

Міністерство освіти і науки України  
Національний технічний університет  
«Дніпровська політехніка»

---

---

Інститут електроенергетики  
Факультет інформаційних технологій  
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

**ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА**  
кваліфікаційної роботи ступеню бакалавра

студента Артеменко Валентин Олегович

академічної групи 172-16зск-1

спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

спеціалізації<sup>1</sup>

за освітньо-професійною програмою Телекомунікації та радіотехніка

на тему Проектування пристрою синхронізації псевдовипадкових  
послідовностей

Керівники	Прізвище, ініціали	Оцінка за шкалою		Підпис
		рейтинговою	інституційною	
кваліфікаційної роботи	к.т.н., доц. Герасіна О.В.			
розділів:				
спеціальний	к.т.н., доц. Герасіна О.В.			
економічний	к.е.н., доц. Романюк Н.М.			
Рецензент				
Нормоконтролер	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.			

Дніпро  
2019

**ЗАТВЕРДЖЕНО:**  
завідувач кафедри  
безпеки інформації та телекомунікацій  
\_\_\_\_\_ д.т.н., проф. Корнієнко В.І.

« \_\_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 20\_\_ року

**ЗАВДАННЯ**  
**на кваліфікаційну роботу**  
**ступеня бакалавра**

студенту Артеменко Валентин Олегович академічної групи 172-16зск-1  
(прізвище ім'я по-батькові) (шифр)

спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка  
(код і назва спеціальності)

на тему Проектування пристрою синхронізації псевдовипадкових послідовностей

затверджену наказом ректора НТУ «Дніпровська політехніка» від \_\_\_\_\_ № \_\_\_\_\_

Розділ	Зміст	Термін виконання
Розділ 1	Аналіз підходів до синхронізації і декодування складних сигналів в цифрових системах зв'язку, а також існуючих підходів і пристроїв синхронізації псевдовипадкових послідовностей.	25.02.2019 – 31.03.2019
Розділ 2	Проектування пристрою синхронізації псевдовипадкових послідовностей зі зменшеним часом входження в синхронізм та оцінка його ефективності.	01.04.2019 – 12.05.2019
Розділ 3	Розрахунки трудомісткості та капітальних витрат на проектування пристрою синхронізації псевдовипадкових послідовностей.	13.05.2019 – 09.06.2019

Завдання видано \_\_\_\_\_  
(підпис керівника)

Герасіна О.В.  
(прізвище, ініціали)

Дата видачі: \_\_\_\_\_

Дата подання до екзаменаційної комісії: \_\_\_\_\_

Прийнято до виконання \_\_\_\_\_  
(підпис студента)

Артеменко В.О.  
(прізвище, ініціали)

## РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 72 с., 18 рис., 3 табл., 4 додатки, 20 джерел.

Об'єкт розробки – синхронізація складних сигналів в цифрових системах зв'язку.

Предмет розробки – пристрій синхронізації псевдовипадкових послідовностей.

Мета кваліфікаційної роботи – зменшення часу входження в синхронізм за рахунок поліпшення точності оцінки одиничного елемента псевдовипадкової послідовності.

Наукова новизна результатів полягає у додаванні блоку формування уточненого передбаченого значення в розроблений пристрій, завдяки чому досягається поліпшення точності оцінки одиничного елемента псевдовипадкової послідовності й, тим самим, забезпечується зменшення часу входження в синхронізм.

У першому розділі проаналізовано підходи до синхронізації і декодування складних сигналів в цифрових системах зв'язку, а також існуючі підходи і пристрої синхронізації псевдовипадкових послідовностей.

У спеціальній частині роботи спроектовано пристрій синхронізації псевдовипадкових послідовностей зі зменшеним часом входження в синхронізм та оцінено його ефективність. За наслідками досліджень зроблено висновки щодо рішення поставленої задачі.

У економічному розділі виконані розрахунки трудомісткості та капітальних витрат на проектування пристрою синхронізації псевдовипадкових послідовностей.

СИНХРОНІЗАЦІЯ, УТОЧНЕНЕ ПЕРЕДБАЧЕНЕ ЗНАЧЕННЯ,  
ПСЕВДОВИПАДКОВА ПОСЛІДОВНІСТЬ, ОПОРНА КОДОВА  
ПОСЛІДОВНІСТЬ, ВІДНОШЕННЯ СИГНАЛ \ ШУМ

## РЕФЕРАТ

Пояснительная записка 72 с., 18 рис., 3 табл., 4 приложения, 20 источников.

Объект разработки – синхронизация сложных сигналов в цифровых системах связи.

Предмет разработки – устройство синхронизации псевдослучайных последовательностей.

Цель квалификационной работы – уменьшение времени вхождения в синхронизм за счет улучшения точности оценки единичного элемента псевдослучайной последовательности.

Научная новизна заключается в добавлении блока формирования уточненного предусмотренного значения в разработанное устройство, благодаря чему достигается улучшение точности оценки единичного элемента псевдослучайной последовательности и, тем самым, обеспечивается уменьшение времени вхождения в синхронизм.

В первом разделе проанализированы подходы к синхронизации и декодированию сложных сигналов в цифровых системах связи, а также существующие подходы и устройства синхронизации псевдослучайных последовательностей.

В специальной части работы спроектировано устройство синхронизации псевдослучайных последовательностей с уменьшенным временем вхождения в синхронизм и оценена его эффективность. По результатам исследований сделаны выводы относительно решения поставленной задачи.

В экономическом разделе выполнены расчеты трудоемкости и капитальных затрат на проектирование устройства синхронизации псевдослучайных последовательностей.

СИНХРОНИЗАЦИЯ, УТОЧНЕННОЕ ПРЕДСКАЗАННОЕ ЗНАЧЕНИЕ, ПСЕВДОСЛУЧАЙНАЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ, ОПОРНАЯ КОДОВАЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ, ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ \ ШУМ

## ