проходження сигналу до споживача. Тобто, для звірення шкал часу принципово важливо знати місце розташування джерела синхросигналу і споживача, а також значень апаратурних і канальних затримок. Ці принципи залишилися основними і для створення пасивної системи.

Основним недоліком існуючих іноземних систем координатно-часового та частотно-часового забезпечення, з точки зору забезпечення державних інтересів України, є той факт, що можливість управління їх параметрами відсутня, що і цілком логічно. Тому для подолання наявного протиріччя в первинному джерелі синхросигналів слід розділити функції випромінювання сигналу і його частотно-часової модуляції. При цьому функцію частотно-часової модуляції (прив'язки) необхідно передати «своєму» об'єкту (пункту), а функцію випромінювача сигналу вже може виконувати будь-яке довільне джерело, сигнали якого є радіодоступними для пунктів синхронізації. У ролі «свого» головного пункту може виступати державний, первинний, відомчі та інші еталони, які приймають участь у реалізації БПСС. Завдання головного пункту – прийняти сигнал СД і «прив'язати» його до шкали свого еталона, який є носієм шкали системного часу. У вторинних пунктах також приймається сигнал СД і фіксується відносно шкали свого еталону. По інформаційному каналу з довільною затримкою відбувається обмін інформацією про часове положення ідентичних фрагментів сигналу СД між головним і вторинними пунктами, що і дозволяє забезпечити звірення шкал часу еталонів у пунктах. Отже, приходимо до структури БПСС, показаної на рис. 1.16 [23].

Базові принципи, які покладені в основу функціонування БПСС, полягають у наступному:

- під час сеансу синхронізації сигнал СД впевнено приймається у головному і вторинних пунктах, тобто забезпечується співвідношення с/ш, значення якого задовольняє умові виконання високоточних вимірів;

- відстані від СД до пунктів, що синхронізуються, або різниця цих відстаней відома з необхідною для задач синхронізації точністю, тобто відомі просто-

рові координати елементів системи, якщо елементи нерухомі, або їх поточне положення, якщо вони рухаються;

- у пунктах фіксуються ідентичні фрагменти сигналу СД, тому реєстрація сигналів у вторинних пунктах виконується з урахуванням різниці часу їх приходу по відношенню до головного пункту;

- відмінність часового положення прийнятого у вторинному пункті сигналу СД від розрахункового значення свідчить про зсув його часової шкали відносно шкали головного пункту;

- зсув частоти визначається розрахунковим шляхом, як похідна від зсуву шкали часу.

Перші два принципи аналогічні принципам існуючих систем синхронізації. Реалізація третього принципу пов'язана з необхідністю запису, зберігання і порівняння сигналів, тому базується на методах цифрової взаємкореляційної обробки. Четверте положення, по суті, не є принципом, а визначає підсумковий результат порівняння шкал.

Оскільки функція частотно-часової модуляції сигналу СД перенесена в пункт **В** (рис. 1.1б), то інформацію про часове положення сигналу СД щодо шкали системного часу необхідно передавати в пункти синхронізації. Тому утворені інформаційні канали з довільною затримкою між головним і вторинними пунктами. Ці канали можуть бути як односпрямованими (від головного до вторинного), так і двосторонніми, залежно від особливостей функціонування БПСС. Синхронізація шкал часу проводиться шляхом фіксації моменту приходу одного і того ж фрагмента сигналу СД щодо своєї шкали часу з подальшим обміном інформацією [23].

1.2. Визначення і аналіз основних джерел похибок при реалізації пасивного методу синхронізації

Справжнє і вимірне значення різниці часу запізнювання сигналів, а, отже, похибка синхронізації може змінюватися під впливом зовнішніх і внутрішніх дестабілізуючих факторів, до основних з яких відносяться:

- трасові флуктуації часу поширення радіохвиль (ПРХ);
- вплив штучних та природних перешкод;
- багатопроменевість ПРХ;
- флуктуації апаратурних затримок;
- алгоритмічні (обчислювальні) похибки;
- взаємна розбіжність шкал еталонів та ін.

Наявність перерахованих дестабілізуючих факторів відображає структура узагальненої моделі БПСС, що показано на рис. 1.2. [23].

На рис 1.2 прийняті позначення: $H^A(t)$, $H^B(t)$ – аналітичне подання шкал часу;

$\tau_p^{OA}(t)$, $\tau_p^{OB}(t)$ – залежності затримок сигналів у каналі ПРХ від спільного джерела до пункту А та до пункту В від часу;

$A(t)$ – зміна загасання в каналі ПРХ;

$\widehat{\Delta T}^{AB}(t)$, $\widehat{\Delta T}^{BA}(t)$, $\sigma_{\Delta T}^{AB}$, $\sigma_{\Delta T}^{BA}$ – миттєві оцінки зсуву шкал і середньоквадратичних похибок в пунктах А і В відповідно;

$s_0^A(t)$, $s_0^B(t)$, $n_0^A(t)$, $n_0^B(t)$ – відповідно прийняті сигнали і перешкоди у пунктах;

τ_{res}^A , τ_{res}^B – затримки сигналів в прийомних трактах апаратури відповідних пунктів.

Узагальнена модель складається з ряду часткових моделей (шкал еталонів, сигналу спільного джерела $s_0(t)$, каналу ПРХ, перешкод, нестабільності апаратури).

турних затримок), які із застосуванням основних алгоритмів (виміру зсуву шкал часу, обробки сигналів та результатів вимірювань) дозволяють імітувати результати виміру зсуву шкал між пунктами.

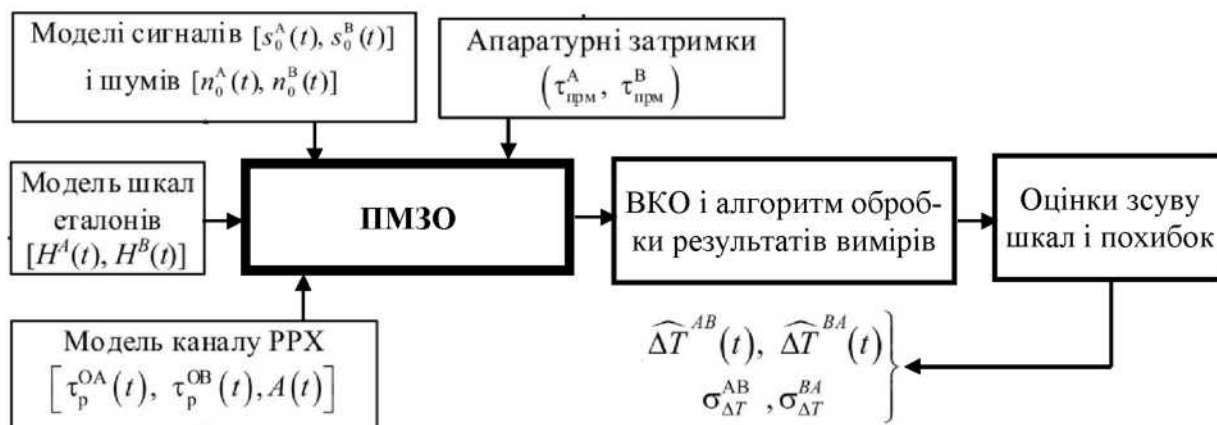


Рисунок 1.2– Структура узагальненої моделі БПСС

Від узагальненої моделі БПСС переходимо до функціональної моделі БПСС, яка показана на рис. 1.3 [23, 65].

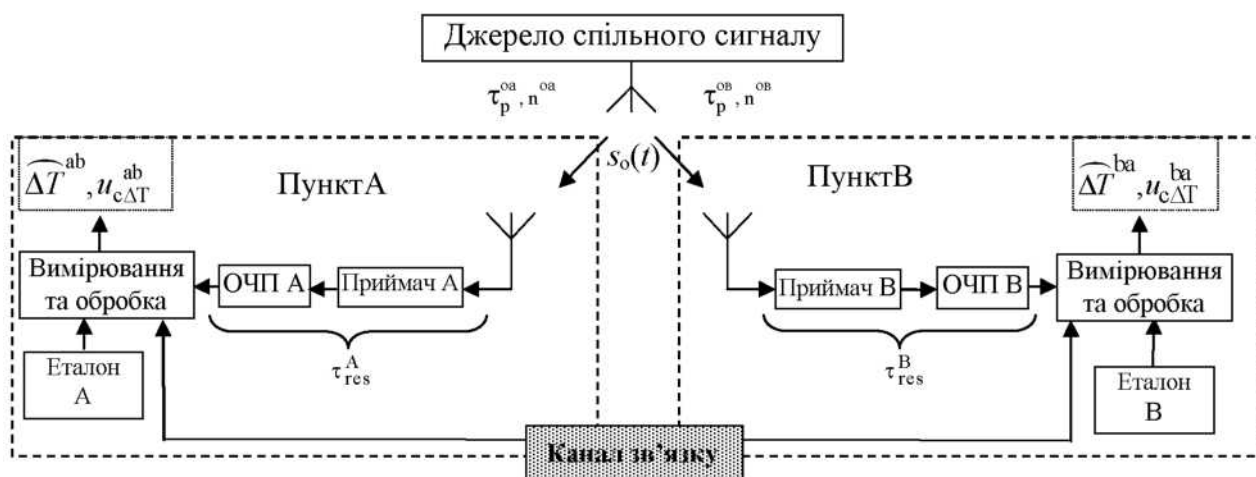


Рисунок 1.3– Функціональна модель БПСС

Перелічені джерела похибок і їх класифікація наведені на рис. 1.4.

Якщо інтервал кореляції похибки (τ_k) приблизно дорівнює тривалості сигналів, що використовуються, ($\tau_k \approx \tau_c$), то такі похибки визначаються як випадкові або потенційні у зв'язку з їх неминучістю і неможливістю усунення.

У разі, якщо інтервал кореляції похибки суттєво більший, ніж період слідування сигналів ($\tau_k \gg T$), то ці похибки слід віднести до систематичних, які, в свою чергу, можна розділити на безумовно систематичні (що мають постійне значення і закономірно змінюються в часі) і умовно систематичні (випадкові функції, що повільно змінюються). Грубі похибки або промахи можуть бути викликані багатопроменевістю каналу ПРХ, аномальними вимірами по хибним викидам перешкоди, неоднозначними фазовими вимірами і помилками в каналі передачі даних про результати вимірювань.

Відповідно з методом синхронізації, що використовується, різні джерела похибки трансформуються у результуючу похибку синхронізації.

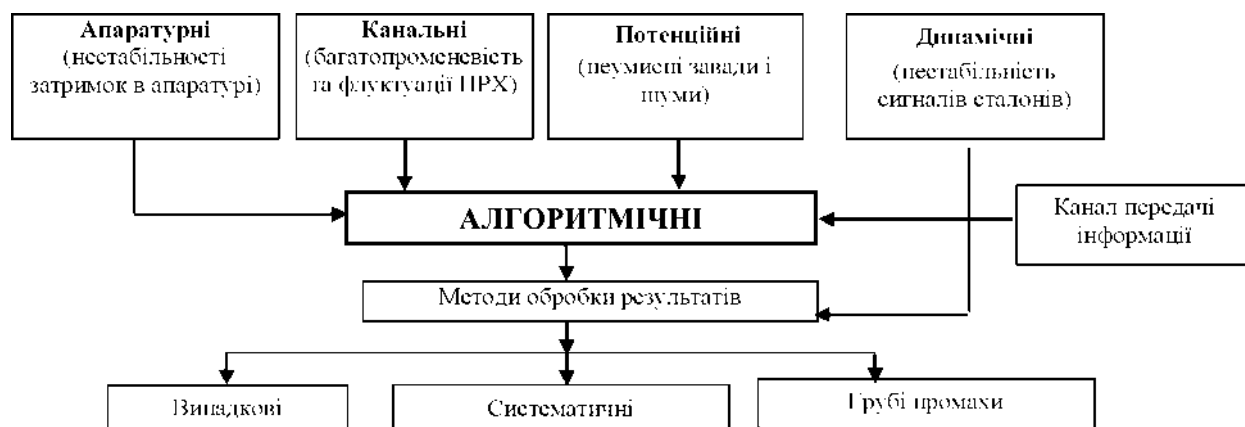


Рисунок 1.4– Джерела та класифікація похибок синхронізації

Згідно з нормативними документами [39] основним критерієм якості звірення шкал просторово-рознесених еталонів (стандартів) часу і частоти, розміщених у пунктах «А» і «В», є точність оцінювання зсуву їх шкал. При цьому результуюча точність оцінки зсуву шкал $\widehat{\Delta T}^{ab} = -\widehat{\Delta T}^{ba}$ залежить від того, як точно і повно оцінений вклад різних складових похибки [12, 37, 68-70].

На рис. 1.5 показана часова діаграма, що пояснює принцип роботи ПМЗО, де позначені:

$H^A(t), H^B(t)$ – шкали часу відповідних пунктів;

τ_p^{OA}, τ_p^{OB} – час поширення сигналів від СД до пунктів, що зв'язуються;

$\Delta T^{AO}, \Delta T^{BO}, \Delta T^{AB} = -\Delta T^{BA}$ – відповідні взаємні зсуви шкал часу;

t_1^A, t_1^B – оцінки часового положення сигналів СД, прийнятих у пунктах;

$\tau_{tr}^O, \tau_{res}^A, \tau_{res}^B$ – затримки сигналів у трактах передачі СД й прийому пунктів;

δ_t^A, δ_t^B – похибки ОЧП сигналів у пунктах.

Визначимо зсув шкал часу пунктів A та B на підставі розв'язання системи рівнянь:

$$\begin{cases} t_1^A = \Delta T^{AO} + \tau_{tr}^O + \tau_p^{OA} + \delta_t^A + \tau_{res}^A; \\ t_1^B = \Delta T^{BO} + \tau_{tr}^O + \tau_p^{OB} + \delta_t^B + \tau_{res}^B; \\ \Delta T^{AB} = -\Delta T^{BA} = \Delta T^{AO} - \Delta T^{BO}. \end{cases} \quad (1.1)$$

З рівнянь (1.1) одержуємо оцінку зсуву шкал

$$\begin{aligned} \widehat{\Delta T}^{AB} = -\widehat{\Delta T}^{BA} &= t_1^A - t_1^B - (\hat{\tau}_p^{OA} - \hat{\tau}_p^{OB}) = \\ &= \Delta T^{AB} + (\delta_t^A - \delta_t^B) + (\tau_{res}^A - \tau_{res}^B) + \left[(\tau_p^{OA} - \tau_p^{OB}) - (\hat{\tau}_p^{OA} - \hat{\tau}_p^{OB}) \right]. \end{aligned} \quad (1.2)$$

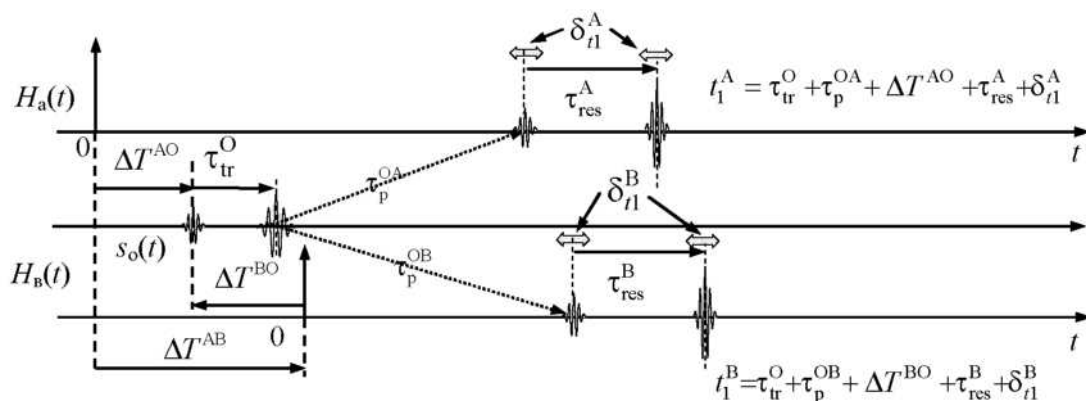


Рисунок 1.5 – Часова діаграма ПМЗО

З (1.2) знаходимо співвідношення для сумарних абсолютних похибок виміру зсуву шкал

$$\delta_{\Delta T}^{AB}(\Sigma) = -\delta_{\Delta T}^{BA}(\Sigma) = \overline{\Delta T}^{AB} - \Delta T^{AB} = \delta_{\Delta T}^{AB}(\text{с/п}) + \delta_{\Delta T}^{AB}(\text{ППХ}) + \delta_{\Delta T}^{AB}(\text{АП}), \quad (1.3)$$

де $\delta_{\Delta T}^{AB}(\text{с/п}) = \delta_t^A - \delta_t^B$ – перешкодова похибка виміру ΔT ;

$$\delta_{\Delta T}^{AB}(\text{ППХ}) = (\tau_p^{OA} - \tau_p^{OB}) - (\widehat{\tau}_p^{OA} - \widehat{\tau}_p^{OB}) - \text{канална похибка виміру } \Delta T;$$

$$\delta_{\Delta T}^{AB}(\text{АП}) = \tau_{res}^A - \tau_{res}^B - \text{апаратурна похибка виміру зсуву шкал } \Delta T.$$

Взаємний зсув стандартів по частоті можна розрахувати при безперервному вимірі зсуву шкал часу $\widehat{\Delta T}(t)$:

$$\Delta \widehat{f}^{AB}(t) = f_0 d \left[\widehat{\Delta T}^{AB}(t) \right] / dt; \quad \Delta \widehat{f}^{BA}(t) = f_0 d \left[\widehat{\Delta T}^{BA}(t) \right] / dt, \quad (1.4)$$

де f_0 – номінальне значення частоти стандартів.

На підставі виразів (1.2), (1.3) і (1.4) можна одержати вирази аналогічних похибок частотних вимірів:

$$\delta_{\Delta f}^{AB}(\Sigma) = -\delta_{\Delta f}^{BA}(\Sigma) = \overline{\Delta f}^{AB} - \Delta f^{AB} = \delta_{\Delta f}^{AB}(\text{с/п}) + \delta_{\Delta f}^{AB}(\text{ППХ}) + \delta_{\Delta f}^{AB}(\text{АП}), \quad (1.5)$$

де $\delta_{\Delta f}^{AB}(\text{с/п}) = d(\delta_t^A - \delta_t^B) / dt$ – перешкодова похибка виміру Δf ;

$$\delta_{\Delta f}^{AB}(\text{ППХ}) = d \left[(\tau_p^{OA} - \tau_p^{OB}) - (\widehat{\tau}_p^{OA} - \widehat{\tau}_p^{OB}) \right] / dt - \text{канална похибка виміру } \Delta f;$$

$$\delta_{\Delta f}^{AB}(\text{АП}) = d(\tau_{res}^A - \tau_{res}^B) / dt - \text{апаратурна похибка виміру } \Delta f.$$

Зі співвідношень (1.2) і (1.3) випливає, що при реалізації ПМЗО похибка визначення часу затримки в передавальному тракті спільного джерела не впливає на похибку звірення шкал, а складові результуючої похибки формуються як па-

рні різниці відповідних складових похибок для звірюваних пунктів.

У випадку застосування ПМЗО для синхронізації частоти (див. співвідношення (1.4) і (1.5)) при постійних значеннях затримок τ_p^{OA} , τ_p^{OB} (у випадку, коли спільне джерело та пункти не рухаються) канална похибка виміру Δf відсутня. Ця перевага робить ПМЗО перспективним для синхронізації опорних генераторів цифрових систем зв'язку [10, 11, 65].

Багатопроменевість в БПСС виникає під час прийому антеною одночасно прямого сигналу СД та сигналів, відбитих від оточуючих її поверхонь (місцевих предметів). У технічній літературі [13-18] аналізуються різні аспекти прояву багатопроменевості, особлива увага в даний час приділена проблемі зниження впливу багатопроменевості в телекомунікаційних системах та ГНСС у зв'язку з їх широким впровадженням. Теоретичне максимальне зміщення через багатопроменевість в псевдовідстані при прийомі сигналу ГНСС може доходити до 150 м для грубого С/А коду і 15 м для точного Р-коду. Типові похибки зазвичай менше 10 м. Вплив багатопроменевості на фазу носійної частоти сигналу не перевищує приблизно 1/4 від довжини хвилі. Похибка змінюється за синусоїдальним законом і зазвичай «усереднюється» за період 10-15 хвилин і більше. Для визначення або передбачення впливу багатопроменевості на позиційне рішення не існує загальної математичної моделі, однак її вплив на спостереження відстані можна виміряти по комбінації фазових даних фази носійної для частот L1 і L2 і псевдовідстані [71-74].

Розрізняють «швидку» і «повільну» багатопроменевість. Швидка багатопроменевість пов'язана з швидкою зміною фази відбитого сигналу і виникає при різкій зміні відстані від відбиваючої поверхні, або характеру навколишнього середовища. Наприклад, поряд з приймачем проїхав автомобіль. Похибку, що породжується швидкою багатопроменевістю, можна вважати гауссовою випадковою величиною з нульовим математичним очікуванням і дисперсією, яка характеризує максимальну похибку, що породжується багатопроменевістю.

Повільна багатопроменевість пов'язана з повільним виміром затримки відбитого сигналу і виникає, коли приймач знаходиться в статиці відносно поверхні відбиття. Похибки багатопроменевості часто визначають результуючу точність координатних вимірювань. Вважається, що в середньому рівень багатопроменевої перешкоди в 2 рази (на 3 дБ) менше рівня корисного сигналу. В результаті впливу такої корельованої перешкоди сигнал на виході кореляційного приймача може спотворюватися, його пік може зміщуватися або може утворюватися декілька піків, що знижує точність частотно-часових зв'язань і перешкоджає однозначності вимірювань. Проведення високоточних зв'язань еталонів (стандартів) часу і частоти в таких умовах стає неможливим. Тому необхідно вживати додаткових дієвих заходів щодо компенсації багатопроменевого сигналу [75].

З цією метою проаналізуємо відомі методи боротьби з перешкодовими сигналами.

1.3. Порівняльний аналіз принципів побудови систем для зменшення інтенсивності перешкодових сигналів

Вчений академік Папалексі Н.Д. ще в 1942 році в своїй книзі "Радіоперешкоди і боротьба з ними" уперше висловив ідею компенсації радіоперешкод [76]. Завдання про компенсацію радіоперешкод в цій книзі поставлене і вирішене наступним чином. Окрім основного приймача, що реагує на суміш сигналу і перешкоди, використовується додатковий (компенсаційний) приймач, антена якого приймає тільки перешкоди. Інтенсивності і фази перешкод в компенсаційному і основному приймачах встановлюються однаковими і протилежними відповідно. В результаті, як стверджується автором, перешкода на виході основного приймача компенсується, а корисний сигнал залишається неспотвореним.

Такі постановка і рішення задачі про компенсацію перешкод є класичними і повністю відповідають випадку, коли основний і компенсаційний приймачі здійснюють лінійні перетворення діючих сигналів і перешкод. Математично

викладене вище завдання ставиться таким чином. На вході основного приймача є адитивна суміш

$$s_{bx}(t) = s_{co}(t) + s_{no}(t) \quad (1.6)$$

корисного сигналу $s_{co}(t)$ і перешкоди $s_{no}(t)$, а на вхід компенсаційного приймача поступає тільки перешкода $s_{nk}(t)$, функціонально пов'язана з $s_{no}(t)$. Якщо належним чином підібрати оператори θ_o і θ_k , що характеризують процеси в лінійних перетворювачах напруги $s_{bx}(t)$ і $s_{nk}(t)$ відповідно, то можна досягти того, що

$$\Delta s(t) = \theta_o [s_{bx}(t)] - \theta_k [s_{nk}(t)] = \theta_o [s_{co}(t)].$$

Тут $\theta_o [s_{bx}(t)] = \theta_o [s_{co}(t)] - \theta_o [s_{no}(t)]$ – корисний сигнал і перешкода на виході основного каналу, а $\theta_k [s_{nk}(t)]$ – вихідна перешкода компенсаційного приймача. Оскільки оператор θ_o відомий, відновлення сигналу $s_{co}(t)$ не завдає труднощів.

На практиці корисний сигнал і перешкода можуть діяти як одночасно, так і в різний час. Останнє характерно для імпульсних радіоелектронних пристроїв, на які можуть впливати імпульсні перешкоди, що утворюються на інтервалах часу, де відсутній корисний сигнал. У таких умовах компенсація перешкод можлива як на основі класичного методу, що називається амплітудно-фазовим або когерентним, коли основний і компенсаційний приймачі є лінійними перетворювачами, так і методом компенсації перешкод після попереднього формування обвідних, що зветься амплітудним або некогерентним.

Розглянуті вище методи компенсації перешкод, які нині мають значне число схемних реалізацій [77-82], широко відомі для компенсації перешкод, що діють за бічними пелюстками діаграми спрямованості основних приймальних антен. Істотною при цьому є вимога наявності в радіоелектронному обладнанні двох приймачів. Один з них повинен приймати тільки перешкоди, а інший –

перешкоди і корисний сигнал. Проте можлива компенсація перешкод при використанні лише однієї антени і одного радіоприймача. Обов'язковою умовою при цьому є те, що корисний сигнал і перешкода є імпульсами з періодом слідування T_n , що виникають на цьому інтервалі в різний час. Крім того, інтенсивності корисного сигналу і перешкод в часі не повинні змінюватися, а залишатися постійними. Метод компенсації перешкод, який ґрунтується на тому, що перешкода є періодичними імпульсами, які не перекриваються між собою, прийнято називати методом черезперіодної компенсації.

Можлива також компенсація перешкод шляхом їх декореляції. Суть цього методу зводиться до наступного [78]. На виході основного приймача формується напруга виду (1.6), а допоміжним приймачем опорна напруга $s_{on}(t)$

Вважаємо, що основний приймач є радіолокаційним і реагує на безперервні в часі сигнали, а $s_{on}(t)$ – характеризує неспотворену перешкодами опорну напругу, що виробляється передавачем РЛС. Маючи в розпорядженні $s_{on}(t)$, можна утворити заздалегідь відому напругу $s'_{on}(t)$, що відрізняється, наприклад, за фазою, від, от $s_{on}(t)$. В результаті спільного перетворення $s_{on}(t)$ і $s_{bx}(t)$, а також $s'_{on}(t)$ і $s'_{bx}(t)$ можна отримати дві напруги

$$s_1(t) = s_{c1}(t) + s_{n1}(t), \text{ і } s_2(t) = s_{c2}(t) + s_{n2}(t),$$

де $s_{n1}(t)$ і $s_{n2}(t)$ – некорельовані перешкоди;

$s_{bx}(t)$ і $s_{c1}(t)$ – функціонально пов'язані корисні сигнали.

Підсумовування або віднімання $s_1(t)$ і $s_2(t)$ (залежно від конкретної вирішуваної задачі) призводить до виникнення напруги $s_{\Sigma}(t) = s_1(t) + s_2(t)$ або $s_{\Delta}(t) = s_1(t) - s_2(t)$. Інтенсивність перешкод в $s_{\Sigma}(t)$ і $s_{\Delta}(t)$ менше в порівнянні із складовою корисного сигналу, ніж в початковій суміші $s_{bx}(t)$.

Підсумовуючи усе сказане вище, необхідно відмітити, що нині відомі наступні три основні методи компенсації перешкод :

- компенсація перешкод за допомогою допоміжних (компенсаційних) радіоприймачів;
- черезперіодна компенсація перешкод;
- компенсація перешкод шляхом їх декореляції.

Методи, які наведено в [77-82], використовуються при боротьбі з порівняно великим числом видів радіоперешкод.

Розрізняється амплітудний (післядетекторний) і когерентний (додетекторний) методи компенсації перешкод.

Амплітудний метод компенсації перешкод реалізується технічно порівняно просто і, незважаючи на властиві йому недоліки, часто може забезпечувати високу ефективність імпульсних РЛС при їх роботі в умовах відбиття радіосигналів від місцевих предметів. Він, крім того, є досить універсальним при захисті від спеціально організованих радіоперешкод, що діють за бічними пелюстками прийому сигналів антенами, і може використовуватися не лише в радіолокації, а і в інших областях радіоелектроніки.

Суть когерентного методу компенсації перешкод, що іменується часто амплітудно-фазовим, полягає у тому, що тими або іншими засобами забезпечується отримання однакових за інтенсивністю і протилежних за фазою перешкодових сигналів на виходах підсилювачів високої або проміжної частоти в основному і компенсаційному приймачах. З цих підсилювачів напруги перешкод, а також корисний сигнал основного радіоприймача подаються на суматор, в якому і відбувається компенсація перешкоди.

Можливі різні способи здійснення когерентної компенсації перешкод. Самий простий з них зводиться до розробки відповідного радіотехнічного пристрою, у якому перешкодові сигнали $s_{no}(t)$ і $s_{nk}(t)$ на виходах підсилювачів проміжної частоти (ППЧ) основного і компенсаційного приймачів протилежні за фазою.

У реальних умовах отримання перешкодових сигналів у протифазі на виходах ППЧ основного і компенсаційного приймачів практично неможливо. Це

пов'язано з завжди наявними відмінностями у фазо-частотних характеристиках основного і компенсаційного приймачів, а також нестабільністю частот передавачів, що формують перешкодові сигнали. Сказане означає, що при реалізації когерентного методу компенсації перешкод необхідно враховувати відмінність обвідних і фаз у напруги $s_{no}(t)$ і $-s_{nk}(t)$. В таких умовах система когерентної компенсації перешкод повинна здійснювати автоматичну зміну обвідної і фази напруги $s_{nk}(t)$ так, щоб вихідний сигнал $s_{k\Sigma}(t)$ цієї системи дорівнював $-s_{no}(t)$. В результаті підсумовування $s_{k\Sigma}(t)$ і $s_{no}(t)$ здійснюється компенсація перешкод.

В [78] розглядається два способи отримання необхідної напруги $s_{k\Sigma}(t)$ з $s_{nk}(t)$. Перший з них ґрунтується на застосуванні квадратурних перетворювачів, добре відомих в теорії оптимального прийому, а другий спосіб передбачає використання системи автоматичного регулювання підсилення (АРП) в компенсаційному приймачі, яка за відсутності корисних сигналів працює під дією різницевої напруги $s_{no}(t) - s_{nk}(t)$, і системи автоматичного регулювання фази сигналу $s_{nk}(t)$.

Приведені принципи побудови компенсаторів перешкод мають універсальний характер. Проте компенсація багатопроменевого сигналу в БПСС має свої особливості, які зумовлені викладеними раніше принципами реалізації ПМЗО. Слід зазначити, що в БПСС може бути реалізований кореляційний метод компенсації, для чого необхідно здійснити автоматичне регулювання підсилення (АРП) і вирівнювання фаз прийнятих сигналів СД, що можна виконати програмно-алгоритмічними методами.

Іншим варіантом може бути компенсатор, що використовує квадратурний прийом сигналів СД.

Принцип компенсації перешкод за допомогою квадратурних перетворювачів зручно проілюструвати на прикладі, коли $s_{no}(t)$ и $s_{nk}(t)$ – гармонійні сигнали з однаковою частотою, але з різними амплітудами і початковими фазами. Цю напругу можна представити у векторній формі, як показано на рис. 1.6. На рис.

1.6 видно, що для отримання вектору $\vec{s}_{k\Sigma} = -\vec{s}_{no}$ необхідно мати дві напруги, які характеризуються взаємно перпендикулярними векторами \vec{s}_{nk1} і \vec{s}_{nk2} . Вектори \vec{s}_{nk1} і \vec{s}_{nk2} повинні бути рівними

$$\vec{s}_{nk1} = -k_1 \vec{s}_{nk} \quad \text{і} \quad \vec{s}_{nk2} = k_2 \vec{s}_{nk}.$$

При цьому коефіцієнти пропорційності k_1 і k_2 вибираються так, щоб виконувалася рівність

$$-k_1 \vec{s}_{nk} + k_2 \vec{s}_{nk} = \vec{s}_{k\Sigma} = -\vec{s}_{no},$$

а кут між векторами \vec{s}_{nk1} і \vec{s}_{nk2} складає 90° .

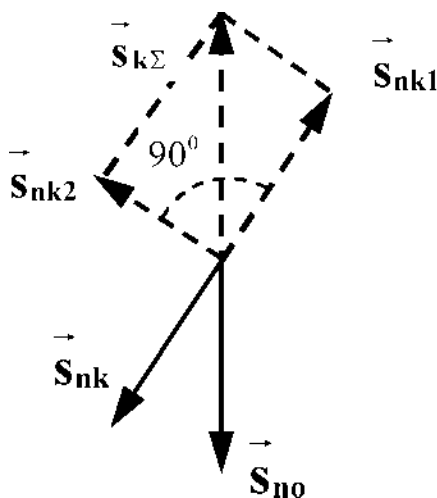


Рисунок 1.6– Векторна діаграма квадратурного компенсатора

Схема пристрою, що забезпечує когерентну компенсації перешкод за допомогою квадратурних перетворювачів, показана на рис. 1.7. Вона містить корелятори Кор.1 і Кор.2, підсилювачі Підс.1 і Підс.2 з регульованими коефіцієнтами передачі, фазообертачі (ФО) на $\pi/2$, що забезпечує отримання квадратурної складової напруги $s_{nk}(t)$ і суматор Σ .

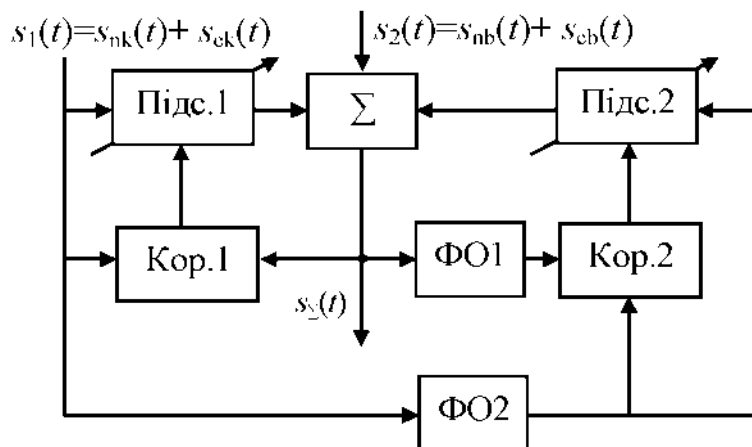


Рисунок 1.7– Структурна схема квадратурного компенсатора перешкоди

З виконаного вище аналізу виходить, що при реалізації когерентного методу компенсації перешкод за допомогою квадратурних перетворювачів необхідно домагатися як можна більшої корельованості між перешкодами, що діють на виходах ППЧ основного і компенсаційного каналів.

Розглянуті методи компенсації перешкод мають практичне втілення для випадку, коли перешкода приймається боковою пелюсткою діаграми спрямованості антени, або ж має час затримки, який дозволяє виконати часову селекцію. У випадку, коли перешкода діє в основній пелюстці діаграми спрямованості приймальної антени, або ж приймається практично одночасно з корисним сигналом і є його точною копією (що притаманно багатопроменевим перешкодам), класичні методи компенсації перешкод не працюють і реалізація високоточного звірення еталонів (стандартів) часу та частоти шляхом приймання ефірного сигналу стає неможливою.

Тому є актуальною науково-практична задача розробки таких методів компенсації багатопроменевих перешкод, які б забезпечили високоточні звірення еталонів (стандартів) часу та частоти.

Висновки по 1 розділу

1. Частотно-часова синхронізація з використанням сигналу СД передбачає прийом в головному та вторинних пунктах радіосигналу довільного випромінювача при відомих з достатньою точністю відстанях від джерела сигналу до пунктів. В якості таких джерел можуть використовуватися наземні і космічні телекомунікаційні системи, системи тіле- та радіомовлення, радіонавігаційні системи та інші, які використовують різноманіття частотних діапазонів і видів радіосигналів. Оскільки така система не містить випромінювальних пристроїв і складається з декількох просторово-рознесених приймальних пунктів, вона отримала назву БПСС.

2. В результаті виконаного аналізу встановлено, що на точність звірення часу та частоти в БПСС впливає ряд чинників, серед яких суттєве значення можуть мати трасові похибки синхронізації, спричинені багатопроменевістю проходження сигналу, що є причиною виникнення корельованої перешкоди. При цьому середній рівень БП приймається на 3 дБ нижчим від рівня основного сигналу.

3. Класичні методи компенсації перешкод не працюють, коли перешкода діє в основній пелюстці діаграми спрямованості приймальної антени, або ж приймається практично одночасно з корисним сигналом і є його точною копією.

4. Для підвищення точності частотно-часової синхронізації просторово-рознесених еталонів (стандартів) часу та частоти в БПСС потрібно розробити методи, які забезпечують ефективну компенсацію БП та дають мінімальні похибки визначення часового положення максимуму сигналу на виході кореляційного приймача.

Таким чином, у ході дисертаційних досліджень необхідно вирішити такі задачі:

розробити методи підвищення точності синхронізації просторово-рознесених мір часу та частоти при багатопроменевому сигналі СД у БПСС;

розробити математичну модель БПСС з реалізацією спектрального методу компенсації багатопроменевої складової сигналу СД;

розробити алгоритми функціонування БПСС, які дозволяють реалізувати спектральний метод компенсації БП і виконувати звірення просторово-рознесених еталонів часу та частоти з допустимими похибками за умов багатопроменевості сигналу СД;

розробити структурну схему та провести експериментальні дослідження щодо можливості технічної реалізації комбінованого методу підвищення точності синхронізації просторово-рознесених еталонів (стандартів) часу та частоти при наявності БП сигналу СД у БПСС.

РОЗДІЛ 2

ТЕОРЕТИЧНЕ ОБГРУНТУВАННЯ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ЧАСТОТНО-ЧАСОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ В РОЗНЕСЕНИХ ПАСИВНИХ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ СИНХРОНІЗАЦІЇ ЧАСУ ТА ЧАСТОТИ ПРИ БАГАТОПРОМЕНЕВОМУ ПОШИРЕННІ СИГНАЛІВ СПІЛЬНОГО ДЖЕРЕЛА

На основі байєсівського підходу синтезовано структуру оптимального вимірювача, який реалізує ПМЗО в БПСС. На основі аналізу особливостей реалізації ПМЗО теоретично обґрунтовано можливість компенсації багатопроменевості сигналу СД за умови, коли БП відсутня, або ж має допустимий рівень хоч би в одному з пунктів, що синхронізуються. Розроблено методи компенсації БП, математичні моделі та алгоритми роботи БПСС для часової та спектральної області аналізу сигналів та комбінований метод підвищення точності частотно-часової синхронізації, який базується на поєднанні методів компенсації БП, методів математичної інтерполяції дискретизованих вихідних сигналів цифрового корелятора та методів статистичної обробки результатів вимірювань. Розроблено рекомендації для ефективної компенсації БП з використанням запропонованих методів. Матеріали розділу опубліковано та апробовано в [23, 25-27, 32-34].

2.1 Теоретичне обґрунтування методів компенсації багатопроменевості сигналу спільного джерела в пасивній системі синхронізації часу та частоти

2.1.1. Синтез оптимального вимірювача для реалізації пасивного методу загального охоплення

Розглядається система синхронізації часу та частоти (ССЧЧ), що реалізує ПМЗО, коли звірення шкал проводиться за виміром різниці часу приходу сиг-

налу СД в пункти синхронізації і її порівнянню з прогнозованим значенням, тобто оцінці підлягає часовий параметр, що дорівнює часовому зсуву шкал еталонів. Задача оцінки параметра є частковим випадком фільтрації, коли параметр фільтрації не встигає суттєво змінитися за час спостереження [83-84].

При байєсівському підході в якості критерію оптимальності використовується функція втрат або вартості $c(\mathcal{G}, \gamma(\xi_0^v))$, яка характеризує втрати через відхилення оцінки від дійсного значення параметра \mathcal{G} при заданій функції результатів спостереження $\gamma(\xi_0^v)$. Вид функції втрат вибирається із практичних міркувань і простоти розв'язання задачі, особливі обмеження на вибір не накладають [23].

Оскільки кожне отримане значення $c(\mathcal{G}, \gamma(\xi_0^v))$ залежить від результатів вимірювань і є випадковим, то характеристикою вимірювальної системи будуть деякі середні значення. При осередненні $c(\mathcal{G}, \gamma)$ з функцією правдоподібності $p(\xi_0^v | \mathcal{G})$ одержуємо так званий умовний ризик

$$q(\mathcal{G}, \gamma) = \int_{(\xi_0^v)} c(\mathcal{G}, \gamma(\xi_0^v)) p(\xi_0^v | \mathcal{G}) d\xi_0^v.$$

Оптимальним є такий алгоритм роботи вимірювача $\gamma(\xi_0^v)$, при якому умовний ризик $q(\mathcal{G}, \gamma)$ при всіх значеннях \mathcal{G} мінімальний. Однак у загальному випадку розв'язок, який мінімізує умовний ризик, буде різним при різних значеннях параметра \mathcal{G} , який є випадковою величиною. Тоді оптимізація розв'язку виконується з використанням байєсівського підходу – мінімізації середнього ризику (умовного ризику, осередненого з апіорною щільністю ймовірності параметра):

$$Q(\mathcal{G}, \gamma) = \int_{(\lambda)} q(\mathcal{G}, \gamma) p_{pq}(\mathcal{G}) d\mathcal{G} = \int_{(\mathcal{G})} \int_{(\xi_0^v)} c(\mathcal{G}, \gamma(\xi_0^v)) p(\xi_0^v, \mathcal{G}) d\mathcal{G} d\xi_0^v. \quad (2.1)$$

З урахуванням теореми множення ймовірностей

$$p(\mathcal{G}, \xi_0^v) = p(\xi_0^v) p(\mathcal{G} | \xi_0^v) = p_{pq}(\mathcal{G}) p(\mathcal{G} | \xi_0^v)$$

цей вираз запишемо як:

$$Q(\gamma) = \int_{(\xi_0^v)} Q(\gamma | \xi_0^v) p_{\xi}(\xi_0^v) d\xi_0^v, \quad (2.2)$$

де

$$Q(\gamma | \xi_0^v) = \int_{(\mathcal{G})} c(\mathcal{G}, \gamma) p(\mathcal{G} | \xi_0^v) d\mathcal{G} \quad (2.3)$$

- апостеріорне математичне очікування функції втрат, яке більш скорочено називається апостеріорним ризиком.

Розв'язок (значення параметра) $\hat{\mathcal{G}} = \gamma(\xi_0^v)$, при якому середній ризик (2.1) мінімальний, називається оптимальним байєсівським розв'язком щодо апріорного розподілу $p_{pr}(\mathcal{G})$, а якість оптимальної оцінки визначається мінімальним значенням середнього (байєсівського) ризику.

Результат інтегрування (2.2) буде мінімальним у випадку мінімізації підінтегрального виразу при кожному значенні змінної інтегрування. Це можливо, оскільки оцінка $\hat{\mathcal{G}} = \gamma(\xi_0^v)$ визначається для кожного виміру ξ_0^v . Тобто, оцінка $\hat{\mathcal{G}}$ повинна мінімізувати $Q(\gamma | \xi_0^v) p_{\xi}(\xi_0^v)$. Тому що $p_{\xi}(\xi_0^v) > 0$, то цей співмножник можна вилучити. У підсумку одержуємо, що при тому ж значенні γ мінімуму середнього ризику $Q(\gamma)$ відповідає і мінімум апостеріорного ризику (2.3):

$$\int_{(\mathcal{G})} c(\mathcal{G}, \gamma) p(\mathcal{G} | \xi_0^v) d\mathcal{G} = \min_{\mathcal{G}}. \quad (2.4)$$

Для дискретного параметра \mathcal{G} це твердження також слушне. При цьому інтеграл в (2.4) замінюється сумою, а апостеріорна щільність імовірності $p(\mathcal{G} | \xi_0^v)$ – ймовірностями $p(\mathcal{G} = \mathcal{G}_i | \xi_0^v)$, $i = \overline{1, j}$.

Отже, байєсівські правила оцінки визначаються по апостеріорному ризику, який визначається зворотною функцією втрат і післядослідним розподілом параметра.

Для знаходження байєсівської оцінки необхідно задати функцію втрат. У великій кількості практичних застосувань можна вважатися, що втрати залежать тільки від помилки оцінки

$$\begin{aligned}\varepsilon_g &= \varepsilon_g(\xi_0^v) = \widehat{\mathcal{G}} - \mathcal{G}; \\ c(\widehat{\mathcal{G}}, \mathcal{G}) &= c(\varepsilon_g).\end{aligned}$$

Запишемо типові функції втрат (квадратична, проста і модульна), які відповідно мають вигляд

$$c(\varepsilon_g) = \varepsilon_g^2, \quad c(\varepsilon_g) = 1 - \delta(\varepsilon_g), \quad c(\varepsilon_g) = |\varepsilon_g|. \quad (2.5)$$

Ці вирази підставляємо в (2.4) і після знаходження мінімуму апостеріорного ризику бачимо, що байєсівська оцінка при квадратичній функції втрат є оптимальною за критерієм мінімуму СКВ і являє собою математичне очікування апостеріорної щільності ймовірності

$$\widehat{\mathcal{G}}_{кв} = \int_{\mathcal{G}} \mathcal{G} p(\mathcal{G} | \xi_0^v) d\mathcal{G},$$

а мінімальне значення апостеріорного ризику являє собою апостеріорну дисперсію

$$Q(\widehat{\mathcal{G}} | \xi_0^v) = D_{ps} = \int_{(\mathcal{G})} (\mathcal{G} - \widehat{\mathcal{G}}_{кв})^2 p(\mathcal{G} | \xi_0^v) d\mathcal{G}.$$

Отже, байєсівська оцінка при простій функції втрат є оптимальною за критерієм максимуму апостеріорної щільності ймовірності, тобто збігається з положенням абсолютного максимуму апостеріорної щільності ймовірності. Якщо абсолютний максимум досягається усередині припустимої області зміни параметра \mathcal{G} і апостеріорна щільність імовірності $p(\mathcal{G} | \xi_0^v)$ диференціюється по \mathcal{G} ,

то оцінку можна знаходити за відомим правилом пошуку екстремуму з розв'язку рівняння

$$\partial p(\mathcal{G} | \xi_0^v) \partial \mathcal{G} |_{\mathcal{G}=\hat{\mathcal{G}}} = 0.$$

У випадку дискретного параметра $\mathcal{G} = \mathcal{G}_1, \mathcal{G}_2, \dots, \mathcal{G}_j$ аналогом простої функції втрат буде

$$c(\varepsilon_{\mathcal{G}}) = 1 - \delta_{\mathcal{G}_i, \hat{\mathcal{G}}}, \delta_{\mathcal{G}_i, \hat{\mathcal{G}}} = \begin{cases} 1 & \text{при } \hat{\mathcal{G}} = \mathcal{G}_i \\ 0 & \text{при } \hat{\mathcal{G}} \neq \mathcal{G}_i \end{cases},$$

де $\delta_{\mathcal{G}_i, \hat{\mathcal{G}}}$ - символ Кронекера.

При такій функції втрат байєсівська оцінка є оптимальною за критерієм максимуму апостеріорної ймовірності.

Для оцінки векторного параметра $\mathcal{G} = [\mathcal{G}_1, \dots, \mathcal{G}_m]$ аналогом квадратичної функції втрат (2.5) буде квадратична форма

$$\mathbf{c}(\mathcal{G}, \hat{\mathcal{G}}) = \sum_{i,j=1}^m A_{ij} (\hat{\mathcal{G}}_i - \mathcal{G}_i) (\hat{\mathcal{G}}_j - \mathcal{G}_j) = (\hat{\mathcal{G}} - \mathcal{G})^T \mathbf{A} (\hat{\mathcal{G}} - \mathcal{G}),$$

де \mathbf{A} – позитивно визначена вагова матриця з ваговими коефіцієнтами A_{ij} .

Мінімізація апостеріорного ризику

$$\mathbf{Q}(\hat{\mathcal{G}} | \xi_0^v) = \sum_{i,j=1}^m A_{ij} (\hat{\mathcal{G}}_i - \mathcal{G}_i) (\hat{\mathcal{G}}_j - \mathcal{G}_j) p(\hat{\mathcal{G}} | \xi_0^v) d\mathcal{G}$$

проводиться шляхом розв'язку системи рівнянь

$$\partial \mathbf{Q}(\hat{\mathcal{G}} | \xi_0^v) / \partial \hat{\mathcal{G}}_i = 0, i = \overline{1, m},$$

у результаті чого утворюється система

$$\sum_{j=1}^m A_{ij} \int_{(\vartheta)} (\hat{\vartheta}_j - \vartheta_j) p(\vartheta | \xi_0^\nu) d\vartheta = 0, i = \overline{1, m},$$

яку можна представити у векторній формі:

$$\mathbf{A} \int_{(\vartheta)} (\hat{\vartheta} - \vartheta) p(\vartheta | \xi_0^\nu) d\vartheta = 0.$$

Розв'язок цих рівнянь дає вектор

$$\hat{\vartheta} = \int_{(\vartheta)} \vartheta p(\vartheta | \xi_0^\nu) d\vartheta = \hat{\vartheta}_{\text{кв}}$$

зі складовими

$$\hat{\vartheta}_i = \int_{(\vartheta)} \vartheta_i p(\vartheta | \xi_0^\nu) d\vartheta = \hat{\vartheta}_{\text{ікв}}.$$

Отже, як і при оцінці скалярного параметра, при квадратичній функції втрат байєсівська оцінка векторного параметра незалежно від виду матриці \mathbf{A} зводиться до знаходження математичного очікування апостеріорного розподілу щільності ймовірності $p(\vartheta | \xi_0^\nu)$.

Байєсівський підхід застосовується в розв'язанні задачі оцінки дискретних значень випадкового параметра, якими є значення часового положення прийнятих сигналів при обробці отриманих масивів даних на підставі апіорного розподілу значень параметра та виборі функції втрат [23].

Розглянемо найпростіший випадок звірення шкал, коли в ССЧЧ входить тільки два пункти – первинний або ж головний (пункт \mathbf{A}) і вторинний (пункт \mathbf{B}).

У якості оцінюваного параметра обране часове положення максимуму взаємкореляційної функції (ВКФ) фрагментів сигналу СД $\nu_1(t)$ і $\nu_2(t)$, записаних у пунктах синхронізації відносно «своїх» часових шкал:

$$\nu_A(t) = s_A(t_A) + n_A(t_A) ;$$

$$\nu_B(t) = s_B(t_B) + n_B(t_B),$$

де $s(t)$ – сигнальна, а $n(t)$ – перешкодова складові.

Оцінювання проводиться в умовах наявності наступної апіорної інформації:

- $s_A(t_A)$ і $s_B(t_B)$ корельовані, $n_A(t_A)$ і $n_B(t_B)$ некорельовані складові випадкових процесів;

- час поширення або різниця часу поширення сигналу СД до пунктів синхронізації ($\tau_p^{OA} - \tau_p^{OB}$) відомий з необхідною точністю;

- відомі носійна частота, смуга частот і, як правило, закон модуляції сигналу СД;

- початковий зсув шкал пунктів приблизно відомий, тобто в записуваних фрагментах сигналу СД однозначно присутні взаємно корельовані ділянки $\Delta t_A \approx \Delta t_B$. Якщо фрагменти не перекриваються, то задачі звірення шкал передуює задача виявлення сигналу, яка досить докладно розглянута в [83,84].

Відповідно до [23] алгоритм оптимального оцінювання наступний. На підставі апіорної інформації про прогнозований час запізнювання в пунктах проводиться запис фрагментів сигналу СД з прив'язкою до шкали часу пункту приймання сигналу. У результаті запису вибірок сигналу СД в пунктах A і B формуються масиви даних, кожний з яких можна представити у вигляді суми двох матриць розмірністю $n \times m$, де $i=1, \dots, n$ – номер відліку в сигнальній вибірці, $j=1, \dots, m$ – номер сигнальної вибірки, одиночний відлік являє собою суму корисного сигналу і перешкоди та є випадковим вектором [22]:

$$\begin{aligned} \bar{s}_A &= \bar{u}_A + \bar{n}_A; \\ \bar{s}_B &= \bar{u}_B + \bar{n}_B. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Після обміну даними в кожному пункті здійснюється спільна обробка інформації (2.6) – розраховуються ВКФ фрагментів сигналу СД [85]:

$$B_j(\tau) = S_{A_i}(t) S_{B_i}^{*T}(t), \quad (2.7)$$

де символами $*$ Г позначені операції комплексного сполучення і транспонування матриці.

Відповідно до (2.7) по кожній парі сигнальних вибірок розраховується їх ВКФ, при цьому формується j масивів значень і в кожному знаходиться часове положення максимуму функції шляхом розв'язання рівняння:

$$|B_j(\tau)|' = 0. \quad (2.8)$$

Значення часового положення максимумів ВКФ t_j^A, t_j^B є випадковими величинами, по яких необхідно одержати оцінку параметра – ОЧП прийнятого сигналу, яка й оптимізується на підставі байєсівського підходу. За результатами одиничних вимірів будується функція розподілу випадкового параметра – апостеріорна щільність ймовірності. Оцінка параметра шукається як максимальне значення апостеріорної щільності ймовірності і визначає результат звірення часових шкал пунктів.

Результатом статистичної обробки результатів вимірів відповідно до (2.8) є значення математичного очікування та СКВ часового зсуву шкал, а також співвідношення сигнал/шум у пунктах [22]:

$$\left[\widehat{\Delta T}_j^{AB} \right] = \left[\widehat{t}_j^A - \widehat{t}_j^B \right] - \left[\tau_p^{OA} - \tau_p^{OB} \right] \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \left[\overline{\Delta T}_j \right] \\ \left[\sigma_{\Delta T_j} \left(\overline{q}_j^A, \overline{q}_j^B \right) \right] \end{array} \right\}. \quad (2.9)$$

Відмінність отриманої оцінки від розрахункового значення свідчить про зсув шкали вторинного пункту відносно первинного.

Структуру оптимального вимірювача часу взаємного зсуву шкал часу пунктів відповідно до теоретичного обґрунтування [23] спрощено можна представити у вигляді рис. 2.1.

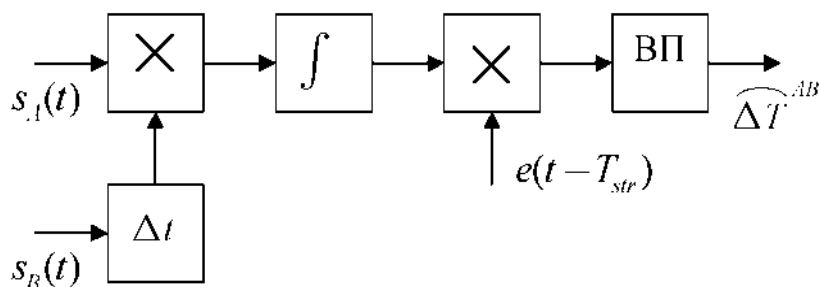


Рисунок 2.1– Спрощена структурна схема оптимального вимірювача зсуву шкал пунктів **A** і **B**

На рис. 2.1 крім очевидних математичних операцій, позначено:

$$s_B(t) = s_A(t - \Delta t);$$

Δt – різниця часу поширення сигналів від СД до пунктів;

$e(t - T_{str})$ – імпульс одиничної амплітуди тривалістю T_{str} , протягом якого стробується результат інтегрування;

ВП – вирішувач, який виконує оцінку вимірюваного параметра, у цьому випадку часу зсуву шкал часу пунктів $\widehat{\Delta T}^{AB}$.

З урахуванням особливостей реалізації БПСС, а саме, що спочатку відбувається рознесення прийому сигналу СД, а спільна обробка прийнятих сигналів виконується після об'єднання інформації, приходимо до наступної структури оптимального вимірювача рис. 2.2.

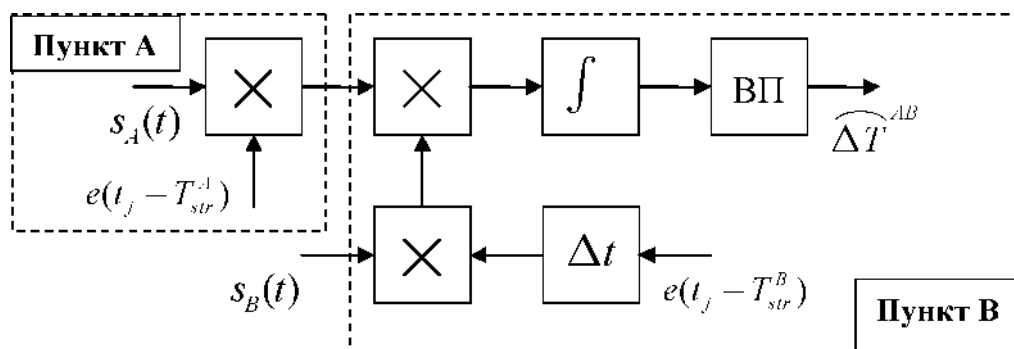


Рисунок 2.2– Структурна схема оптимального вимірювача зсуву шкал пунктів **A** і **B**

У структурній схемі рис. 2.2 враховано, що формування сигнальних вибірок проводиться роздільно в кожному з пунктів, тобто запис сигналів здійснюється під час відповідних стробів, сигнал дискретизується, а також врахована різниця часу приходу сигналів шляхом зсуву стробу запису в одному з пунктів шляхом введення елементу часової затримки Δt .

Таким чином, для реалізації ПМЗО необхідне знання часу (різниці часу) поширення сигналів СД до пунктів і загальні характеристики цього сигналу, а також значень затримок сигналів у прийомних трактах пунктів. Відмінність ОЧП прийнятих сигналів від прогнозованого значення свідчить про наявність зсуву шкал еталонів.

Знання загальних характеристик сигналу СД – носійної частоти, ширини спектра, кореляційних властивостей, необхідно для здійснення його прийому і вибору алгоритму пошуку часового положення максимуму ВКФ прийнятих у пунктах сигналів.

2.1.2. Функціонування багатопозиційної пасивної системи синхронізації часу та частоти при використанні сигналу цифрового наземного телебачення

Особливістю роботи високоточної БПСС є те, що звірення шкал просторово-рознесених еталонів виконується в режимі пост-обробки, яка передбачає інформаційний обмін між пунктами прийому сигналу СД і спільну обробку сигнальних вибірок, записаних в пунктах, що синхронізуються. Тому, на відміну від систем реального часу, вимоги до швидкодії розрахунків, а також обмеження по ресурсу «машинного» часу не такі жорсткі.

Як показано в [37, 38], прийом і обробка сигналу СД зводиться до когерентної обробки сигналу з випадковою амплітудою або з випадковою амплітудою і початковою фазою. Другий випадок є більш загальним, тому його розгляду і приділяється увага в даній роботі. Як впливає із загальної теорії кореляційної

обробки [83-88 та ін.], в цьому випадку використовується комплексна обвідна сигналу і її спектр, який пов'язаний зі спектром сигналу співвідношенням [89]

$$g(\omega) = \frac{G(\omega - \omega_0)}{2} \quad (\text{при } \omega > 0),$$

що еквівалентно перенесенню спектра сигналу на частоту ω_0 .

Виконаний в попередніх роботах аналіз впливу перешкод на БПСС був побудований на використанні в математичних моделях сигналів без внутрішньої імпульсної модуляції. При цьому розглядалися відео і радіосигнали з дзвоною обвідною і обвідною виду Sinx/x [12]. Найбільш поширені СД випромінюють модульовані сигнали, при використанні яких, керуючись визначенням, наведеним в [86], слід використовувати термін «широкосмугові сигнали» (ШСС). Як зазначається в [87], за рахунок використання ШСС з великими базами ($B \gg 1$) можна «дістати» сигнали з-під перешкоди, яка у багато разів перевершує сигнал по потужності. Використання ШСС дозволяє реалізувати ефект «стиснення» сигналів, коли відгук оптимального фільтра звужується і його амплітуда зростає пропорційно базі сигналу. Така трансформація відгуку істотно змінює ширину і форму головної пелюстки ВКФ сигналів СД, які приймаються в пунктах БПСС, що синхронізуються, це сприяє підвищенню точності визначення місця розташування максимуму ВКФ, а, отже, підвищенню точності звірення еталонів. Тому при моделюванні роботи БПСС слід врахувати факт застосування ШСС і використовувати моделі сигналів з внутрішньою імпульсною модуляцією, що більш повно відображає реальні умови роботи БПСС.

Найбільш широке застосування в телекомунікаційних системах отримав OFDM сигнал, миттєве значення якого можна представити у вигляді суми радіоімпульсів, які випромінюються на дискретних частотах, зосереджених в смузі ΔF . Якщо прийняти, що число імпульсів дорівнює M , тривалість радіоімпульсу $\tau_c = T_c / M$, яка дорівнює часу до зміни фази при загальній тривалості фазо-

маніпульованої послідовності T_c , а зсув по частоті складає Δf , то модуль спектра комплексної обвідної такого сигналу можна представити у вигляді функції

$$|G(\omega)| = \sqrt{2P_c T_c} \sum_{m=1}^M \left| \frac{\sin(\omega - m\Delta\omega)\tau_c/2}{(\omega - m\Delta\omega)\tau_c/2} \right|. \quad (2.10)$$

Графічне представлення спектра виду (2.10) показано на рис. 2.3.

З теорії оптимального виявлення відомо, що при великому відношенні сигнал/перешкода в точці прийому більшість оптимальних методів оцінки параметрів зводяться до методу максимальної правдоподібності [90-94]. При наявності перешкоди у вигляді гауссівського випадкового процесу з рівномірною спектральною щільністю N_0 апостеріорна ймовірність того, що в прийнятому коливанні $x(t)$ корисний параметр дорівнює t_3 , визначається виразом

$$p[t = t_3 | x(t)] = k_1 I_0 \left[\frac{2Z(t_3)}{N_0} \right], \quad (2.11)$$

де: k_1 – стала величина;

I_0 – модифікована функція Бесселя нульового порядку;

$Z(t_3)$ – обвідна напруги на виході узгодженого фільтра.

Оцінюваний параметр t_3 містить постійну складову, тобто його можна представити у вигляді $t_3 = t_{30} + \tau$, де τ – величина відхилення. Оскільки постійна складова не впливає на оцінку параметра, то справедливо записати

$$p[\tau | x(t)] = k_0 I_0 [2Z(\tau) / N_0]. \quad (2.12)$$

Далі $Z(t_3)$ можна представити у вигляді суми сигнальної і шумової складових і знаходити помилки, до яких призводить дія перешкоди. Але оскільки перешкода викликає помилку при вимірюванні параметрів, можна припустити,

що на вхід узгодженого фільтра надходить сигнал з випадковими параметрами, відмінними від тих, для яких фільтр узгоджений.

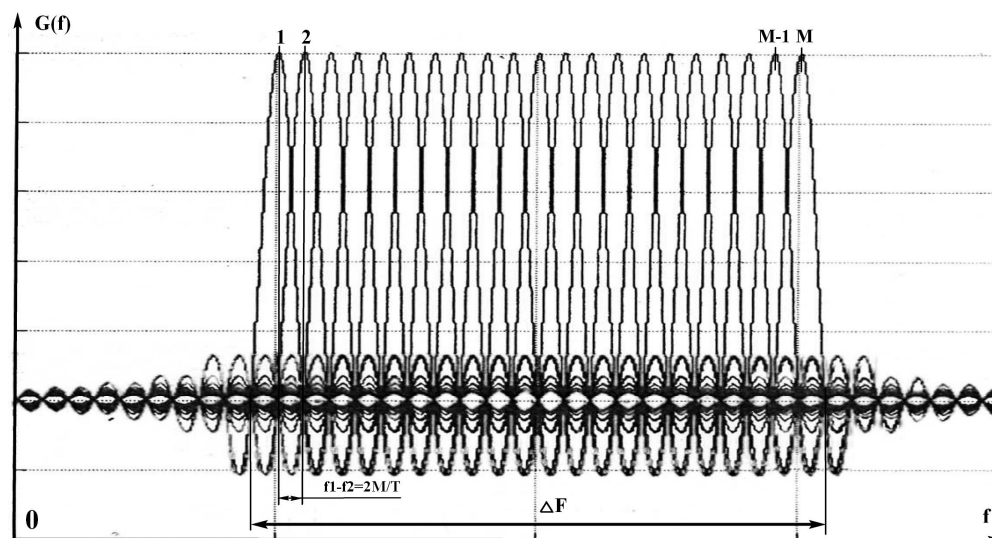


Рисунок 2.3—Графічне представлення спектру OFDM сигналу

Такий підхід справедливий, якщо відношення сигнал/перешкода в точці вимірювання набагато перевищує одиницю, тобто при точних вимірах. А проводити зв'язки без належної точності не має сенсу. Тому становить інтерес визначення того допустимого рівня БП, при якому забезпечується заданий рівень точності частотно-часових зв'язків. При цьому не слід забувати, що необхідно враховувати і інші наявні джерела перешкод.

Якщо обвідна напруги на виході узгодженого фільтра дорівнює $E |R(\tau)|$, то вираз (2.12) має вигляд

$$p\{\tau | x(t)\} = k_1 I_0 \left\{ \frac{2E}{N_0} |R(\tau)| \right\}, \quad (2.13)$$

де τ – випадковий параметр з нульовими середнім значенням;

$R(\tau)$ – функція невизначеності (АКФ) ШСС визначається відомим вира-

$$R(\tau) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} S(t) S^*(t - \tau) e^{-j\omega t} dt, \quad (2.14)$$

де E – енергія ШСС;

$S(t)$ – його комплексна обвідна.

За умови $2E / N_0 \gg 1$ (точні вимірювання) функцію Бесселя можна наближено представити у вигляді експоненти. Тоді:

$$p\{\tau | x(t)\} = k_2 \exp\{2E | R(\tau) | / N_0\}, \quad (2.15)$$

де k_2 – стала величина.

Застосуванню цифрової обробки сигналів передують їх попередня дискретизація. Для позначення дискретизованих сигналів використаємо квадратні дужки для аргументів відповідних величин.

Для відновлення обвідних сигналів СД використовується перетворення Гільберта дискретних сигналів $s^A[t]$ та $s^B[t]$ і отримання квадратурних складових [95-97]:

$$\begin{cases} X^{A(B)} = \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{m-1} y[t_{kl}] A[t_{kl}] \\ Y_{\perp}^{A(B)} = \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{m-1} y[t_{kl} + T_0 / 4] A[t_{kl} + T_0 / 4], \end{cases} \quad (2.16)$$

де $A[t]$ – дискретна обвідна сигналу;

$y[t]$ – суміш сигналу і перешкоди;

T_c – інтервал спостереження;

m – число відліків сигнальної вибірки;

t_{kl} – поточний часовий відлік;

T_0 – період високочастотного заповнення радіоімпульсів.

Приймаємо $s^A[t] = X^A$, $s^B[t] = X^B$. Квадратурні складові цих сигналів отримуємо через перетворення Гільберта $Y_{\perp}^A = X^{GA}$, $Y_{\perp}^B = X^{GB}$.

Гільбертові перетворення в дискретній формі:

$$X^G[k] = \frac{1}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} X[n] / [k - n],$$

де $X^G[k]$ – комплексно зв'язаний сигнал;

$X[n]$ – первинний сигнал.

Таким чином, дискретна обвідна сигналу і її фаза при $k = n$ має вигляд

$$A[k] = \sqrt{(X^G[k])^2 + (X[k])^2}; \quad \varphi[k] = \arctg \frac{X[k]}{X^G[k]}.$$

Вважаючи $s^A[t]$ та $s^B[t]$ дискретними нормальними процесами, при великому числі відліків в силу граничної теореми [95], величини $X, Y = X^G$ можна вважати розподіленими за нормальним законом. Позначимо середні значення, дисперсії і коефіцієнт взаємної кореляції цих величин символами $\bar{X}, \bar{Y}, \sigma_X^2, \sigma_Y^2, \rho$. Вираз для щільності спільного розподілу [96]

$$p(X, Y) = (1 / 2\pi\sigma_X\sigma_Y\sqrt{1-\rho^2}) \times \\ \times \exp \left\{ -\frac{1}{2(1-\rho^2)} \left[\frac{(X-\bar{X})^2}{\sigma_X^2} - \frac{2\rho(X-\bar{X})(Y-\bar{Y})}{\sigma_X\sigma_Y} + \frac{(Y-\bar{Y})^2}{\sigma_Y^2} \right] \right\}.$$

З використанням виразів для обвідної і її фази отриманий вираз можна записати у вигляді:

$$p(A, \varphi) = (1 / 2\pi\sigma_X\sigma_Y\sqrt{1-\rho^2}) \times \exp \left\{ -\frac{A^2}{2(1-\rho^2)} \left(\frac{\cos^2 \varphi}{\sigma_X^2} - \frac{\rho \sin 2\varphi}{\sigma_X\sigma_Y} + \frac{\sin^2 \varphi}{\sigma_Y^2} \right) \right\} \times \\ \times \exp \left\{ \frac{A^2}{1-\rho^2} \left(\frac{\bar{X} \cos \varphi}{\sigma_X^2} - \frac{\rho(\bar{X} \sin \varphi + \bar{Y} \cos \varphi)}{\sigma_X\sigma_Y} + \frac{\bar{Y} \sin \varphi}{\sigma_Y^2} \right) - \frac{1}{2(1-\rho^2)} \left(\frac{\bar{X}^2}{\sigma_X^2} - \frac{2\rho\bar{X}\bar{Y}}{\sigma_X\sigma_Y} + \frac{\bar{Y}^2}{\sigma_Y^2} \right) \right\}.$$

В силу ортогональності відліків X, Y ($\rho = 0$), для щільності спільного розподілу маємо

$$p(A, \varphi) = (1 / 2\pi\sigma_X\sigma_Y) \times \exp \left\{ -\frac{A^2}{2} \left(\frac{\cos^2 \varphi}{\sigma_X^2} + \frac{\sin^2 \varphi}{\sigma_Y^2} \right) \right\} \times \\ \times \exp \left\{ A^2 \left(\frac{\bar{X} \cos \varphi}{\sigma_X^2} + \frac{\bar{Y} \sin \varphi}{\sigma_Y^2} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{\bar{X}^2}{\sigma_X^2} + \frac{\bar{Y}^2}{\sigma_Y^2} \right) \right\}.$$

Цей вираз можна використовувати для оцінки вимірюваних параметрів.

2.2 Теоретичне обґрунтування методів та розробка алгоритмів компенсації багатопроменевості сигналу спільного джерела

2.2.1 Теоретичне обґрунтування методу компенсації багатопроменевості сигналу спільного джерела в часовій області [25, 26, 32, 33]

Виключення впливу багатопроменевості передусім припускає виявлення факту її наявності. Тут слід виходити з припущення про те, що багатопроменевість не може одночасно бути присутньою в усіх пунктах, що синхронізуються, а тому її наявність можна визначити шляхом порівняння енергетичних характеристик прийнятих сигналів СД (значень максимумів їх АКФ), що вимагає попереднього калібрування приймальних каналів, або з порівняння попарних ВКФ вибірок сигналу СД, записаних в пунктах, що синхронізуються. Присутність додаткових бічних пелюсток в одній або в декількох ВКФ свідчатиме про наяв-

ність БП, що знаходиться в межах інтервалу часової кореляції. Представляє інтерес виділення такого сигналу – виконання завдання часового розрізнення, а потім вже компенсація його впливу. Таким чином, алгоритм звірення шкал часу просторово-рознесених мір в порівнянні із запропонованим в [10] дещо ускладнюється – додається процедура перевірки прийнятих сигналів на наявність БП, яку можна виконувати паралельно з операцією звірення еталонів, і при виявленні такої вживати заходи по усуненню її впливу на точність синхронізації.

Для довільного сигналу СД величина зсуву шкал часу визначається за результатами взаємокореляційної обробки m сигнальних вибірок, в кожній з яких міститься по i відліків. Тобто, аналізу підлягає діагональна матриця взаємокореляційних функцій розмірністю $(m \times m)$:

$$\mathbf{V}^{AB}[\tau] = M\{U_m^{AB}[i+\tau]U_m^{B*T}[i]\} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{11}^{AB} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \mathbf{V}_{mm}^{AB} \end{bmatrix}, \quad (2.17)$$

тобто у формуванні ВКФ беруть участь тільки ідентичні фрагменти сигналу СД, тому усі елементи цієї матриці окрім діагональних дорівнюють нулю. Для кожної з ВКФ \mathbf{V}_{mm}^{AB} знаходиться часове положення її максимуму, яке далі бере участь в статистичній обробці результатів вимірів і формуванні результуючої оцінки звірення шкал часу еталонів. Вважаємо, що при прийомі сигналу СД в пункті \mathbf{B} спостерігається ефект багатопроменевості. В цьому випадку такий сигнал можна представити у вигляді [25,34]:

$$U^B[i] = u^B[i] + \sum_{j=1}^k b_j u^B[i - \tau_j] + n^B[i], \quad (2.18)$$

де b_j – коефіцієнт ослаблення окремого додаткового променя;

τ_j – часове запізнювання променя;

k – кількість додаткових променів, що приймаються.

При $\tau_j < \tau_{kop}$ ВКФ \mathbf{B}_{mm}^{AB} містить додаткові викиди, віддалені від головної пелюстки на τ_j . Оскільки в обчисленні цієї ВКФ беруть участь ідентичні фрагменти сигналу СД, тобто $u^A[i] \approx u^B[i]$ з точністю до фази, то віднімаючи від $U^B[i]$ значення $U^A[i]$, отримуємо перешкодову складову сигналу в пункті **В**:

$$\begin{aligned} U_n^B[i] &= U^B[i] - U^A[i] = u^B[i] + \sum_{j=1}^k b_j u^B[i - \tau_j] + n^B[i] - u^A[i] - n^A[i] = \\ &= \sum_{j=1}^k b_j u^B[i - \tau_j] + n^B[i] - n^A[i]. \end{aligned} \quad (2.19)$$

Отриману перешкодову складову тепер можна відняти з прийнятого в пункті **В** сигналу СД

$$U^B[i] - U_n^B[i] = u^B[i] + n^A[i]. \quad (2.20)$$

Структурна схема пристрою, що реалізує операції (2.19) і (2.20), представлена на рис. 2.4.

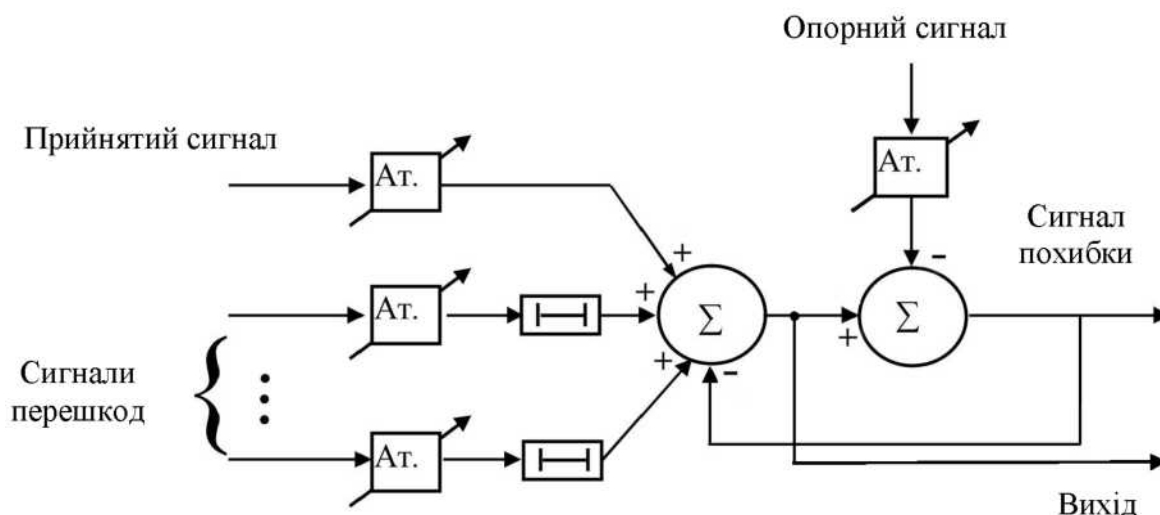


Рисунок 2.4 – Структурна схема пристрою компенсації багатопроменевої перешкоди

Сигнал, в якому БП відсутня, на рис. 2.4 позначений як "опорний сигнал". Наявність атенюаторів в схемі враховує різні рівні сигналів. Затримка в переш-

кодових каналах може бути невідомою. Виділення перешкодового сигналу з метою його подальшої компенсації можливе при відомій різниці часу запізнювання сигналу СД до пунктів, що синхронізуються, і вирівнюванні амплітуд основних сигналів. Вихідним сигналом пристрою є вихідний сигнал лівого за схемою суматора.

Аналіз ВКФ дозволяє визначити як часовий зсув кожного з додаткових променів, так і його рівень по відношенню до основного сигналу. Оскільки сигнал, що заважає, є зміщеною в часі вибіркою сигналу СД, то представляється можливим, записавши в іншому, вільному від перешкоди, пункті вибірку з необхідним часовим зміщенням, після інвертування і вирівнювання амплітуди здійснити компенсацію перешкоди. В цьому випадку необхідно виконати умову [25, 32]:

$$U_n^B[i] = \sum_{j=1}^k b_j u^A [i - \tau_j] = \sum_{j=1}^k b_j u^B [i - \tau_j]. \quad (2.21)$$

Тоді результуючий сигнал пункту В, який використовуватиметься для обчислення ВКФ

$$U^B[i] - U_n^B[i] = u^B [i] + n^B [i] - n^A [i], \quad (2.22)$$

тобто отримуємо сигнал, в якому багатопроменева перешкода компенсується.

Операції відповідно до виразів (2.21) і (2.22) виконує пристрій, спрощена схема якого показана на рис. 2.5.

Щоб не ускладнювати рисунок, не показані зворотні зв'язки в каналах компенсації кожного з променів перешкоди. Цей пристрій істотно складніше наведеного на рис. 2.4, оскільки є багатоканальним.

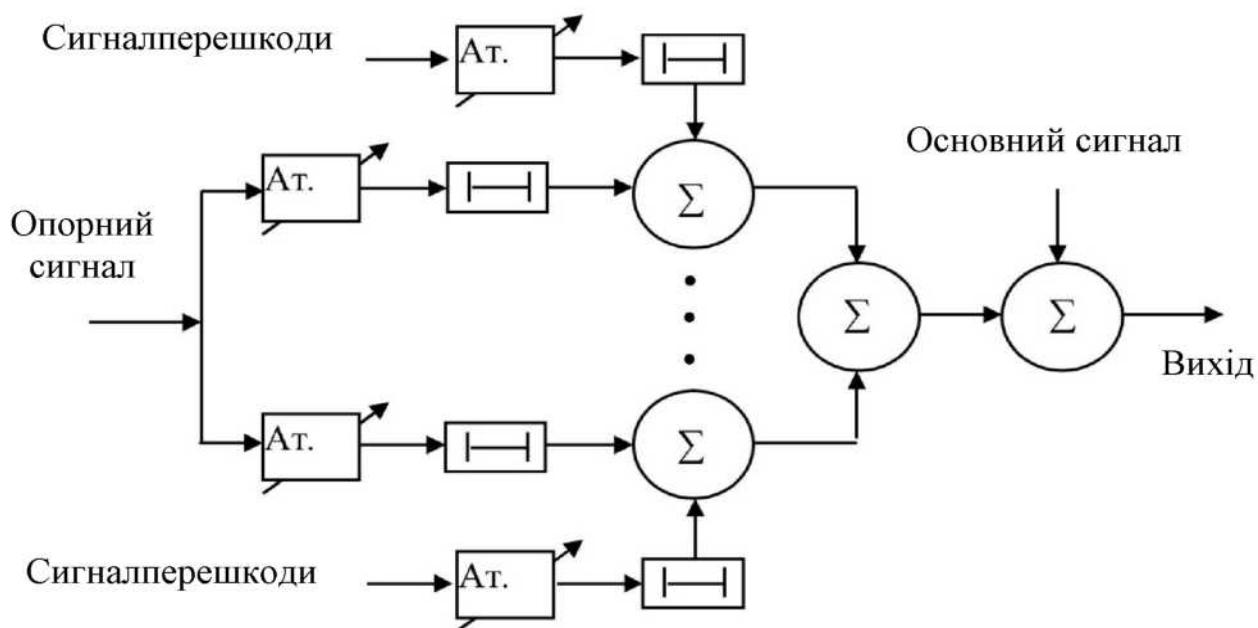


Рисунок 2.5–Структурна схема багатоканального пристрою компенсації БП

2.2.2 Розробка алгоритму компенсації багатопроменевої складової сигналу спільного джерела в часовій області та пристрою для його реалізації

Отже, приходимо до наступного алгоритму компенсації багатопроменевості сигналу, який можна реалізувати паралельно з роботою основного алгоритму БПСС рис. 2.6.

Викладений принцип компенсації може бути реалізований у пристрої, структурна схема якої приведена на рис. 2.7 [26, 33]. Принцип функціонування такого компенсатора полягає у наступному. Сигнал СД фіксується в пунктах, що синхронізуються, в межах стробу запису з урахуванням апріорі відомої різниці часу запізнювання. У схемі рис. 2.7 є два ідентичних за складом функціональних блоки (атенюатор, перемножувач, інтегратор і суматор), в першому з яких виділяється БП. У другому блоці ця перешкода складається в протифазі із зашумленим сигналом і на його виході формується сигнал, який використовується для звірення еталонів.

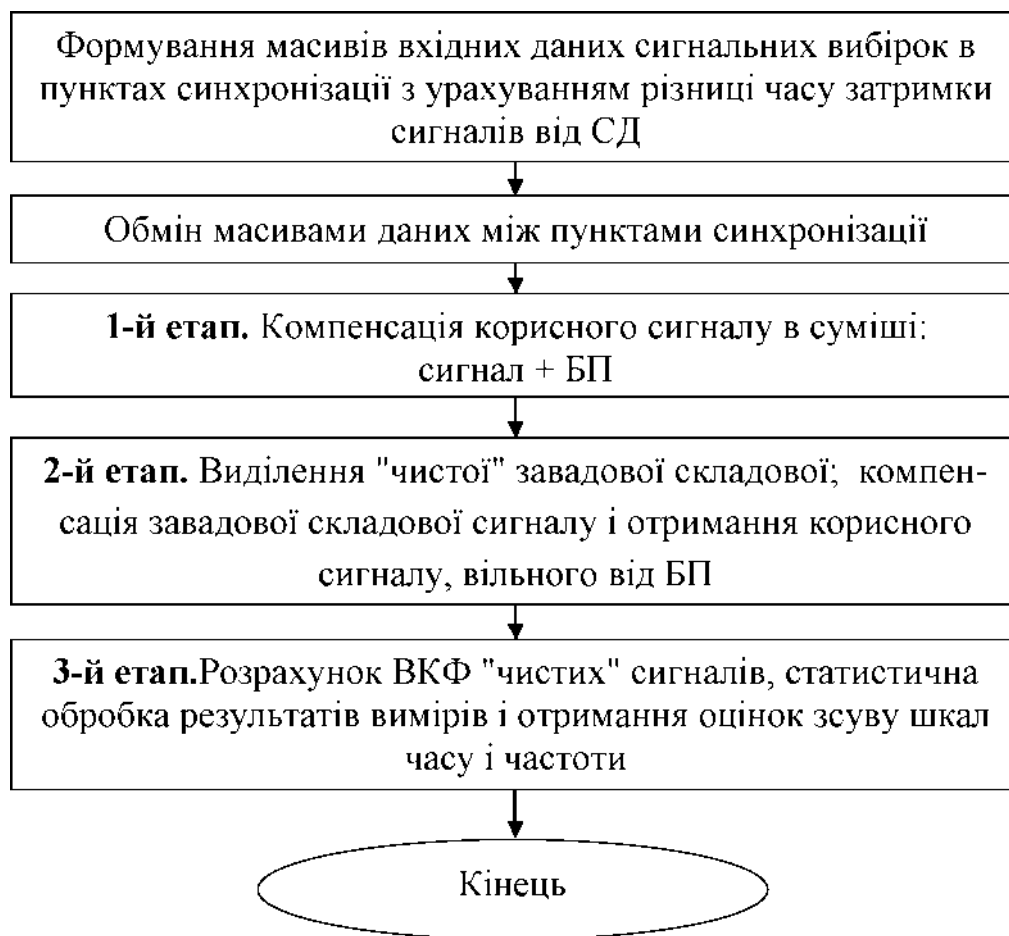


Рисунок 2.6– Алгоритм компенсації багатопроменевої складової сигналу
СД

Відповідно до представленої схеми сигнал в пункті *A* має більшу затримку, тому в пункті *B* є вузол, що дозволяє вирівняти різницю в часі прийому сигналів СД. Схема рис. 2.7 відображає ситуацію, коли в пункті *B* багатопроменевої перешкоди немає, а в пункті *A* вона присутня. За допомогою суматорів спочатку з сигналу пункту *A* виділяється БП, яка потім в протифазі складається з сигналом пункту *A*, що і дозволяє виконати її компенсацію. Ця компенсація ґрунтується на кореляційному принципі і вимагає рівності амплітуд сигналів на відповідних входах пристроїв, забезпечення рівності проміжних частот, а також вирівнювання фазових затримок, тобто, як вказано в [78], необхідно використати схеми АРП, АПЧ і АПФ.

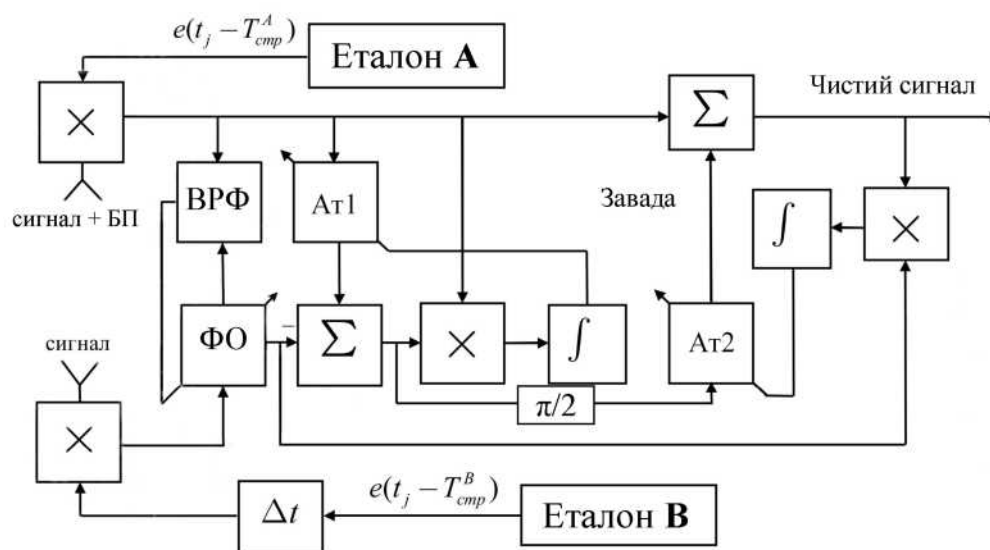


Рисунок 2.7– Спрощена структурна схема компенсатора БП

Функції цих схем можуть бути вирішені програмно-алгоритмічними методами, наприклад, застосування АРП еквівалентно використанню нормування відліків (вирівнювання сигналів в каналах), а також введенню амплітудних множників залежно від отриманого рівня сигналу, що не компенсується. АПЧ можна реалізувати шляхом зсуву спектру частот сигналу одного з пунктів з тим, щоб компенсувати нерівність частот гетеродинів в приймальних каналах пунктів. АПФ еквівалентна зсуву початкової фази одного сигналу відносно іншого. При цьому слід виходити з припущення, що взаємні неузгодження регульованих параметрів є функціями, що повільно міняються по відношенню до тривалості сигнальної вибірки (десятки мікросекунд), і за час формування вибірки є сталими величинами.

Таким чином, для розрахунку ВКФ сигналів СД, прийнятих в просторово-рознесених пунктах, використовуватимуться сигнали, вільні від БП.

2.2.3 Теоретичне обґрунтування методу компенсації багатопроменевості сигналу спільного джерела в частотній області[27]

Розроблено метод компенсації БП в частотній (спектральній) області аналізу сигналів [27, 34]. Для переходу в частотну область використовується відома операція перетворення Фур'є.

У результаті прямого дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) масивів сигнальних вибірок $U^B[i]$ і $U^A[i]$, які було записано в пунктах **B** та **A**, знаходяться реальні та уявні частки спектральних складових прийнятих сигналів СД [85, 98]

$$y^{A(B)}(j\omega, m) = \operatorname{Re}\{G^{A(B)}(j\omega, m)\} = \sum_{i=0}^{N-1} \left[u^{A(B)}(i) \cos \frac{mi}{N} + u_*^{A(B)}(i) \sin \frac{mi}{N} \right];$$

$$x^{A(B)}(j\omega, m) = \operatorname{Im}\{G^{A(B)}(j\omega, m)\} = \sum_{i=0}^{N-1} \left[-u^{A(B)}(i) \sin \frac{mi}{N} + u_*^{A(B)}(i) \cos \frac{mi}{N} \right],$$

де $m=0,1,\dots, N-1$ – кількість відліків ДПФ.

З використанням реальної та уявної частин комплексного перетворення Фур'є вираховуються миттєві амплітудно-частотні та фазочастотні спектри сигналів (АЧС і ФЧС):

$$|G^{A(B)}(j\omega, m)| = \sqrt{\left[\operatorname{Re}\{G^{A(B)}(j\omega, m)\} \right]^2 + \left[\operatorname{Im}\{G^{A(B)}(j\omega, m)\} \right]^2};$$

$$\varphi^{A(B)}(\omega, m) = \operatorname{arctg} \left[\operatorname{Im}\{G^{A(B)}(j\omega, m)\} / \operatorname{Re}\{G^{A(B)}(j\omega, m)\} \right].$$

При цьому на спектр сигналу СД, прийнятого в пункті **B**, накладається спектр багатопроменевої перешкоди, що умовно відображено на рис. 2.8. Наступним кроком є знаходження миттєвих АЧС і ФЧС багатопроменевої перешкоди в пункті **B**, для чого потрібно компенсувати сигнальну складову. Для цього використовуються масиви миттєвих АЧС і ФЧС сигнальних вибірок, отриманих в пункті **A**, після амплітудного нормування та вирівнювання різниці фаз.

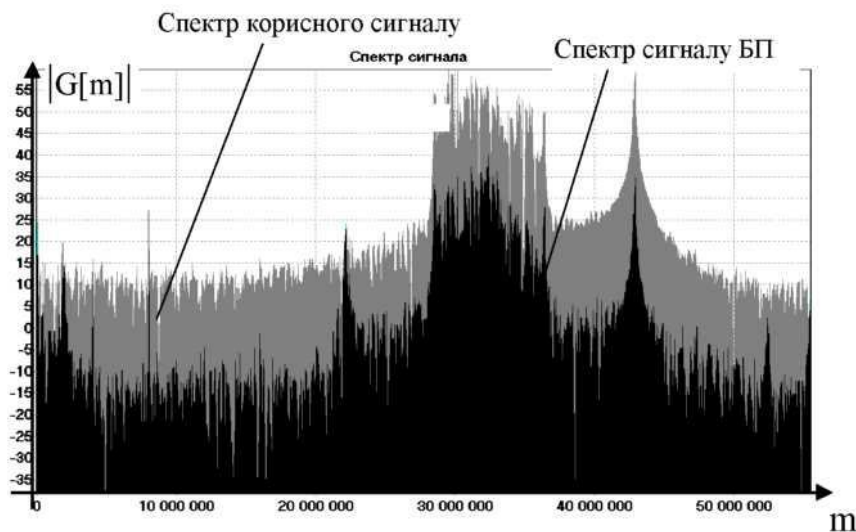


Рисунок 2.8– Спектр корисного сигналу (сірий колір), спектр перешкодового сигналу (чорний колір).

Використання співвідношень векторної алгебри дає [98]:

$$|G^{Bn}(j\omega, i)| = \sqrt{[G^B(j\omega, i)]^2 - [G^A(j\omega, i)]^2 + 2G^B(j\omega, i)G^A(j\omega, i)\cos(\pi/2 - \Delta\varphi^{AB}(\omega, i))};$$

$$\varphi^{Bn}(\omega, i) = \arcsin[G^A(j\omega, i)\sin(\pi/2 - \Delta\varphi^{AB}(\omega, i))/G^{Bn}(j\omega, i)].$$

Далі необхідно компенсувати перешкодову складову в сигналі пункту **B**:

$$|G^{Bm}(j\omega, i)| = \sqrt{[G^B(j\omega, i)]^2 - [G^{Bn}(j\omega, i)]^2 + 2G^B(j\omega, i)G^{Bn}(j\omega, i)\cos(\pi/2 - \Delta\varphi^{Bn}(\omega, i))};$$

$$\varphi^{Bm}(\omega, i) = \arcsin[G^{Bn}(j\omega, i)\sin(\pi/2 - \Delta\varphi^{Bn}(\omega, i))/G^{Bm}(j\omega, i)].$$

Отримані в результаті розрахунків дані дозволяють визначити реальні та уявні складові АЧС сигналу пункту **B**, в якому БП скомпенсовано:

$$\operatorname{Re}\{G^{Bm}(j\omega, i)\} = |G^{Bm}(j\omega, i)|\cos\varphi^{Bm}(\omega, i);$$

$$\operatorname{Im}\{G^{Bm}(j\omega, i)\} = |G^{Bm}(j\omega, i)|\sin\varphi^{Bm}(\omega, i).$$

Для отримання ВКФ сигнальних вибірок пунктів формується новий комплексний масив [85]:

$$[Z(k) = \operatorname{Re}\{G^A(k)\}\operatorname{Im}\{G^{Bm}(k)\}], k = 0, \dots, N-1$$

і виконується зворотнє перетворення Фур'є:

$$B(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Z(k) e^{j\frac{2\pi}{N}nk},$$

що дає початкові дані для подальшого інтерполяційного визначення часового положення максимумів ВКФ та статистичної обробки результатів звірень.

2.2.4 Розробка алгоритму компенсації багатопроменевості сигналу спільного джерела в частотній області [27]

Порядок компенсації багатопроменевого сигналу спільного джерела в частотній області можна умовно розділити на такі етапи рис. 2.9.

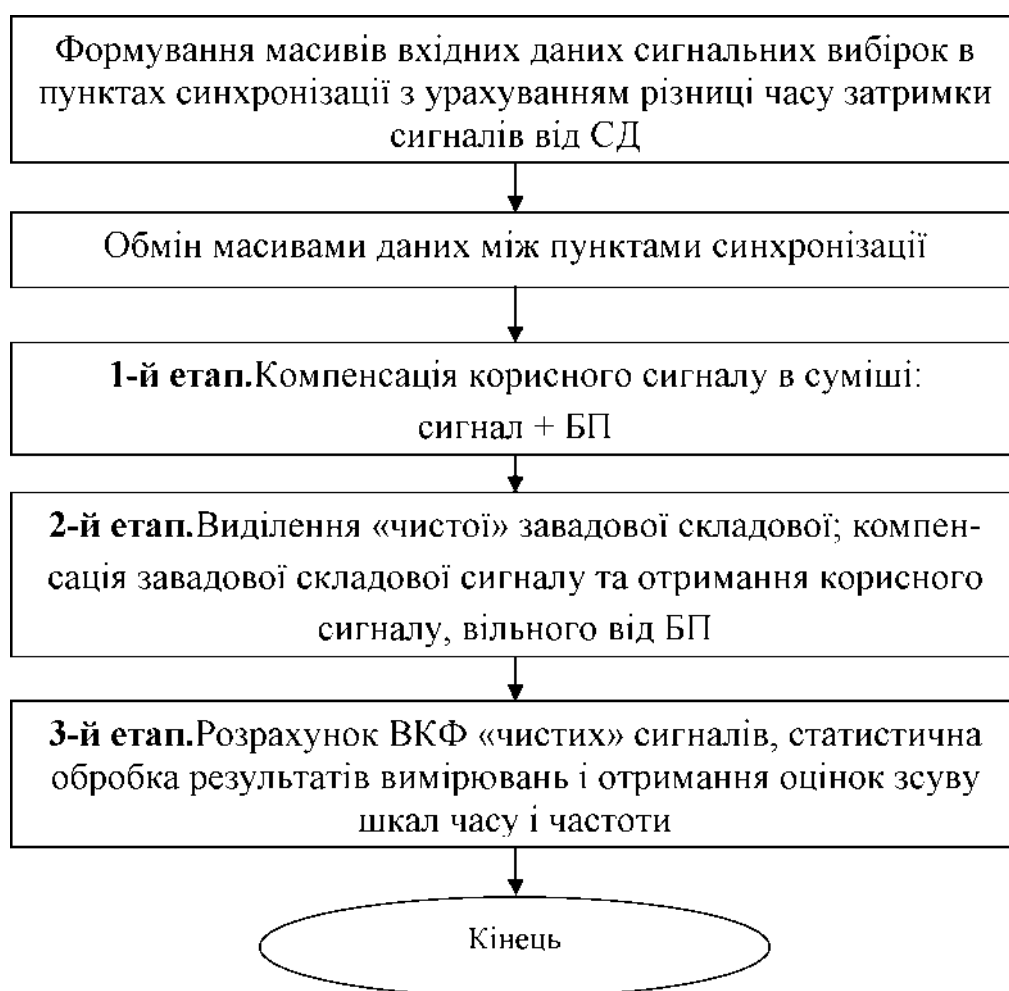


Рисунок 2.9–Етапи компенсації БП сигналу СД в частотній області

Відповідний алгоритм компенсації багатопроменевого сигналу спільного джерела в частотній області представлено на рис. 2.10.



Рисунок 2.10–Алгоритм компенсації БП сигналу СД в частотній області

Отже, щоб компенсувати багатопроменеву перешкоду в сигналі СД пункту **В** в частотній області, необхідно:

- визначити реальні та уявні частини спектральних складових прийнятих сигналів СД в пунктах **А** і **В**;
- обчислити миттєві АЧС і ФЧС цих сигналів;
- обчислити миттєві АЧС і ФЧС багатопроменевої перешкоди в пункті **В**;

- компенсувати БП в спектрі сигналу пункту **В**;
- розрахувати реальну і уявну складові АЧС сигналу пункту **В** при скомпенсованій БП;
- отримати комплексний масив для взаємної спектральної щільності потужності сигналів в пунктах і виконати операцію зворотного перетворення Фур'є.

Отриманий в результаті масив значень ВКФ сигналів використовується для порівняння шкал часу еталонів в пунктах. Для підвищення точності визначення часового положення максимумів ВКФ при формуванні масиву (2.17) здійснюється інтерполяція цих значень [21, 28].

У відповідності з алгоритмом рис. 2.10 вважаємо, що обробці підлягають вибірки сигналу СД, які передані з пункту **В** в пункт **А**. В пункті **В** сигнал СД має БП, в пункті **А** перешкода відсутня. Сигнальні вибірки оцифровані на проміжній частоті з урахуванням різниці затримки в часі приходу сигналів СД до пунктів синхронізації. Тобто, фази записаних сигналів попередньо вирівняні і залишкова різниця фаз спричинена розбіжністю еталонів в часі.

Структурно-алгоритмічна схема компенсації БП у спектральній області аналізу представлена на рис 2.11.

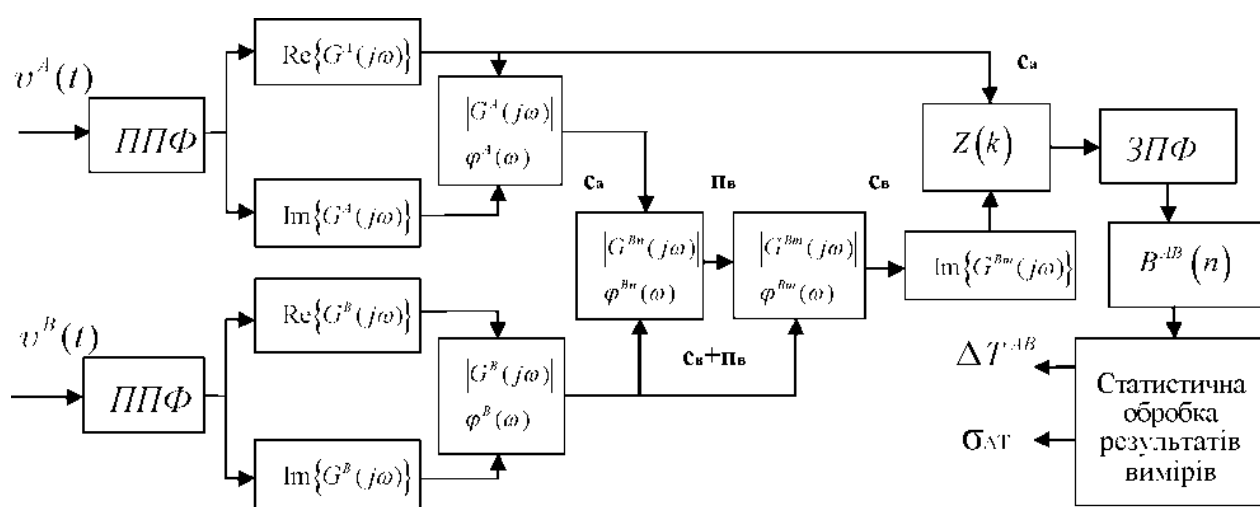


Рисунок 2.11– Структурно-алгоритмічна схема компенсації БП у спектральній області аналізу

Позначення на рис. 2.11 відповідають позначенням, використаним для опису математичної моделі методу компенсації БП у підр. 2.2.3. Також позначено ППФ – пряме перетворення Фур'є, ЗПФ – зворотне перетворення Фур'є. На схемі позначено $\mathbf{c}_{a(b)}$ – сигнал СД, прийнятий у відповідному пункті, \mathbf{p}_b – складова БП сигналу СД, яка діє в пункті **В**.

2.2.5. Визначення ефективності застосування системи компенсації багатопроменевого сигналу

Для визначення ефективності роботи компенсатора багатопроменевого сигналу скористаємося підходом, викладеним в [78, 81]. Щоб оцінити міру зменшення інтенсивності перешкоди когерентним компенсатором з квадратурними перетворювачами, порівняємо співвідношення ефективних потужностей корисного сигналу і перешкоди на виході ППЧ пристроїв з компенсатором і без компенсатора. При наявності корисного сигналу вважаємо, що він є детермінованим и на виході ППЧ основного приймача змінюється по закону $s_{cb}(t) = S_{cb} \cos(\omega_{res} t + \varphi_o)$. Тут S_{cb} , φ_o – амплітуда і початкова фаза напруги $s_{cb}(t)$. Крім того, припустимо, що напруга $u_{cb}(t)$ виникає в момент появи перешкодового сигналу

$$s_{ck}(t) = S_{ck} \cos(\omega_{np} t + \varphi_o + \varphi_k),$$

де $S_{ck} = b S_{cb}$, $b < 1$, φ_k – додатковий набіг фази сигналу в компенсаційному каналі.

При одночасній дії корисного і завадового сигналів напруга $u_{\Sigma}(t)$, як це виходить з рис. 1.7, дорівнює

$$s_{\Sigma}(t) = s_{cb}(t) + s_{nb}(t) + k_{y1} s_{ck}(t) + k_{y1} s_{nk}(t) + k_{y2} s_{ck\perp}(t) + k_{y2} s_{nk\perp}(t). \quad (2.23)$$

Тут $s_{ck\perp}(t) = S_{ck} \sin(\omega_{np} t + \varphi_o + \varphi_k)$ – напруга $s_{ck}(t)$, яка зсунута по фазі на $-0,5\pi$.

Коефіцієнти передачі k_{y1} і k_{y2} змінюються пропорційно напругам, що формуються кореляторами Кор.1 і Кор.2

$$k_{y1} = k_1 \{ [s_{ck}(t) + s_{nk}(t)] s_{\Sigma}(t) \}_{cp}, \quad k_{y2} = k_2 \{ [s_{ck\perp}(t) + s_{nk\perp}(t)] s_{\Sigma}(t) \}_{cp} \quad (2.24)$$

З використанням (2.23), (2.24) отримуємо

$$k_{y1} = k_1 \frac{\{s_{cb}(t)s_{ck}(t)\}_{cp} + \{s_{nb}(t)s_{nk}(t)\}_{cp}}{1 - k_1 \{s_{ck}^2(t)\}_{cp} - k_1 \sigma_{nk}^2}, \quad (2.25)$$

$$k_{y2} = k_2 \frac{\{s_{cb}(t)s_{ck\perp}(t)\}_{cp} + \{s_{nb}(t)s_{nk\perp}(t)\}_{cp}}{1 - k_2 \{s_{ck\perp}^2(t)\}_{cp} - k_2 \sigma_{nk}^2}.$$

Можна показати, що найбільш доцільним є режим роботи компенсатора при

$$k_1 \{s_{ck}^2(t)\}_{cp} + k_1 \sigma_{nk}^2 \gg 1, \quad k_2 \{s_{ck\perp}^2(t)\}_{cp} + k_2 \sigma_{nk}^2 \gg 1. \quad (2.26)$$

За цих умов на підставі формул (1.6), (2.25) знайдемо

$$s_{\Sigma}(t) = s_{cb}(t) + s_{nb}(t) - \frac{\{s_{cb}(t)[s_{cb}(t) - s_{ca}(t)]\}_{cp} + \{s_{nb}(t)s_{nk}(t)\}_{cp}}{\{s_{ck}^2(t)\}_{cp} + \sigma_{nk}^2} \times [s_{ck\perp}(t) + s_{nk\perp}(t)] \quad (2.27)$$

$$\times [s_{ck}(t) + s_{nk}(t)] - \frac{\{s_{cb}(t)[s_{cb\perp}(t) - s_{ca\perp}(t)]\}_{cp} + \{s_{nb}(t)s_{nk\perp}(t)\}_{cp}}{\{s_{ck\perp}^2(t)\}_{cp} + \sigma_{nk}^2}.$$

У відповідності з наведеними вище формулами співвідношення (2.27) після нескладних перетворень приймає вигляд:

$$s_{\Sigma}(t) = S_{cb} \frac{\sigma_{nk}^2 - b\sigma_{nb}\sigma_{nk}\rho \sin(\varphi_k + \Delta\psi)}{b^2\sigma_{cb}^2 + \sigma_{nk}^2} \cos(\omega_{np}t + \varphi_o) - \frac{b\sigma_{nb}\sigma_{nk}\rho S_{cb} \cos(\varphi_k + \Delta\psi)}{b^2\sigma_{cb}^2 + \sigma_{nk}^2} \times$$

$$\times \sin(\omega_{np}t + \varphi_o) +$$

$$+ \left\{ s_{nb}(t) - \frac{b\sigma_{cb}^2}{b^2\sigma_{cb}^2 + \sigma_{nk}^2} s_{nk}(t) \cos[\Delta\varphi(t) - \varphi_k] - \frac{\sigma_{nb}\sigma_{nk}\rho}{b^2\sigma_{cb}^2 + \sigma_{nk}^2} s_{nk}(t) \times \sin[\Delta\varphi(t) + \Delta\psi] \right\} \times$$

$$\times \cos[(\omega_{np}t + \varphi_o(t))] +$$

$$+ \left\{ \frac{b\sigma_{cb}^2}{b^2\sigma_{cb}^2 + \sigma_{nk}^2} s_{nk}(t) \sin[\Delta\varphi(t) + \varphi_k] + \frac{\sigma_{nb}\sigma_{nk}\rho}{b^2\sigma_{cb}^2 + \sigma_{nk}^2} s_{nk}(t) \cos[\Delta\varphi(t) + \Delta\psi] \right\} \times$$

$$\times \sin[(\omega_{np}t + \varphi_o(t))].$$

Тут $\sigma_{cb} = 0,5 S_{cb}^2$ і $\Delta\psi = \arctg(\rho_{nb} / \rho_{nk})$. (2.28)

Із (2.27) видно, що напруга $s_{\Sigma}(t)$ має складову

$$s_c(t) = S_{cb} \frac{\sigma_{nk}^2 - b\sigma_{nb}\sigma_{nk}\rho \sin(\varphi_k + \Delta\psi)}{b^2\sigma_{cb}^2 + \sigma_{nk}^2} \cos(\omega_{np}t + \varphi_o), \quad (2.29)$$

яка змінюється у часі так само, як і корисний сигнал $s_{co}(t)$ на виході ППЧ основного приймача, а також складову

$$s_{n\Sigma}(t) = s_c(t) + s_{\Sigma}(t), \quad (2.30)$$

яка є перешкодою.

Аналіз виразів (2.27)–(2.30) дозволяє зробити наступні висновки.

Якщо компенсаційний канал не реагує на корисний сигнал, то напруга $s_c(t)$ виявляється рівною корисному сигналу $s_{cb}(t) = S_{cb} \cos(\omega_{np}t + \varphi_o)$, який формується на виході ППЧ основного приймача. За цих самих умов

$$s_{n\Sigma}(t) = s_{nb}(t) \cos[\omega_{np}t + \varphi_o(t)] - \rho s_{nb}(t) \sin[\omega_{np}t + \varphi_o(t) + \Delta\varphi(t) + \Delta\psi].$$

Звідси витікає, що корисний сигнал $s_{cb}(t)$ при $b=0$ залишається спотвореним завадами, якщо $\Delta\varphi \neq 0$ і коефіцієнт кореляції $\rho \neq 1$. Якщо ж $\rho = 1$, що призводить до рівняння $\Delta\psi = 0,5\pi$, і одночасно виконується умова $\Delta\varphi = 0$, що еквівалентно ідентичності фазочастотних характеристик основного і компенсаційного каналів, $s_{n\Sigma}(t) = 0$ в будь-який момент часу, в такому разі забезпечується ідеальна компенсація перешкод. Якщо ж перешкоди в основному і компенсаційному каналах не корельовані ($\rho = 0$), пристрій компенсації практично не впливає на напругу перешкод.

Роботу пристрою з компенсатором визначатимемо на основі співвідношень

$$s_c(t) = S_{cb} \frac{a\sigma_{nb}(a-b)}{b^2\sigma_{cb}^2 + a^2\sigma_{nb}^2} \cos(\omega_{np}t + \varphi_o), \quad (2.31a)$$

$$s_{n\Sigma}(t) = \frac{\sigma_{cb}^2 b(b-a)}{b^2 \sigma_{cb}^2 + a^2 \sigma_{nb}^2} s_{nb}(t) \cos[\omega_{np} t + \varphi_o(t)], \quad (2.316)$$

які отримані з (2.26-2.30) за умови $b \neq 0$, $\Delta\varphi = 0$, $\rho = 1$, $\varphi_k = 0$ и $\Delta\psi = 0,5\pi$.

Якщо компенсатор відсутній, то напруги $s_{co}(t)$ і $s_{no}(t)$ корисного сигналу і перешкоди на виході ППЧ приймача дорівнюють

$$s_{cb}(t) = S_{cb} \cos(\omega_{np} t + \varphi_o); \quad s_{nb}(t) = S_{nb} \cos[\omega_{np} t + \varphi_o(t)],$$

а їх ефективні потужності відповідно пропорційні дисперсіям їх напруги σ_{cb}^2 і σ_{nb}^2 . Відношення σ_{cb}^2 до σ_{nb}^2 позначимо символом q_{cn} .

За наявності компенсатора ефективна потужність корисного сигналу пропорційна середньому значенню σ_c^2 – квадрата напруги $s_c(t)$, яке, як це витікає з формули (2.31), дорівнює

$$\sigma_c^2 = \sigma_{cb}^2 \frac{a^2 \sigma_{nb}^4 (a-b)^2}{(b^2 \sigma_{cb}^2 + a^2 \sigma_{nb}^2)^2}.$$

Ефективна потужність перешкод в пристрої з компенсатором пропорційна дисперсії $\sigma_{n\Sigma}^2$ напруги $s_{n\Sigma}(t)$. На підставі (2.31) знаходимо

$$\sigma_{n\Sigma}^2 = \sigma_{nb}^2 \frac{b^2 \sigma_{cb}^4 (a-b)^2}{(b^2 \sigma_{cb}^2 + a^2 \sigma_{nb}^2)^2}.$$

Тому

$$q_{ck} = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_{n\Sigma}^2} = \frac{a^2 \sigma_{nb}^2}{b^2 \sigma_{cb}^2} = \frac{a^2}{b^2 q_{cn}}; \quad q = \frac{q_{ck}}{q_{cn}} = \frac{a^2}{b^2 q_{cn}^2},$$

які можна використати для побудови графічних залежностей.

При ідентичних фазочастотних характеристиках основного і компенсаційного приймачів, коли $\Delta\varphi(t) = \varphi_k = 0$, рівень напруги перешкод виявляється незначним. За цих умов $s_{nb}(t) = s_{nk}(t)$ і $b \ll 1$. Тому

$$s_{c\Sigma}(t) = (1 - \rho \sin \Delta\psi) u_{nb}(t) \cos[\omega_{np}t + \varphi_o(t)] + \rho s_{nb}(t) \cos \Delta\psi \sin[\omega_{np}t + \varphi_o(t)]. \quad (2.32)$$

Коли $\rho = 1$ і $\Delta\psi = 0,5\pi$, здійснюється повна компенсація перешкод.

Таким чином, висока якість компенсації перешкод і незначне послаблення детермінованого корисного сигналу в пристроях когерентної компенсації з квадратурними перетворювачами забезпечуються за наступних умов: малій потужності корисного сигналу, що поступає в компенсаційний приймач, ідентичних амплітудно-частотних і фазово-частотних характеристиках ППЧ основного і компенсаційного приймачів і рівності одиниці коефіцієнта взаємної кореляції перешкодових сигналів, які діють на вході ППЧ основного і компенсаційного приймачів.

Якщо корисний сигнал змінюється в часі випадковим чином і не корельований з перешкодами, то можна отримати співвідношення, аналогічні (2.26-2.30), - (2.31, 2.32), тобто відносно компенсації перешкод і відтворення корисного сигналу дійти тих же висновків, що і при розгляді питання про дію радіоперешкод спільно з детермінованим корисним сигналом.

2.3 Алгоритмічні методи підвищення точності частотно-часової синхронізації просторово-рознесених еталонів (стандартів) часу та частоти при використанні сигналів спільного джерела

2.3.1 Застосування методів математичної інтерполяції для знаходження часового положення максимумів взаємокореляційної функції прийнятих сигналів [21, 28]

При цифровій обробці результатів вимірювань вихідні дані представляють собою послідовність дискретних відліків, що є результатом аналого-цифрового перетворення безперервного вхідного сигналу. При цьому похибки синхронізації, які пов'язані з помилками дискретизації за часом і квантування за рівнем, докладно розглянуті в літературі [85, 99]. Вважаємо, що отримані з виходу АЦП дискретні значення точно відповідають значенням безперервного сигналу і завдання полягає у відновленні проміжних значень масиву, які знаходяться між дискретними відліками, бо знайдене значення може не збігатися з наявними значеннями. Для виконання даної операції використовують інтерполяцію поліномом, тобто опис масиву даних у вигляді безперервної функції $f(t)$. Залежно від виду інтерполюючої функції і припустимої похибки подання застосовується лінійна інтерполяція, інтерполяція поліномами, тригонометричними функціями та ін. [100]. Найменші обчислювальні витрати забезпечує лінійна інтерполяція. Для пошуку проміжних значень між інтервалами використовується функція виду

$$f(t) = a \cdot t + b ,$$

де a і b – поліноміальні коефіцієнти, які визначаються із співвідношень:

$$a = \frac{f(t_{i+1}) - f(t_i)}{t_{i+1} - t_i} ; b = \frac{t_{i+1}f(t_i) - t_i f(t_{i+1})}{t_{i+1} - t_i} .$$

Таким чином, рівняння лінійної інтерполяції має вигляд:

$$f(t) = \frac{f(t_{i+1}) - f(t_i)}{t_{i+1} - t_i} \cdot t + \frac{t_{i+1}f(t_i) - t_i f(t_{i+1})}{t_{i+1} - t_i}.$$

Однак лінійна інтерполяція має істотний недолік – високу похибку обчислень на нелінійних ділянках.

Більш точним методом пошуку проміжних значень є використання інтерполяції степеневими поліномами. Функція степеневого полінома

$$f(t_i) = a_n t^n + a_{n-1} t^{n-1} + a_{n-2} t^{n-2} + \dots + a_1 t + a_0,$$

де n – степінь полінома;

a_n – степеневий поліноміальний коефіцієнт.

Як правило, степінь полінома визначають із співвідношення $n \leq i - 1$, де i – кількість дискретних відліків. Пошук степеневих коефіцієнтів a_n зводиться до вирішення системи рівнянь:

$$\begin{cases} f(t_i) = a_n t_i^n + a_{n-1} t_i^{n-1} + a_{n-2} t_i^{n-2} + \dots + a_1 t_i + a_0 \\ f(t_{i-1}) = a_n t_{i-1}^n + a_{n-1} t_{i-1}^{n-1} + a_{n-2} t_{i-1}^{n-2} + \dots + a_1 t_{i-1} + a_0 \\ \dots \\ f(t_1) = a_n t_1^n + a_{n-1} t_1^{n-1} + a_{n-2} t_1^{n-2} + \dots + a_1 t_1 + a_0 \end{cases}.$$

Таким чином, підставляючи значення дискретних відліків $f(t_i)$ і t_i , дана система рівнянь стає лінійною і вирішується будь-яким зручним способом. Найбільш оптимальним є матричний метод Гаусса [101].

У разі, коли змінна величина має гармонійний характер, найкращим є використання інтерполяції тригонометричними функціями. Цей метод так само відомий як інтерполяція поліномом Фур'є. Масив значень описується у вигляді функції:

$$f(x) = \sum_{k=0}^n \left(a_k \cdot \sin \frac{2\pi t}{T} + b_k \cos \frac{2\pi t}{T} \right),$$

де T – період повторення значень в масиві, а значення a_k і b_k знаходяться за формулами:

$$a_k = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cos \frac{2\pi tk}{T} dt = \sum_{i=1}^n f(t_i) \cos \frac{2\pi t_i k}{T};$$

$$b_k = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \sin \frac{2\pi tk}{T} dt = \sum_{i=1}^n f(t_i) \sin \frac{2\pi t_i k}{T}.$$

Для гармонійних функцій також доцільно використовувати sinc-інтерполяцію. Sinc-інтерполяція по суті є способом повного відновлення сигналу за теоремою Котельникова. Сінс полягає в наступному – кожен дискретний відлік розглядається як незалежний прямокутний імпульс і масив дискретних відліків представляється у вигляді функції [102]:

$$S(t) = \sum_i f(x_i) \cdot \frac{\sin(w_d(t - x_i))}{\pi \cdot w_d(t - x_i)}.$$

При використанні ВКО даний етап обробки полягає у відновленні безперервності ВКФ і в залежності від апріорі відомого її виду вибирається найбільш відповідна інтерполююча функція. Одним з можливих варіантів подальшого пошуку максимуму функції є пошук заданої точки по логічному принципу. Тобто послідовно перебирається масив точок за наступним алгоритмом (рис. 2.12).

Однак даний метод займає багато обчислювального часу і його результат не завжди є задовільним, так як вибір максимуму прив'язується до кожного нового результату відповідно до кроку перебору значень.

Більш швидкий, зручний і точний спосіб – це спосіб пошуку екстремальних точок. Після знаходження значень інтерпольованої функції прирівнюється нулю її перша похідна і методом підстановки вибирається максимальне значення ВКФ [103]. Апріорі, знаючи порядок рівняння, попередньо складається і вирішується система лінійних рівнянь їх похідних. Таким чином, алгоритм пошуку максимуму виглядає, як наведено нарис. 2.13.

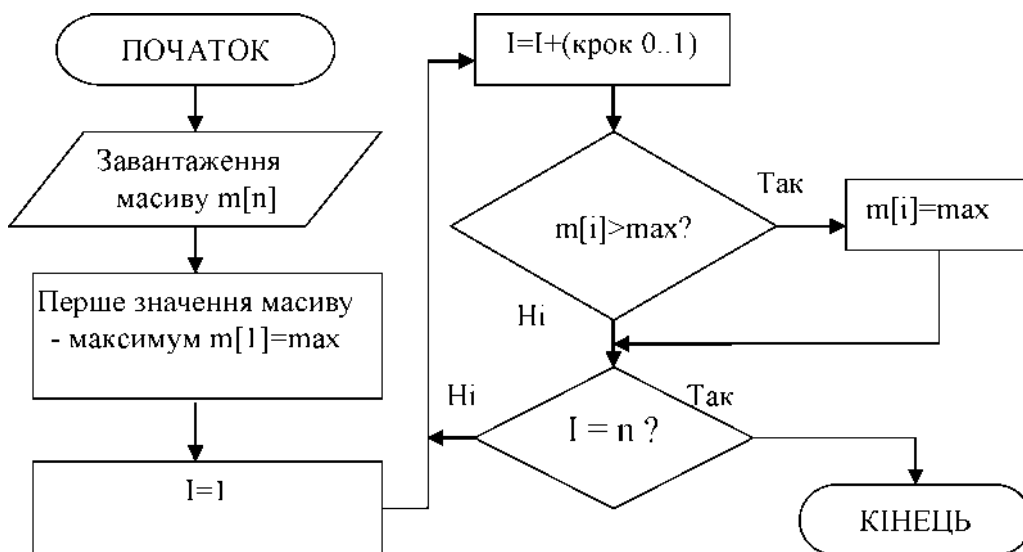


Рисунок 2.12–Алгоритм пошуку грубого максимуму

Якщо функція дзеркальна щодо максимуму і має лінійні ділянки, то найпростішим і швидким способом обчислення є пошук симетричних точок на лінійних ділянках щодо однієї осі і обчислення середнього значення щодо іншої осі, як показано на рис. 2.14.

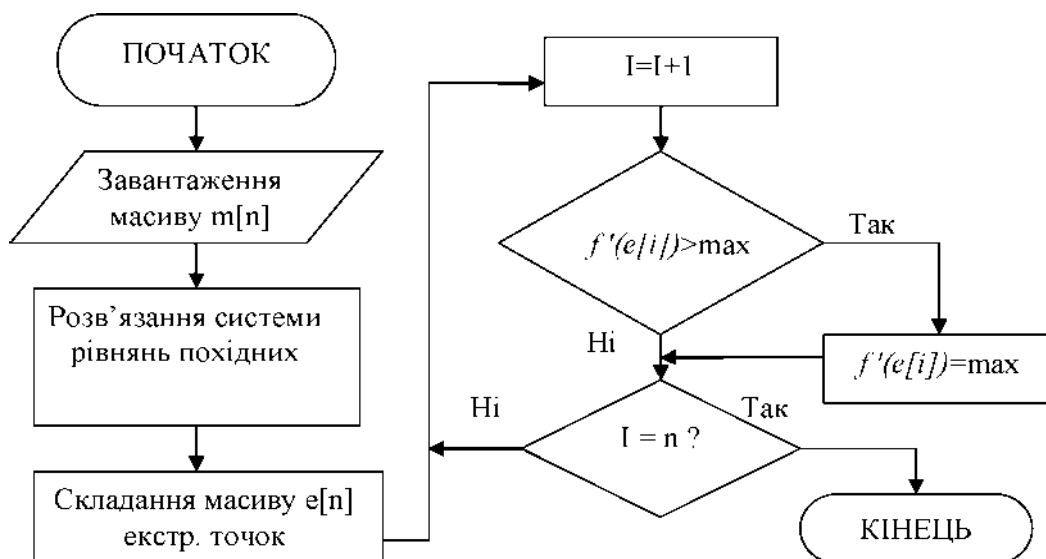


Рисунок 2.13 – Алгоритм пошуку максимуму через екстремум

Лінійною вважається та ділянка, на якій відбувається найбільша зміна амплітуди за один дискретний період. Алгоритм представлений на рис. 2.15.

Якщо функція не симетрична щодо максимуму, то використовується більш складний метод пошуку уточненого значення. Одним з таких методів є метод половинчастого поділу (дихотомії), який дозволяє отримати результат з наближенням ϵ [104].

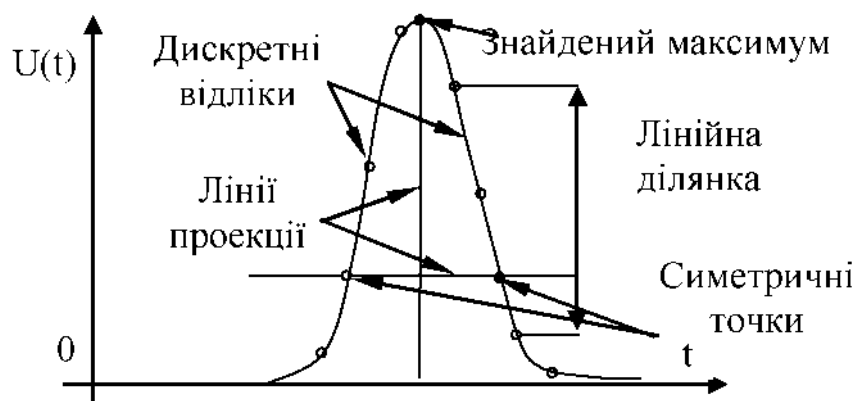


Рисунок 2.14 – Графічна ілюстрація пошуку максимуму

На початковому етапі методу дихотомії вибираються дві точки поблизу грубого максимуму між дискретними відліками. Підставляючи обидві точки в інтерпольовану функцію, визначається максимальне значення. Після чого відрізок в області нової точки ділиться ще навпіл.

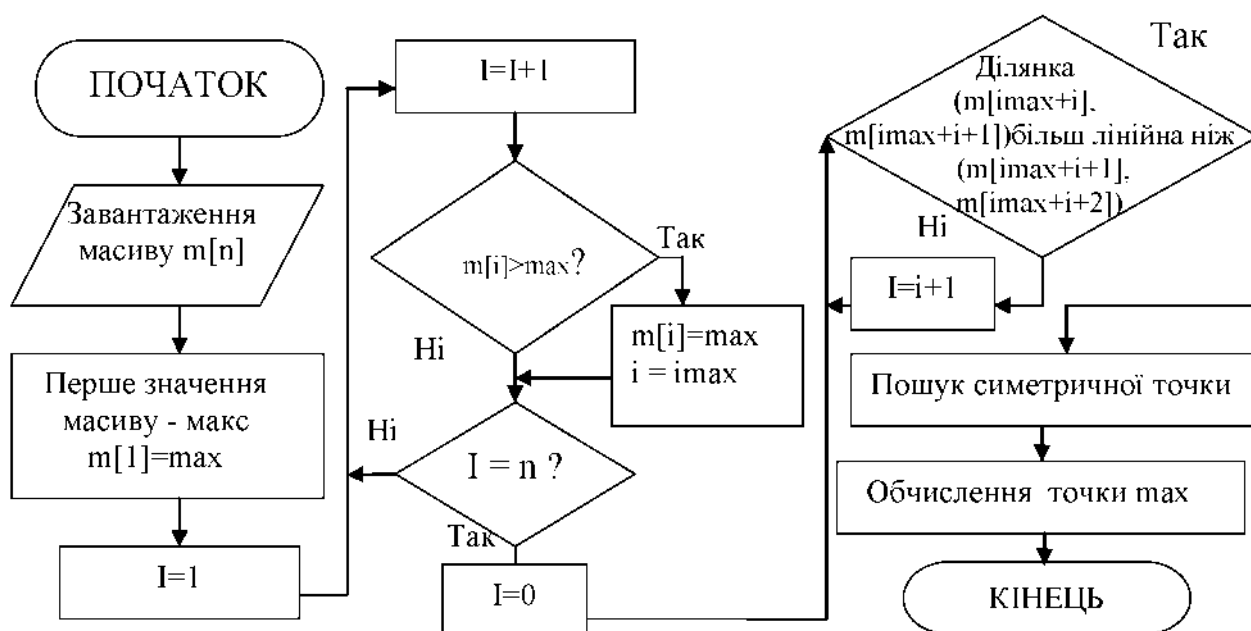


Рисунок 2.15 – Алгоритм обчислення точки максимуму на лінійній ділянці

Цей цикл повторюється з заданою кількістю раз до отримання бажаної точності наближення ε . Графічне пояснення методу дихотомії представлено на рис. 2.16.

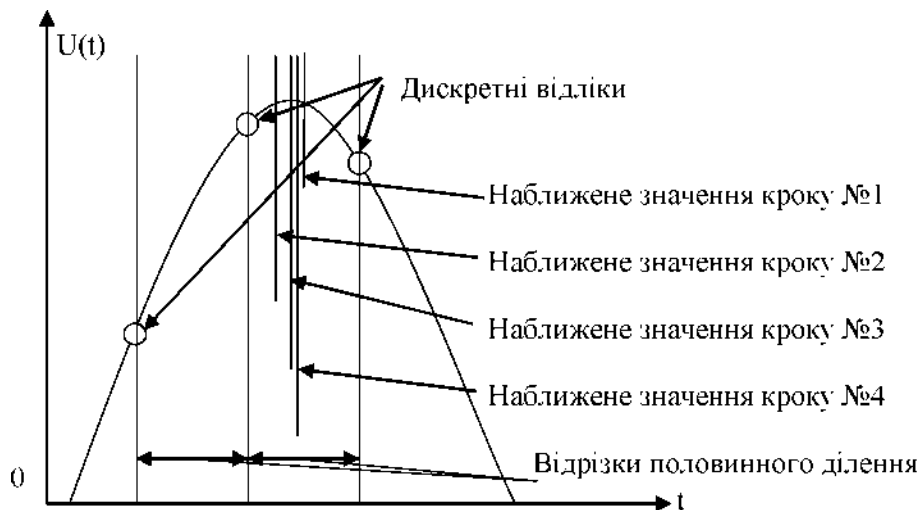


Рисунок 2.16 – Графічне пояснення реалізації алгоритму дихотомії

На рис. 2.17 наведено алгоритм, який реалізує метод дихотомії.

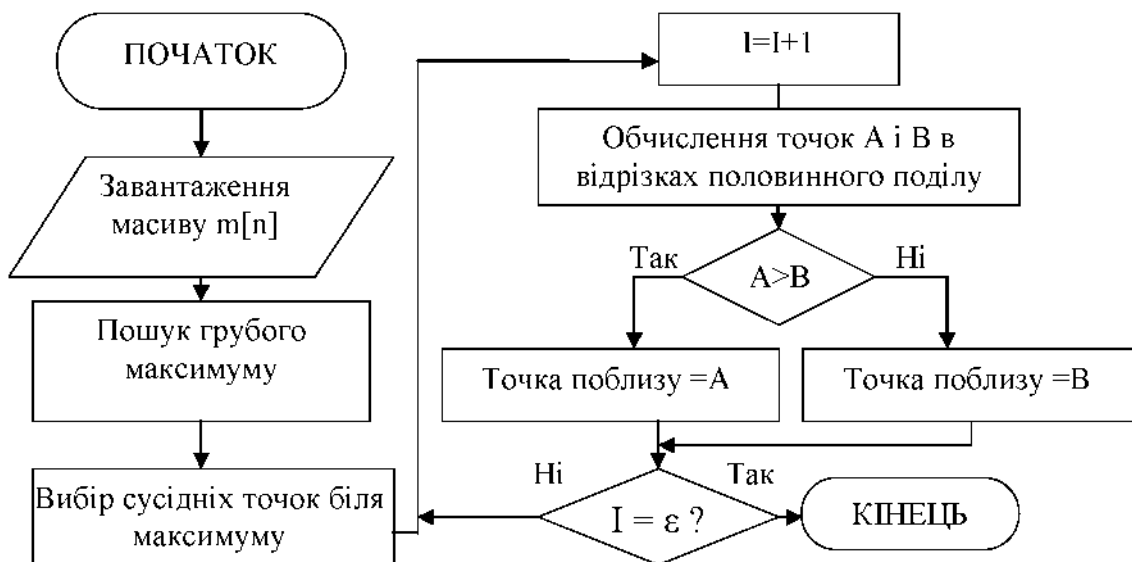


Рисунок 2.17 – Алгоритм реалізації методу дихотомії

Існують і інші алгоритми пошуку уточнених значень, подібних дихотомії, а саме метод хорд і метод потрійного перетину. Перспективним є застосування еволюційних алгоритмів, одним з яких є алгоритм бджолиного рою.

2.3.2 Застосування алгоритму бджолиного рою для пошуку максимуму взаємкореляційної функції прийнятих сигналів спільного джерела [21, 28]

Для підвищення ефективності пошуку максимуму функції перспективно використовувати новий напрямок алгоритмів в штучному інтелекті – еволюційні алгоритми [105]. В даному напрямку існує кілька видів алгоритмів: генетичні алгоритми, еволюційні стратегії та ін. Ці алгоритми не мають чіткого математичного обґрунтування, запозичені безпосередньо з наук, які вивчають природні явища (генетика, біологія та ін.).

Для пошуку уточнених значень часового положення максимумів ВКФ сигналів СД, прийнятих в пунктах синхронізації, ефективно застосовувати один з алгоритмів еволюційних стратегій – алгоритм бджолиного рою [21, 28].

Кожна бджола в рої розглядається як частка або агент [106]. Всі частинки рою діють індивідуально відповідно до єдиного керуючого принципу: рухатися в напрямку найкращої персональної і найкращої глобальної позиції (максимум функції), постійно перевіряючи значення поточної позиції. Спочатку агенти розташовуються на відрізку у випадковому порядку. Далі кожен з агентів змінює своє місце розташування зі швидкістю v , яка визначається за формулою:

$$g_n^{i+1} = p \cdot g_n^i + c_1 \cdot \Omega_1(g_n - x_n) + c_2 \cdot \Omega_2(g_n - x_n),$$

де i – кількість кроків пошуку;

n – номер агента;

g_n^i – швидкість агента (бджоли);

p – інерційна вага (це число, яке знаходиться в інтервалі $[0, 1]$) та відображає, якою мірою бджола зберігає свою початкову швидкість);

g_n, x_n – значення координати n відповідно для персональної найкращої позиції бджоли і для глобальної найкращій позиції всього рою;

Ω_1, Ω_2 – випадкові величини в діапазоні $[-1, 1]$;

c_1 – ваговий коефіцієнт, що визначає, який вплив на бджолу надає її положення щодо персональної кращої позиції;

c_2 – ваговий коефіцієнт, що визначає, який вплив на бджолу надають інші агенти бджолиного рою [107].

Залежно від кількості агентів і кроків обчислень визначається точність і швидкодія даного алгоритму (рис. 2.18).

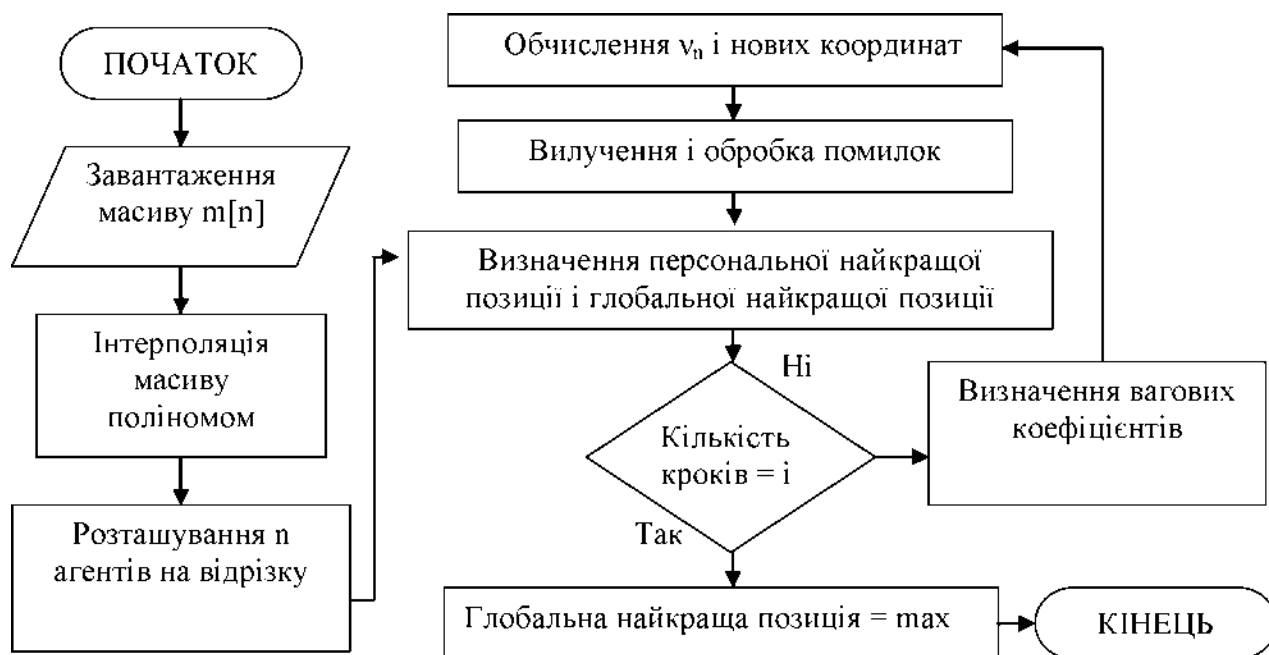
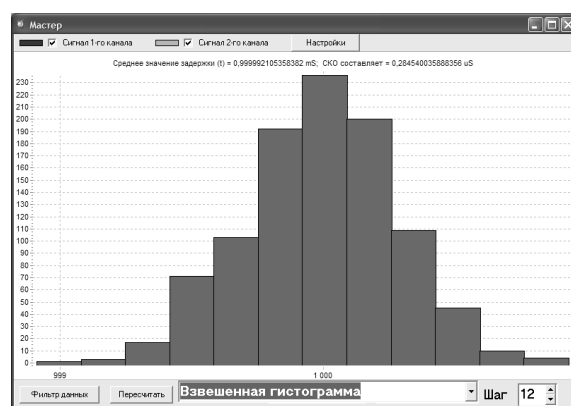
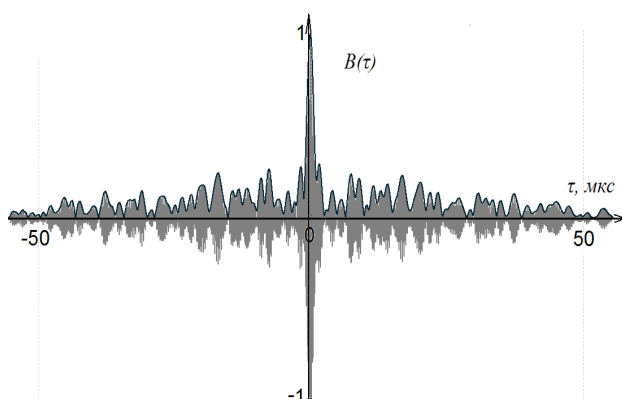


Рисунок 2.18 – Алгоритм бджолиного рою

Маючи апріорну інформацію про характер ВКФ сигналів СД можна вибрати вид інтерполяції, що забезпечує мінімальну похибку відновлення, а також визначити алгоритм пошуку максимуму функції. Зменшення обчислювальних витрат при пошуку оціночних значень може бути досягнуто за рахунок використання апріорної інформації про часове положення максимуму ВКФ. Якщо вирішується завдання поточного уточнення величини зсуву шкал, то в такому ви-

падку аналізується не вся часова вибірка, а тільки її фрагмент, в якому достовірно знаходиться максимум функції.

У якості прикладу на рис. 2.19а приведена ВКФ двох радіоімпульсів. Грубе визначення часового положення максимуму в цьому випадку проводиться за обвідною ВКФ і для відновлення обвідної застосовується лінійна інтерполяція.



а – ВКФ двох сигнальних вибірок

б – Розподіл результатів вимірів

Рисунок 2.19 – Графічне відображення результатів обробки вимірів зсуву шкал еталонів часу та частоти

Подальше уточнення відбувається в районі грубої оцінки по відновленому фрагменту радіочастотного заповнення, для чого вже використовується Sinc-інтерполяція або інтерполяція гармонійними функціями.

В результаті статистичної обробки всіх отриманих реалізацій формується масив даних, який також має графічне відображення у вигляді гістограми (рис. 2.19б) та розраховується СКВ.

2.3.3. Програмна реалізація алгоритму статистичної обробки результатів звірення шкал часу та частоти

Щоб оцінити зсув шкал часу між пунктами А і В, необхідно зафіксувати сигнал СД в цих пунктах відносно власних шкал часу. ВКО сигналів СД, при-

йнятих в кожному з пунктів синхронізації з прив'язкою до своєї шкали, дає часовий зсув максимуму ВКФ, який залежить від різниці затримки сигналів і відносного зсуву шкал часу в пунктах [65].

Для вирішення цієї задачі розроблено програмне забезпечення (ПЗ) "master", написане на Free Pascal в середовищі розробки Lazarus, аналогу Delphi [108]. На відміну від Delphi, середовище Lazarus дозволяє виконувати кросплатформенну компіляцію, що сприяє підвищенню її ефективності на високопродуктивних операційних системах (Linux, BSD, Solaris, MacOS і ін). Загальний алгоритм роботи програми наведено на рис.2.20.



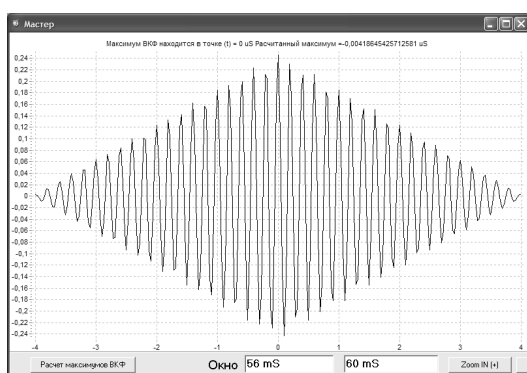
Рисунок 2.20 – Алгоритм роботи програми "master"

Вихідні дані для програмного забезпечення «master» формуються за допомогою двоканального цифрового осцилографа або аналого-цифрового перетворювача, сполученого з персональною ЕОМ. ПО виконує ВКО збережених ма-

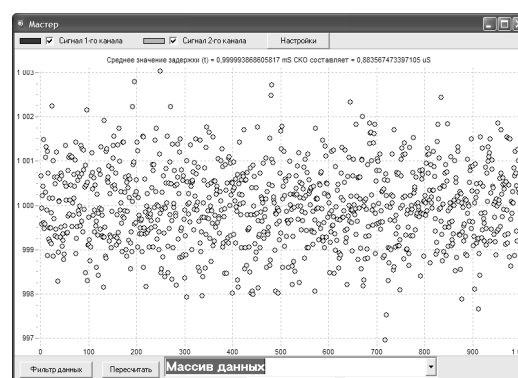
сивів даних, формує масив значень часових зсувів максимумів ВКФ і проводить їх подальшу статистичну обробку[21, 28].

В якості прикладу на рис. 2.21а показана ВКФ фрагментів двох гармонійних сигналів, а на рис. 2.21б – графічне зображення масиву уточнених значень часового положення максимумів ВКФ (величини зсуву шкал часу) за результатами обробки серії з 500 вимірів.

Для підвищення точності обчислення часового положення максимуму ВКФ необхідно вирішити задачу інтерполяції. У даній програмі використовуються два види інтерполяції: інтерполяція кусково-кубічними функціями (метод Акіма) і sinc-інтерполяція, яка є повноцінним відновленням сигналу по теоремі Котельникова [109].



а – Результат ВКО 2-х сигналів



б – Масив істинних значень ВКФ

Рисунок 2.21– Графічне відображення результатів роботи програми "master"

При використанні методу Акіма прогнозований часовий відрізок, в якому знаходиться максимум, інтерполюється функцією виду:

$$x(t) = ax_i^3 + bx_i^2 + cx_i + d,$$

де $x(t)$ – дискретні відліки;

a, b, c, d – степеневі коефіцієнти.

При використанні *Sinc*-інтерполяції на ділянці, в якій знаходиться максимум (для меншого обсягу обчислень), береться кількість відліків у відповідності з теоремою Котельникова:

$$x(t) = \sum_i x(t_i) \cdot \sin\left(\frac{\omega_d}{2}(t-t_i)\right) / \left(\frac{\omega_d}{2}(t-t_i)\right),$$

де $x(t)$ – дискретні відліки;

ω_d – частота дискретизації;

t – часова протяжність дискретного відліку.

Метод Акіма застосовується у випадку, коли частота вимірюваного сигналу наближається до частоти дискретизації, коректні результати дає *Sinc*-інтерполяція.

Знаходження уточненого положення максимумів ВКФ може виконуватися двома способами – шляхом визначення екстремумів функції або методом половинного поділу (дихотомії). Щоб знайти екстремум, необхідно взяти похідну функції і прирівняти її до нуля $x'(t) = 0$. Недоліком цього способу є те, що екстремальні точки можуть знаходитись поза межами відрізка, де виконується пошук максимуму. У цьому випадку для вірного обчислення використовується метод дихотомії, або алгоритм бджолиного рою [104-107].

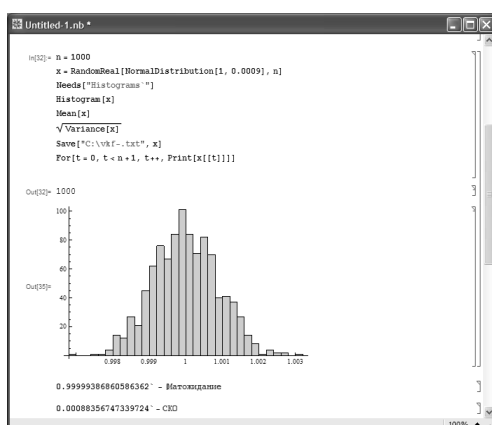
Наступним кроком є статистична обробка – знаходження значень математичного очікування і СКП зсуву шкал часу за відомими формулами [110-115]. Обчислюється математичне очікування часового положення максимумів ВКФ і відображається у вигляді графіка або гістограми.

Для перевірки точності результатів обчислення проведено моделювання різних законів розподілу та інтеграція їх в програму. Для моделювання використовувався пакет Wolfram Mathematica 6.0. Результати моделювання наведені на рис. 2.22. У даній моделі генерується масив даних положення максимуму ВКФ, який підпорядковується нормальному закону розподілу. В результаті обробки масиву отримані вихідні дані математичного очікування і СКП з точніс-

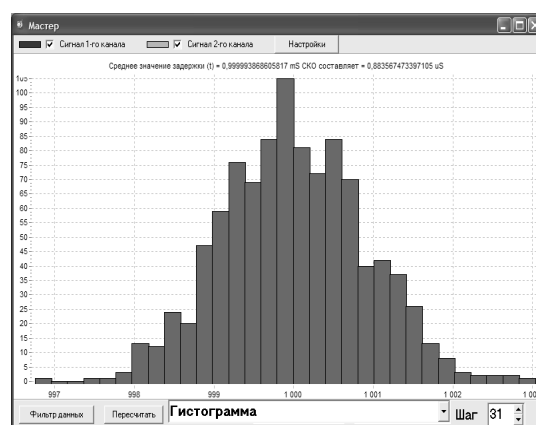
тю до 9-го знаку. Отже, при тривалості вибірки менше 1 мкс, обчислювальна похибка визначення часового положення максимуму ВКФ не перевищує 1 пс.

Таким чином, розроблене ПЗ «master» дозволяє здійснювати статистичну обробку результатів вимірювань зсуву шкал часу при реалізації ПМЗО з виведенням інформації в наочній графічній формі.

Спільне застосування методів компенсації БП та методів математичної інтерполяції для високоточного визначення часового положення максимуму ВКФ прийнятих сигналів СД та статистичної обробки результатів вимірювань дозволяє реалізувати комбінований метод підвищення точності частотно-часової синхронізації, який поєднує переваги та можливості зазначених методів.



а – Модель масиву значень ВКФ



б – Гістограма значень ВКФ

Рисунок 2.22 – Графічне відображення результатів моделювання нормального закону розподілу результатів вимірів зсуву шкал часу та частоти еталонів

Висновки по 2 розділу

1. В якості теоретичної основи БПСС використовується байєсівська методологія вирішення задачі оптимального оцінювання випадкового параметра (дискретних значень випадкового параметра), яким є значення часового положення прийнятих сигналів при обробці отриманих масивів даних на підставі

апріорного розподілу значень параметру і вибору функції втрат. З використанням байєсівського підходу синтезовано структуру оптимального вимірювача, що реалізує ПМЗО в БПСС.

2. Особливості реалізації ПМЗО дозволяють модифікувати відомі підходи в питаннях компенсації БП. Певні ускладнення викликані тим, що параметри сигналу СД неможливо видозмінити (адаптувати) під умови перешкодової обстановки, оскільки джерело корисного сигналу не підконтрольне споживачам у БПСС. Також слід враховувати, що БП має ту ж тривалість, що і корисний сигнал, зосереджена в тій же смузі частот і, як правило, є частково корельованою з основним сигналом. Амплітуда БП може бути лише в 2 рази нижча від амплітуди основного сигналу, що є неприйнятним для виконання високоточного звірення мір часу та частоти. Тому необхідно здійснювати заходи щодо компенсації перевідбитих сигналів СД.

3. В ході виконаних теоретичних досліджень обґрунтовано можливість компенсації багатопроменевості сигналу СД при її відсутності в одному з пунктів, що синхронізуються. Тут слід виходити з припущення про те, що багатопроменевість не може одночасно бути присутньою у всіх пунктах, що синхронізуються.

4. Реалізований модифікований принцип "когерентної" компенсації. Модифікація стала можливою при рознесеному прийомі за рахунок виділення в одному з приймальних пунктів корисного сигналу, вільного від багатопроменевості, з подальшим виділенням перешкодової складової, зумовленої багатопроменевим прийомом. Розглянуті варіанти одноканальної і багатоканальної побудови компенсатора.

5. Отримані аналітичні вирази для визначення компенсуючої і результуючої напруги квадратурного компенсатора при гармонійному вхідному сигналі з урахуванням особливостей багатопозиційного прийому сигналу СД у БПСС.

6. Розроблені методи компенсації та математичні моделі компенсаторів БП в БПСС для часової та спектральної області аналізу та комбінований метод під-

вищення точності частотно-часової синхронізації, який базується на поєднанні методів компенсації БП та методів математичної інтерполяції дискретизованих вихідних сигналів цифрового корелятора.

7. Для оцінки ефективності компенсації БП використаний відомий підхід для визначення ефективності зниження інтенсивності перешкоди по бічній пелюстці діаграми спрямованості. Застосування вказаного підходу з урахуванням особливостей побудови БПСС дозволяє виробити наступні рекомендації:

- повинна забезпечуватися ідентичність амплітудно-частотних і фазо-частотних характеристик приймальних трактів пунктів, що синхронізуються;
- необхідно забезпечувати мінімальне значення залишкової потужності корисного сигналу у виділеному сигналі БП;
- необхідно виконувати умову, щоб коефіцієнт взаємної кореляції сигналів СД, що формуються на виходах приймальних трактів пунктів, максимально наближався до одиниці.

Використання запропонованих методів компенсації БП можливе і в інших багатопозиційних системах, що приймають ідентичні корисні сигнали, якщо в одному з приймальних пунктів БП відсутня.

Шляхом математичного моделювання здійснено перевірку роботоздатності алгоритму статистичної обробки результатів звірення шкал часу та частоти. В результаті обробки сформованого числового масиву отримані вихідні дані математичного очікування і СКП з точністю до 9-го знаку. Отже, при тривалості вибірки 1 мкс обчислювальна похибка визначення часового положення максимуму ВКФ не перевищує 1 пс, що свідчить про можливість високоточного вимірювання зсуву шкал просторово-рознесених мір часу та частоти.

РОЗДІЛ 3

МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ В ПАСИВНИХ СИСТЕМАХ СИНХРОНІЗАЦІЇ ЧАСУ ТА ЧАСТОТИ ПРИ БАГАТОПРОМЕНЕВОСТІ СИГНАЛУ СПІЛЬНОГО ДЖЕРЕЛА

Проведено математичне моделювання пасивної системи часо-частотної синхронізації при УФ та ВКО прийнятих сигналів СД. Наведено результати моделювання пасивної системи синхронізації для випадків застосування квадратурної обробки з подальшою УФ або ВКО. Розроблено математичну модель БПСС при наявності багатопроменевості сигналу СД. Проведено аналіз абсолютних похибок ОЧП прийнятих сигналів за наявності однієї детермінованої корельованої перешкоди. Розроблено математичну модель БПСС при наявності багатопроменевості сигналу СД, в якій формуються сигнальні вибірки з внутрішньо-імпульсною частотно-фазовою модуляцією. Розроблено математичну модель та алгоритм дослідження фільтруючих властивостей системи ФАПЧ, як елементу приймального пристрою БПСС. Матеріали розділу опубліковано та апробовано в [20, 21, 24, 25, 27, 29, 30, 32-34].

3.1. Розробка математичної моделі багатопозиційної пасивної системи часо-частотної синхронізації та її окремих блоків

3.1.1. Математичне моделювання пасивної системи часо-частотної синхронізації при узгодженій фільтрації та взаємкореляційній обробці прийнятих сигналів спільного джерела

Як показано в розділі 1, система компенсації БП може будуватися за квадратурною схемою. Тому є доцільною розробка математичної моделі БПСС з квадратурною обробкою сигналу, перевірка працездатності такої моделі і подальше її доопрацювання вузлом формування БП.

В основу функціонування моделі покладено принцип ПМЗО, повна часова діаграма якого для випадку вимірювання часового положення сигналів по обвідній (рис. 3.1) відображає якісний склад похибок синхронізації шкал часу просторово-рознесених еталонів [24]. Рис. 3.1 показує, що при відсутності зсуву шкал положення максимуму ВКФ прийнятих сигналів в системній шкалі відповідає різниці часу приходу сигналу СД в пункти.

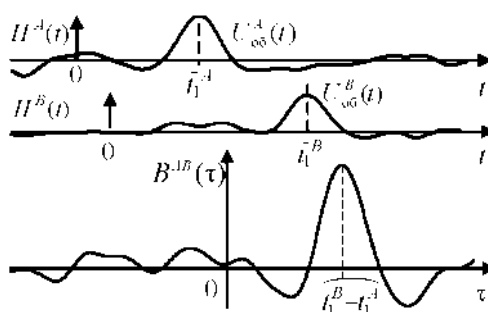


Рисунок 3.1–Часова діаграма ПМЗО для випадку вимірювання часового положення сигналів за їх обвідними

Розроблена в пакеті Matchcad-14 модель складається з блоків, які відповідають основним етапам обробки сигналів в пасивних системах синхронізації:

1) блок формування сигналу СД (рис.3.2) дозволяє формувати відео і радіосигнали з різними обвідними;

2) блоки моделювання пристроїв квадратурної обробки і узгодженої фільтрації (УФ) (рис. 3.3) забезпечують виконання відповідних математичних операцій і входять складовими частинами в досліджувані моделі рис. 3.4 і рис. 3.5;

3) блок квадратурної обробки сигналів (КОС) та статистичної оцінки результатів вимірювань для УФ в кожному з пунктів – блок «КОС + УФ» (рис. 3.4) дозволяє отримати перше з порівнюваних значень оцінюваного параметра;

4) блок КОС та статистичної оцінки результатів вимірювань для ВКО прийнятих в пунктах сигналів – блок «КОС + ВКО» (рис. 3.5) дає друге значення оцінюваного параметра і відображає результат роботи ПМЗО.

Блок формування сигналів (рис. 3.2) включає генератор сигналу СД $u_0(t)$,

який формується шляхом модуляції (блок «М») носійної $u_0(t)$ відеосигналом $U_{об.0}(t)$.

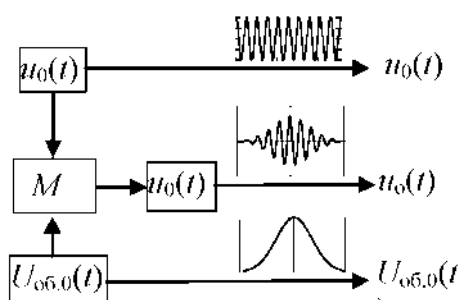


Рисунок 3.2–Блок формування сигналу СД

Блок моделювання пристрою квадратурної обробки (обведений пунктиром на рис. 3.3) дозволяє імітувати обробку сигналу СД $u_0(t)$ без перешкод (в 1-му положенні перемикача П1), адитивної суміші (див. суматор «+») сигналу СД і перешкоди $-u_I(t)$ (у 2-му положенні перемикача П1), тільки перешкоди $n(t)$ (в 3-му положенні перемикача П1). Для зміни співвідношення с/ш передбачений атенюатор «Ат.».

Пристрій квадратурної обробки (рис. 3.3) складається з двох каналів, кожен з яких включає перемножувач « \times » і УФ для обвідної сигналу СД $U_{об}(t)$. У якості гетеродинного сигналу використовується носійна $u_H(t)$, зсунута по фазі на $\pi/2$ в одному з каналів. Вихідні сигнали каналів $u_{\sin}(t)$, $u_{\cos}(t)$ використовуються для визначення обвідних $U_{об}(t) = |u_{\cos}(t) + ju_{\sin}(t)|$ та фаз $\varphi_{КОС}(t) = \arg[u_{\cos}(t) + ju_{\cos}(t)]$ прийнятих сигналів. Для обвідних і фаз відповідних вихідних сигналів прийняті позначення: $U_{об/s0}(t)$; $\varphi_{КОС/s0}(t)$; $U_{об/s1}(t)$; $\varphi_{КОС/s1}(t)$; $U_{об/n}(t)$; $\varphi_{КОС/n}(t)$.

Сигнал на виході блоку квадратурної обробки має вигляд

$$u_{КОС}(t) = U_{об}(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_{КОС}(t)]$$

де ω_0 – кутова частота носійної сигналу СД.

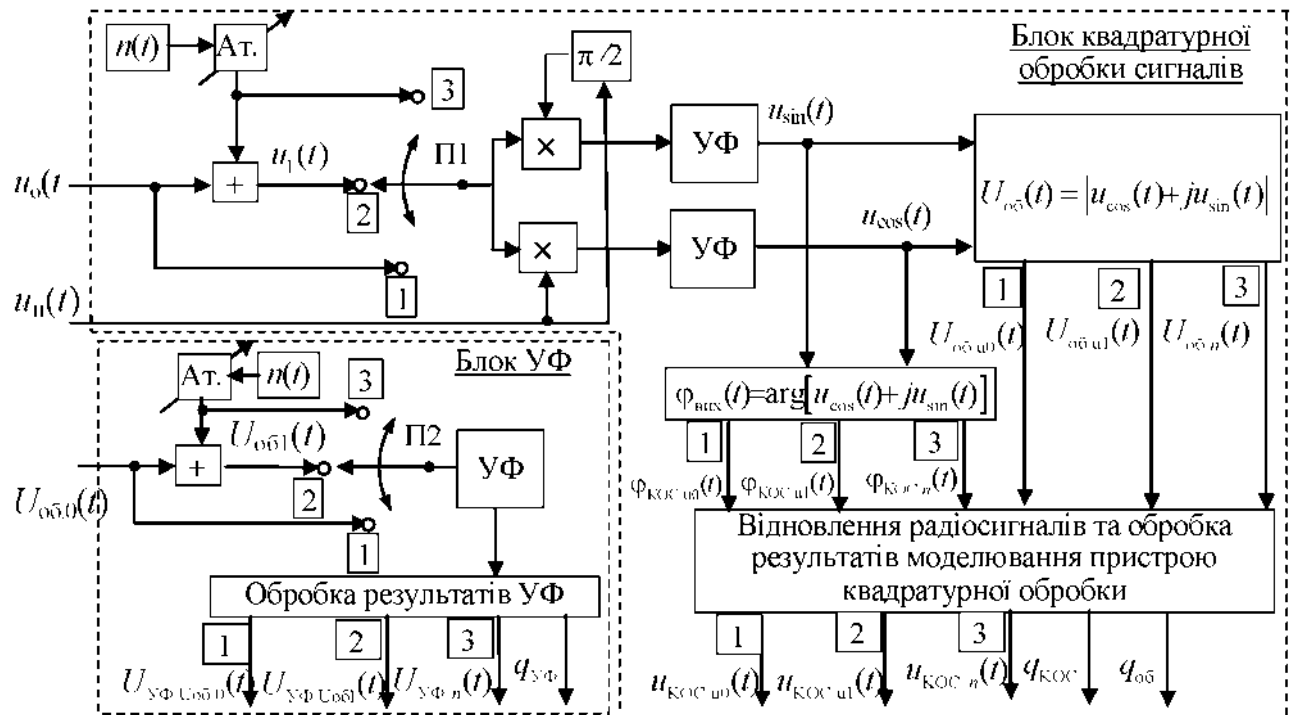


Рисунок 3.3–Структури блоків моделювання пристрою КОС і УФ

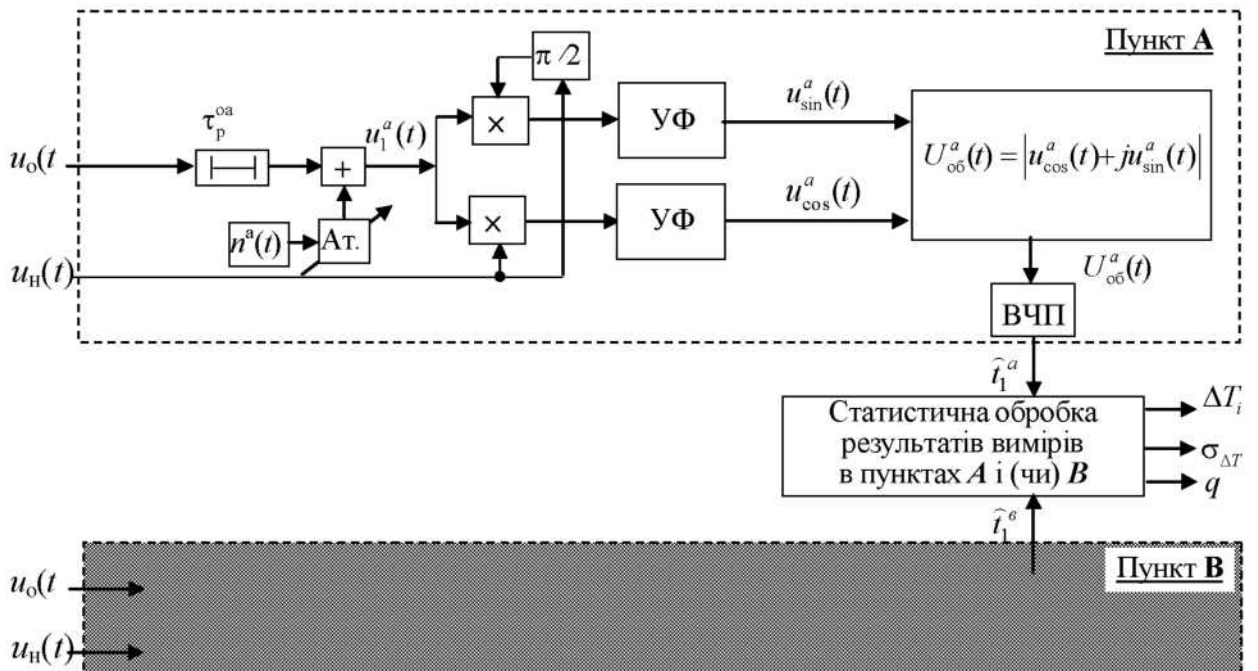


Рисунок 3.4–Структура блоку моделювання «КОС + УФ»

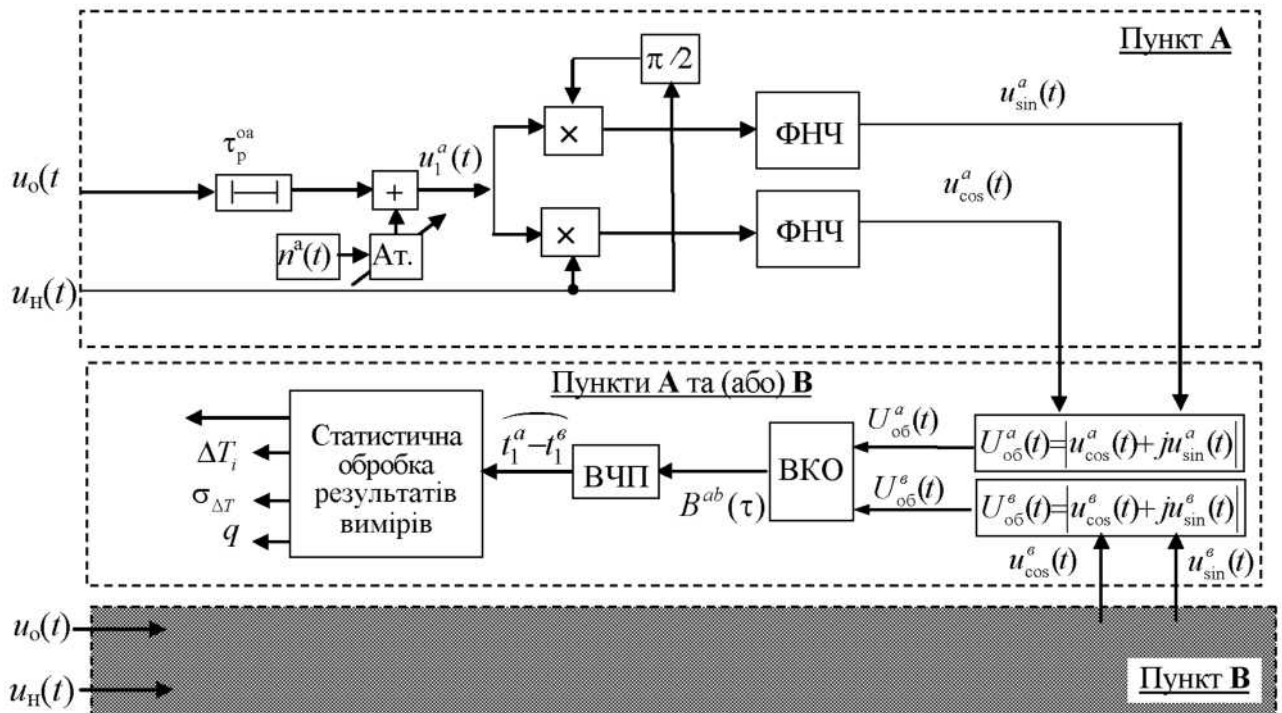


Рисунок 3.5—Структура блоку моделювання «КОС + ВКО»

Вихідні радіосигнали типу «сигнал», «сигнал + перешкода» і «перешкода» позначені відповідно: $u_{KOC/u_0}(t)$; $u_{KOC/u_n}(t)$; $u_{KOC/n}(t)$.

Обробка результатів моделювання пристрою квадратурної обробки полягає в кількісних оцінках співвідношень с/ш для обвідних і для відновлених радіосигналів (відповідно $q_{об}$ і q_{KOC}), побудові гістограм і оцінок законів розподілу перешкод для обвідних і відновлених радіосигналів, перевірці принципу накладення та ін.

Блок моделювання УФ обвідної сигналу СД (обведений пунктиром на рис. 3.4) в залежності від положення перемикача П2 імітує узгоджений фільтр обвідної сигналу СД $U_{об.0}(t)$ без перешкод, суми обвідної і перешкоди $U_{об.1}(t)$ і тільки перешкоди $n(t)$. Позначення атенюатора і прийняті позначення для обвідних на виході аналогічні блоку моделювання пристрою квадратурної обробки. Основне призначення блоку полягає у видачі співвідношення с/ш для узгодженої фільтрації ($q_{УФ}$) і подальшому їх порівнянні з співвідношенням с/ш для квадратурної обробки ($q_{об}$ і q_{KOC}).

З метою спрощення для блоків «КОС + УФ» (рис. 3.4) і «КОС + ВКО» (рис.3.5) повні структурні схеми наведені тільки для одного з пунктів (пункту А). Структурні схеми для другого пункту, які відрізняються тільки індексом («б») в позначеннях, умовно показані заштрихованими прямокутниками.

Ідентичними для блоків «КОС + УФ» і «КОС + ВКО» є: лінії затримки, що імітують затримку сигналу в каналі поширення τ_p^{oa}, τ_p^{ob} ; генератори перешкод $n^a(t), n^b(t)$; атенюатори «Ат.» и суматори «+», що формують адитивні суміші затриманого сигналу СД і перешкод $u_1^a(t), u_1^b(t)$, елементи пристроїв квадратурної обробки – перемножувачі « \times » та фазообертачі на $\pi/2$; формувачі обвідних $U_{\text{об}}(t) = |u_{\text{cos}}(t) + ju_{\text{sin}}(t)|$; вимірювачі часового положення сигналів «ВЧП»; алгоритми статистичної обробки результатів вимірювань.

Блоки «КОС + УФ» і «КОС + ВКО» відрізняються пристроями обробки в квадратурних каналах. У блоці «КОС + УФ» використовується узгоджений фільтр (рис. 3.4), а в блоці «КОС+ВКО» – фільтри нижніх частот (ФНЧ) (рис. 3.5) для придушення перетворених сигналів з частотою $2\omega_0$. Блок «КОС + ВКО» відрізняється також наявністю пристрою для ВКО обвідних сигналів в пунктах $U_{\text{об}}^a(t), U_{\text{об}}^b(t)$.

Результатами моделювання пасивної системи синхронізації для випадків застосування квадратурної обробки з подальшою УФ або ВКО є середні значення зсувів шкал $\overline{\Delta T}$ і СКВ вимірювань $\sigma_{\Delta T}$, а також гістограми, що дозволяють перевірити гіпотези про закони розподілу. Оскільки нелінійність квадратурної обробки призводить до більшого співвідношення с/ш q на виході, ніж у разі УФ, для аналізу використовуються значення q УФ за результатами моделювання УФ за обвідною сигналу.

3.1.2. Моделювання пристрою квадратурної обробки та узгодженої фільтрації

В результаті моделювання [24] отримані реалізації миттєвих значень обвідних ($U_{об/и0}(t)$, $U_{об/и1}(t)$, $U_{об/n}(t)$) і відновлених радіосигналів ($u_{КОС/и0}(t)$; $u_{КОС/и1}(t)$; $u_{КОС/n}(t)$) після квадратурної обробки для різних видів сигналу СД. У якості прикладів на рис. 3.6 показано вигляд відновлених радіосигналів, а на рис. 3.7 – обвідних для дзвонового (a) і $Sinc$ (b) імпульсів, які демонструють появу похибки ОЧП сигналів внаслідок впливу перешкод.

Аналіз показав, що для обвідних не виконується, а для відновлених радіосигналів виконується принцип накладення:

$$u_{КОС/и1}(t) = u_{КОС/и0}(t) + u_{КОС/n}(t);$$

$$U_{об/и1}(t) \neq U_{об/и0}(t) + U_{об/n}(t).$$

Відношення с/ш для відновленого в пристрої квадратурної обробки радіосигналу $u_{КОС/и1}(t)$ та для УФ однакові

$$q_{УФ} = q_{КОС},$$

де $q_{КОС} = u_{КОС/маx} / \sigma_{КОС/n}$;

$\sigma_{КОС/n}$ – середньоквадратичне відхилення відновленого вузькосмугового шуму;

$$q_{УФ} = U_{УФ/маx} / \sigma_{УФ/n};$$

$U_{УФ/маx}$, $\sigma_{УФ/n}$ – максимальне значення сигналу без перешкод і середньоквадратичне відхилення шуму на виході УФ (див. рис. 3.6).

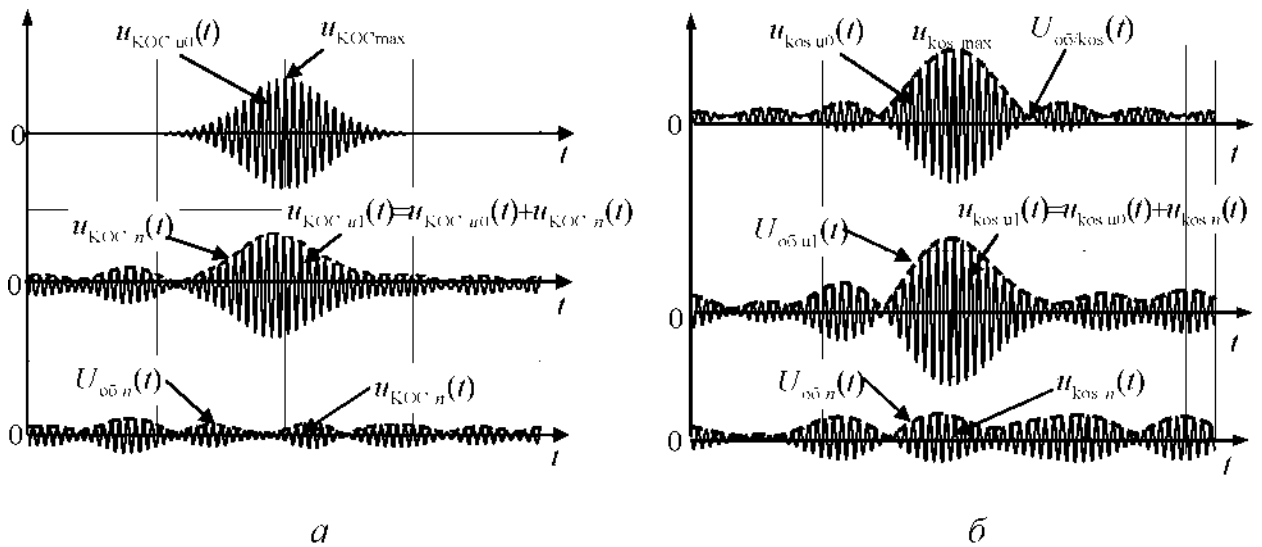


Рисунок 3.6–Реалізації відновлених радіосигналів на виході пристрою КОС для

$$q_{КОС} = q_{УФ} = 7$$

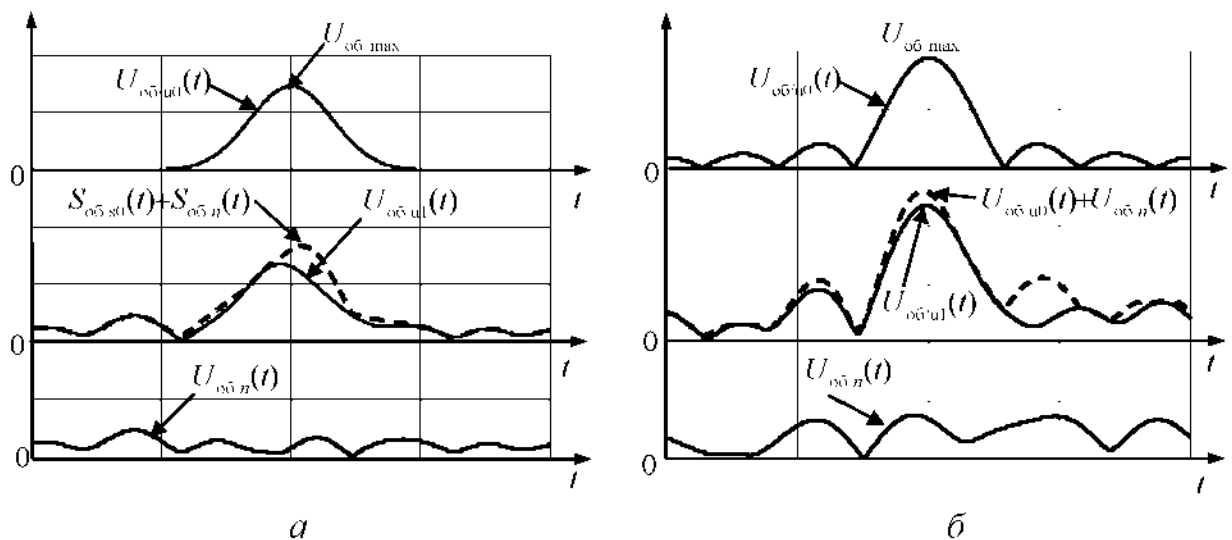


Рисунок 3.7–Реалізації обвідних на виході пристрою КОС для $q_{КОС} = q_{УФ} = 7$

Відношення s/σ для обвідних при квадратурній обробці становить

$$q_{об} \approx 1,5q_{КОС} = 1,5q_{УФ},$$

де $q_{об} = S_{об\ max} / \sigma_{об\ n}$;

$S_{об\ max}$ – максимальне значення обвідної сигналу без перешкод при квадратурній обробці (рис. 3.7);

$\sigma_{об\ n}$ – СКВ обвідної шуму при квадратурній обробці.

Гістограми розподілу значень обвідної шуму і миттєвих значень відновленого вузькосмугового шуму наведені на рис.3.8.

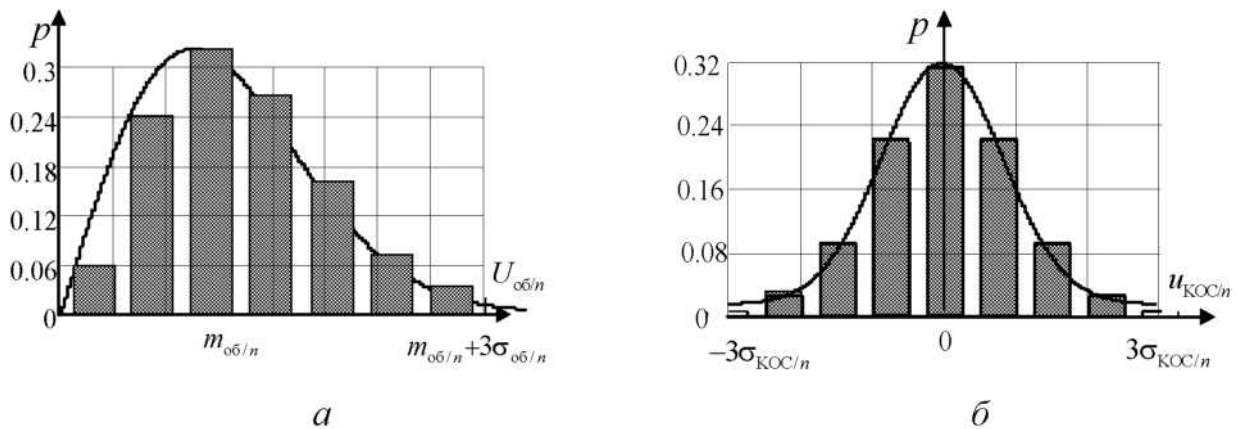


Рисунок 3.8—Розподіл значень обвідної шуму (а) і відновленого вузькосмугового шуму (б)

Як випливає з рис. 3.8, гістограма розподілу значень обвідної шуму приблизно відповідає закону розподілу Релея (рис. 3.8а), а для миттєвих значень відновленого вузькосмугового шуму закон розподілу нормальний (рис. 3.8б). Математичне очікування значень обвідної шуму на рис. 3.8а позначено $m_{об/n}$.

3.1.3. Результати моделювання пасивної системи синхронізації для випадків застосування квадратурної обробки та подальшої узгодженої фільтрації або взаємкореляційної обробки

На рис. 3.9 наведені результати досліджень для випадку

$$M = T_c \Delta\omega_{ef} = 25,$$

де T_c – інтервал спостереження;

$\Delta\omega_{ef}$ – ефективна ширина спектру обвідної

підтверджують наявність порогових ефектів, що проявляється в різкому збільшенні СКВ вимірювання зсуву шкал $\sigma_{\Delta T}$ при зменшенні відношення с/ш нижче деякого порогового значення $q_{пор}$. Хоча порогові ефекти теоретично обґрунтовані

для вимірювання часового положення сигналів після узгодженої фільтрації, однак модельні значення $q_{пор}$ для пасивних систем синхронізації в разі квадратурної обробки ($q_{пор/(КОС+УФ)}$ і $q_{пор/(КОС+ВКО)}$) на рис. 3.9 приблизно на 3 дБ перевищують теоретичні значення [83].

При $q < q_{пор}$ залежності $\sigma_{\Delta T} \Delta \omega_{\text{еф}}(q)$ для квадратурної обробки істотно відрізняються від теоретичних. В разі $q > q_{пор}$ точності вимірювання зсуву шкал в ПМЗО для випадків квадратурної обробки і узгодженої фільтрації практично збігаються.

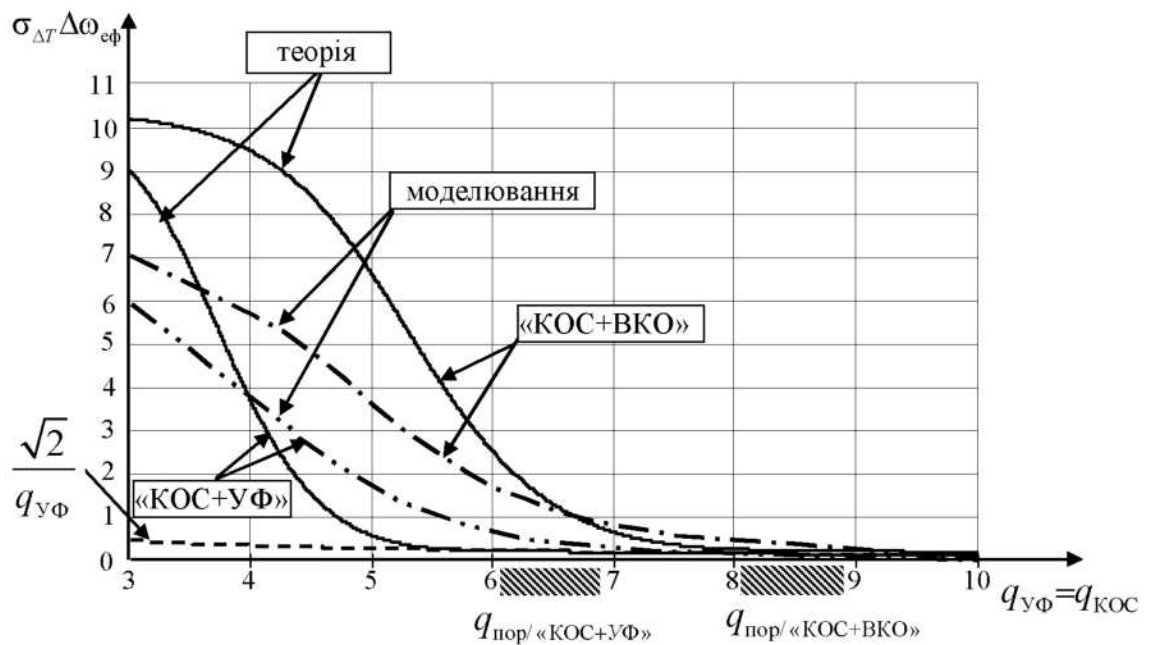


Рисунок 3.9–Залежність СКВ вимірювання зсуву шкал в пасивних системах синхронізації від співвідношення с/ш

Гістограми розподілів значень зсуву шкал ΔT_i , які побудовані на рис. 3.10, показують, що при $q > q_{пор}$ закон розподілу наближається до нормального з математичним очікуванням $\overline{\Delta T}$ (рис. 3.10а), а при $q < q_{пор}$ – прагне до рівномірного (рис. 3.10б).

Таким чином, за умови перевищення відношення с/ш відповідних порогових значень $q > q_{пор} = 6 \dots 9$ квадратурна обробка може бути використана в паси-

вних системах синхронізації для вимірювань зсуву шкал за обвідними сигналами СД разом з узгодженою фільтрацією або взаємкореляційною обробкою.

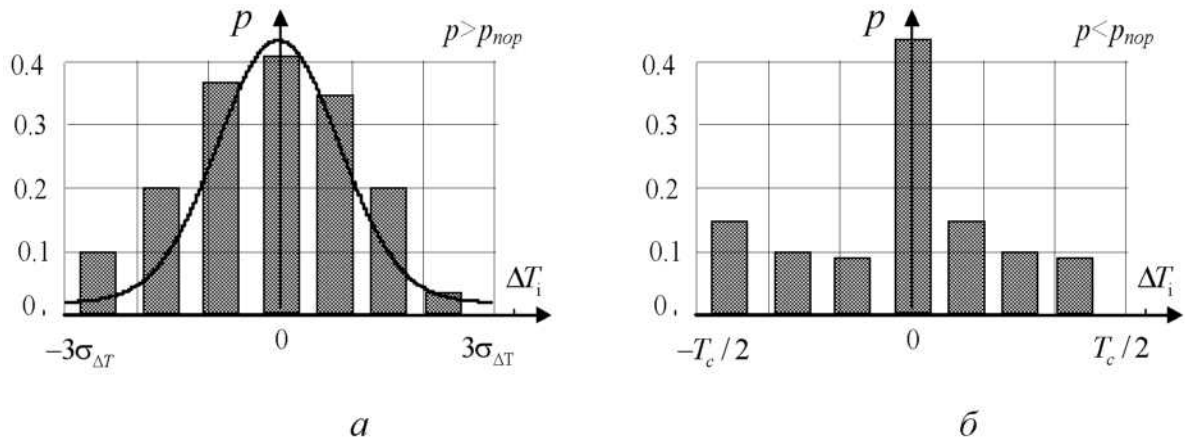


Рисунок 3.10 – Розподіл модельних значень зсуву шкал

Недоліком квадратурного прийому є ускладнення апаратури, однак квадратурна складова може бути отримана алгоритмічно з використанням перетворення Гілберта, що не представляє складності після оцифрування прийнятого сигналу.

Застосування квадратурної обробки і отримання обвідної сигналу СД дозволяє істотно зменшити обсяг інформації, якою обмінюються пункти для подальшої взаємкореляційної обробки, що є перевагою в порівнянні з передачею оцифрованого сигналу на радіо- або проміжній частоті.

Модель адекватно відображає процеси, що відбуваються в БПСС, і при деякому доопрацюванні може бути використана для дослідження корельованих і мультиплікативний перешкод, викликаних багатопроменевістю в каналі поширення радіохвиль.

3.1.4. Модель пасивної системи часо-частотної синхронізації при наявності багатопроменевості сигналу спільного джерела

Як відомо [87], при впливі перешкоди з потужністю P_n , зосередженої в смузі сигналу, наприклад, багатопроменевої перешкоди і внутрішнього шуму ра-

діоприймального пристрою зі спектральною щільністю потужності N_0 відношення сигнал / шум на виході приймача дорівнює

$$q_{m}^2 = q^2 \frac{P_N / P_n}{1 + P_N / P_n} = 2B \frac{P_c}{P_N + P_n} = 2B \left(\frac{P_c}{P_N} + \frac{P_c}{P_n} \right),$$

де $q^2 = 2E / N_0$ – відношення сигнал / шум;

$P_N = FN_0$ – потужність власного шуму, який потрапляє в смугу пропускання шириною F ;

$B = \Delta f \tau_c$ – база сигналу (добуток його ширини спектру на тривалість імпульсу).

Для випадку БПСС база визначається як добуток ширини спектру сигналу СД на тривалість сигнальної вибірки, оскільки сигнал СД випромінюється безперервно і про його базу говорити некоректно.

Оскільки БП не корельована з шумами приймального пристрою, в подальшому можна розділити аналіз впливу цих складових, підсумувавши їх потужності на заключному етапі.

Відповідно до запропонованого алгоритму функціонування БПСС в умовах наявності заважаючого перевідбитого сигналу СД розроблена модель системи, блок-схема якої представлена на рис. 3.11.

До складу моделі входять:

- блок формування сигналів і перешкод (рис. 3.12), вихідними для якого є:

$\mathbf{u}^A[\mathbf{t}]$ – вектор-стовпець дискретних відліків сигнальних вибірок СД в пункті А;

$\mathbf{u}^B[\mathbf{t}]$ – вектор-рядок дискретних відліків сигнальних вибірок СД в пункті В;

$\mathbf{n}_0^A[\mathbf{t}]$ – вектор-стовпець дискретних відліків внутрішніх шумів приймального каналу пункту А;

$\alpha_k \mathbf{u}^B[\mathbf{t} - \mathbf{t}_k]$ – вектор-рядок дискретних відліків сигнальних вибірок додатко-

вих променів сигналу СД в пункті В, затриманих на час t_i по відношенню до основного сигналу, де α_k – скалярний параметр, що визначає співвідношення між основним і затриманим променями (амплітудний множник).

За допомогою даного блоку для пункту А формується сигнал, що складається з сигналу СД і внутрішніх шумів приймального каналу пункту А

$$S^A[t] = u^A[t] + n_0^A[t], \quad (3.1)$$

а для пункту В ще додається багатопроменева перешкода

$$S^B[t] = u^B[t] + n_0^B[t] + \alpha_k u^B[t - t_i]. \quad (3.2)$$

При цьому в моделі є можливість зміни параметрів α_k та t_i . Сформовані сигнали потрапляють на ідентичні блоки обробки (рис 3.12), на виходах яких формуються оцінки точності порівняння шкал еталонів.

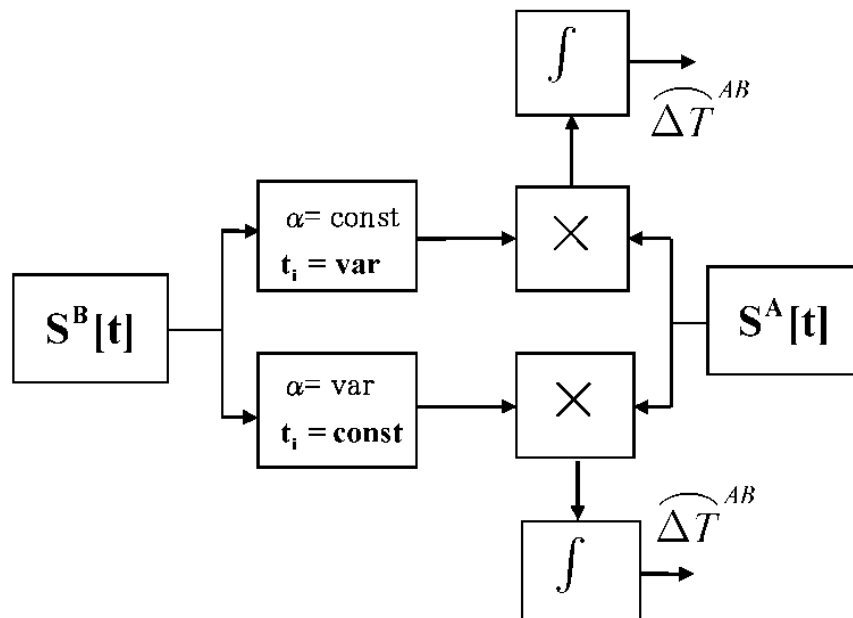


Рисунок 3.11–Блок-схема для дослідження впливу БП

В ході математичного моделювання проводилися наступні дослідження:

- отримання залежності точності звірення від величини рівня багатопроменевої перешкоди α_k ;

- визначення залежності точності звірення від значення часу затримки перешкодового променя t_i .

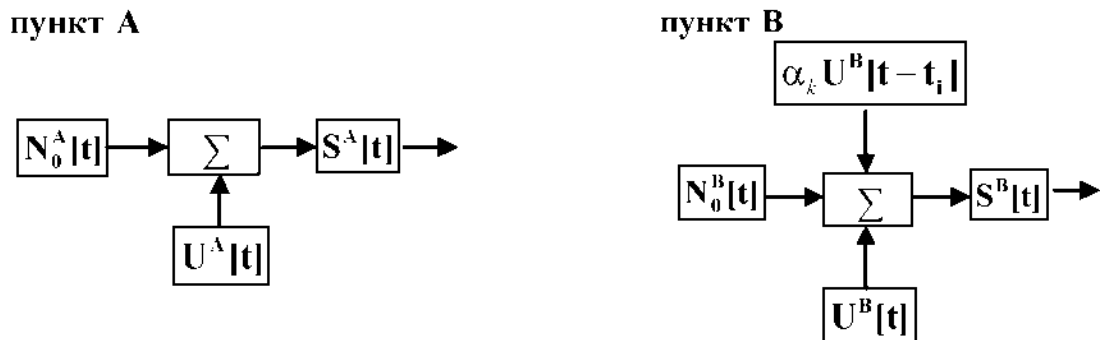


Рисунок 3.12 – Блоки формування сигналів і перешкод пунктів А та В

Основною відмінністю досліджень, що проводилися, від виконаних раніше [12] є формування сигнальних вибірок $u^A[t]$, $u^B[t]$, $\alpha_k u^B[t - t_i]$ для (3.1), (3.2) у вигляді сигналів з внутрішньою імпульсною модуляцією в той час, як в попередніх моделях використовувалися прості сигнали, що дозволяє визначити вплив ефекту стиснення сигналу СД на характеристики точності БПСС. При цьому за основу взято модель дискретно-частотного сигналу з фіксованою (одичною) амплітудою частотних складових, початкова фаза яких змінюється при зміні номера частотної складової

$$s_k[t] = \sum_{k=1}^N S_0 \cos[\omega_{0k}t + n_k \Phi_0],$$

де Φ_0 – мінімальне значення зміни фази.

3.1.5. Результати математичного моделювання багатопозиційної пасивної системи часо-частотної синхронізації за наявності багатопроменевості сигналу спільного джерела

На основі теоретичного обґрунтування, представленого в попередньому підрозділі, виконано моделювання БПСС в умовах прийому в одному з пунктів

синхронізації основного і перевідбитого сигналів СД. Моделювання проводилося в середовищі MATLAB [116-118].

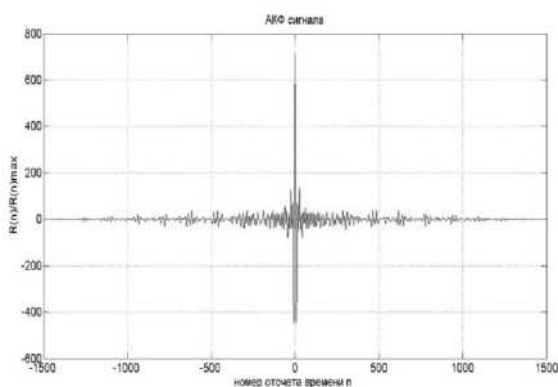
В якості вихідних використані дискретні сигнали, що складаються з складових перешкоди і сигналу, при цьому завадові складові пунктів $S_{N_0}^A[t]$ та $S_{N_0}^B[t]$ не корельовані

$$\begin{aligned} s^A[t] &= S_{N_0}^A[t] + \sum_{k=1}^N S^A \cos[\omega_{0k}t + n_k \Phi_0]; \\ s^B[t] &= S_{N_0}^B[t] + \sum_{k=1}^N S^B \cos[\omega_{0k}t + n_k \Phi_0]; \\ s_n^B[t - t_3] &= \alpha \left\{ S_{N_0}^B[t - t_3] + \sum_{k=1}^N S^B \cos[\omega_{0k}(t - t_3) + n_k \Phi_0] \right\}. \end{aligned} \quad (3.3)$$

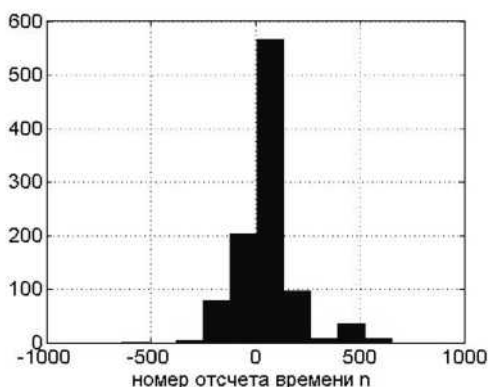
Результати моделювання у відповідності з (3.3) представлені на рис. 3.13. На рис. 3.13а показана ВКФ сигналів пунктів, що синхронізуються, при відсутності багатопроменевої перешкоди, а на рис. 3.13в – гістограма результатів порівняння шкал еталонів в цих умовах. Рівень шуму в прийомних каналах N_0^A та N_0^B підібраний таким чином, щоб результат обробки вимірювань відповідав даним, отриманим в ході натурних експериментів, тобто СКВ знаходилося в межах 3 ... 5 нс. Гістограма рис. 3.13в відповідає нормальному закону розподілу. При виконанні моделювання в умовах багатопроменевості рівні N_0^A і N_0^B залишалися незмінними. На наступній парі рисунків 3.13б і 3.13г показані результати моделювання роботи БПСС в умовах БП.

Особливістю функціонування БПСС є та обставина, що БП має ту ж тривалість, що й сигнальна вибірка. Про те, що перешкода зосереджена в тій же смузі частот, говорилося раніше. І якщо час додаткової затримки через перевідбиття променя менше тривалості сигнальної вибірки, то багатопроменева перешкода є частково корельованою з основним сигналом, що спрощує завдання її виявлення. При цьому рівень перевідбитого сигналу є визначальним для результуючого відношення сигнал/перешкода і якщо він не перевищує допустимого рівня, високоточні вимірювання можливі і в заходах з компенсації багатопроменевості.

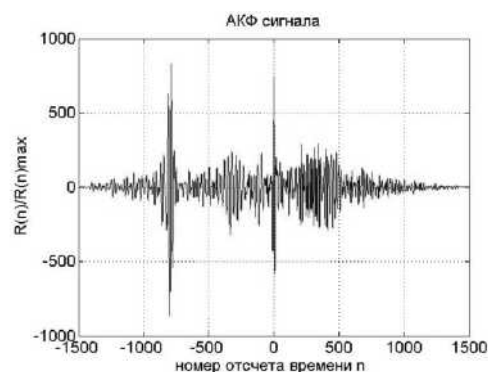
променевості немає потреби. В ході проведених досліджень моделювалася ситуація, коли мають місце аномальні вимірювання, обумовлені багатопроменевістю ПРХ сигналу СД. Як впливає з аналізу рис. 3.13г, в умовах інтенсивної БП виконання високоточних вимірювань стає неможливим.



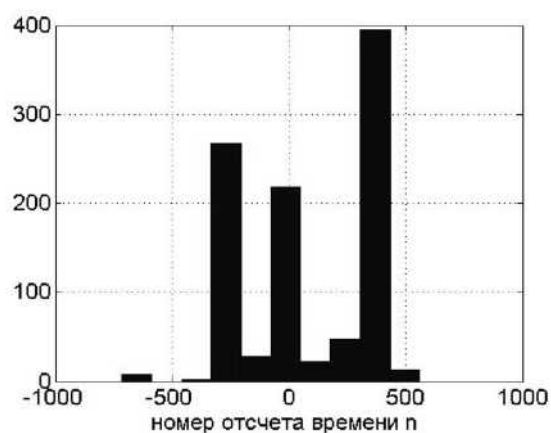
а) ВКФ сигналів пунктів, що синхронізуються, при відсутності багатопроменевої перешкоди



в) Гістограма результатів порівняння шкал еталонів при відсутності багатопроменевої перешкоди



б) ВКФ сигналів пунктів, що синхронізуються, за наявності багатопроменевої перешкоди



г) Гістограма результатів порівняння шкал еталонів за наявності багатопроменевої перешкоди

Рисунок 3.13 – Результати моделювання роботи БПСС в умовах багатопроменевості сигналу СД

Для аналізу використовуємо сигнал без шуму виду

$$u_0(t) = \operatorname{Re}[\bar{U}_0(t)e^{j\omega_0 t}] = U_0(t)\cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (3.4)$$

де $\bar{U}_0(t) = U_0(t)e^{j\psi_0(t)}$ – комплексна обвідна сигналу,

$U_0(t)$ – обвідна амплітуда,

ω_0 – носійна кутова частота;

$\varphi(t)$ – закон зміни фази

і узагальнимо отриманий результат для випадку інших простих сигналів. Це прийом широко використовується при дослідженні радіотехнічних пристроїв і систем. При наявності багатопроменевості ПРХ прийнятий сигнал можна записати як

$$u_p(t) = u_0[t - t_0(t)] + \sum_{i=1}^m \alpha_i u_0[t - t_0(t) - \tau_i(t)] \quad (3.5)$$

де $t_0(t)$ – закон зміни дійсної затримки сигналу;

$\alpha_i, \tau_i(t) > t_0(t)$ – відносний рівень і закон зміни затримки i -го «променя»;

m – кількість перевідбиттів «променів».

Значення α_i можуть бути як позитивні так і негативні, в залежності від того, змінюється або не змінюється на π фаза перевідбитого сигналу. Сигнал при перевідбитті послаблюється. Тому $|\alpha_i| < 1$, а в окремому випадку – $|\alpha_i| \ll 1$. Випадок $|\alpha_i| \leq 1$ є неприйнятним, оскільки при цьому мають місце аномальні вимірювання і досягти високої точності звірення неможливо без прийняття заходів до компенсації перешкоди.

В роботі [75] оцінені похибки синхронізації БПСС, викликані багатопроменевим поширенням радіосигналів без внутрішньої імпульсної модуляції. Оптимальне виявлення і оцінка параметрів результуючого сигналу (3.8) у пасивній системі синхронізації передбачає його узгоджену фільтрацію або еквівалентну їй кореляційну обробку [83-88, 94].

Для прикладу на рис. 3.14 показані часові діаграми дзвонового неспотво-

реного сигналу (а), однієї корельованої перешкоди з аналогічною обвідною (б) і результуючого сигналу (в) на виході УФ.

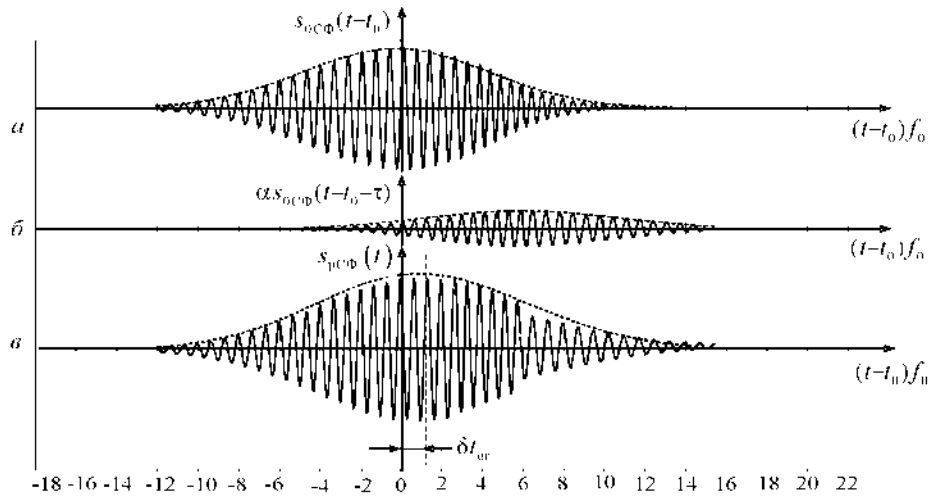


Рисунок 3.14 – Часові діаграми основного сигналу (а), корельованої

перешкоди (б) з параметрами $\alpha=0,3$; $\tau_0^i=8$ і результуючого сигналу (в)

Як вказано в роботі [75], сигнал на виході УФ набуде вигляду

$$u_{pУФ}(t) = u_{0УФ}[t - t_0(t)] + \sum_{i=1}^m \alpha_i u_{0УФ}[t - t_0(t) - \tau_i(t)], \quad (3.6)$$

де $u_{0УФ}(t) = \text{Re}[U_{0УФ}(t)e^{j\omega_0 t}] = U_{0УФ}(t)\cos(\omega_0 t)$ – неспотворений сигнал на виході УФ;

$U_{0УФ}(t)$ – обвідна амплітуди сигналу на виході УФ.

Нормуємо вираз (3.6) до максимального значення обвідної амплітуди сигналу на виході УФ $U_{0УФ}(0)$, що забезпечить зручності подальшого аналізу і трактування отриманих результатів

$$u_{pУФ}(t)/U_{0УФ}(0) = u_{pВКФ}(t) = u_{0АКФ}[t - t_0(t)] + \sum_{i=1}^m \alpha_i u_{0АКФ}[t - t_0(t) - \tau_i(t)], \quad (3.7)$$

де $u_{pВКФ}(t)$ – нормована до значення $U_{0УФ}(0)$ ВКФ результуючого $u_p(t)$ та неспотвореного $u_0(t)$ сигналів;

$u_{0\text{АКФ}}(t) = u_{0\text{УФ}}(t) / U_{0\text{УФ}}(0)$ – нормована АКФ сигналу $u_0(t)$.

ОЧП сигналу з когерентною носійною можна проводити по обвідній або фазі когерентної носійної результуючого сигналу (3.6). Щоб визначити функції обвідної і фази нормованого результуючого сигналу на виході УФ (3.7), скористаємося комплексним сигналом, який відповідає миттєвому значенню нормованої функції взаємної кореляції (3.7)

$$\begin{aligned} \bar{U}_{\text{рВКФ}}(t) &= U_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t)] \cdot e^{j\omega_0[t - t_0(t)]} + \sum_{i=1}^m \alpha_i U_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t) - \tau_i(t)] \cdot e^{j\omega_0[t - t_0(t) - \tau_i(t)]} = \\ &= \left\{ U_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t)] + \sum_{i=1}^m \alpha_i U_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t) - \tau_i(t)] \cdot e^{-j\omega_0[\tau_i(t)]} \right\} \cdot e^{j\omega_0[t - t_0(t)]}. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Обвідну амплітуди сигналу визначимо як модуль комплексної обвідної ВКФ (3.8)

$$\begin{aligned} U_{\text{рВКФ}}(t) &= \left| \bar{U}_{\text{рВКФ}}(t) \right| = \left| U_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t)] + \sum_{i=1}^m \alpha_i U_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t) - \tau_i(t)] \cdot e^{-j\omega_0\tau_i(t)} \right| = \\ &= \sqrt{\left\{ U_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t)] + \sum_{i=1}^m \alpha_i U_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t) - \tau_i(t)] \cos[\omega_0\tau_i(t)] \right\}^2 + \\ &\quad + \left\{ \sum_{i=1}^m \alpha_i U_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t) - \tau_i(t)] \sin[-\omega_0\tau_i(t)] \right\}^2}. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Для прикладу розглянемо випадок, коли $\alpha_i = 0,5$, $k=1$

$$\begin{aligned} U_{\text{рВКФ}}(t) &= \left| \bar{U}_{\text{рВКФ}}(t) \right|_{\alpha=\pm\frac{1}{2}}^{k=1} = \\ &= \sqrt{U_{0\text{АКФ}}^2[t - t_0(t)] \pm U_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t)] U_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t) - \tau_1(t)] \cos[\omega_0\tau_1(t)] + \\ &\quad + \frac{1}{4} U_{0\text{АКФ}}^2[t - t_0(t) - \tau_1(t)] \sin^2[-\omega_0\tau_1(t)]}. \end{aligned} \quad (3.10)$$

Тобто наряду зі складовою корисного сигналу має місце завадова складова, амплітуда якої може досягати рівня корисної складової.

У разі $\alpha_i \ll 1$ наближений вираз для обвідної амплітуд сигналу (3.9) має вигляд

$$U_{\text{рВКФ}}(t) \approx U_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t)] + \sum_{i=1}^m \alpha_i U_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t) - \tau_i(t)] \cos[\omega_0 \tau_i(t)]. \quad (3.11)$$

Для визначення повної фази знаходимо аргумент комплексного сигналу (3.8)

$$\Psi_{\text{рВКФ}}(t) = \arg[\bar{U}_{\text{рВКФ}}(t)] = \omega_0 [t - t_0(t)] - \left. -\text{arctg} \left\{ \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i U_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t) - \tau_i(t)] \sin[\omega_0 \tau_i(t)]}{U_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t)] + \sum_{i=1}^m \alpha_i U_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t) - \tau_i(t)] \cos[\omega_0 \tau_i(t)]} \right\} \right\}. \quad (3.12)$$

Для випадку при $k=1, \alpha = 1/2$

$$\Phi_{\text{рВКФ}}(t) = \arg[\underline{S}_{\text{рВКФ}}(t)]_{\alpha=1/2}^{k=1} = \left. = \omega_0 [t - t_0(t)] - \text{arctg} \left\{ \pm \frac{1}{2} \frac{S_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t) - \tau_1(t)] \sin[\omega_0 \tau_1(t)]}{S_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t)] + \sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t) - \tau_i(t)] \cos[\omega_0 \tau_i(t)]} \right\} \right\}.$$

Наближений вираз для повної фази (3.12), вважаючи, що $\alpha_i \ll 1$, можна записати

$$\Phi_{\text{рВКФ}}(t) \approx \omega_0 [t - t_0(t)] - \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i U_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t) - \tau_i(t)] \sin[\omega_0 \tau_i(t)]}{U_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t)]}. \quad (3.13)$$

3.1.6. Дослідження похибок синхронізації у разі визначення часового положення прийнятих сигналів за їх обвідними при наявності багатопроменевої перешкоди

З аналізу [83, 85, 119] витікає, що найбільше практичне застосування для оцінки зміни часового положення прийнятого сигналу по його обвідній знаходить алгоритм, заснований на визначенні часового положення максимуму сигналу. Стосовно до задачі звірення еталонів часу і частоти такий алгоритм зво-

диться до вирішення рівняння [75]

$$\left. \frac{dU_{\text{рУФ}}(t)}{dt} \right|_{t=\hat{t}_{0\text{об}}(t)} = 0, \quad (3.14)$$

де $\hat{t}_{0\text{об}}(t)$ – оцінка закону зміни затримки по обвідній $s_{\text{рВКФ}}(t)$.

При сталості затримок співвідношення для загального випадку

$$U_{\text{рУФ}}(t) = \sqrt{\left[U_{0\text{АКФ}}(t-t_0) + \sum_{i=1}^k \alpha_i U_{0\text{АКФ}}(t-t_0-\tau_i) \cos(\omega_0 \tau_i) \right]^2 + \left[\sum_{i=1}^k \alpha_i U_{0\text{АКФ}}(t-t_0-\tau_i) \sin(-\omega_0 \tau_i) \right]^2} \quad (3.15)$$

$$\varphi_{\text{рУФ}}(t) = \omega_0(t-t_0) - \arctg \left[\frac{\sum_{i=1}^k \alpha_i U_{0\text{АКФ}}(t-t_0-\tau_i) \sin(\omega_0 \tau_i)}{U_{0\text{АКФ}}(t-t_0) + \sum_{i=1}^k \alpha_i U_{0\text{АКФ}}(t-t_0-\tau_i) \cos(\omega_0 \tau_i)} \right] \quad (3.16)$$

для випадку $k=1, \alpha = 1/2$

$$U_{\text{рУФ}}(t)_{\alpha=\pm\frac{1}{2}}^{k=1} = \sqrt{U_{0\text{АКФ}}^2(t-t_0) \pm U_{0\text{АКФ}}(t-t_0) U_{0\text{АКФ}}(t-t_0-\tau_1) \cos(\omega_0 \tau_1) + \frac{1}{4} U_{0\text{АКФ}}^2(t-t_0-\tau_1) \sin^2(-\omega_0 \tau_1)}$$

$$\varphi_{\text{рУФ}}(t)_{\alpha=\pm\frac{1}{2}}^{k=1} = \omega_0(t-t_0) - \arctg \left[\pm \frac{1}{2} \frac{U_{0\text{АКФ}}(t-t_0-\tau_1) \sin(\omega_0 \tau_1)}{U_{0\text{АКФ}}(t-t_0) \pm \frac{1}{2} U_{0\text{АКФ}}(t-t_0-\tau_1) \cos(\omega_0 \tau_1)} \right] \quad (3.17)$$

для випадку $\alpha_i \ll 1$

$$U_{\text{рУФ}}(t) = U_{0\text{АКФ}}(t-t_0) + \sum_{i=1}^k \alpha_i U_{0\text{АКФ}}(t-t_0-\tau_i) \cos(\omega_0 \tau_i) \quad (3.18)$$

$$\varphi_{\text{рУФ}}(t) = \omega_0(t-t_0) - \frac{\sum_{i=1}^k \alpha_i U_{0\text{АКФ}}(t-t_0-\tau_i) \sin(\omega_0 \tau_i)}{U_{0\text{АКФ}}(t-t_0) + \sum_{i=1}^k \alpha_i U_{0\text{АКФ}}(t-t_0-\tau_i) \cos(\omega_0 \tau_i)} \quad (3.19)$$

Величина абсолютної похибки ОЧП сигналу обвідної складе

$$\delta t_{\text{об}}(t) = \widehat{t}_{0\text{об}}(t) - t_0(t). \quad (3.20)$$

При $t_0 \rightarrow \text{const}$ та $\tau_i \rightarrow \text{const}$ ОЧП сигналу обвідної $\widehat{t}_{0\text{об}} \rightarrow \text{const}$ (будуть також постійними) і абсолютна похибка також прагне до постійного значення

$$\delta t_{\text{об}}(t) = \delta t_{\text{об}} = \widehat{t}_{0\text{об}} - t_0 \rightarrow \text{const}. \quad (3.21)$$

Рівняння (3.7) можна застосовувати для визначення похибок (3.20) і (3.21), для загальних випадків (3.9) і (3.14). Для окремого випадку, коли $\alpha_i \ll 1$ (3.15), це рівняння набуде вигляду

$$\left. \frac{dU_{\text{рУФ}}(t)}{dt} \right|_{t=\widehat{t}_{0\text{об}}} = U_{0\text{УФ}}^{(1)}(\widehat{t}_{0\text{об}} - t_0) + \sum_{i=1}^m \alpha_i U_{0\text{УФ}}^{(1)}(\widehat{t}_{0\text{об}} - t_0 - \tau_i) \cos(\omega_0 \tau_i) = 0;$$

$$U_{0\text{УФ}}^{(1)}(\delta t_{\text{об}}) + \sum_{i=1}^m \alpha_i U_{0\text{УФ}}^{(1)}(\delta t_{\text{об}} - \tau_i) \cos(\omega_0 \tau_i) = 0. \quad (3.22)$$

З використанням рівняння (3.21) можна знайти наближене значення $\delta_{\text{об}}$, для чого проведемо розкладання функцій $U_{0\text{УФ}}^{(1)}(\delta t_{\text{об}})$ і $U_{0\text{УФ}}^{(1)}(\delta t_{\text{об}} - \tau_i)$ в ряд Тейлора поблизу $\delta_{\text{об}} = 0$ і обмежимося кінцевим числом членів ряду [98, 115].

Використовуючи очевидні рівності $U_{\text{рУФ}}^{(1)}(0) = 0$ і $U_{0\text{АКФ}}^{(1)}(-\tau_i) = -U_{0\text{АКФ}}^{(1)}(\tau_i)$, рівняння (3.22) запишемо у вигляді

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_{0\text{УФ}}^{(n+1)}(0)}{n!} \delta t_{\text{об}}^n + \sum_{i=1}^m \alpha_i \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_{0\text{УФ}}^{(n+1)}(-\tau_i)}{n!} \delta t_{\text{об}}^n \right] \cos(\omega_0 \tau_i) = \sum_{i=1}^m \alpha_i U_{0\text{УФ}}^{(1)}(\tau_i) \cos(\omega_0 \tau_i) \quad (3.24)$$

Результати рішення рівняння (3.21) при використанні перших двох членів ряду ($n=2$)

$$\delta t_{\text{об}} = - \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i U_{0\text{АКФ}}^{(1)}(\tau_i) \cos(\omega_0 \tau_i)}{\Delta \omega_{\text{эф}}^2} \quad (\text{при } \alpha_i \ll 1) \quad (3.24)$$

$$\delta t_{\text{об}} = \sum_{i=1}^m \alpha_i \tau_i \cos(\omega_0 \tau_i) \quad (\text{при } \alpha_i \ll 1, \tau_i \ll \tau_c) \quad (3.25)$$

При виведенні наближеної формули (3.24) для розрахунку $\delta t_{\text{об}}$ використані наступні співвідношення:

1) зв'язок другої похідної нормованої обвідної АКФ $S_{0\text{АКФ}}^{(2)}(0)$ з ефективною шириною спектру обвідної $\Delta \omega_{\text{эф}}$ [83-86]

$$U_{0\text{АКФ}}^{(2)}(0) = -\Delta \omega_{\text{эф}}^2;$$

2) наближені співвідношення в разі $\tau_i \ll \tau_{\text{АКФ}}$ ($\tau_{\text{АКФ}}$ – тривалість обвідної АКФ):

$$U_{0\text{АКФ}}^{(1)}(\tau_i) \approx U_{0\text{АКФ}}^{(2)}(0) \tau_i = -\Delta \omega_{\text{эф}}^2 \tau_i; \quad U_{0\text{АКФ}}^{(2)}(\tau_i) \approx -\Delta \omega_{\text{эф}}^2.$$

Наближене співвідношення для розрахунку δt_{φ} , що відповідає випадку $\tau_i \ll T_0$.

$$\delta t_{\varphi} = \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i U_{0\text{АКФ}}(\tau_i) \sin(\omega_0 \tau_i)}{\omega_0} \quad (\text{при } \alpha_i \ll 1) \quad (3.26)$$

Моделювання впливу БП проводилося із застосуванням пакета Matchcad-14 з використанням отриманих точних (3.19) - (3.22) і наближених (3.24- 3.26) співвідношень для похибок ОЧП результуючих сигналів $u_{\text{рВКФ}}(t)$ [75].

ОЧП сигналів при моделюванні виконувалося по обчисленню максимуму сигналу.

Досліджувалися Sinc- і дзвоновий радіоімпульси з однаковою частотою ω_0 і ефективною шириною спектра $\Delta \omega_{\text{эф}}$. Проводилося порівняння результатів моделювання за точними виразами з розрахунками по наближеним співвідношенням, отриманими при розкладанні в ряд Тейлора результуючого сигналу

$u_{pBK\Phi}(t)$ поблизу основного максимуму.

Результати моделювання для випадку одного променя і ОЧП за обвідною результуючих сигналів $u_{pBK\Phi}(t)$ для основного сигналу $u_{0AK\Phi}(t)$ відповідно з *Sinc*- і дзвоноюю обвідною наведені на рис.3.15 і рис.3.16.

На цих малюнках показані:

а) рис.3.15а і рис.3.16а – графіки $\delta t'_{об\max}(\tau')$ и $\delta t'_{об\max}(\tau')$, отримані за точними (графік №1) і наближеним (графіки №№2-4) співвідношеннями для рівня перешкоди $\alpha=0,6$;

б) рис.3.15б і рис.3.16б – графічна залежність відносної абсолютної похибки ОЧП при вимірах по обвідній результуючого сигналу $\delta t'_{об} = \delta t_{об} \cdot \Delta\omega_{ef}$ від відносної затримки перешкоди $\tau' = \tau/T_0$ при рівні перешкоди $\alpha=0,3$; там же пунктиром наведено графіки максимальних $\delta t'_{об\max}(\tau')$ і мінімальних $\delta t'_{об\min}(\tau')$ значень похибок з екстремальними значеннями $\delta t'_{об\max\max}$ и $\delta t'_{об\min\min}$;

в) рис. 3.15в і рис. 3.16в – залежність максимального значення обвідної результуючого сигналу $U_{n\delta\alpha}$ від відносної затримки перешкоди τ' ;

г) рис. 3.15г і рис. 3.16г – графіки $K_{об\max\max}(\alpha) = \delta t'_{об\max\max} q_{кп}$ та $K_{об\min\min}(\alpha) = \delta t'_{об\min\min} q_{кп}$, де $q_{сКП} = 1/\alpha$ – відношення сигнал/корельована перешкода

д) рис. 3.15д і рис. 3.16д – залежності відносних затримок перешкоди $\tau'_{\delta t_{об\max\max}} = \tau_{\delta t_{об\max\max}}/T_0$ і $\tau'_{\delta t_{об\min\min}} = \tau_{\delta t_{об\min\min}}/T_0$, відповідних екстремальних значень похибок $\delta t'_{об\max\max}$ і $\delta t'_{об\min\min}$, від відносного рівня перешкоди α ;

При обробці результатів моделювання використані наступні співвідношення для нормованих екстремальних похибок:

- для ОЧП по обвідній

$$K_{об\max\max}(\alpha) = \delta t_{об\max\max} \Delta\omega_{ef} q_{кп}; K_{об\min\min}(\alpha) = \delta t_{об\min\min} \Delta\omega_{ef} q_{кп}. \quad (3.27)$$

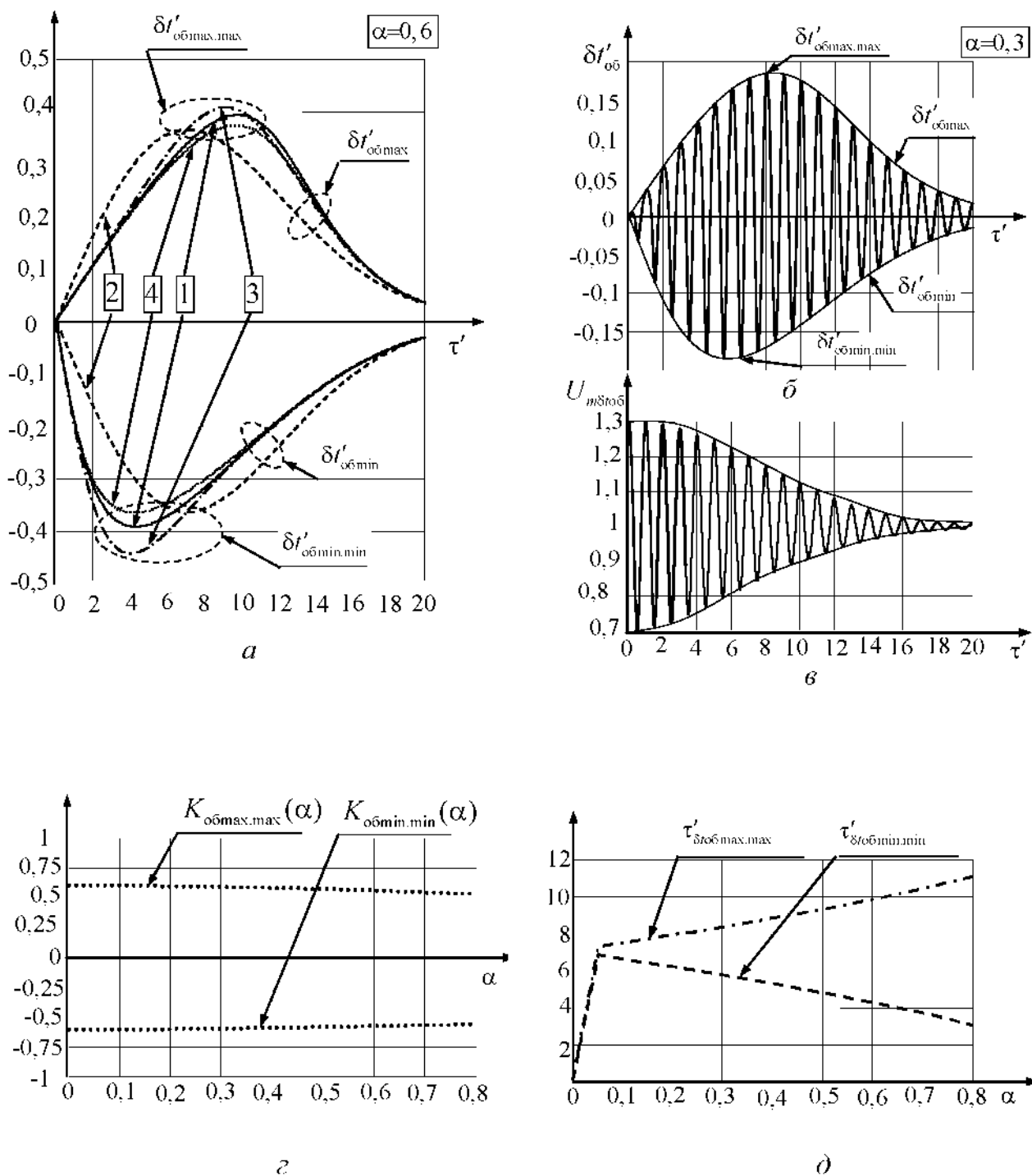


Рисунок 3.15—Результати моделювання похибок ОЧП за обвідною дзвонового радіоімпульсу для випадку однієї корельовано перешкоди

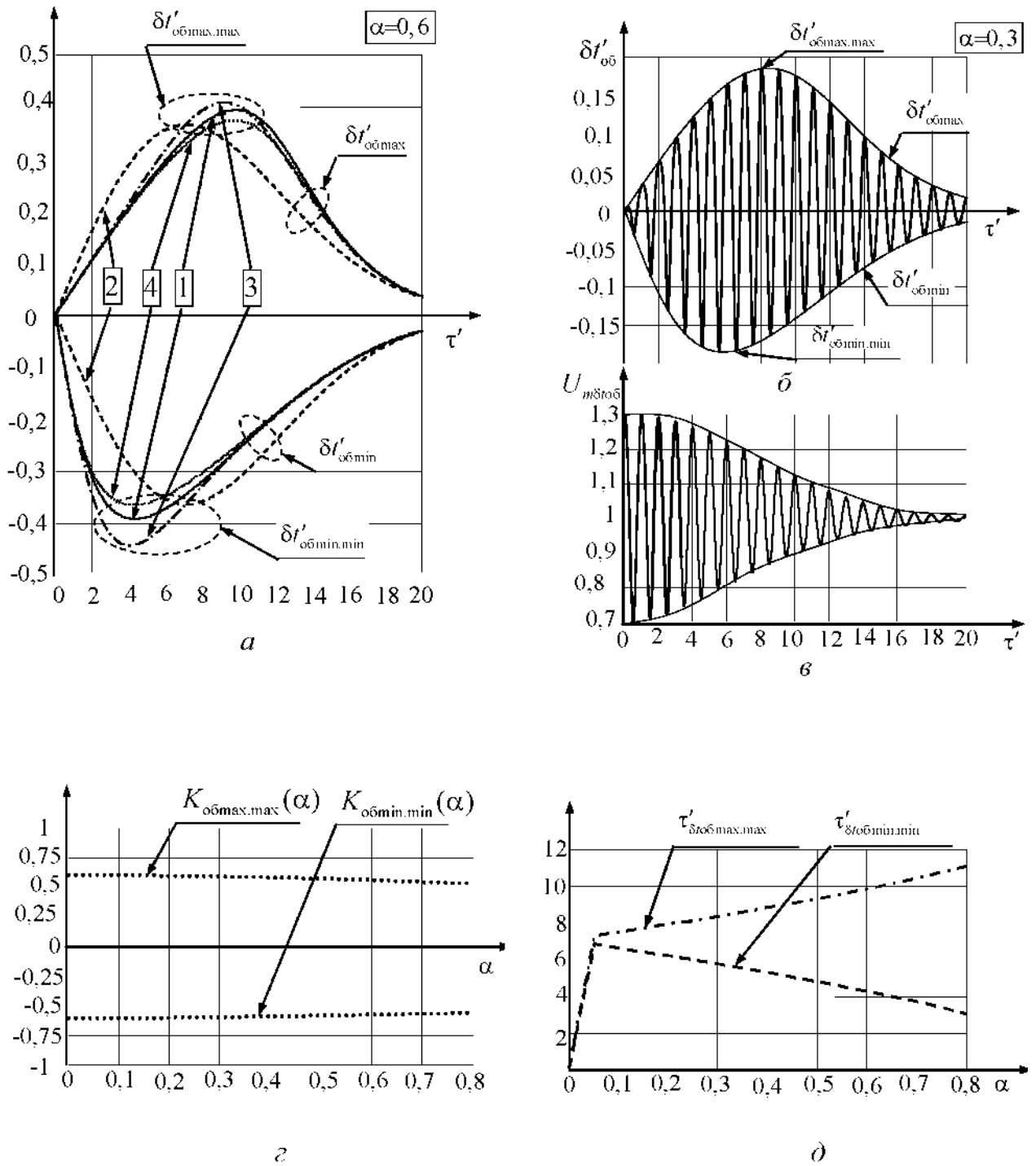


Рисунок 3.16 – Результати моделювання похибок ОЧП за обвідною *Sinc*-радіоімпульсу для випадку однієї корельовано перешкоди

Із графіків на рис.3.15 та рис.3.16 випливає, що за умови $0 < \alpha \leq 0.5$ значення $K_{\text{обmax.max}}(\alpha)$ і $|K_{\text{обmin.min}}(\alpha)|$ мають однакові величини і складають для дзвонового радіоімпульсу $\sim 0,6$, а для *Sinc*-радіоімпульсу – $\sim 0,75$. Як показують розрахунки і моделювання, максимальні значення цих коефіцієнтів має двочастотний сигнал, для якого

$$K_{\text{обmax.max}}(\alpha) = |K_{\text{обmin.min}}(\alpha)| = 1.$$

Відомі співвідношення для потенційних середньоквадратичних похибок ОЧП сигналу [83, 86], викликаних адитивним білим шумом, можна записати у вигляді, зручному для порівняння з виразами (3.12) і (3.13)

$$\sigma_{\text{об}} \Delta \omega_{\text{еф}} q_{\text{с/БШ}} = 1; \quad \sigma_{\text{ф}} \omega_0 q_{\text{с/БШ}} = 1, \quad (3.28)$$

де $q_{\text{с/БШ}}$ – відношення амплітуди сигналу до СКВ шуму на виході УФ.

Порівняння значень, отриманих з співвідношень (3.27) з одного боку, і з відповідних виразів (3.28) – з іншого, дозволяє зіставити максимальні похибки, викликані білим шумом, з похибками, зумовленими корельованими багатопроменевими перешкодами. Проведений аналіз абсолютних похибок ОЧП сигналів при наявності однієї детермінованої корельованої (багатопроменевої) перешкоди дозволяє вибирати стратегію і здійснювати перевірку результатів статистичного аналізу похибок, викликаних корельованими перешкодами з заданими законами розподілу їх рівнів $p(\alpha_i)$ та затримок $p(\tau_i)$.

Співвідношення для оцінки похибок (3.18) – (3.20) були перетворені в (3.29) шляхом введення безрозмірних змінних: $x_{\tau} = \Delta \omega_{\text{еф}} \tau \geq 0$, $n = \omega_0 / \Delta \omega_{\text{еф}} \gg 1$ з метою спрощення статистичного аналізу. Співвідношення (3.17) – (3.21) дозволяють оцінити СКВ ОЧП сигналу для випадку однієї корельованої перешкоди, відносний рівень якої α та її затримка в часі τ є незалежними випадковими величинами з відомими законами розподілу відповідно $p(\alpha)$ і $p(x_{\tau})$.

Перетворена формула шляхом введення безрозмірних змінних

$$\delta t_{o\phi}(\alpha, x_\tau, n) = - \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i U_{0AK\Phi}^{(1)}(x_{\tau_i}) \cos(nx_{\tau_i})}{\Delta\omega_{e\phi}}, \quad (\text{при } \alpha_i \ll 1). \quad (3.29)$$

Якщо прийняти закон розподілу $p(\alpha)$ нормальним з нульовим математичним очікуванням і СКВ $\sigma_\alpha = 1/q_{c/кп}$, то можна отримати формули для визначення СКП (3.30) – (3.33).

Перетворені формули шляхом введення безрозмірних змінних

$$\delta t_\phi(\alpha, x_\tau) = \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i U_{0AK\Phi}(x_{\tau_i}) \sin(nx_{\tau_i})}{\omega_0}, \quad (\text{при } \alpha_i \ll 1); \quad (3.30)$$

$$\delta t_\phi(\alpha, x_\tau) = \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i \sin(nx_{\tau_i})}{\omega_0}, \quad (\text{при } \alpha_i \ll 1; \tau_i \ll \tau_{AK\Phi}). \quad (3.31)$$

Формули для визначення СКП по обвідній сигналу СД:

$$\sigma_{o\phi} = \frac{\sqrt{\int_0^\infty p(x_\tau) [U_{0AK\Phi}^{(1)}(x_\tau) \cos(nx_\tau)]^2 dx_\tau}}{q_{c/кп} \Delta\omega_{e\phi}} = \frac{K_{1o\phi}}{q_{c/кп} \Delta\omega_{e\phi}} \quad (\text{при } \alpha \ll 1) \quad (3.32)$$

$$\sigma_{o\phi} = \frac{\sqrt{\int_0^\infty p(x_\tau) [x_\tau \cos(nx_\tau)]^2 dx_\tau}}{q_{c/кп} \Delta\omega_{e\phi}} = \frac{K_{2o\phi}}{q_{c/кп} \Delta\omega_{e\phi}} \quad (\text{при } \alpha \ll 1; \tau \ll \tau_n) \quad (3.33)$$

Коефіцієнти $K_{1o\phi}$, $K_{2o\phi}$, $K_{1\phi}$, $K_{2\phi}$ у формулах (3.22) – (3.23) дозволяють порівнювати СКП, викликані багатопроменевими перешкодами, з потенційними СКП (3.27), зумовленими адитивним білим шумом.

Формули для визначення СКП для фазових вимірювань:

$$\sigma_{\varphi} = \frac{\sqrt{\int_0^{\infty} p(x_{\tau}) [U_{0AK\Phi}(x_{\tau}) \sin(nx_{\tau})]^2 dx_{\tau}}}{q_{кп} \omega_0} = \frac{K_{1\varphi}}{q_{кп} \omega_0}, \quad (\text{при } \alpha \ll 1); \quad (3.34)$$

$$\sigma_{\varphi} = \frac{\sqrt{\int_0^{\infty} p(x_{\tau}) [\sin(nx_{\tau})]^2 dx_{\tau}}}{q_{кп} \omega_0} = \frac{K_{2\varphi}}{q_{кп} \omega_0}, \quad (\text{при } \tau \ll \tau_{AK\Phi}, \alpha \ll 1). \quad (3.35)$$

Розрахункові співвідношення (3.37) – (3.42) дозволяють розрахувати коефіцієнти в разі рівномірного закону розподілу часу затримки перешкоди (3.36)

$$p(x_{\tau}) = \frac{1(x_{\tau} - x_{\tau p}) - 1(x_{\tau} - x_{\tau p} - \Delta x_{\tau})}{\Delta x_{\tau}}, \quad (3.36)$$

де $\Delta x_{\tau} = \Delta \omega_{\text{эф}} \Delta \tau$, $\Delta \tau$ – діапазони зміни відповідно x_{τ} та τ ; $x_{\tau p} = \Delta \omega_{\text{эф}} \tau_p$, τ_p – початкові (мінімальні) значення відповідно x_{τ} та τ .

На рис. 3.17 та рис.3.18 побудовані графіки, що ілюструють залежності коефіцієнтів $K_{1об}$, $K_{1\varphi}$ від параметрів закону розподілу $\Delta \tau$ та $x_{\tau p}$.

Розрахункові співвідношення для коефіцієнтів $K_{1об}$, $K_{2об}$ в разі рівномірного закону розподілу часу затримки перешкоди при $\alpha \ll 1$

$$K_{1об} = \sqrt{\frac{1}{\Delta x_{\tau}} \int_{x_{\tau p}}^{(x_{\tau p} + \Delta x_{\tau})} [U_{0AK\Phi}^{(1)}(x_{\tau}) \cos(nx_{\tau})]^2 dx_{\tau}}; \quad (3.37)$$

$$K_{2об} = \sqrt{\frac{1}{\Delta x_{\tau}} \int_{x_{\tau p}}^{(x_{\tau p} + \Delta x_{\tau})} [x_{\tau} \cos(nx_{\tau})]^2 dx_{\tau}}; \quad (3.38)$$

$$K_{2об} \approx \frac{\Delta x_{\tau}}{\sqrt{2}} \sqrt{\left[\frac{1}{3} + \frac{\sin(2n\Delta x_{\tau})}{(2n\Delta x_{\tau})} \right]} (x_{\tau p} = 0). \quad (3.39)$$

Розрахункові співвідношення для коефіцієнтів $K_{1\varphi}$, $K_{2\varphi}$, $K_{2об}$ в разі рівномірного закону розподілу часу затримки перешкоди

$$K_{1\varphi} = \sqrt{\frac{1}{\Delta x_\tau} \int_{x_{\text{тп}}}^{(x_{\text{тп}}+\Delta x_\tau)} [U_{0\text{AKФ}}(x_\tau) \sin(nx_\tau)]^2 dx_\tau}, \alpha \ll 1; \quad (3.40)$$

$$K_{2\varphi} = \sqrt{\frac{1}{\Delta x_\tau} \int_{x_{\text{тп}}}^{(x_{\text{тп}}+\Delta x_\tau)} [\sin(nx_\tau)]^2 dx_\tau}, \alpha \ll 1; \tau \ll \tau_{\text{AKФ}}; \quad (3.41)$$

$$K_{2\varphi} \approx \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 - \frac{\sin(2n\Delta x_\tau)}{(2n\Delta x_\tau)} \right]} (x_{\text{тп}}=0), \alpha \ll 1; \tau \ll \tau_{\text{AKФ}}. \quad (3.42)$$

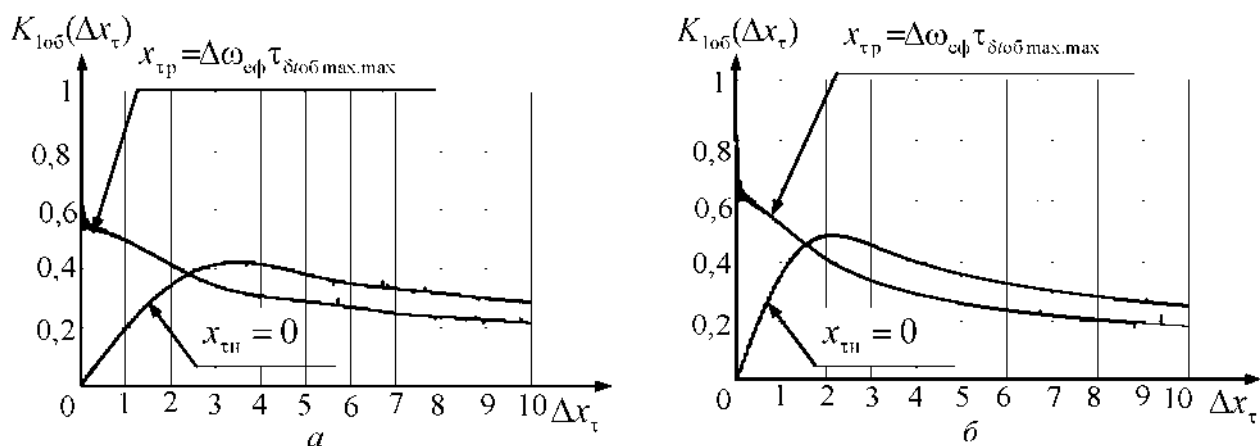


Рисунок 3.17 – Залежності $K_{106}(\Delta x_\tau)$ та $K_{106}(\Delta x_\tau, x_{\text{тп}})$ для Sinc- (а,) та дзвоново-го (б) радіоімпульсів в разі рівномірного закону розподілу $p(x_\tau)$

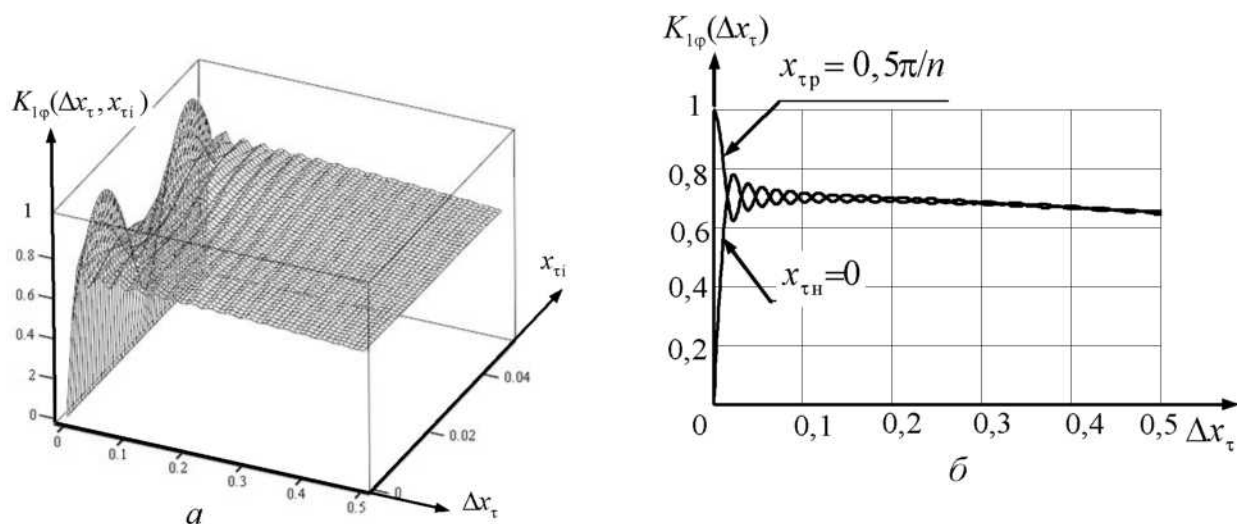


Рисунок 3.18 – Залежності $K_{1\varphi}(\Delta x_\tau, x_{\text{ти}})$ (а) та графіки $K_{1\varphi}(\Delta x_\tau)$ (б) для рівномірного закону розподілу $p(x_\tau)$

Математичне очікування результатів модельних вимірювань, яке визначає си-

стематичну похибку, дорівнює нулю, а нормована СКП становить $K_{1\varphi} \approx 0,7$, що збігається з наведеною на рис. 3.18 залежністю $K_{1\varphi}(\Delta x_\tau)$ для даних параметрів $p(x_\tau)$. Перевірка гіпотез показала, що закони розподілу похибок у даному прикладі і в інших випадках відрізняються від нормального.

Проведений аналіз і моделювання похибок ОЧП сигналів, викликаних корельованими багатопроменевими перешкодами, дозволяють сформулювати такі висновки:

1) в разі корельовано перешкоди з рівнем $\alpha \ll 1$ похибки ОЧП сигналу по обвідній при $\tau \ll \tau_i$ мають коливальний характер в межах $\delta t_{\varphi \max} \geq \delta t_\varphi \geq \delta t_{\varphi \min} < 0$, які пропорційні α та не залежать від форми обвідної основного сигналу;

2) для однакових відношень сигнал/корельована перешкода і сигнал/білий шум ($q_{с/КП} = q_{с/БШ} \gg 1$) максимальні значення СКП ОЧП сигналів по обвідній зумовлені БП з рівномірним законом розподілу затримок, менше, ніж потенційні похибки ОЧП сигналів при білому шумі; тільки для двохчастотного сигналу ці похибки збігаються;

3) при рівномірному законі розподілу затримок перешкоди з $\Delta \tau \ll \tau_c$ для вимірювань за обвідною, а також $q_{с/КП} \gg 1$ СКП ОЧП сигналу пропорційні σ_α і не залежать від форми обвідної основного сигналу;

4) при наявності декількох незалежних корельованих багатопроменевих перешкод результуючі СКП ОЧП сигналів за обвідними визначаються як:

$$\sigma_{\Sigma об} = \sqrt{\sum_{i=1}^m \sigma_{обi}^2};$$

5) при $\alpha \geq 0,5$ результуючий сигнал може мати перешкодову складову, амплітуда якої рівна або перевищує амплітуду корисної складової сигналу, що може призвести до хибних вимірів зсуву шкал часу еталонів.

Результати математичного моделювання повністю відповідають основним положенням теорії статистичних вимірювань в радіолокації і зв'язку та узго-

джуються з результатами, отриманими в [75], а, отже, адекватно відображають фізичні процеси, що відбуваються в БПСС.

З отриманих результатів моделювання випливає, що умовою мінімізації аномальних вимірювань є відношення сигнал/перешкода $> 6 \dots 9$. Використання ефекту «стиснення» модульованих сигналів забезпечує поліпшення в В раз роздільної здатності БПСС при наявності багатопроменевого прийому і більш впевнене визначення факту наявності багатопроменевої перешкоди. Однак, навіть при впевненому розрізненні корисної складової сигналу СД та БП, можливе спотворення корисного сигналу, що залежить від співвідношення фаз цих сигналів.

3.1.7. Математична модель системи фазового автопідстроювання частоти для її використання в пасивній системі часо-частотної синхронізації [20]

Системи фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) знайшли широке застосування в різних областях радіотехніки. Наприклад, частотна модуляція і демодуляція сигналів, множення і перетворення частоти, формування опорних коливань для когерентного детектування. Система ФАПЧ має фільтруючі властивості і, по суті, є стежачим активним фільтром.

Щодо даної задачі система ФАПЧ розглядається як елемент когерентного гетеродина пасивної системи високоточної синхронізації часу і частоти [20].

Реалізація радіоприймальних пристроїв пасивних систем часо-частотної синхронізації передбачає використання гетеродинних сигналів, які когерентні сигналам еталонів (стандартів) часу і частоти, що синхронізуються. В якості інформаційного параметру таких систем доцільно використовувати поточне значення фази сигналу

$$\varphi(t) = \varphi_c(t) + \varphi_n(t), \quad (3.44)$$

де $\varphi_c(t)$ – закон зміни інформативного параметра в часі;

$$\varphi_n(t) = \int_0^{\tau_c} v(t) dt - \text{складові фазових шумів.}$$

Вважаємо $\varphi_c(t)$ та $\varphi_n(t)$ випадковими незалежними величинами. Перешкодова складова $\varphi_n(t)$ є результатом впливу багатьох, в тому числі і випадкових, факторів, тому можна вважати, що її розподіл відповідає нормальному закону. В цьому випадку сумарний сигнал (3.44) може бути представлений вінерівською моделлю, рівняння оптимальної фільтрації якої має вигляд [85]

$$\frac{d\hat{\varphi}}{dt} = \frac{D}{D_T}(\hat{\varphi}_T - \hat{\varphi}), \quad (3.45)$$

де D , D_T – дисперсія сталого і поточного вимірювання;

$\hat{\varphi}_T$ – поточна оцінка фази сигналу.

У загальному випадку (3.45) описує систему зі змінними параметрами. При $D = D_{cm}$ система стає системою з постійними параметрами.

Рівняння (3.45) запишемо у вигляді

$$\frac{d\varphi}{dt} + \frac{D}{D_T}(\varphi - \varphi_T) = 0. \quad (3.46)$$

Співставлення цього рівняння з рівнянням ліанеризованої системи ФАПЧ першого порядку [120]

$$\frac{d\varphi}{dt} + \Omega_\delta F(\varphi) K(j\omega) = \Omega_i$$

показує, що в якості оптимального фільтра в цьому випадку може використовуватися система фазового автопідстроювання частоти (рис. 3.19) при $\Omega_i = 0$, тобто при нульовому початковому розладі частоти.

Представимо систему ФАПЧ рис. 3.19 еквівалентною схемою, яка приведена на рис.3.20 [121], де ω_{OG} , ω_{KG} – частота опорного сигналу і керованого генераторів; $V(t)$ – флуктуації частоти опорного сигналу; $\Delta\omega_{KG}(t)$ – флуктуації частоти коливань керованого генератора; $S_{\phi D}$, S_Γ – крутизна характеристики

фазового детектора і частотно-настроювальної характеристики генератора; $K_{ФНЧ}(p)$ – передавальна характеристика фільтра нижніх частот.

На схемі рис. 3.19 позначено: ОГ – джерело опорного сигналу (опорний генератор); ФД – фазовий детектор; ФНЧ – фільтр нижніх частот; КГ – керований генератор.

При відомій спектральній щільності фазових флуктуацій, приведених до входу $S_{\text{фвх}}(\omega)$ та виходу $S_{\text{фк}}(\omega)$, спектральна щільність потужності фазових флуктуацій на виході системи ФАПЧ визначається виразом [122]

$$S_{\text{фвих}}(\omega) = S_{\text{фвх}}(\omega) |W(j\omega)|^2 + S_{\text{фк}}(\omega) |E(j\omega)|^2,$$

де $W(j\omega)$ – комплексна передавальна функція по вхідному впливу;

$E(j\omega)$ – комплексна передавальна функція за помилкою.

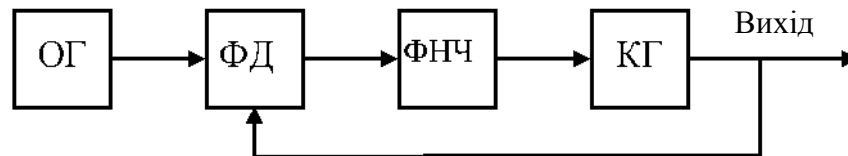


Рисунок 3.19 – Структурна схема типової системи ФАПЧ:

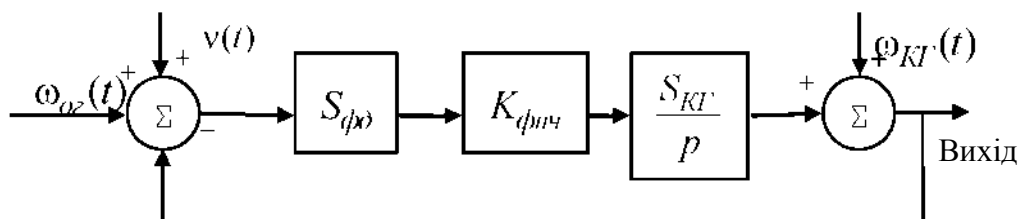


Рисунок 3.20 – Еквівалентна схема системи ФАПЧ

Фільтруючі властивості системи ФАПЧ визначаються комплексною функцією передачі по вхідному впливу $W(j\omega)$, а зниження рівня флуктуацій фази

керуваного генератора характеризується комплексною функцією передачі помилки $E(j\omega)$. При цьому

$$W(j\omega) = \frac{R(j\omega)}{1 + R(j\omega)}; \quad (3.47)$$

$$E(j\omega) = \frac{1}{1 + R(j\omega)}, \quad (3.48)$$

де $R(j\omega)$ – комплексна передавальна функція розімкнутого ланцюга.

Приймаємо $K_{\Phi HC}(p) = 1$, що відповідає системі ФАПЧ першого порядку ($R(j\omega) = 1/p$). З використанням співвідношень (3.47), (3.48) отримуємо модуль комплексної передавальної функції замкнутої системи ФАПЧ по фазовим флуктуаціям керуваного генератора

$$K_{\Phi K\Gamma}(\omega) = |W(j\omega)| = \frac{\omega\tau}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}. \quad (3.49)$$

Для фазових шумів опорного сигналу запишемо

$$K_{\Phi OG}(\omega) = |E(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}. \quad (3.50)$$

З (3.49) та (3.50) випливає, що система ФАПЧ є фільтром верхніх частот для флуктуацій керуваного генератора і фільтром нижніх частот для флуктуацій опорного сигналу. Стосовно до структурної схеми рис. 3.20 маємо:

$$W(p) = \frac{S_{\Phi D} S_{K\Gamma} K_{\Phi HC}(p)}{p + S_{\Phi D} S_{K\Gamma} K_{\Phi HC}(p)}; \quad E(p) = \frac{1}{p + S_{\Phi D} S_{K\Gamma} K_{\Phi HC}(p)}.$$

Вхідні впливи $\omega_{oz}(t)$, $v(t)$, $\omega_{K\Gamma}(t)$, $\Delta\omega_{K\Gamma}(t)$ можуть бути задані у вигляді їх математичних моделей або масивів даних в результаті аналого-цифрового перетворення реальних сигналів.

Як приклад скористаємося математичною моделлю опорного сигналу для випадку цифрового синтезу гармонійного коливання [99]:

$$U(i) = \frac{1}{2^k - 1} \text{ent} \left\{ \cos \left[\frac{2\pi}{2^p} \text{ent} \left(\frac{i2^p}{f_t} f_0 \right) \right] (2^k - 1) \right\}, \quad (3.51)$$

де $U(i)$ – сформовані вибірки опорного сигналу;

k – розрядність цифро-аналогового перетворювача;

p – розрядність тригонометричного перетворювача;

f_t – тактова частота;

f_0 – частота синтезованого коливання;

ent – операція знаходження цілочисельного значення.

Дана математична модель дозволяє врахувати помилки квантування за рівнем, обумовлені обмеженістю числа розрядів цифро-аналогового і тригонометричного перетворювачів, а також помилки дискретизації за часом сформованого сигналу.

3.1.8. Алгоритм дослідження фільтруючих властивостей системи фазового автопідстроювання частоти [19]

При побудові фазової системи часо-частотної синхронізації з використанням сигналів СД виникає завдання когерентного перетворення високочастотного радіосигналу на робочу частоту блоку оцифрування сигналу. Коливання гетеродина (опорного генератора) повинні бути когерентні до коливань сигналу еталона. Такі гетеродини, як правило, використовують систему ФАПЧ [120, 121].

Блок-схема алгоритму для дослідження впливу флуктуацій опорного генератора на стабільність частоти вихідного сигналу приведена на рис. 3.21.

Згідно (3.51) визначаються амплітудні вибірки опорного гармонійного сигналу $U(i)$ і в результаті дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) знаходяться реальні і уявні частини спектральних складових сигналу [85]

$$y(m) = \operatorname{Re}\{G(m)\} = \sum_{i=0}^{N-1} \left[u(i) \cos \frac{2\pi mi}{N} + u_*(i) \sin \frac{2\pi mi}{N} \right],$$

$$x(m) = \operatorname{Im}\{G(m)\} = \sum_{i=0}^{N-1} \left[-u(i) \sin \frac{2\pi mi}{N} + u_*(i) \cos \frac{2\pi mi}{N} \right],$$

де $m = 0, 1, \dots, N$;

N – кількість відліків ДПФ.

Спектр дискретного сигналу має періодичну структуру і необхідна спектральна складова виділяється смуговим фільтром з передавальною характеристикою $K_\Phi(p)$. Реальні та уявні частини спектральних складових відновленого гармонійного сигналу на виході смугового фільтра визначаються зі співвідношень

$$y_\Phi(m) = \operatorname{Re}\{G(m)\} \times \operatorname{Re}\{K_\Phi(m)\} - \operatorname{Im}\{G(m)\} \times \operatorname{Im}\{K_\Phi(m)\},$$

$$x_\Phi(m) = \operatorname{Re}\{G(m)\} \times \operatorname{Im}\{K_\Phi(m)\} + \operatorname{Im}\{G(m)\} \times \operatorname{Re}\{K_\Phi(m)\}.$$

При переході в часову область шляхом виконання зворотного дискретного перетворення Фур'є утворюються масиви реальних $a(i)$ і уявних $b(i)$ значень амплітуди опорного сигналу, відповідні поточні значення фази якого знаходяться з відомого співвідношення

$$\varphi(i) = \operatorname{arctg} \frac{b(i)}{a(i)}.$$

Порівнюючи ці значення зі значеннями фази неспотвореного коливання, обчисленого в i -ті моменти часу

$$\varphi_{et} = \frac{f_s i \Delta t}{f_T},$$

де $\Delta t = \tau_i / N$; $i = 0, 1, 2, \dots, N$, отримуємо відхилення миттєвих значень фази опорного сигналу від необхідних значень $\delta\varphi(i) = \varphi(i) - \varphi_i(i)$.

Виконуючи операцію ДПФ, знаходимо реальні і уявні значення спектральних складових фазових флуктуацій

$$g_{\delta\varphi}(m) = \operatorname{Re}\{G_{\delta\varphi}(m)\} = \sum_{i=0}^{N-1} \delta\varphi(i) \cos \frac{2\pi mi}{N},$$

$$q_{\delta\varphi}(m) = \operatorname{Im}\{G_{\delta\varphi}(m)\} = \sum_{i=0}^{N-1} \left[-\delta\varphi(i) \sin \frac{2\pi mi}{N} \right].$$

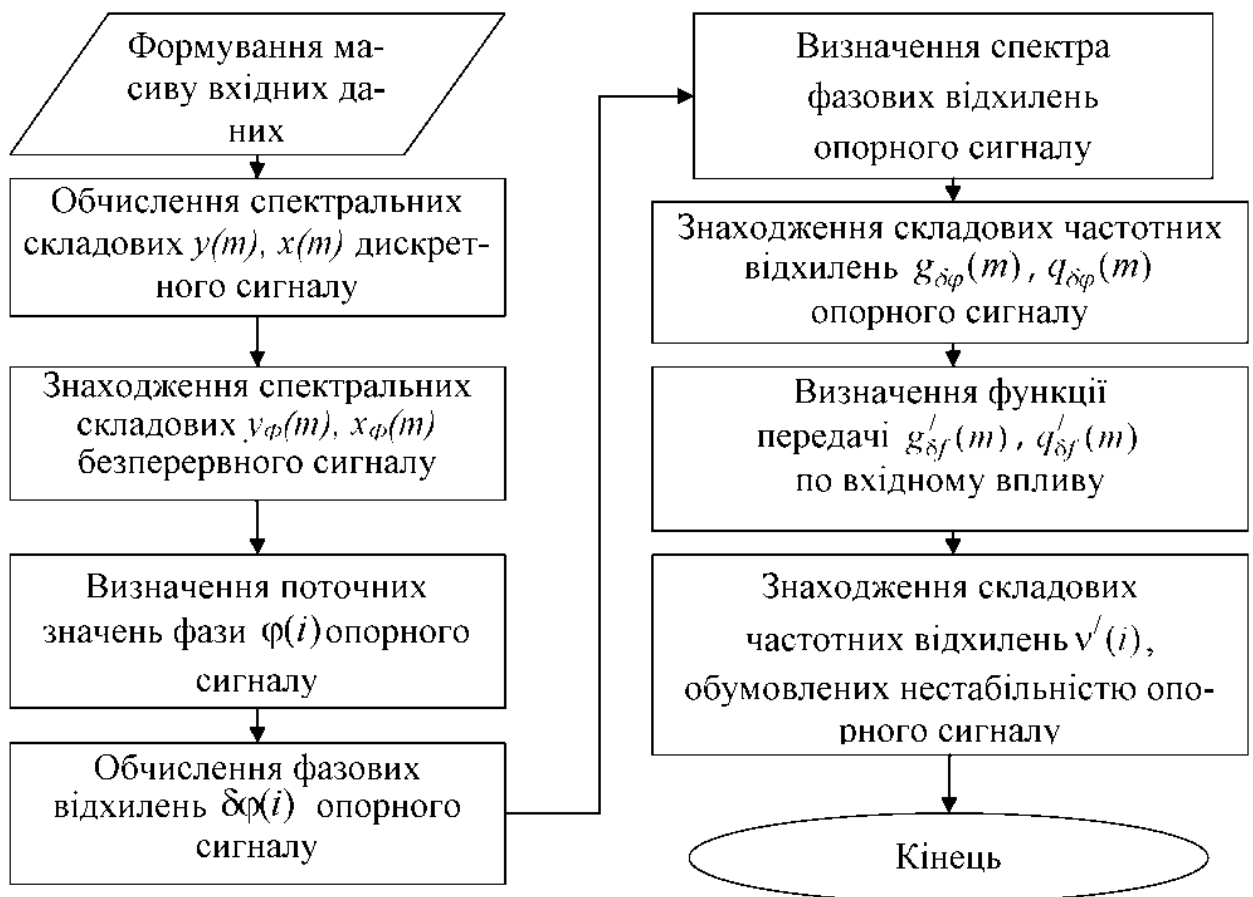


Рисунок 3.21–Блок-схема алгоритму для дослідження реакції системи ФАПЧ на вхідний вплив

Помноживши відповідні значення спектральних складових фазових відхилень на частоту аналізу, отримуємо значення спектральних складових частотних відхилень

$$g_{\delta f}(m) = g_{\delta\varphi}(m)F_m,$$

$$q_{\delta f}(m) = q_{\delta\varphi}(m)F_m.$$

Визначення передавальної функції системи ФАПЧ здійснюється згідно (3.50), флуктуаційні складові в спектрі вихідного сигналу визначаються зі співвідношень

$$\begin{aligned} g'_{\delta f}(m) &= \operatorname{Re}\{G'_{\delta f}(m)\} = g_{\delta f}(m) \times \operatorname{Re}\{E(m)\} - q_{\delta f}(m) \times \operatorname{Im}\{E(m)\}, \\ q'_{\delta f}(m) &= \operatorname{Im}\{G'_{\delta f}(m)\} = g_{\delta f}(m) \times \operatorname{Im}\{E(m)\} + q_{\delta f}(m) \times \operatorname{Re}\{E(m)\}. \end{aligned}$$

В результаті зворотного ДПФ, тобто при переході в часову область, отримуємо відповідні миттєві значення флуктуацій частоти вихідного сигналу, обумовлені нестабільністю частоти опорного сигналу

$$v'(i) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} G'_{\delta f}(m) e^{j2\pi mi/N},$$

де i – номер часового відліку.

Алгоритм визначення фільтруючих властивостей системи ФАПЧ для частотних нестабільностей керованого генератора наведено на рис. 3.22.

Для формування масиву вхідних даних скористаємося математичним представленням спектральної щільності фазових шумів КГ [123]:

$$S_{\varphi_{K\Gamma}}(\omega) = S_{\varphi_{A\Xi}}(\omega) \left[1 + \frac{\omega_{K\Gamma}^2}{4Q^2\omega^2} \right],$$

де Q – навантажена добротність коливального контуру КГ;

$S_{\varphi_{AE}}(\omega) = a_0 + a_1/\omega$ – спектральна щільність фазових шумів активного елемента з урахуванням фліккер-шуму;

a_0, a_1 – параметри активного елемента.

Остаточно запишемо

$$S'_{\varphi_{K\Gamma}}(\omega) = a_0 + \frac{a_1}{\omega} + \frac{a_0\omega_{K\Gamma}^2}{4Q^2\omega^2} + \frac{a_1\omega_{K\Gamma}^2}{4Q^2\omega^3}.$$

В результаті фільтруючого впливу системи ФАПЧ маємо

$$S'_{\varphi_{K\Gamma}}(\omega) = S_{\varphi_{K\Gamma}}(\omega) \times K_{\varphi_{K\Gamma}}(\omega).$$

Помноживши відповідні значення спектральних складових фазових шумів на частоту аналізу, отримуємо значення спектральних складових нестабільності частоти КГ:

$$g_{\Delta f}(m) = g_{\Delta\varphi}(m)F_m,$$

$$q_{\Delta f}(m) = q_{\Delta\varphi}(m)F_m.$$

Виконуючи процедуру ЗДПФ, знаходимо миттєві значення флуктуацій частоти керованого генератора

$$\Delta\omega'_{KG}(i) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} S'_{fKG}(m) e^{j2\pi mi/N}.$$

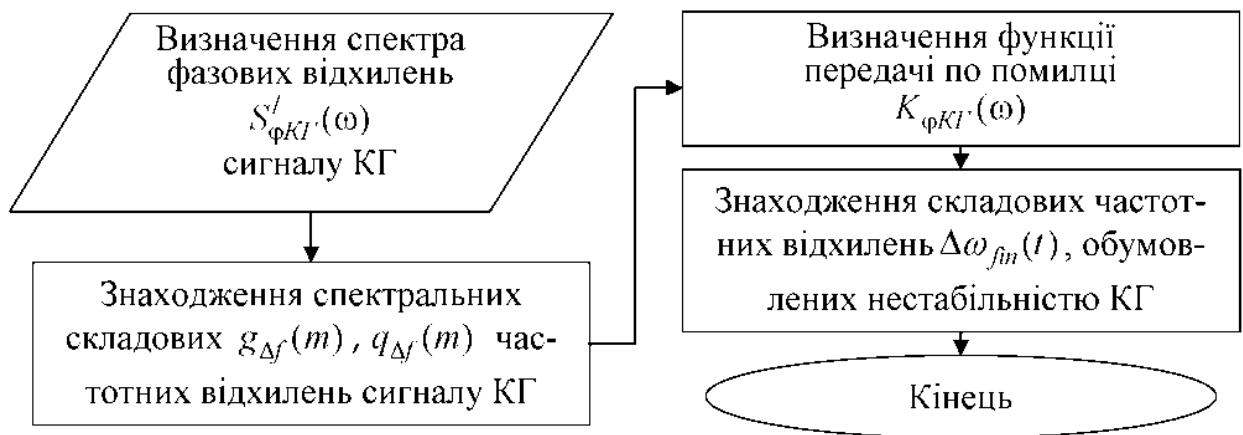


Рисунок 3.22–Блок-схема алгоритму для дослідження реакції системи ФАПЧ по помилці

Вважаємо вхідні впливи системи ФАПЧ адитивними та результуючу нестабільність частоти керованого генератора визначаємо як

$$\Delta\omega_{fin}(t) = \Delta\omega'_{KG}(t) + \nu'(t).$$

Щоб використовувати в якості досліджуваного реальний сигнал опорного генератора, необхідно його попередньо піддати процедурі аналого-цифрового перетворення і замість масиву даних, отриманого за допомогою (3.51), ввести

відліки реального сигналу. Сигнал КГ так само може бути оцифрований, потім його необхідно піддати процедурі ДПФ і виділити фазові шуми і далі відповідно до блок-схеми рис. 3.22.

Таким чином, визначивши передавальну функцію системи ФАПЧ та спектральний розподіл вхідних впливів, можна визначити рівень шумових складових в спектрі вихідного сигналу і надалі оцінити його вплив на точність синхронізації еталонів часу і частоти.

Висновки по розділу 3

Результатами моделювання пасивної системи синхронізації для випадків застосування квадратурної обробки з подальшою УФ або ВКО є середні значення зсуву шкал $\overline{\Delta T}$ і СКВ вимірювань $\sigma_{\Delta T}$, а також гістограми, що дозволяють перевірити гіпотези про закони розподілу. Оскільки нелінійність квадратурної обробки призводить до більшого відношення с/ш на виході, ніж у разі УФ, для аналізу використовуються значення q за результатами моделювання УФ за обвідною.

Моделювання пристрою квадратурної обробки свідчить проте, що розподіл значень обвідної білого шуму приблизно відповідає закону розподілу Релея, а для миттєвих значень відновленого вузькосмугового шуму спостерігається закон розподілу Гаусса.

Результати моделювання пасивної системи синхронізації для випадків застосування квадратурної обробки та подальшої узгодженої фільтрації або взаємкореляційної обробки свідчать про те, що за умови перевищення відношення с/ш відповідних порогових значень $q > q_{nop} = 6 \dots 9$ квадратурна обробка може бути використана для вимірювань зсуву шкал в пасивних системах синхронізації за обвідними сигналів СД разом з узгодженою фільтрацією або взаємкореляційною обробкою.

Розроблено математичну модель пасивної системи часо-частотної синхро-

нізації при наявності багатопроменевості сигналу СД, в якій формуються сигнальні вибірки з внутрішньо-імпульсною частотно-фазовою модуляцією, що моделює застосування OFDM сигналів ЦНТБ та телекомунікаційних систем.

Проведений аналіз абсолютних похибок ОЧП сигналів при наявності однієї детермінованої корельованої (багатопроменевої) перешкоди дозволяє вибирати стратегію і здійснювати перевірку результатів статистичного аналізу похибок, викликаних корельованими перешкодами з заданими законами розподілу їх рівнів і затримок. Результати математичного моделювання повністю відповідають основним положенням теорії статистичних вимірювань в радіолокації і зв'язку, а, отже, адекватно відображають фізичні процеси, що відбуваються в БПСС. З отриманих результатів моделювання випливає, що умовою мінімізації аномальних вимірювань є відношення сигнал/перешкода $> 6 \dots 9$.

Запропонована математична модель системи ФАПЧ дозволяє врахувати помилки квантування за рівнем, обумовлені обмеженістю числа розрядів цифро-аналогового і тригонометричного перетворювачів, а також помилки дискретизації за часом формованого сигналу. Визначивши передавальну функцію системи ФАПЧ і спектральний розподіл вхідних впливів, можна визначити рівень шумових складових в спектрі вихідного сигналу і далі оцінити його вплив на точність синхронізації еталонів часу і частоти.

РОЗДІЛ 4

ПРОПОЗИЦІЇ ЩОДО ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ ТА РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ СИСТЕМ ЧАСТОТНО-ЧАСОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ

Розроблено спосіб синхронізації рознесених у просторі еталонів (стандартів) часу та частоти з використанням сигналів низькоорбітальних і середньоорбітальних ШСЗ. Наведено результати експериментальних досліджень макету БПСС з використанням сигналів ЦНТБ та при синхронізації за фазою аналогового телевізійного сигналу в режимі "нульової бази". Продемонстровано роботу БПСС з компенсацією БП при прийомі OFDM сигналу. Сформульовано практичні рекомендації щодо реалізації компенсатора БП. Матеріали розділу опубліковано і апробовано в [22, 23, 26, 27, 31-35].

4.1. Синхронізація рознесених у просторі еталонів (стандартів) часу та частоти з використанням сигналів низькоорбітальних і середньоорбітальних штучних супутників Землі [35]

Обмеження по дальності дії знімається в ССЧЧ з використанням сигналу спільного джерела космічного базування, однак в такій системі виникає ряд додаткових джерел похибки синхронізації (неточності ефемеридних даних, нестабільності іоносферної і тропосферної затримки), які істотно знижують результуючу точність синхронізації [35, 37, 69, 70].

Зняття обмеження по дальності дії пасивної системи синхронізації може бути здійснено шляхом реалізації способу частотно-часової синхронізації просторово-рознесених мір часу і частоти з використанням у якості СД сигналів низькоорбітальних і середньоорбітальних ШСЗ [126, 127].

Як відлікові моменти часу для синхронізації шкал часу просторово-рознесених еталонів пропонується використовувати частотні особливості при-

йнятого сигналу, а саме моменти, коли носійна частота сигналу рухомого СД має в одному приймальному пункті нульове доплерівське зміщення, а в іншому – заздалегідь розраховане значення доплерівського зсуву частоти. При цьому просторове положення СД і пунктів, що синхронізуються, (координати) повинні бути відомі з необхідною для виконання розрахунків точністю.

Сутність ефекту Доплера полягає в зміні довжини хвилі сигналу, якщо відстань між джерелом випромінювання і приймачем є функцією часу. При зменшенні відстані довжина хвилі сигналу зменшується (у чисельнику знак «мінус») та наростає (у чисельнику знак «плюс»), якщо відстань збільшується [85]

$$\lambda = \frac{c \pm V}{f_0},$$

де c – швидкість ПРХ;

V – швидкість об'єкта;

f_0 – частота сигналу, що випромінюється об'єктом.

Частота сигналу рухомого ШСЗ, який приймається в нерухомому пункті

$$f = \frac{c}{\lambda} = f_0 \frac{1}{(1 \pm V/c)}.$$

А доплерівський зсув частоти можна визначити як

$$F_{dop} = f_0 - f = f_0 \frac{1}{1 \pm V/c} - f_0 = \pm \frac{f_0 V}{c \pm V}.$$

С урахуванням, що $c \gg V$, маємо

$$F_{dop} \approx \pm \frac{f_0 V}{c} = \pm \frac{V}{\lambda},$$

де $\lambda = c/f_0$ – довжина хвилі носійної частоти сигналу ШСЗ.

Максимальне значення частоти Доплера має місце за умови, що вектор швидкості об'єкта спрямований на пункт прийому сигналу. У випадку довільної орієнтації вектора швидкості об'єкта доплерівський зсув частоти визначається

проекцією цього вектора на лінію між об'єктом і пунктом прийому сигналу. Значення цієї проекції є радіальною швидкістю об'єкта V_r і остаточно маємо

$$F_{dop} = \pm V_r / \lambda. \quad (4.1)$$

На рис. 4.1 показано геометричну побудову, яка пояснює принцип реалізації заявленого способу.

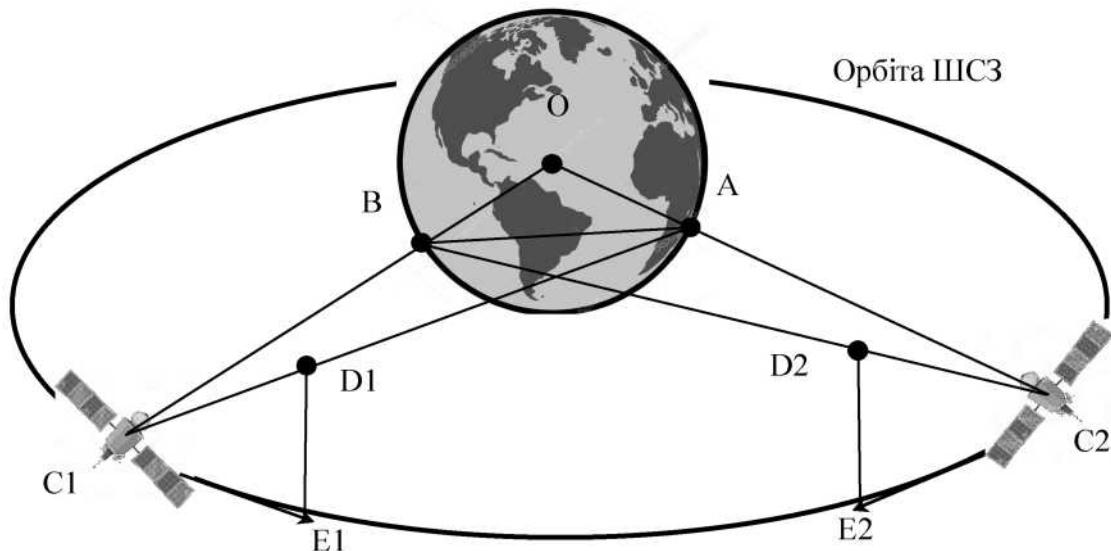


Рисунок 4.1– Геометрична ілюстрація способу синхронізації

Для спрощення математичних і геометричних уявлень вважаємо, що пункти А і В розміщення еталонів часу і частоти знаходяться на однаковій висоті над рівнем моря в площині орбіти супутника, тобто точки орбіти, пунктів і центру Землі розташовані в одній площині, як показано на рис. 4.1. З розгляду геометричної побудови рис. 4.1 випливає рівність трикутників $ABC_1 = ABC_2$, а також трикутників $C_1E_1D_1 = C_2E_2D_2$, отже $C_2D_2 = C_1D_1 = V_r$, тобто, коли ШСЗ знаходиться в точці C_1 , його радіальна швидкість щодо пункту В дорівнює нулю, а відносно пункту А маємо V_r . Після переміщення ШСЗ в точку C_2 він має відносно пункту А нульову радіальну швидкість, а по відношенню до пункту В $-V_r$ із зворотним знаком. Так як між значенням радіальної швидкості та доплерівським зміщенням частоти існує пропорційна залежність (4.1), то позиції ШСЗ C_1 і C_2 на орбіті відносно пунктів А і В є особливими і моменти часу, ко-

ли ШСЗ знаходиться в цих позиціях, можуть бути реперними для оцінки зсуву шкал часу еталонів, що знаходяться в даних пунктах. Для визначення моментів часу, коли F_{dop} набуває відлікові значення, використовуємо співвідношення

$$F_{dop}(t) = \frac{V_0^2 t}{\lambda \sqrt{R_0^2 + V_0^2 t^2}} \approx \frac{V_0^2 t}{\lambda R_0}, \quad (4.2)$$

де V_0 – швидкість ШСЗ в момент, коли відстань від нього до пункту мінімальна і дорівнює R_0 .

Для цього необхідно вирішити (4.2) відносно t

$$t = \frac{\lambda R_0 F_{dop}(t)}{V_0^2}.$$

У загальному випадку пункти можуть перебувати не в площині орбіти ШСЗ і мінімальні відстані від ШСЗ до пунктів можуть бути різними. Тобто, при рівності нулю доплерівської частоти в одному з пунктів відповідне значення одночасного вимірювання доплерівського зсуву в іншому пункті для кожного з пунктів буде відрізнятися. При відомих параметрах руху ШСЗ і координат пунктів зміни у часі $F_{dop}(t)$ для кожного з пунктів необхідно розрахувати заздалегідь.

Структурна схема пасивної системи частотно-часової синхронізації рознесених в просторі еталонів (стандартів) часу і частоти наведена на рис. 4.2, де позначено: \otimes – перемножувач; ПЧК – перетворювач частота-код; ЕОП – електронний обчислювальний пристрій.

Принцип роботи пасивної системи синхронізації часу і частоти рис. 4.2 полягає в наступному. Радіосигнал, який випромінюється низько- або середньо-орбітальним ШСЗ, приймається в пунктах А і В, попередньо підсилюється і надходить на перемножувач, на другий вхід якого подається сигнал когерентного гетеродина. З виходу перемножувача виділений сигнал проміжної частоти подається на цифровий вимірювач частоти (перетворювач частота-код).

Дані про виміряні значення частоти і часу проведення вимірювань фіксуються в пам'яті електронно-обчислювального пристрою, де також зберігаються відлікові значення F_{dop} і інформація про тривалість часового інтервалу між отриманням цих значень. За допомогою каналу зв'язку відбувається обмін результатами вимірювань між пунктами. Оцінка зсуву шкал часу еталонів здійснюється за рахунок фіксації моментів нульового доплерівського зсуву носійної частоти з перерахунком цього моменту на шкалу відповідного пункту, а синхронізація шкал частоти виконується за результатами одночасних вимірів частоти сигналу ШСЗ з урахуванням поправок на відповідне значення доплерівського зсуву частоти.

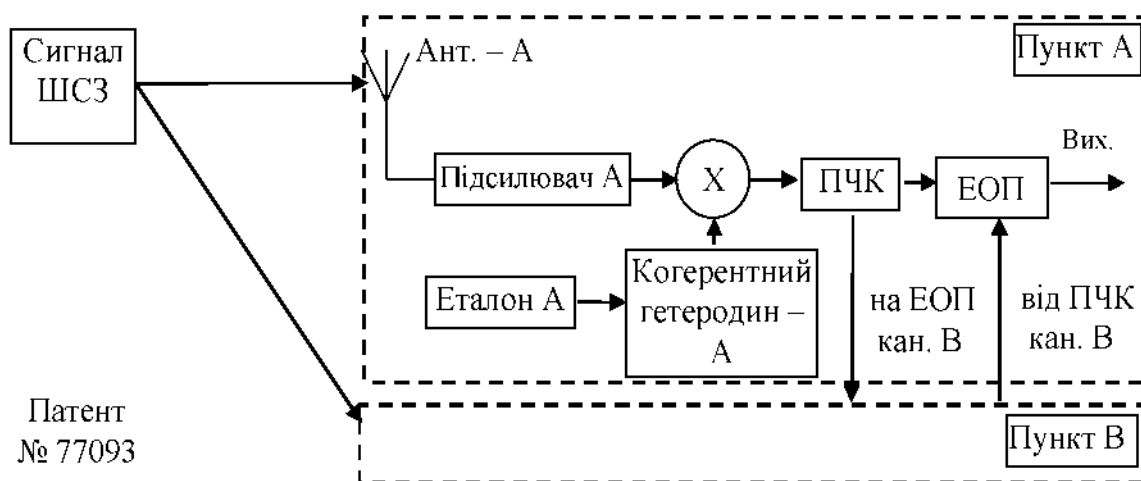


Рисунок 4.2 – Структурна схема системи синхронізації за сигналом ШСЗ

Наведений спосіб синхронізації демонструє можливість реалізації ПМЗО без використання ВКО прийнятих сигналів. В даному випадку синхронізація проводиться за моментами часу, коли траєкторний параметр ШСЗ (значення доплерівської частоти) має певне значення.

4.2. Результати експериментальних досліджень макету системи синхронізації часу та частоти з використанням сигналів цифрового наземного телебачення

Експериментальні дослідження макету системи синхронізації часу та частоти у режимі «нульової бази» [22, 31] проводилися в лабораторії ННЦ ОРТ ХНУРЕ. У режимі «нульової бази», коли обидва вимірювальні пристрої знаходяться поруч, виключається канална похибка синхронізації, пов'язана з неідентичністю каналів поширення сигналів. Крім того піддаються контролю апаратурні затримки і легко варіюється значення різниці часу приходу сигналу СД. Тому режим «нульової бази» дуже зручний для оцінки потенційних можливостей досліджуваної системи синхронізації.

Структурна схема макета наведена на рис. 4.3. До складу експериментальної установки входять преселектор (ПС); перетворювач частоти (ПЧ); керований генератор (КГ); фазовий детектор (ФД); дільник зі змінним коефіцієнтом поділу (ДЧ1, ДЧ2); двоканальний цифровий осцилограф (ЦО); персональна ЕОМ (ЕОМ), синусоїдальний генератор (СГ). Керований генератор з кільцем ФАПЧ і дільниками частоти є синтезатором сітки частот, що виконує функцію керованого гетеродина. У синтезаторах перетворювачів частоти обох каналів системи використовується спільний опорний генератор, що виключає похибку, пов'язану з неідентичністю каналів перетворення частоти. У якості АЦП застосовується двоканальний цифровий осцилограф. Програмний модуль реалізований за допомогою персональної ЕОМ. Крім того ПЕОМ управляє роботою цифрового осцилографа і формує масиви сигнальних вибірок.

Виконано кілька серій вимірів зі зміною часу затримки сигналу між вимірювальними каналами на заздалегідь визначену величину ΔT^{AB} . Отримані в ході наступної обробки результати вимірів відповідають розрахунковим даним.

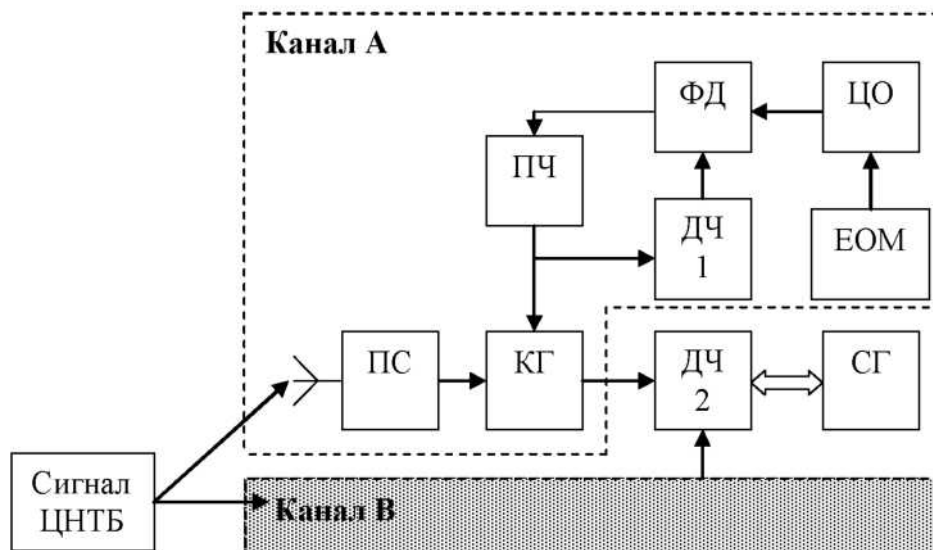


Рисунок 4.3– Структурна схема експериментальної установки

При проведенні вимірювань отримано:

- кількість пар сигнальних вибірок – 250;
- кількість відліків в сигнальній вибірці – 10 000;
- тривалість сигнальної вибірки – 50 мкс.

Обробка даних проводилася у відповідності з [111, 112]. Результати обробки даних:

- середнє значення різниці часу приходу сигналів 9,8 нс (відповідає різниці довжин сполучних кабелів між антенами та прийомними модулями);
- СКВ визначення часового положення максимуму ВКФ – 2,5 нс;
- відношення сигнал/перешкода на вході АЦП після фільтрації – 30-35 дБ.

На рис. 4.4 представлені:

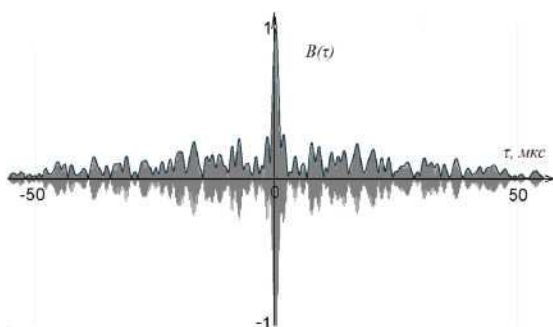
- а) – ВКФ 2-х сигнальних вибірок;
- б) – спектр OFDM сигналу проміжної частоти;
- в) – масив значень затримок;

- г) – гістограма «зважених» значень;
- д) – СКВ на «ковзному» інтервалі;
- е) – середнє значення на «ковзному» інтервалі;
- ж) – інтервальне СКВ;
- з) – середнє значення на інтервалі.

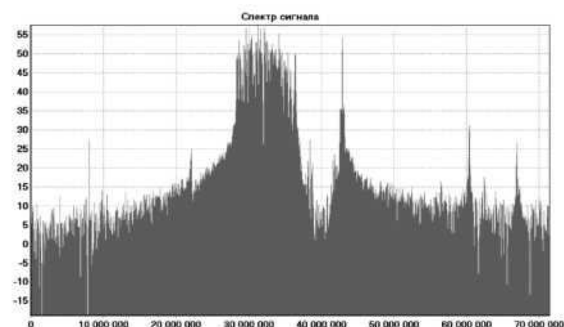
Аналіз наведених графіків свідчить про наступне:

- отримана в результаті Фур'є-перетворення спектрограма відповідає параметрам оцифрованого сигналу і свідчить про коректність аналого-цифрового перетворення;
- графічне зображення ВКФ сигнальних вибірок дещо відрізняється від АКФ OFDM-сигналу – функція взаємної кореляції має більш широкі пелюстки, отже, сигнали частково декорельовані;
- вид гістограми «зважених» значень результатів вимірювань різниці часу приходу сигналів відповідає нормальному закону розподілу, тому для обробки цих результатів можуть застосовуватися статистичні методи;
- візуалізація результатів статистичної обробки дає адекватне уявлення про величину і характер зміни отриманих оцінок різниці часу приходу сигналів.

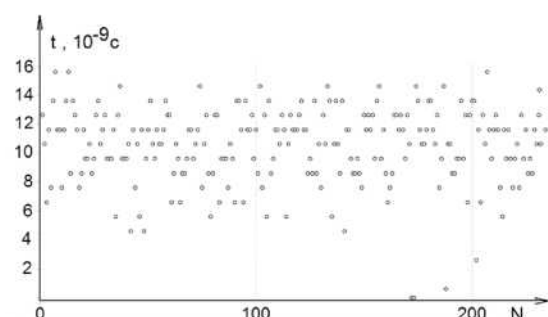
Таким чином, проведені дослідження показали, що використання в якості СД передавача сигналів ЦНТБ забезпечує наносекундну потенційну точність синхронізації шкал часу. У якості переваг OFDM-сигналу ЦНТБ слід зазначити прямокутність спектра, що добре погоджується з АЧХ радіоприйомного пристрою; шумоподібність структури, що забезпечує кращі характеристики з однозначності вимірів; з відомих джерел сигналів наземного базування сигнал ЦНТБ має найбільшу ефективну ширину спектра сигналу, а тому при рівних співвідношеннях сигнал/шум дозволяє досягти найкращих результатів фільтрації інформативного параметра [83-86].



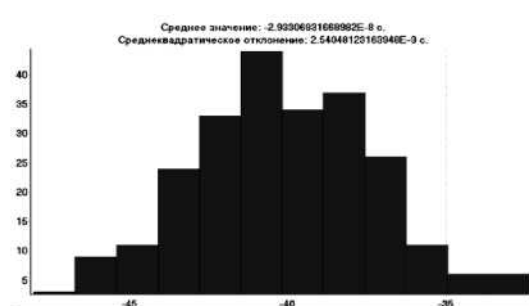
а – ВКФ 2-х сигнальних вибірок



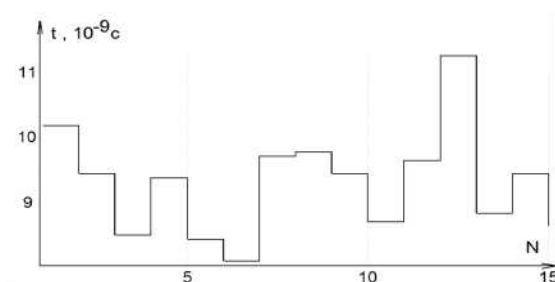
б – спектр OFDM сигналу ПЧ



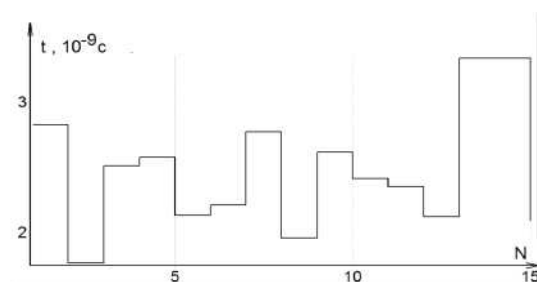
в – масив значень затримок



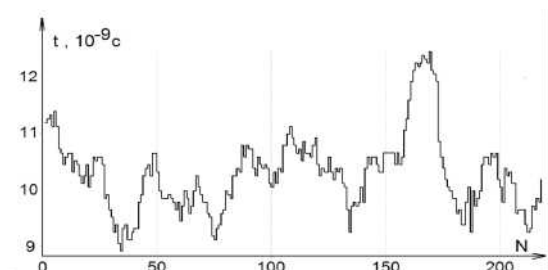
г – «зважена» гістограма



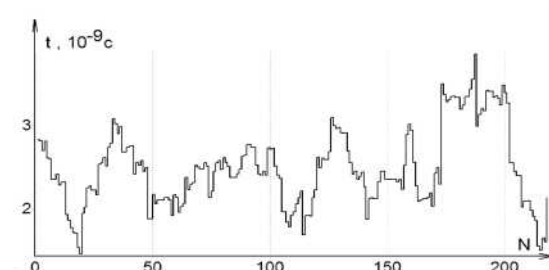
д – зміна середнього значення на інтервалі



е – зміна інтервального СКВ



ж – зміна «ковзного» середнього



з – зміна «ковзного» СКВ

Рисунок 4.4 – Графічне представлення результатів експерименту

В ході експерименту з використанням сигналів ЦНТВ у БПСС повністю підтвержені висновки, зроблені в ході порівняльного аналізу кореляційних властивостей сигналів наземних джерел [128, 129]. Використання шумободі-бного сигналу, яким є сигнал цифрового ТВ, забезпечує однозначність ОЧП та високу точність синхронізації, що склала 2,5 нс та не є остаточним граничним значенням.

Експериментальні дослідження підтвердили правильність запропонованих технічних рішень, стійкість і достовірність роботи алгоритму обробки даних.

Результати теоретичних і експериментальних досліджень свідчать про можливість технічної реалізації високоточної регіональної системи синхронізації в зоні впевненого прийому сигналів цифрового телебачення.

Як недолік БПСС при використанні сигналів ЦНТВ слід зазначити обмеження її дальності дії. Однак це обмеження може бути знято при використанні сигналів ГС ШСЗ, що було запропоновано у попередньому підрозділі [35].

4.3. Результати експериментальних досліджень багатопозиційної пасивної системи при синхронізації за фазою аналогового телевізійного сигналу в режимі "нульової бази" [21, 31]

На наступному етапі досліджень проводились звірення шкал еталонів (стандартів) за фазою носійної частоти сигналу місцевого телецентру у режимі «нульової бази» [21, 31]. Структурну схему лабораторного стенду наведено на рис. 4.5. До складу одного каналу системи входять: СКМ – селектор каналів метровий; 2 – підсилювач проміжної частоти (ППЧ1 - 38 МГц); Зм – змішувач; другий ППЧ (2 МГц). Спільними для прийомних каналів є: гетеродини Гет1, Гет2, двоканальний цифровий осцилограф (ЦО), електронно-обчислювальна машина (ЕОМ).

При створенні стенду максимально використані вузли та блоки побутових телевізійних приймачів. У прийомних каналах здійснюється перетворення сигналів на проміжну частоту 38 МГц, виділення носійної частоти зображення та її перетворення на частоту 2 МГц з подальшим оцифруванням і обробкою оцифрованих сигналів на персональній ЕОМ. У селекторах прийомних каналів, а також при перенесенні сигналу на частоту 2 МГц у прийомних каналах використовуються спільні гетеродини. Застосування спільних гетеродинів в першій і в другій ступенях перетворення дозволяє автоматично виключити вплив нестабільності частоти генераторів на результат вимірювання різниці фаз сигналів.

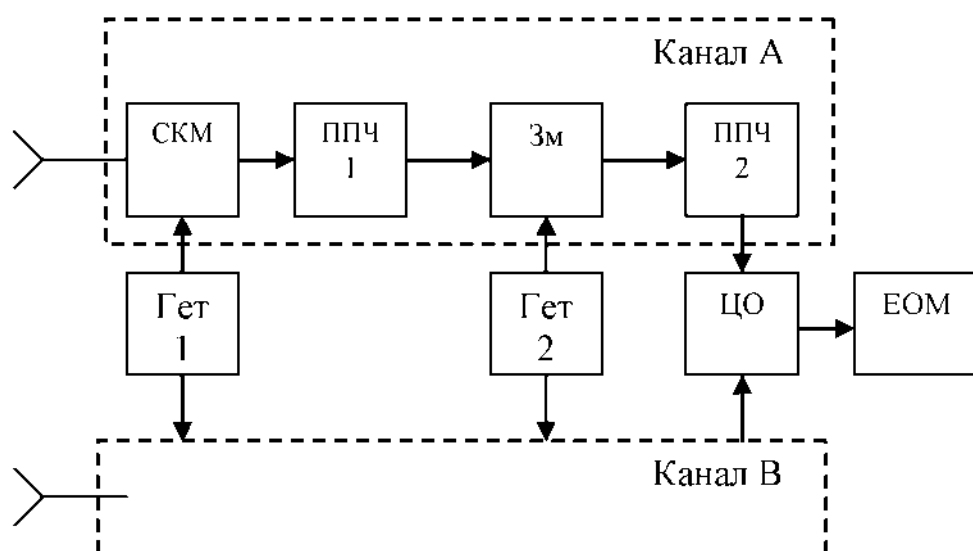


Рисунок 4.5– Структурна схема макета фазової БПСС

Оцінено вплив шумів радіоканалів на результат вимірювань. Для цього на входи каналів стенду подавався сигнал генератора частотою 77,25 МГц, що відповідає частоті носійної зображення 3-го телевізійного каналу. Результат обробки серії з 500 вимірів представлений на рис. 4.6. СКВ результатів вимірювань різниці фаз сигналів в прийомних каналах становить приблизно 240 пс. Зменшення СКВ досягається збільшенням кількості вимірювань і не є граничним.

У ході експерименту перевірялася можливість практичної реалізації ПМЗО на основі фазових вимірювань, працездатність запропонованих технічних рішень, відповідність реальних вимірів очікуваним теоретичним оцінками, правильність роботи створеного спеціалізованого програмного забезпечення.

Попередньо оцінювався рівень апаратурної похибки. Для цього на входи прийомних каналів подавався сигнал від однієї антени. На наступному етапі прийомні канали працювали зі своїми антенами і на третьому етапі в одному з каналів між приймачем і антеною включався додатковий відрізок кабелю довжиною 1 м.

За результатами обробки даних отримані наступні результати:

- середнє значення різниці апаратурних затримок на спільній антені при вимірюванні на частоті 2 МГц складає 5,5 нс і при перерахунку для частоти 77,25 МГц це відповідає 140пс;

- значення різниці часу приходу сигналів становить 10 нс (260пс на ВЧ);

- СКВ результатів вимірювань складає 5 нс (130пс для ВЧ).

При введенні додаткового відрізка кабелю різниця часу затримки сигналів склала приблизно 170 нс, що з урахуванням трансформації на частоту прийнятого сигналу відповідає розрахунковому значенню.

Результати обробки вимірювань за фазою носійної частоти ТВ сигналу показані на рис. 4.6. На рис. 4.6 наведено:

- а) – масив даних за визначенням різниці апаратурних затримок (1500 вимірювань);

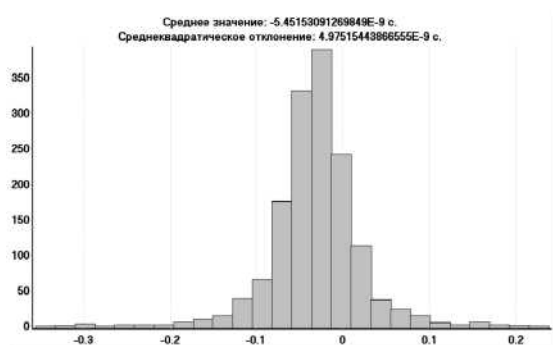
- б) – гістограма результатів вимірювань з визначення різниці апаратурних затримок;

- в) – масив даних з вимірювання різниці часу приходу сигналів (1000 вимірювань);

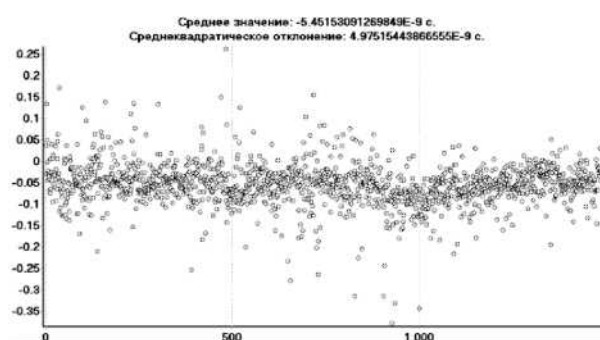
- г) – гістограма результатів вимірювань різниці часу приходу сигналів;

- д) – масив даних при введенні відомої затримки (900 вимірювань);

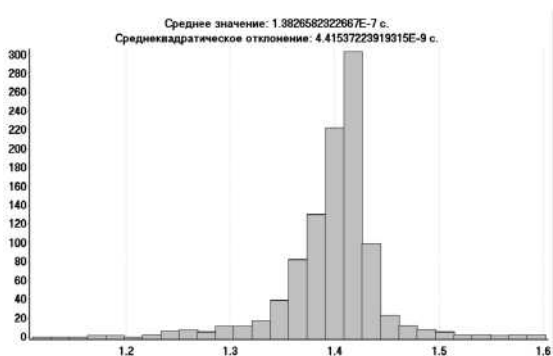
- е) – гістограма результатів вимірювань при введенні відомої затримки.



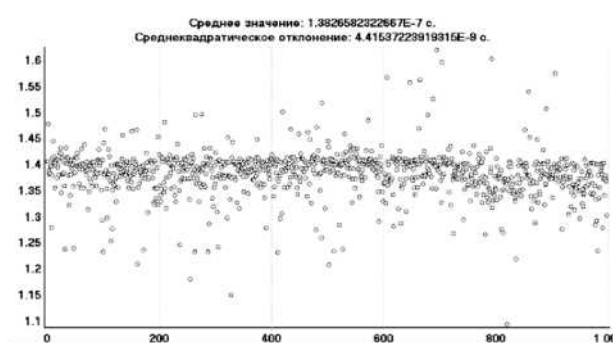
а – Гістограма результатів вимірювань з визначення різниці апаратурних затримок



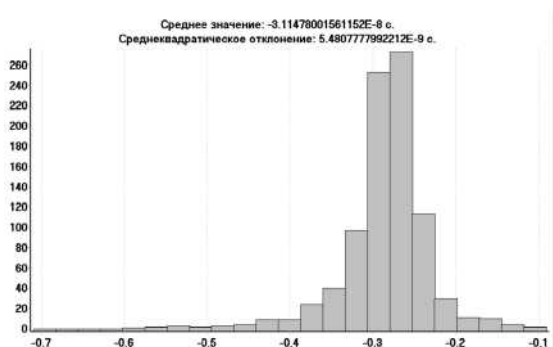
б – Масив даних за визначенням різниці апаратурних затримок



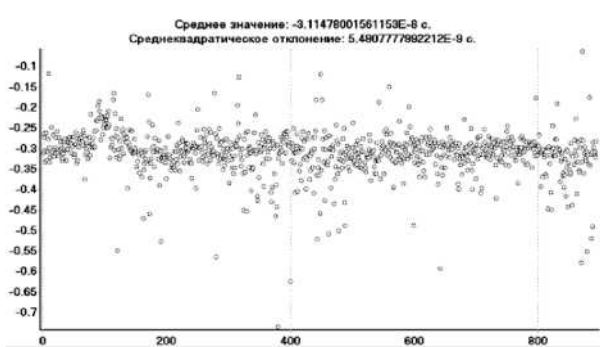
в – Гістограма результатів вимірювань різниці часу приходу сигналів



г – Масив даних з вимірювання різниці часу приходу сигналів



д – Гістограма результатів вимірювань при введенні відомої затримки



е – Масив даних при введенні відомої затримки

Рисунок 4.6– Результати обробки експериментальних даних

Експеримент підтвердив працездатність ПМЗО і показав, що його реалізація дозволяє отримати характеристики з точності порівняння шкал просторово-рознесених мір часу і частоти на рівні, що перевищує можливості радіометеорої синхронізації і СРНС.

Запропонований комплекс програмно-апаратних засобів розглядається як подальше вдосконалення розробленої в ННЦ ОРТ системи частотно-часової синхронізації за сигналом наземного аналогового телебачення.

При створенні ССЧЧ на основі фазових вимірювань потрібно забезпечити когерентне перетворення коливань носійної частоти сигналу на проміжну частоту в діапазон вхідних частот АЦП. Можливим варіантом технічної реалізації когерентного гетеродина є керований автогенератор з кільцем ФАПЧ і дільником частоти в колі зворотного зв'язку, а в якості опорного сигналу фазового детектора використовуються коливання стандарту (еталона) часу і частоти.

Для підвищення точності визначення часового положення максимумів ВКФ при обробці результатів здійснюється інтерполяція цих значень [21, 130].

Для зменшення впливу апаратних похибок при технічній реалізації БПСС доцільно використовувати спосіб формування гетеродинних сигналів, який виключає фазові надбавки, викликані допоміжними коливаннями [131].

4.4. Експериментальна перевірка методу компенсації багатопроменевої перешкоди в пасивній системі часо-частотної синхронізації

Для перевірки алгоритму компенсації багатопроменевого сигналу в БПСС реалізована апаратно-програмна експериментальна установка, структурна схема якої представлена на рис. 4.7 [25-27, 32-34]. До складу даної установки входять два ідентичних радіоприймальних канали (радіоприймачі) $РПр^{A(B)}$, що забезпечують прийом одного і того ж каналу ЦНТБ і його перетворення на проміжну частоту 38 МГц. Ці сигнали надходять на входи двоканального цифрового осцилографа (ЦО), який виконує функцію аналого-цифрового перетво-

рювача, тобто безперервні сигнали $S_{A(t)}$ і $S_{B(t)}$ переводяться в дискретну форму $S_{A[k]}$ і $S_{B[k]}$ та фіксуються в буферній пам'яті $БП^{A(B)}$ відповідного пункту.

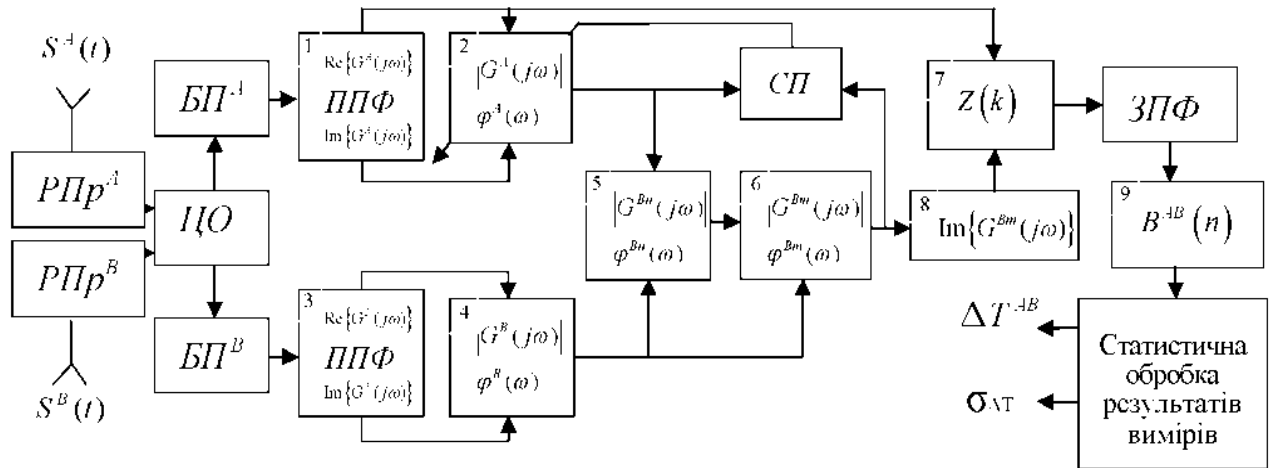


Рисунок 4.7 – Структурна схема апаратно-програмного лабораторного стенду

Подальша частина схеми реалізована у вигляді спеціалізованого програмного забезпечення, за допомогою якого виконується алгоритм рис. 2.10. А саме, на першому етапі в АЧС і ФЧС сигналу пункту **B** компенсується складова корисного сигналу, для чого у якості компенсуючих використовуються АЧС і ФЧС сигналу СД, записаного в пункті **A**, де БП відсутня. В результаті отримуються АЧС і ФЧС перешкодових складових сигналу пункту **B**.

На наступному етапі АЧС і ФЧС перешкодових складових віднімаються від АЧС і ФЧС суміші сигналу СД та БП, записаних в пункті **B**. В результаті отримуємо АЧС і ФЧС сигналу СД в пункті **B**, в якому перешкодові складові скомпенсовано.

На третьому етапі після операції швидкого зворотного перетворення Фур'є знаходяться ВКФ попарних сигнальних вибірок пункту **A** та вільних від БП вибірок пункту **B**, уточнюється положення максимумів ВКФ і виконується статистична обробка результатів вимірів, що дає результат звірення мір часу та частоти.

На рис. 4.8 представлені АКФ і ВКФ вихідних сигналів, які використовувалися для перевірки працездатності стенду, програмного забезпечення і алгоритму компенсації багатопроменевого сигналу.

Так на рис. 4.8а і рис. 4.8б показані АКФ ідентичних сигнальних вибірок, прийнятих в каналі без перешкоди (рис. 4.8а) і при наявності перевідбитого сигналу (рис. 4.8б).

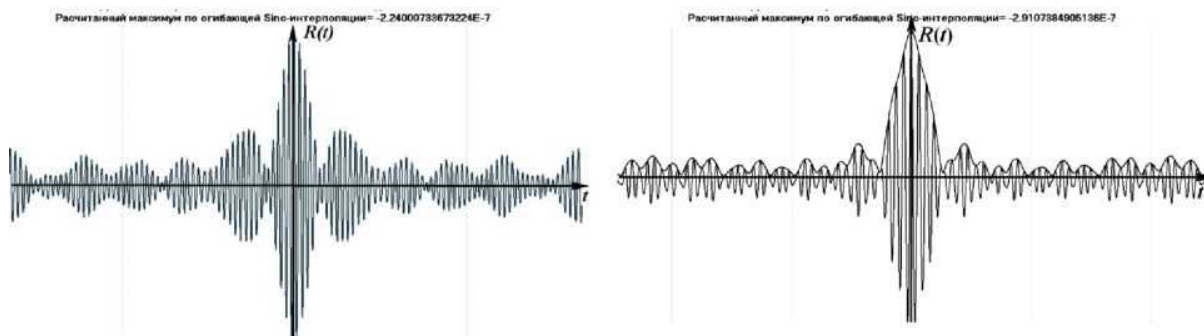
На рис. 4.8в надана ВКФ сигналів в приймальних каналах при значному (до 90%) рівні перевідбитого сигналу. На рис. 2.8 для наочності показані накладені спектри пари сигнальних вибірок – сигнал без перешкоди відображений сірим кольором і має велику інтенсивність, а сигнал з БП (чорний колір) зосереджений в тій же смузі і незначно відрізняється від першого сигналу.

З аналізу цих рисунків випливає, що для роботи БПСС досить складні умови і високоточні звірення неможливі без прийняття спеціальних заходів по виключенню впливу багатопроменевої перешкоди.

Рис. 4.9 демонструє роботу схеми при компенсації корисного сигналу і виділення перешкоди з подальшою компенсацією сигналу перешкоди.

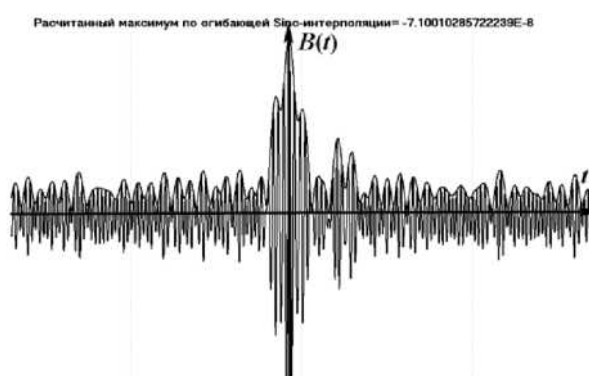
Для роботи компенсатора необхідно забезпечити якомога більш повний часовий збіг основних сигналів СД, зафіксованих в прийомних каналах. При цьому також треба вирівняти амплітуди цих сигналів. Тому в схемі рис. 4.7 передбачено схему порівняння (СП), яка контролює співвідношення АЧС та ФЧС, які формуються блоками 2 та 6. Шляхом одночасної зміни амплітуд і (чи) фаз складових АЧС та ФЧС на виході блоку 2 в діапазоні можливої неузгодженості необхідно досягти максимальної ідентичності цих складових зі складовими на виході блоку 6. Цим самим буде досягнуто максимального рівня компенсації багатопроменевої складової в сигналі СД пункту **В**.

Слід зауважити, що радіоприймальні пристрої пунктів, що синхронізуються, мають бути попередньо відкалібровані. Також має бути враховано зміна амплітуди прийнятого сигналу СД, обумовлена різницею шляху проходження сигналу від СД до відповідного пункту.



а) АКФ сигналу СД без перешкоди

б) АКФ при наявності БП

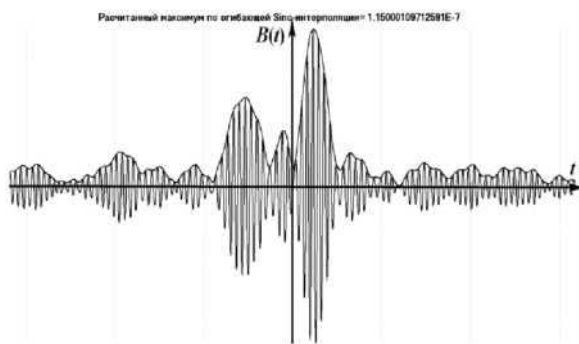


в) ВКФ сигналів при наявності БП в одному з каналів

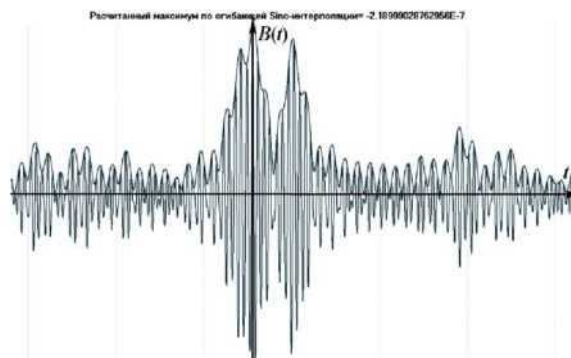
Рисунок 4.8—АКФ, ВКФ сигналів СД при наявності БП в одному з каналів

Вирівнювання амплітуд корисних сигналів відбувається у блоці 2 шляхом одночасної зміни амплітуд складових АЧС сигналу пункту *A*, що демонструють

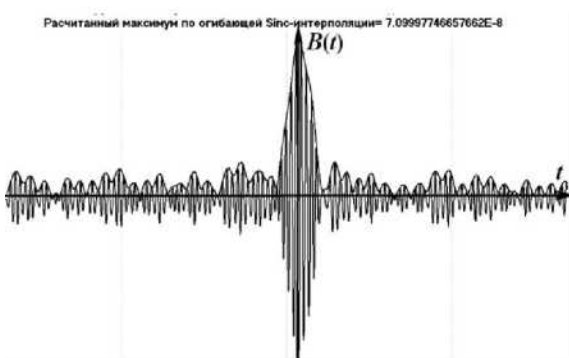
Крім того має бути враховано зміну фаз складових ФЧС, викликану різницею відстаней від СД до пунктів синхронізації. Результат неповної компенсації корисного сигналу та сигналу БП в блоках 5 та 6 демонструють рис. 4.9а та рис. 4.9б. У разі вірної роботи блоку 5 на його виході отримуємо АЧС і ФЧС багатопроменевої перешкоди, яка діє у складі сигналу пункту *B*. Повну компенсацію корисного сигналу та сигналу БП демонструють рис. 4.9в і рис. 4.9г.



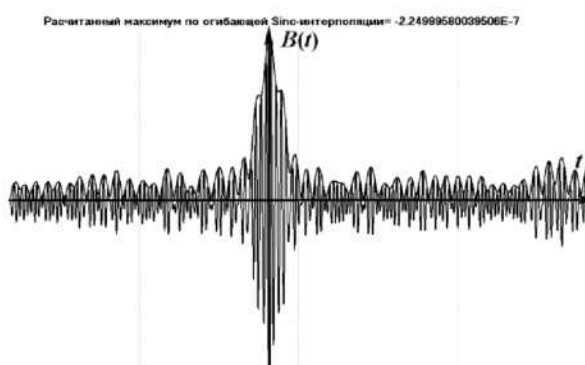
а – Неповна компенсація корисного сигналу



б – Неповна компенсація сигналу перешкоди



в – Повна компенсація корисного сигналу



г – Повна компенсація сигналу перешкоди

Рисунок 4.9 – ВКФ сигналів СД при роботі компенсатора

4.5. Результати експериментальних досліджень багатопозиційної пасивної системи за наявності багатопроменевої перешкоди при використанні сигналів наземного цифрового телебачення

Одним з джерел похибок частотно-часової синхронізації БПСС є багатопроменевість каналу поширення сигналу СД [75] і у ряді робіт розглядається питання підвищення точності частотно-часових звірень за рахунок усунення (компенсації) цього джерела похибки. У [79] показано, що багатопроменевість ПРХ викликає появу додаткових піків ВКФ прийнятих сигналів, що знижує вірогідність вірного звірення. Крім того багатопроменевість вносить похибку в результат звірення. Боротьба з багатопроменевістю є актуальною і для завдань

ГНСС-позиціонування. Рекомендаціями Міжнародного союзу електрозв'язку передбачена необхідність вжиття заходів щодо компенсації впливу багатопроменевості ПРХ [19].

Багатопроменевий сигнал є частково корельованою перешкодою в часовому стробі розрізнення, яка займає ту ж смугу частот, що і корисний сигнал. Для компенсації такої перешкоди можуть бути використані відомі методи просторової селекції, застосування яких вимагає наявності додаткової приймальної антени і реалізації так званого компенсаційного каналу [78, 80, 81]. Проте, для випадку багатопозиційної системи, якщо хоч би в одному з приймальних пунктів багатопроменевість відсутня, з'являється можливість виділення перешкодового сигналу для його подальшої компенсації. Тут позитивним моментом є особливість функціонування БПСС, яка полягає у використанні режиму обробки інформації з часовою затримкою. Тобто, сигнали приймаються в рознесених пунктах, перетворюються в цифрову форму і передаються в інші пункти для спільної обробки. Сигнали еталонів, що звіряються, настільки стабільні, що за час обробки інформації зсув їх шкал, якщо такий є, залишається практично незмінним. Компенсація сигналу, який не розрізняється по частоті, можлива при його часовому розрізненні, що в межах стробу реалізується за рахунок ефекту стискання складних сигналів, наприклад фазоманіпульованих, які є найбільш вживаними в наземних і супутникових телекомунікаційних системах, і можуть бути використані в БПСС.

З метою перевірки результатів теоретичних досліджень і математичного моделювання проведені експериментальні дослідження лабораторного макету БПСС, структурна схема якого приведена на рис. 4.10 [26, 33]. Експериментальна установка складається з двох однотипних приймальних каналів, що забезпечують прийом ідентичних програм цифрового наземного телебачення (ЦНТБ) (приймальна антена, преселектор, підсилювач високої частоти, перетворювач частоти, підсилювач проміжної частоти, які на першому етапі експерименту функціонують в умовах відсутності багатопроменевої перешкоди, а на

другому етапі в одному з приймальних каналів така перешкода присутня). Наявність і відсутність (допустимий рівень, що не робить впливу на якість ТБ прийому) багатопроменевої перешкоди попередньо візуально визначалася за допомогою переносного стандартного телеприймача за наявністю додаткового накладеного сигналу зображення. Також до складу експериментальної установки входять двоканальний цифровий осцилограф (ЦО) і персональні ЕОМ.

Принцип роботи макету БПСС наступний. Приймальні канали за допомогою ЕОМ 5, 7 налаштовуються на прийом однієї і тієї ж телепередачі ЦНТБ і сигнали проміжної частоти 38 МГц поступають на входи ЦО. Управління роботою осцилографа здійснюється через ЕОМ 7. Записані впродовж експерименту сигнальні вибірки зберігаються в пам'яті осцилографа, а потім передаються в ЕОМ 5, де виконується їх обробка.

Експеримент включав виконання наступних етапів :

- звірення еталонів за відсутності багатопроменевості і визначення потенційної точності БПСС;
- розміщення однієї з приймальних антен в умовах багатопроменевості і визначення наявності перешкодового сигналу шляхом порівняння ВКФ сигналів СД за різних умов прийому;
- визначення результату звірення при розміщенні однієї з приймальних антен в умовах багатопроменевості;
- програмно-алгоритмічне зниження інтенсивності багатопроменевого сигналу і уточнення результатів звірення еталонів.

В ході експерименту виконано дві серії вимірів, в яких зафіксовано по 250 сигнальних вибірок. Тривалість кожної вибірки 10 тис. відліків, тактова частота ЦО складає 200 МГц, що більш ніж в 5 разів перевищує значення верхньої частоти спектру записуваного сигналу. По входу ЦО використовується 8 розрядний аналого-цифровий перетворювач.

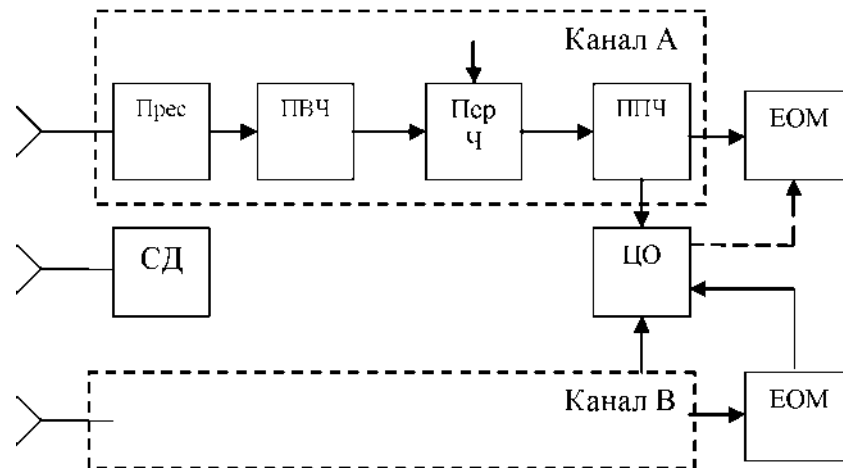


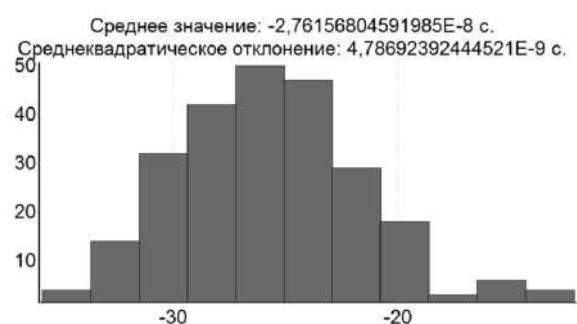
Рисунок 4.10—Структурна схема лабораторного макету БПСС з компенсацією БП: Прес – преселектор; ПВЧ – підсилювач високої частоти; ПерЧ – перетворювач частоти; ППЧ – підсилювач проміжної частоти; персональні ЕОМ; ЦО – двоканальний цифровий осцилограф

На рис. 4.11 представлені результати обробки першої серії вимірів, які виконувалися за відсутності багатопроменевості сигналу СД.

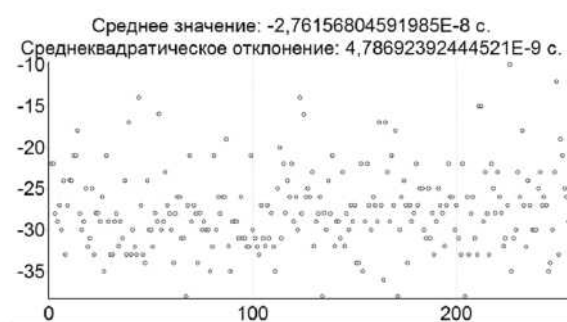
На рис. 4.11а у вигляді гістограми показаний масив відліків, отриманих в результаті визначення місця розташування максимумів ВКФ прийнятих сигналів СД. Ці ж результати на рис. 4.11б представлені точковим масивом.

На рис. 4.11в і 4.11д – графіки зміни "ковзного" СКВ і середнього значення, а на парі графіків 4.11г і 4.11е – "інтервального" СКВ і середнього значення, які свідчать про відсутність трендів в процесі вимірів.

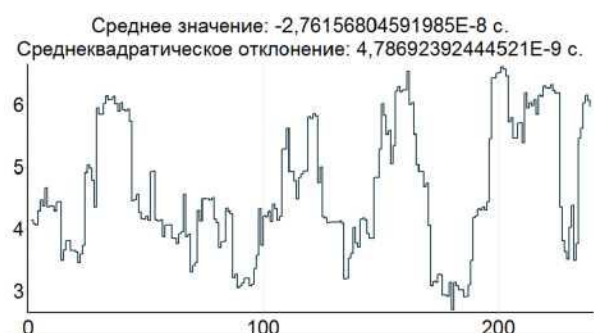
Тобто середнє значення і СКВ упродовж експерименту є незмінними, що підтверджує припущення про стаціонарність процесу рис. 4.11а. За результатами статистичної обробки результатів вимірів в цьому експерименті отримано значення СКВ звірення шкал часу пунктів, яке приблизно становить 4,8 нс.



а – Гістограма значень часового положення максимумів ВКФ сигналів



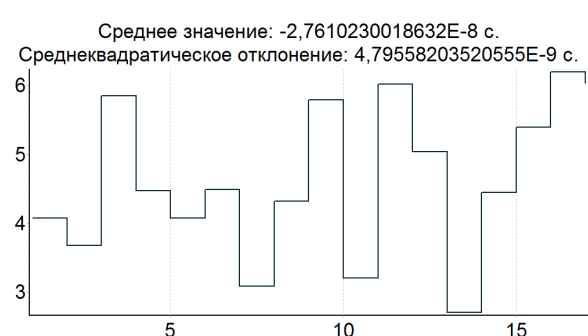
б – Масив значень часового положення максимумів ВКФ сигналів



в – Графік зміни «ковзного» СКВ



г – Графік зміни «ковзного» середнього значення



д – Графік зміни «інтервального» СКВ



е – Графік зміни «інтервального» середнього значення

Рисунок 4.11 – Результати обробки вимірів за відсутності багатопроменевості сигналу СД

На наступному рис. 4.12 показані результати попередньої обробки другої серії вимірів, які робилися в умовах багатопроменевості сигналу СД. В процесі вимірів зафіксована серія з 250 відліків. Як випливає з рис. 4.12а, значна частина результатів вимірів (приблизно 35%) є хибною, тобто амплітуда пелюстки ВКФ, яка сформована перевідбитим перешкодовим (багатопроменевим) сигналом, перевищувала амплітуду сигнальної пелюстки, що свідчить про необхідність доопрацювання алгоритму пошуку максимуму ВКФ для випадку багатопроменевого сигналу. Графічне представлення результатів вимірів у вигляді точок рис. 4.12а і гістограми рис. 4.12б показує, що в них відсутня "нормальність" і застосування стандартної статистичної обробки є некоректним.

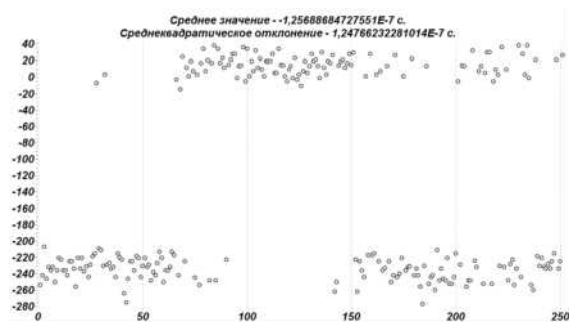
На рис. 4.12б зображена гістограма за результатами обробки частини масиву (приблизно 140 відліків), які зосереджені в правій нижній частині рис. 4.12а. Гістограма є особливо наочною і показує, що в цьому масиві даних присутні два явно виражених максимуми, тобто результати вимірів є неоднозначними і причина цього – багатопроменевість сигналу, що приймається.

Цей ефект відповідає теоретичним даним, приведеним в [85, 86]. Використання стандартної статистичної обробки для цього фрагмента масиву також є некоректним.

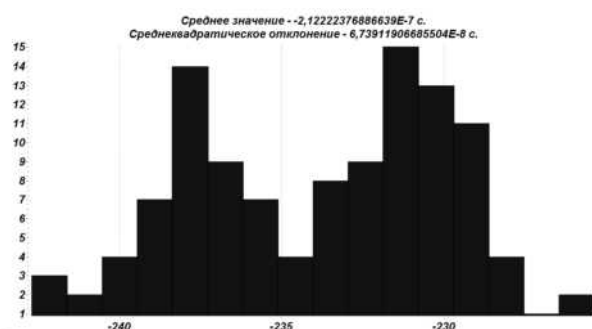
Обробка аномальних вимірів рис. 4.12в, і рис. 4.12г свідчить про близькість закону їх розподілу до нормального і високу ймовірність хибних вимірів.

Ці результати свідчать про необхідність вжиття спеціальних заходів для компенсації БП, оскільки ні про які достовірні виміри в подібних умовах мови бути не може.

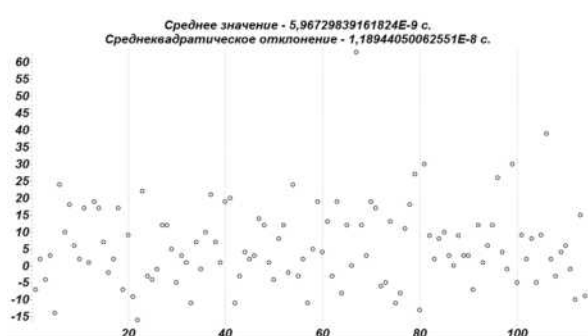
Таким чином, результати попередньої обробки серії вимірів, отриманих, коли в одному з приймальних пунктів є БП, свідчать про необхідність компенсації перешкодового сигналу, для чого слід застосовувати розроблені алгоритми, приведені в [27, 34].



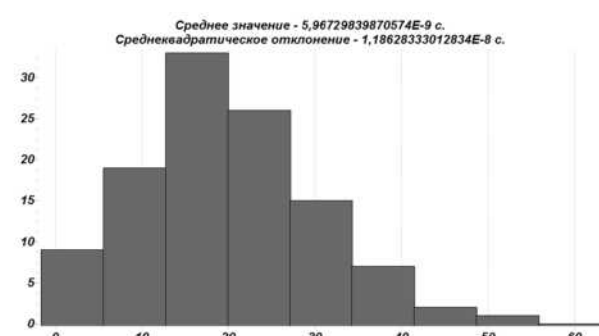
а – Точковий масив результатів
вимірів



б – Гістограма результатів вимірів



в – Точковий масив результатів
аномальних вимірів



г – Гістограма результатів аномальних вимірів

Рисунок 4.12 – Результати попередньої обробки вимірів в умовах багатопроменевого сигналу СД

На наступному етапі експерименту відповідно до розробленого алгоритму в кожній з сигнальних вибірок другого пункту відбувається компенсація перешкоди. Для цього спочатку у вибірках компенсується корисний сигнал, а потім отримані вибірки складаються у протифазі з початковими і виконується компенсація перешкодової складової. У подальших обчисленнях ВКФ і визначенні місця розташування їх максимумів вже беруть участь вибірки, вільні від БП. Результат такої обробки представлений на рис. 4.13а - рис.4.13е, де на рис. 4.13а у вигляді гістограми показаний масив вчислених значень часового положення максимумів ВКФ сигналів СД, на рис. 4.13б ці значення зображені у вигляді точок, на рис. 4.13в і 4.13г – графік зміни "ковзного" середнього зна-

чення і " ковзного" СКВ; а на парі рисунків 4.13д і 4.13е – графіки зміни " інтегрального" середнього значення і " інтервального" СКВ [90-93, 96, 110-115].

За результатами обробки отримано:

середнє значення різниці часу запізнювання сигналу СД між пунктами складає приблизно 235 нс, що відповідає розрахунковим даним;

СКВ результатів вимірів 13,8 нс, що в 4,8 рази менше похибки вимірів, отриманих без компенсації багатопроменевого прийому.

Таким чином, результати експериментальних досліджень підтвердили теоретично обґрунтовану можливість компенсації частково-корельованої і некорельованої складових багатопроменевої перешкоди при прийомі сигналу СД в БПСС.

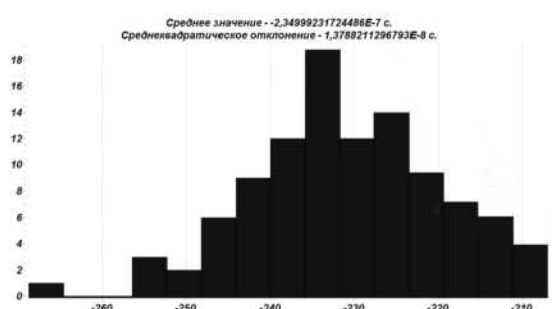
При практичній реалізації програмного компенсатора БП слід приділяти особливу увагу узгодженню фаз і амплітуд сигналів СД при виділенні перешкодових складових. При цьому вводити часову затримку і змінювати рівень сигналу слід тільки в опорному каналі, де багатопроменева перешкода відсутня, а для виконання звірень використовувати сигнал опорного каналу без яких-небудь змін.

Отримані практичні результати повністю підтверджують теоретичне обґрунтування можливості компенсації частково корельованої перешкоди, що знаходиться в межах часового стробу розрізнення, яким для БПСС є перевідбитий сигнал СД при його багатопроменевому поширенні.

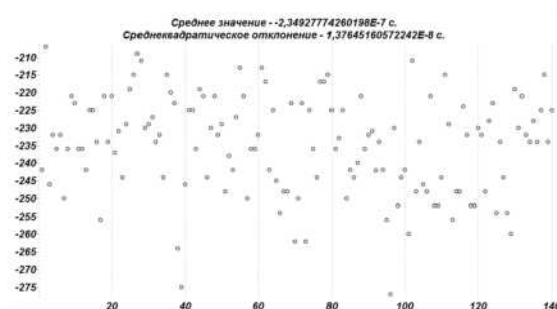
У проведеному експерименті перешкодовий сигнал навіть перевищував рівень корисного сигналу, що не позначилося на працездатності запропонованого алгоритму.

Має практичний інтерес дослідження можливості компенсація у БПСС високоенергетичних індустриальних, а також активних прямошумових перешкод.

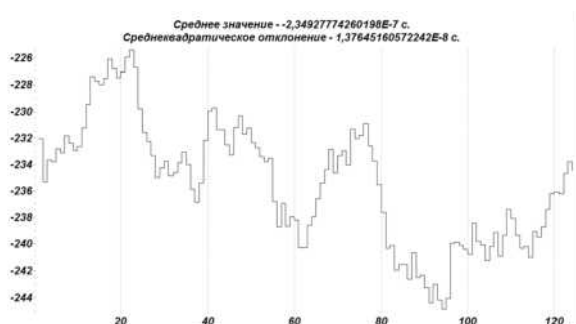
Розроблений метод компенсації БП може застосовуватися і в інших рознесених радіотехнічних системах, принцип роботи яких базується на спільній обробці інформації.



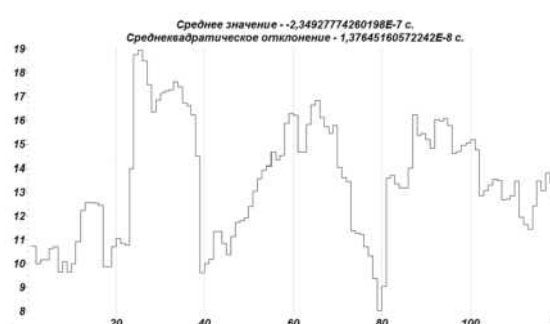
а – Гістограма значень часового положення максимумів ВКФ сигналів



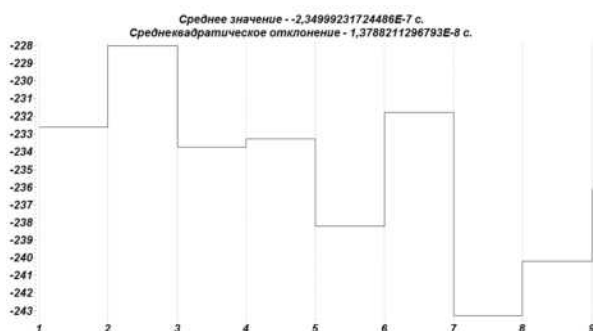
б – Массив значень часового положення максимумів ВКФ сигналів



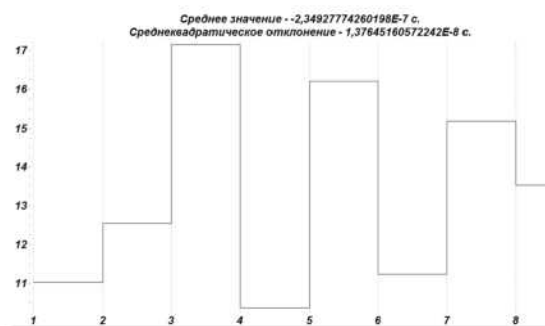
в – Графік зміни «ковзного» середнього значення



г – Графік зміни «ковзного» СКВ



д – Графік зміни «інтервального» середнього значення



е – Графік зміни «інтервального» СКВ

Рисунок 4.13 – Результати обробки вимірів після компенсації перешкоди

Висновки по 4 розділу

Зняття обмеження по дальності дії пасивної системи синхронізації може бути здійснено шляхом реалізації способу частотно-часової синхронізації просторово-рознесених мір часу і частоти з використанням у якості СД сигналів низькоорбітальних і середньоорбітальних ШСЗ.

Експериментальні дослідження лабораторного макету БПСС з використанням сигналів ЦНТБ довели правильність теоретичних висновків та працездатність запропонованих технічних рішень. Використання шумоподібного сигналу, яким є сигнал цифрового ТБ, забезпечує однозначність ОЧП та високу точність синхронізації, що склала 2,5 нс та не є остаточним граничним значенням.

Експериментальні дослідження БПСС при синхронізації за фазою аналогового телевізійного сигналу в режимі "нульової бази" показали, що реалізація ПМЗО дозволяє отримати характеристики з точною звірення шкал просторово-рознесених мір часу і частоти на рівні, що перевищує можливості радіометрової синхронізації і ГНСС, а саме – СКВ результатів вимірювань становить 130 пс.

В ході експериментальної перевірки методу компенсації багатопроменевої перешкоди продемонстровано роботу схеми при компенсації корисного сигналу і виділенню перешкоди з подальшою компенсацією перешкодового сигналу. Для роботи компенсатора необхідно забезпечити якомога більш повний часовий збіг основних сигналів СД, зафіксованих в прийомних каналах. При цьому також треба вирівняти амплітуди цих сигналів.

Результати експериментальних досліджень підтвердили теоретично обґрунтовану можливість компенсації багатопроменевої перешкоди при прийомі сигналу СД в БПСС. СКВ результатів вимірів становить 13,8 нс, що в 4,8 рази менше похибки вимірів, отриманих без компенсації багатопроменевого сигналу.

При практичній реалізації програмного компенсатора БП слід приділяти особливу увагу узгодженню фаз і амплітуд сигналів СД при виділенні перешкодових складових. При цьому вводити часову затримку і змінювати рівень сигналу слід тільки в опорному каналі, де БП відсутня, а для виконання звірень використовувати сигнал опорного каналу без будь яких змін.

Розроблені методи компенсації БП можуть застосовуватися і в інших рознесених радіотехнічних системах, принцип роботи яких базується на спільній обробці інформації.

ВИСНОВКИ

У дисертації наведено теоретичне узагальнення та нове вирішення актуальної науково-технічної задачі щодо розроблення методів забезпечення високої точності звірення рознесених у просторі мір часу та частоти за рахунок застосування нових методів компенсації впливу багатопроменевої перешкоди СД сумісно з математичною інтерполяцією дискретизованого сигналу в пристрої цифрової обробки БПСС. Використання розроблених методів забезпечило підвищення точності синхронізації у 4-5 разів.

Результати, які отримані здобувачем в процесі теоретичних та експериментальних досліджень, дають підстави сформулювати такі висновки та пропозиції.

1. Розроблено новий метод компенсації впливу багатопроменевості сигналу СД на результуючу похибку синхронізації БПСС, який дозволяє здійснити компенсацію БП у спектральній області аналізу, що сприяє підвищенню швидкості отримання результатів частотно-часових звірень.

2. Поєднання методів компенсації впливу багатопроменевості сигналу СД та методів математичної інтерполяції дискретизованого сигналу цифрового кореляційного приймача дозволило розробити новий комбінований метод підвищення точності частотно-часових звірень у БПСС.

3. З використанням відомих методів спектрального аналізу розроблено нову математичну модель БПСС, в якій реалізовано компенсацію багатопроменевості сигналу СД в частотній області.

4. Розроблений алгоритм роботи компенсатора реалізує нову послідовність (етапність) виконання операцій компенсації БП в БПСС шляхом проведення операцій у спектральній області на основі застосування швидкого перетворення Фур'є та частотного аналізу, що дозволяє скоротити час обробки результатів вимірювань.

5. Застосування нового комбінованого методу підвищення точності частотно-часових звірень у ході експериментальних досліджень лабораторного маке-

ту БПСС забезпечило точність частотно-часових звірень на рівні 13,8 наносекунди.

6. Отримані в ході проведення експериментальних досліджень пасивної системи синхронізації результати підтверджують працездатність запропонованого методу компенсації БП сигналу СД. Використання компенсатора дозволило компенсувати БП до рівня, який забезпечив зниження середньоквадратичної похибки вимірювання зсуву шкал часу та частоти майже у 5 разів.

7. Новий спосіб синхронізації прострово-рознесених мір часу і частоти з використання сигналів низькоорбітальних та середньоорбітальних штучних супутників Землі, розроблений в ході дисертаційних досліджень, дозволяє зняти обмеження по дальності дії БПСС, притаманний БПСС з сигналами наземних випромінювачів.

Результати дисертаційної роботи впроваджені в держбюджетні НДР, які виконувалися в ХНУРЕ, а також в Національному науковому центрі "Інститут метрології" та в Метрологічному центрі військових еталонів, що підтверджено відповідними актами впровадження.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Розпорядження Кабінету Міністрів України №874-р від 25 червня 2008 р. Про схвалення концепції розвитку державної метрологічної системи на період до 2015 року. [Електронний ресурс] – Режим доступу до документу: <http://www.gdo.kiev.ua/files/db.php?st=15458&god=2008>.

2. Яцків Я. С. Державна служба єдиного часу і еталонних частот – необхідний елемент розвитку наземної космічної інфраструктури України [текст] / Я. С. Яцків, Ю. І. Сафронов, Величко О. М. [та ін.] // Космічна наука і технологія. – 1997. – Т. 3. – № 1/2. – С. 7–15.

3. Яцків Я. С. Державна програма створення та розвитку державної служби єдиного часу і еталонних частот [текст] / Я. С. Яцків, О. М. Величко, Б. И. Макаренко [та ін.] // Український метрологічний журнал. – 1996. – № 4. – С. 13-16.

4. Яцків Я. С. Базове координатно-часове забезпечення розвитку в Україні топографо-геодезичної діяльності, землеупорядкування та навігації рухомих об'єктів [текст] / Я. С. Яцків, А. О. Корсунь, О. О. Хода // Інноваційні технології. – 2003. – Т. 1. № 4/5. С. 4–20.

5. Макаренко Б. И. Система синхронизации и единого времени наземного автоматического комплекса управления космическими аппаратами Украины [текст] / Б. И. Макаренко, В. Ф. Кулишенко, А. Ф. Петров [та ін.] // Космічна наука та технологія. – 2001. – Т. 7. № 4. С. 107–113.

6. Клейман А. С. Проблема обеспечения единого времени в электроэнергетике [текст] / А. С. Клейман, В. Н. Романько, В. С. Соловьев [та ін.] // Український метрологічний журнал. – 2006. – № 2. С. 10–15.

7. Клейман А. С. Метрологическое обеспечение время-частотных измерений в Украине [текст] / А. С. Клейман, А. И. Левенберг, В. С. Соловьев [та ін.] // Український метрологічний журнал. – 2003. – № 2. – С. 10–19.

8. Клейман А. С. Региональная система передачи потребителям размера единиц частоты и шкал времени [текст] / А. С. Клейман, А. И. Левенберг,

В. С. Соловьев [и др.] // Радиотехника. – 2001. – Вып. 121. – С. 74–76.

9. Романько В.М. Принципи побудови відомчої служби часу [текст] / Наукові праці 6-ї Міжнародної науково-технічної конференції

10. Коваль Ю.А. Методы и алгоритмы высокоточной частотно-временной синхронизации [текст] / Ю.А.Коваль, А.А.Костыря, С.А. Плехно, Х.Х.Асаад // Зв'язок. Загально галузевий науково-виробничий журнал. № 1(97), 2012. – С. 52-59.

11. Коваль Ю.А. Выбор общего источника сигнала для региональной системы синхронизации времени и частоты [текст] / Ю.А.Коваль, А.А.Костыря, О.А.Соляник и др. //Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. Випуск 2(27). Запоріжжя: ЗНТУ, 2012. – С.63-69.

12. Коваль Ю.А. Оценка потенциальной точности синхронизации стандартов времени и частоты при использовании измерительного телевизионного сигнала [текст] / Ю.А. Коваль, А.А. Костыря, Е.А. Иванова и др. //Системи управління, навігації та зв'язку, 2009, випуск 2(10). –С. 40-45.

13. Поляков П.Ф. Прием сигналов в многолучевых каналах [текст] / П.Ф. Поляков - М.: Радио и связь, 1986.–248 с.

14. Андреев Ю.В. Усиление хаотических радиоимпульсов в многолучевой среде распространения [текст] / Ю.В. Андреев, А.С. Дмитриев, А.В. Клецов // Радиотехника и электроника, 2007, – т. 52, №7, с. 838–846.

15. Морозов В.А. Оценка скорости передачи информации в локальной сверхширокополосной системе связи в условиях многолучевого распространения. [текст] /В.А. Морозов, С.О. Старков, Л.В. Кузьмин // Радиотехника и электроника – том 53, № 5, Май 2008, – С. 594-598.

16. Okumura Y. et al. Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land-Mobile Radio Service [text] / Y. Okumura et al. // Review of the Electr. Commun. Lab. 1968. v.16. №9-10. –p. 825-873.

17. Greenstein L.J. A new path-gain/delay-spread propagation model for digital cellular channels [text] / L.J. Greenstein, V. Erceg, Y.S. Yeh, and M.V. Clark // IEEE

Trans. Veh. Technol., vol. 46, no. 2, May 1997.

18. Михайлов С. Влияние многолучевости распространения радиоволн от навигационного космического аппарата на точность определения координат GPS-приемником [текст] / С. Михайлов // Беспроводные технологии, № 2, 2006.

19. Рекомендация МСЭ-R F.1093-2 Влияние многолучевости распространения радиоволн на проектирование и работу цифровых систем фиксированной беспроводной связи прямой видимости. [Электронный ресурс] – Режим доступа до документу: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/f/R-REC-F.1093-2-200604-I!!PDF-R.pdf

20. Костыря А.А. Исследование фильтрующих свойств системы фазовой автоподстройки применительно к задаче синхронизации времени и частоты [текст] / А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно, Х.Х. Асаад // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. № 169, Х.: ХНУРЭ, 2012. – с. 16-21.

21. Костыря А.А. Применение интерполирующих алгоритмов для получения оценок сдвига шкал эталонов времени и частоты при синхронизации по общему источнику сигналов [текст] / А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно и др. // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. № 173, Х.: ХНУРЭ, 2013. – С. 88-95.

22. Костыря А.А. Экспериментальные исследования потенциальной точности частотно-временной синхронизации при использовании сигналов цифрового наземного телевидения [текст] / А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно, С.И. Ушаков // Східно-Європейський журнал передових технологій. – Харків, 2014. – Вип. 1/9(67). – С.24-28.

23. Должиков В.В. Исследования макета пассивной системы синхронизации по фазе несущей частоты аналогового телевизионного сигнала [текст] / В.В. Должиков, А. А. Костыря, В.Н. Науменко и др. // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков: ХНУРЭ, 2014. – Вып. 178. – С. 111 - 118.

24. Коваль Ю.А. Квадратурная обработка сигналов в моделях пассивных

систем частотно-временной синхронизации [текст] / Ю.А. Коваль, А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно, С.И. Ушаков // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков: ХНУРЭ, 2015. – Вып. 182. – С. 79 - 86.

25. Костыря А.А. Компенсация многолучевости сигнала общего источника в пассивной системе синхронизации времени и частоты [текст] / А.А. Костыря, В.Н. Науменко и др. // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков: ХНУРЭ, 2015. – Вып. 183. – С. 13 - 17.

26. Костыря А.А. Экспериментальная проверка алгоритма компенсации многолучевой помехи в пассивной системе синхронизации времени и частоты [текст] / А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно, С.И. Ушаков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков: ХНУРЭ, 2016. – Вып. 184. – С. 94 - 99.

27. Костирия О.О. Компенсація багатопроменевих перешкод в рознесених пасивних системах синхронізації часу та частоти [текст] / О.О. Костирия, В.М. Науменко, В.О.Стороженко // Метрологія та прилади. Науково-виробничий журнал. Вип. № 4, Харків, 2019. — С. 17-23.

28. Науменко В.Н. Сравнительный анализ эффективности алгоритмов обработки результатов измерений сдвига шкал в системах синхронизации времени и частоты [текст] /В.Н. Науменко, С.А. Плехно // Материалы XVII Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», том 3, Харьков 2013, с. 132-133.

29. Alexander Kostyria, Sergey Plehno, Vitaliy Naumenko, Sergey Ushakov. Experimental estimation of potential accuracy synchronization of time and frequency standards by using signals of digital TV [text] // International Conference TCSET'2014 “Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science”. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2014. – p. 794.

30. Костыря А.А. Моделирование аппаратных погрешностей системы синхронизации времени и частоты. [текст] / А.А. Костыря, С.А. Плехно, В.Н. Науменко //IX міжнародна науково-технічна конференція „Метрологія та вимірю-

вальна техніка (Метрологія-2014)”, Харків, 2014. – С. 134-136.

31. Науменко В.Н. Результаты экспериментальных исследований макета фазовой пассивной системы синхронизации времени и частоты [текст] / В.Н. Науменко, С.А. Плехно, С.И. Ушаков // Материалы XIX Междунар. мол. форума “Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке”. – Харьков: ХНУРЭ, 2015. – Том 3. – С. 63-64.

32. Костыря А.А. Компенсация влияния многолучевости в многопозиционной пассивной системе синхронизации времени и частоты [текст] / А.А. Костыря, С.И. Ушаков, В.Н. Науменко // Матеріали науково-техн. конференції “Проблемні питання розвитку озброєння та військової техніки” 15-18 грудня 2015р. – К.: ЦНДІ ОВТ, 2015. – С. 349-351.

33. Науменко В.Н. Компенсация многолучевой помехи в пассивной системе синхронизации времени и частоты [текст] / В.Н. Науменко, С.И. Ушаков// Материалы XX Юбилейного Международного молодежного форума “Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке”. – Харьков: ХНУРЭ, 2016. – Том 3. – С. 50-51.

34. Oleksandr Kostyria. Mathematical Models of Blocks for Compensation Multipath Distortion in Spatially Separated Passive Time-Frequency Synchronization Radio System [text] / Oleksandr Kostyria, Vera Storozhenko, Vitaly Naumenko, Yury Romanov // 2018 International Scientific-Practical Conference “Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)”, Kharkiv, Ukraine, 2018. – p. 104-108.

35. Коваль Ю.О., Костыря О.О., Науменко В.М., Асаад Х.Х. Спосіб частотно-часової синхронізації просторово-рознесених еталонів і стандартів часу та частоти / Патент на кор. модель. №77093 від 25.01.2013. Бюл. № 2.

36. Антипов И. Е. Развитие теории и совершенствование радиометеорных систем связи и синхронизации [текст] / И. Е. Антипов, Ю. А. Коваль, В. В. Обельченко. - Харьков: Коллегиум, 2006. – 308 с.

37. Коваль Ю.А. Погрешности частотно-временной синхронизации при

использовании сигналов телекоммуникационных геостационарных спутников с учетом модели их перемещения [текст] / Ю.А. Коваль, Е.А. Иванова, А.А. Костыря, С.И. Ушаков и др. // Східно - Європейський журнал передових технологій. Вип. 4/10 (40). Х.: 2009. — С. 25-29.

38. Коваль Ю.А. Погрешности и неопределенности фазовых радиотехнических методов синхронизации разнесенных эталонов времени [текст]/ Ю.А. Коваль, А.А.Костыря, Е.А. Иванова, А.Ф. Хусейн. //Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. № 169, 2012. – С. 27-36.

39. Метрологічне забезпечення. Основні положення: ДСТУ 2682-94. – [Чинний від 1995-01-01]. – К.: Держстандарт України, 1994. – 16 с. – (Національний стандарт України).

40. Акулов И. И. Радиотехническая система единого времени [текст] / [И. И. Акулов, В. П. Бреславец, Э. Н. Хомяков и др.] – М.: МО СССР, 1971 – 236 с.

41. Bhaskai N.D.A historical review of atomic frequency standards used in space systems [text]/ Bhaskai N.D., White J., Mallette L.A., McClelland T.A., Hardy C.J. // IEEE Proc. of 50th International frequency control symposium. – June, 1996. – pp. 24–31.

42. Оптические стандарты частоты и фемтосекундные лазеры [Электронный ресурс] / Е. В. Бакланов, П. В. Покасов // Квантовая электроника. – 2003. - Т. 33. - № 5. - С. 383–400. – Режим доступа до журн.: <http://ke.ioc.ac.ru>.

43. Багаев С. Н. Лазерные стандарты частоты [текст]/ С. Н. Багаев, В. П. Чеботаев // Успехи физических наук. – 1986. – Т. 148. – Вып. 1. - С. 143–178.

44. Wilpers G. Optical frequency wavelength references [text]/ G. Wilpers, C. W. Oates, G. Wilpers, C. W. Hoyt, Z. W. Barber, S.A. Diddams, W. H. Oskay and J. C. Bergquist // Journal of physics B: At. Mol. Opt. Phys. – 2005. – Т. 38. – p.p. S469–S495.

45. Слепов, Н. Синхронизация цифровых сетей. Методы, терминология,

аппаратура [текст] / Н. Слепов, В. Васильев // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – 2002. – №24. – С. 24–29.

46. Рыжков А. В. Распределение сигналов точного времени по наземным цифровым сетям электросвязи [текст] / А.В. Рыжков, М.Н. Колтунов, Е.О. Новожилов, Н.Н. Леготин // Электросвязь. – 2007. – №10. – С. 30-34.

47. McCaskill T.B. Performance of Global Position System (GPS) On-Orbit NAVSTAR Clocks [text] / McCaskill T.B., Buisson J.A. // IEEE Proc. of 49th International frequency control symposium. – May/June, 1995. – p. 163.

48. Performance of GPS On-Orbit NAVSTAR Frequency Standards and Monitor Station Time References // O. Oaks, T. McCaskill, M. Largay, W. Reid, J. Buisson / [Электронный ресурс] – Режим доступа до документу: http://tycho.usno.navy.mil/ptti/1998/Vol30_13.pdf.

49. Global Positioning System Constellation Clock Performance \ J. Oaks, M. Largay, W. Reid, and J. Buisson // 34nd Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Meeting. – pp. 77–88. [Электронный ресурс] – Режим доступа до документу: <http://tycho.usno.navy.mil/ptti/ptti2002/paper7.pdf>.

50. Development and evaluation of GPS space clocks for GPS III and beyond \ A.Wu, B. Fees \ 32nd Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Meeting. pp.389–399. [Электронный ресурс] – Режим доступа до документу: <http://tycho.usno.navy.mil/ptti/ptti2000/paper30.pdf>.

51. Глобальная система позиционирования GPS [Электронный ресурс] // Navigation Controller's Systems. – 2006. Режим доступа до документу: <http://galkom-fin.com.ua/GPS.pdf>.

52. Gouzhva Y.G. Atomic Frequency Standards for Satellite Radionavigation Systems [text] / Gouzhva Y.G., Gevorkyan A.G., Kornienko V.V. // IEEE Proc. of 45th International frequency control symposium. – 1991. – p. 593.

53. Гофманн-Велленгоф Б. Глобальна система визначення місцеположення (GPS). Теорія і практика [текст] / Гофманн-Велленгоф Б., Ліхтенеггер Г., Коллінз Д. – пер. з англ. ; під ред. Я. С. Яцківа. – Київ: Наук. думка, 1996. – 392 с.

54. A. Bauch Comparison between frequency standards in Europe and the USA at the 10-15 uncertainty level. [text] /A. Bauch, J. Achkar, S. Bize, D. Calonico, R. Dach, R. Hlavac, L. Lorini, T. Parker, G. Petit, D. Piester, K. Szymaniec, P. Urich // Metrologia, Vol. 43, pp. 109-120, 2006.

55. Арев С. Н. Использование сигналов космических аппаратов для определения метрологических характеристик мер частоты и времени [текст] / Арев С.Н., Каган С.Н., Михайлов Е.В. [и др.] // Измерительная техника. – 1993. – № 7. – С. 31-32.

56. Одуан К. Измерение времени. Основы GPS [текст] / Одуан К., Гино Б. ; пер. с англ. – Москва: Техносфера, 2002. – 400 с.

57. Мангелл А. Дж. Национальные эталоны времени и частоты [текст]/ Мангелл А. Дж. // ТИИЭР. –1986. –Т.74, № 1.

58. T.E. Parker and D.B. Sullivan. Update on time and frequency activities at NIST[text] // 31st Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Meeting. Pp. 231-239.

59. P. Fenton, NovAtel, Canada; E. Powers, USNO; B. Klepczynski, ISI; M. Weiss, NIST; W. Lewandowski, BIPM, France; M. Brunet, CNES, France. Capabilities of the WAAS and EGNOS using high gain antennas for time distribution and frequency transfer. [Электронный ресурс] // Режим доступа до документу: <http://www.ion.org/meetings/past/gps2001/e4.html>

60. Victor Zhang, Michael A. Lombardi. Time and frequency transfer activities at NIST[text] // 40th Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Meeting. pp. 623-639.

61. Брени, С. Синхронизация цифровых сетей связи [текст] : пер. с англ. – М.: Мир, 2003. – 456 с.

62. Колтунов М.Н. Сетевая синхронизация в системах связи. [текст] / Колтунов М.Н, Леготин Н.Н., Шварц М.Л. – М.: Syrus Systems, 2007. – 240 с.

63. Линдсей В. Системы синхронизации в связи и управлении [текст] / Линдсей В. ; пер. англ. В.Н. Кулешова ; под ред. Ю.Н. Бакаева. – М.: Сов. Радио,

1978, – 600 с.

64. Захаров И. П. Эталоны в области электрорадиоизмерений. Справочное пособие [текст] / И. П. Захаров, Ю. Ф. Павленко. – М.: Горячая линия – Телеком, 2008. – 192 с.

65. Коваль Ю.А. Анализ возможностей метода общего охвата для высокоточной синхронизации стандартов времени и частоты в пределах прямой видимости [текст]/ Коваль Ю.А., Костыря А.А., Обельченко В.В. и др. // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. - Запоріжжя: ЗНТУ, 2009. – № 1(20). —С. 21-30.

66. № 676 “Забезпечення функціонування Державної служби єдиного часу і еталонних частот (ДСЧЧ) в Україні“ №№ ДР 0112U008240, 0115U003818), Український метрологічний центр Державної служби єдиного часу і еталонних частот (2014-2015 р.р.).

67. “Дослідження методів синхронізації шкал часу і частоти та визначення оптимальних варіантів звірення вихідного еталона Збройних Сил України (ВЕЗСУ 07-01-01-09) часу та частоти з державним еталоном“, шифр «Промет-РТ» (2014 р.).

68. Руководство по выражению неопределенности измерения [текст] /Перевод с англ. под науч. ред. проф. Слаева В.А. // ВНИИМ им. Д.И. Менделеева, С.-Петербург, 1999. - 134 с.

69. Коваль Ю.А. Учет канальных погрешностей пассивной системы синхронизации времени и частоты при использовании сигналов геостационарных ИСЗ [текст] / Ю.А.Коваль, А.А.Костыря, В.Ю.Приймак и др. //Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. № 170, 2012. – С. 10-16.

70. Коваль Ю.А. Анализ и экспериментальные оценки неопределенности измерений сдвига шкал времени с применением сигналов системы SBAS [текст] / Ю.А.Коваль, В.Ю., С.А. Плехно, А.А. Костыря и др.//Системи обробки інформації. Вип. 3 (110), Х.: ХУПС. 2013. — С. 107-111.

71. Сетевые спутниковые радионавигационные системы [текст] / [Шебчае-

вич В. С., Дмитриев П. П., Иванцевич Н. В. и др.]; под ред. В. С. Шебчаевича. [2-е изд.]. – М.: Радио и связь, 1993. – 408 с.

72. Соловьев Ю. А. Системы спутниковой радионавигации [текст] / Ю. А. Соловьев. – М.: Эко-Трендз, 2000. – 267 с.

73. Хомяков Э. Н. Оценка частотно-временных расхождений аппаратуры потребителей глобальной навигационной спутниковой системы [текст] / Э. Н. Хомяков, В. Н. Романько, Е. Э. Наумова //Український метрологічний журнал. - 2000. – Вип. 3. С. 15–16.

74. Сидоренко Г. С. Використання сигналів супутникових радіонавігаційних систем для порівняння шкал часу [текст] / Г. С. Сидоренко, В. С. Соловьев, О. О. Ткачук // Космічна наука і технологія. – 2001. – Т. 7. № 9.– С. 77–82.

75. Коваль Ю.А. Погрешность оценки временного положения сигналов в многолучевых каналах [текст] / Ю.А. Коваль, Е.А. Иванова, А.А. Костыря и др. //Східно-Європейський журнал передових технологій. Випуск 3/12(51). Харків, 2011. — С.51-60.

76. Папалекси Н.Д. Радиопомехи и борьба с ними. М., «Гостехиздат», 1942.

77. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. [текст] // М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.

78. Защита от радиопомех.[текст] / Под ред. Максимова М.В. // М.: «Сов. радио», 1976, 496 с.

79. Бавыкина В. В. Анализ влияния боковых пиков сложных сигналов на погрешность сличения высокоточных шкал времени / Бавыкина В. В., Коваль Ю. А. //Радиотехника.– Харьков: Изд-во ХГУ, 1981. – Вып. 59.– С.50–57.

80. Пиза Д.М. Метод адаптации автокомпенсатора при воздействии комбинированных помех[текст]/ Пиза Д.М., Сиренко А.С., Звягинцев Е.А.//«Радиоэлектроника, информатика, управление». – 2013. – №2 – С.28-31.

81. Пиза Д.М. Методы компенсации активной составляющей комбинированной помехи в когерентно-импульсных РЛС /Пиза Д.М., Звягинцев Е.А., Мо-

роз Г.В. // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2015г.

82. Лазуткін Б.А. Радіотехнічні пристрої з компенсацією завад.[Текст] // К.: Вид. «Техніка», 1972.

83. Теоретические основы радиолокации. Учебное пособие для вузов[Текст] / [Ширман Я.Д., Голиков В.Н., Бусыгин И.Н. и др.]; под ред. Я.Д. Ширмана. // М.: Советское радио, 1970. – 374 с.

84. Радиотехнические системы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» [Текст]/ Ю.П.Гришин, В.П.Ипатов, Ю.М.Казаринов и др.; Под ред. Ю.М.Казаринова //М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.

85. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник [текст] / [Ширман Я.Д., Лосев Ю.И., Минервин Н.Н., Москвитин С.В. и др.]. ; под ред. Я. Д. Ширмана. // М.:ЗАО «МАКВИС», 1998. – 828 с.

86. Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов.// М.: «Сов. радио», 1974.

87. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами.[Текст]// М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.

88. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. [Текст]// М.: Сов. радио, 1970. – 375 с.

89. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. [Текст]// М.: Госэнергоиздат, 1956. – 150 с.

90. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники [текст] / Б. Р. Левин. [3-е изд.]. // М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.

91. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. [Текст] // М.: Сов. радио, 1966. – 678 с.

92. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. [Текст]// М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.

93. Тихонов В. И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: Учеб. пособие для вузов [текст] / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов. // М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.

94. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Пер. с

англ[Текст]/Под ред. В.И.Тихонова, В.Т. Горяинова. // М.: Сов. радио, 1972. т.1 – 744 с.: 1977. т.3 – 664 с.

95. Бондарев В. Н. Цифровая обработка сигналов: методы и средства. Учеб. пособие для вузов [текст] / Бондарев В. Н., Трёстер Г., Чернега В. С. [2-е изд.]. // Х.: Конус, 2001. – 398 с.

96. Солодовников В. В. Спектральные методы расчета и проектирования систем управления [текст] / Солодовников В. В., Дмитриев А. Н., Егунов Н. Д. // М.: Машиностроение, 1986. – 440 с.

97. Лутченко А.Е. Когерентный прием радиолокационных сигналов[Текст] //М.: «Советское радио», 1973. – 208 с.

98. Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров [текст] / Корн Г., Корн Т. ; пер. с англ. И. Г. Араманович. [5-е изд.]. // М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1984. – 831 с.

99. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы [текст] / И. С. Гоноровский. // М.: Сов. радио, 1977. – 608 с.

100. Х. Трибель. Теория интерполяции, функциональные пространства, дифференциальные операторы [Текст]/ перевод с англ. В.И. Буренкова и М.Л. Гольдмана. под ред. О.В. Бесова.// М.– «Мир» 1980, 665 с.

101. Бахвалов Н.С. Численные методы [Текст]/ Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельников Г.М. // М.: Наука, 1987.

102. Афонский А.А. Интерполяция в цифровой осциллографии[Текст] / Афонский А.А., Суханов Е.В. // Контрольно измерительные приборы и системы (КИПиС). – М.:2010 №5 с. 13-16.

103. Эйлер Л. Дифференциальное исчисление [Текст]/ Перевод с лат. Я. Выгодский. под ред. В.А. Калануцкого. // «Государственное издательство технико-теоретической литературы». М: - 1949., 581 с.

104. Bazaraa, M.S. Nonlinear programming: theory and algorithms[text]/ Mokhtar S. Bazaraa, Hanif D. Sherali, C.M. Shetty. – 3rd ed.

105. Аоки М. Введение в методы оптимизации. [Текст] / Перев. с англ.,

Главная редакция физико-математической литературы издательства «Наука», М., 1977, 344 с.

106. D.T. Pham, A. Ghanbarzadeh, E. Koc, S. Otri, S. Rahim, M. Zaidi, – The Bees Algorithm [text]/ A Novel Tool for Complex Optimisation Problems Manufacturing Engineering Centre, Cardiff University, Cardiff UK, 2005.

107. Тытюк В. К. Об одном робастном алгоритме поиска глобального экстремума[Текст] / В. К. Тытюк, А. Ю. Михайленко, П. В. Тытюк, Р. В. Дударь // Электромех. і енергозберігаючі системи . - 2010. - Вип. 3. - С. 76-79.

108. Алексеев Е. Р., Чеснокова О. В., Кучер Т. В. Free Pascal и Lazarus: Учебник по программированию[Текст] / Е. Р. Алексеев, О. В. Чеснокова, Т. В. Кучер // М. : ALT Linux ; Издательский дом ДМК–пресс, 2010. — 440 с. : ил. — (Библиотека ALT Linux).

109. Баскаков С.И., Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник. [Текст] // М.: Высш. Школа., 1983. – 536 с., ил.

110. Справочник по теории вероятностей и математической статистике [текст]/ Королук В.С., Портенко Н.И., Скороходов А.В., Турбин А.Ф. // М.: – Наука. Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1985. – 640 с.

111. Сизиков В. С. Устойчивые методы обработки результатов измерений. Учебное пособие [текст] / В. С. Сизиков. // СПб.: Спецлит, 1999. – 240 с.

112. Гайдышев И. Анализ и обработка данных: специальный справочник [текст] / И. Гайдышев. // СПб: Питер, 2001. – 752 с.

113. Бендат Дж. Прикладной анализ случайных данных [текст] / Бендат Дж., Пирсол А.; пер. с англ. // М.: Мир, 1989. – 540 с.

114. Новицкий П. В. Оценка погрешности результатов измерений [текст] / П. В. Новицкий, И. А. Зограф. // Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 304 с.

115. Бронштейн И. Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся ВТУЗов [текст] / И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев // М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1981. – 718 с.

116. Самарский А. А. Математическое моделирование: Идеи. Методы.

Примеры / А. А. Самарский, А. П. Михайлов // М.: ФизМАТЛИТ, 2005. – 320 с.

117. Иглин С.П. Математические расчеты на базе MATLAB [Текст]/ С.П. Иглин. // СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 640 с.

118. Мэтьюз Джон Г. Численные методы. Использование MATLAB [текст] / Мэтьюз Джон Г., Финк Куртис Д. ; пер. с англ. Л.Ф.Козаченко ; под ред. Ю.В.Козаченко [3-е изд.] // М.: Издательский дом «Вильямс», 2001. – 720 с.

119. Фалькович С. Е. Статистическая теория измерительных радиосистем [текст] / С. Е. Фалькович, Э. Н. Хомяков. // М.: Радио и связь, 1981. – 288 с.

120. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации[Текст] / под ред. В.В. Шахгильдяна.// М.: Радио и связь. 1989.

121. Левин В.А. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки [текст]/ Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. // М.: Радио и связь. 1989. – 232 с.

122. Бесекерский В.А. Динамический синтез систем автоматического регулирования [текст] / Бесекерский В.А. // М.: Наука, 1970. – 578 с.

123. Scherer D. Today's Lesson-Learn About Low-Noise Design[text]//Microwaves.-1979.Vol. 18, N 4.- P. 116-122.

124. A. Bauch, J. Achkar, S. Bize, D. Calonico, R. Dach, R. Hlavac, L. Lorini, T. Parker, G. Petit, D. Piester, K. Szymaniec, P. Urich. Comparison between frequency standards in Europe and the USA at the 10-15 uncertainty level. [text] // Metrologia, Vol. 43, pp. 109-120, 2006.

125. Арев С. Н. Использование сигналов космических аппаратов для определения метрологических характеристик мер частоты и времени [текст] / Арев С.Н., Каган С.Н., Михайлов Е.В. [и др.] // Измерительная техника. – 1993. – № 7. – С. 31-32.

126. Matthew Rabinowitz and Bradford W. Parkinson. The application of LEOS to Cycle Ambiguity Resolution on Navstar Transmissions for Kinematic Carrier-Phase Positioning [text] // Stan@i Univer-sity Clark E. Cohen, Integrinmdics Corporation.

127. Основные характеристики и устройство радиовещательных спутников [Электронный ресурс] // Режим доступа до документу: http://www.gelezo.com/antenas/tv_and_satellite_antennas/130400/vivod_sputnikov_na_orbitu_osnovnie_harakteristiki_i_ustroiystvo_radioveshatelnih_sputnikov.html

128. Коваль Ю.А. Выбор общего источника сигнала для региональной системы синхронизации времени и частоты [текст] / Ю.А.Коваль, А.А.Костыря, О.А.Соляник и др. //Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. Випуск 2(27). Запоріжжя: ЗНТУ, 2012. — С.63-69.

129. Коломийцев А.В. Оптимальный выбор параметров радиолокационных сигналов по условному критерию максимума экономической эффективности [текст]/А.В. Коломийцев, Г.В. Алешин// Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. Науково-технічний журнал. – Х.: УкрДУЖТ. – Вип. № 6. – 2015. – С. 3 – 7.

130. Velichko, A.F. Window correction at time series realization of the narrow-band gaussian stochastic process.[text]/Velichko, A.F., Velichko, S.A., Vichkan, A.V. & Netrobenko, K.V.//Eastem-European Journal of Enterprise Technologies. 9(70), – 2014 – pp. 27 - 32.

131. Velichko, A.F. Processing of packaged radar probing fm signals for retranslation systems in technical diagnostic.[text]/ Velichko, A.F. & Velichko, S.A.// Science and Technology of the Air Force of Ukraine, 1 (22), – 2016 – pp.118 – 123.

132. ЗубаревЮ.Б. Цифровое телевизионное вещание. Основы, методы, системы [текст] / Ю.Б.Зубарев, М.И. Кривошеев, И.Н. Красносельский // М.: НИИ радио, 2001. – 568 с.

ДОДАТОК А

Акти про впровадження результатів дисертаційної роботи

«Затверджую»

Заступник генерального директора з
науково-метрологічної роботи
«Інститут метрології»

О.В. Прокопов

2019 р.

А К Т

про впровадження результатів дисертаційної роботи здобувача
Науменка Віталія Миколайовича
на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю
05.12.17. - радіотехнічні та телевізійні системи

Комісія у складі: голови – директора наукового центру канд. техн. наук Купка В.С., членів комісії – тво. начальника НДЛ-22 Солдатов В.В., провідного інженера НДЛ-22 Міхеєва О.А., склала цей Акт про те, що наукові та практичні результати дисертаційної роботи «Методи підвищення точності частотно-часової синхронізації в рознесених пасивних радіотехнічних системах» Науменка Віталія Миколайовича, представленої на здобуття вченого ступеня кандидата технічних наук, впроваджено при виконанні науково-дослідної роботи «Дослідження стабільності відтворення та зберігання одиниць часу і частоти та шкал часу» (№ держреєстрації 0118U004641), що виконувалася в межах Державної програми. Збереження та функціонування національної еталонної бази, забезпечення функціонування служб, прикладні наукові і науково-технічні розробки, виконання робіт за державними цільовими програмами і державним замовленням у сфері стандартизації, метрології та еталонної бази, гармонізація національних стандартів з міжнародними та європейськими, підготовка наукових кадрів у сфері економічного розвитку (КПКВК 1201220) Напряму "Забезпечення функціонування Служби єдиного часу і еталонних частот, Служби стандартних зразків складу та властивостей речовин і матеріалів, Служби стандартних довідкових даних про фізичні сталі та властивості речовин і матеріалів".

У звіті про НДР № 0118U004641 використані наступні положення дисертації:

- результати експериментальних випробувань пасивної системи синхронізації та дослідження нових методів вимірів і засобів вимірювальної техніки, а також можливості їх використання при проведенні дослідницьких робіт в області вимірів часу і частоти (підрозділ 7.1)
- результати математичного моделювання пасивних радіотехнічних систем звірення еталонів часу і частоти з використанням сигналів спільних джерел та результати попередньої експериментальної перевірки альтернативного методу зовнішніх звірень (розділ 7.2);

Виконані дисертантом дослідження показали принципову можливість створення в Україні багатопозиційної пасивної системи звірення еталонів часу і частоти.

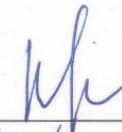
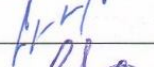

Комісія відмічає доцільність використання положень, розробок і практичних рекомендацій кандидатської дисертації Науменка Віталія Миколайовича у ДСЧЧ України.

Цей акт не несе ніяких фінансових зобов'язань.

Голова комісії: директор НЦ, к.т.н.

Члени комісії: Т.в.о. Нач НДЛ-22.

провідного інженера НДЛ-22.

Купко В.С.

Солдатов В.В.

Міхеєва О.А.

ЗАТВЕРДЖУЮ

ТВО начальника Метрологічного центру
військових еталонів Збройних Сил України

В. ТІШКІН


10 10 2019**АКТ****про впровадження результатів наукових досліджень****Науменко Віталія Миколайовича**

Комісія у складі: голова комісії – начальник науково-дослідного відділу військових еталонів – заступник начальника Метрологічного центру військових еталонів Збройних Сил України Бойко В.М. та члени комісії – старший науковий співробітник науково-дослідного відділу військових еталонів кандидат технічних наук, старший науковий співробітник, заслужений винахідник України Рондін Ю.П., старший науковий співробітник науково-дослідного відділу військових еталонів кандидат технічних наук, старший науковий співробітник Гаврилов А.Б. вивчила стан впровадження результатів наукових досліджень здобувача вищої освіти ступеня доктора філософії Харківського національного університету радіоелектроніки Науменко В.М. і дійшла висновку, що для вирішення наукових проблем та практичних завдань контролю та управління передаванням еталонних сигналів часу та частоти використані наступні результати наукових досліджень:

1. Метод компенсації впливу багатопроменевості сигналу спільного джерела на результуючу похибку синхронізації багатопозиційної пасивної системи.

Метод був використаний при розробці алгоритму резервування опорного джерела синхронізації, що дозволило підвищити надійність системи управління передавання еталонних сигналів часу та частоти.

2. Комбінований метод підвищення точності частотно-часових звірень у багатопозиційних пасивних системах синхронізації.

Метод був використаний при обґрунтуванні вимог до апаратури зовнішніх звірень Вихідного еталону ЗС України одиниць часу та частоти з Національним еталоном одиниць часу та частоти.

3. Математична модель багатопозиційної пасивної системи синхронізації.

Розроблена математична модель була використана при розробці моделі передавання еталонних сигналів часу та частоти по оптоволоконним каналам зв'язку спеціального використання.

Голова комісії –

В. БОЙКО

Члени комісії:

кандидат технічних наук, старший науковий

співробітник, заслужений винахідник України

Ю. РОНДІН

кандидат технічних наук,

старший науковий співробітник

А. ГАВРИЛОВ

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор наукової роботи
Харківського національного
університету радіоелектроніки
М.В. Неофітний

М.П.

“ 12 ”

2019 р.

А К Т

про впровадження результатів дисертаційної роботи здобувача кафедри
комп'ютерної радіоінженерії і систем технічного захисту інформації
Науменка Віталія Миколайовича

“Методи підвищення точності частотно-часової синхронізації в рознесених
пасивних радіотехнічних системах”

на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю
05.12.17 – “Радіотехнічні та телевізійні системи”

Комісія у складі:

Голова комісії – зав. кафедри комп'ютерної радіоінженерії і систем
технічного захисту інформації Антіпов І. Є.

Члени комісії:

заст. зав. кафедри комп'ютерної радіоінженерії і систем технічного захисту
інформації Олейніков А. М.;

проф. кафедри комп'ютерної радіоінженерії і систем технічного захисту
інформації Должиков В. В.

склала цей Акт про те, що наукові та практичні результати дисертаційної
роботи “Методи підвищення точності частотно-часової синхронізації в
рознесених пасивних радіотехнічних системах” Науменка Віталія
Миколайовича, представленої на здобуття вченого ступеня кандидата
технічних наук, а саме:

методи підвищення точності частотно-часових зв'язів у багатопозиційних
пасивних радіотехнічних системах;

принципи побудови компенсаторів багатопроменевих сигналів у
багатопозиційних пасивних радіотехнічних системах синхронізації в часовій та
спектральній областях аналізу;

алгоритми роботи компенсаторів багатопроменевої завади у
багатопозиційних пасивних системах частотно-часової синхронізації

використані при виконанні держбюджетних науково-дослідних робіт:


№ 239 “Розробка принципів побудови вітчизняного комплексу інформаційно-вимірвальних систем для прогнозування і аналізу наслідків надзвичайних ситуацій”, підтема № 239-5 “Розробка альтернативних методів синхронізації, передачі і захисту інформації для використання в Державній

інформаційній системі з надзвичайних ситуацій“ (№ ДР 0109U001635), (2013р.);

№ 287 “Створення технологій побудови багатофункціонального радіотехнічного комплексу для екологічного моніторингу”, розділ № 287-5 “Розробка альтернативних методів синхронізації інформаційно-вимірювальних систем раціонального природокористування”, № ДР 0114U002697 (2014-2015 р.р.);

№ Н9/2005 “Виконання робіт зі збереження та забезпечення належного функціонування наукового об’єкта, що становить національне надбання, Багатоцільового геофізичного комплексу для дослідження атмосфери та припливу метеорної речовини Харківського національного університету радіоелектроніки“ (2013-2016 р.р.).

Голова комісії:
зав. кафедри д.т.н., проф.


_____ І.С.Антіпов

Члени комісії:
заст. зав. кафедри, к.т.н., доцент


_____ А.М.Олейніков

проф. кафедри д.ф.-м.н., проф.


_____ В.В.Должиков

ДОДАТОК Б

Список публікацій здобувача за темою дисертації

1. Костыря А.А. Исследование фильтрующих свойств системы фазовой автоподстройки применительно к задаче синхронизации времени и частоты [текст] / А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно, Х.Х. Асаад // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. № 169, Х.: ХНУРЭ, 2012. – с. 16-21.

2. Костыря А.А. Применение интерполирующих алгоритмов для получения оценок сдвига шкал эталонов времени и частоты при синхронизации по общему источнику сигналов [текст] / А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно и др. // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. № 173, Х.: ХНУРЭ, 2013. – С. 88-95.

3. Костыря А.А. Экспериментальные исследования потенциальной точности частотно-временной синхронизации при использовании сигналов цифрового наземного телевидения [текст] / А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно, С.И. Ушаков // Східно-Європейський журнал передових технологій. – Харків, 2014. – Вип. 1/9(67). – С.24-28.

4. Должиков В.В. Исследования макета пассивной системы синхронизации по фазе несущей частоты аналогового телевизионного сигнала [текст] / В.В. Должиков, А. А. Костыря, В.Н. Науменко и др. // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков: ХНУРЭ, 2014. – Вып. 178. – С. 111 - 118.

5. Коваль Ю.А. Квадратурная обработка сигналов в моделях пассивных систем частотно-временной синхронизации [текст] / Ю.А. Коваль, А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно, С.И. Ушаков // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков: ХНУРЭ, 2015. – Вып. 182. – С. 79 - 86.

6. Костыря А.А. Компенсация многолучевости сигнала общего источника в пассивной системе синхронизации времени и частоты [текст] / А.А. Костыря, В.Н. Науменко и др. // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков: ХНУРЭ, 2015. – Вып. 183. – С. 13 - 17.

7. Костыря А.А. Экспериментальная проверка алгоритма компенсации многолучевой помехи в пассивной системе синхронизации времени и частоты [текст] / А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно, С.И. Ушаков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков: ХНУРЭ, 2016. – Вып. 184. – С. 94 - 99.

8. Костира О.О. Компенсація багатопроменевих перешкод в рознесених пассивних системах синхронізації часу та частоти [текст] / О.О. Костира, В.М. Науменко, В.О.Стороженко // Метрологія та прилади. Науково-виробничий журнал. Вип. № 4, Харків, 2019. — С. 17-23.

9. Науменко В.Н. Сравнительный анализ эффективности алгоритмов обработки результатов измерений сдвига шкал в системах синхронизации времени и частоты [текст] /В.Н. Науменко, С.А. Плехно // Материалы XVII Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», том 3, Харьков 2013, с. 132-133.

10. Alexander Kostyria, Sergey Plehno, Vitaliy Naumenko, Sergey Ushakov. Experimental estimation of potential accuracy synchronization of time and frequency standards by using signals of digital TV [text] // International Conference TCSET'2014 “Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science”. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2014. – p. 794.

11. Костыря А.А. Моделирование аппаратных погрешностей системы синхронизации времени и частоты. [текст] / А.А. Костыря, С.А. Плехно, В.Н. Науменко //IX міжнародна науково-технічна конференція „Метрологія та вимірвальна техніка (Метрологія-2014)”, Харків, 2014. — С. 134-136.

12. Науменко В.Н. Результаты экспериментальных исследований макета фазовой пассивной системы синхронизации времени и частоты [текст] / В.Н. Науменко, С.А. Плехно, С.И. Ушаков // Материалы XIX Междунар. мол. форума “Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке”. – Харьков: ХНУРЭ, 2015. – Том 3. – С. 63-64.

13. Костыря А.А. Компенсация влияния многолучевости в многопозиционной пассивной системе синхронизации времени и частоты [текст] / А.А. Костыря, С.И. Ушаков, В.Н. Науменко // Матеріали науково-техн. конференції “Проблемні питання розвитку озброєння та військової техніки” 15-18 грудня 2015р. – К.: ЦНДІ ОВТ, 2015. – С. 349-351.

14. Науменко В.Н. Компенсация многолучевой помехи в пассивной системе синхронизации времени и частоты [текст] / В.Н. Науменко, С.И. Ушаков// Материалы XX Юбилейного Международного молодежного форума “Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке”. – Харьков: ХНУРЭ, 2016. – Том 3. – С. 50-51.

15. Oleksandr Kostyria. Mathematical Models of Blocks for Compensation Multipath Distortion in Spatially Separated Passive Time-Frequency Synchronization Radio System [text] / Oleksandr Kostyria, Vera Storozhenko, Vitaly Naumenko, Yury Romanov // 2018 International Scientific-Practical Conference “Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)”, Kharkiv, Ukraine, 2018. – p. 104-108.

16. КовальЮ.О., КостиряО.О., НауменкоВ.М., АсаадХ.Х. Спосіб частотно-часової синхронізації просторово рознесених еталонів стандартів часу та частоти / Патентна кор. модель. №77093 від 25.01.2013. Бюл. № 2.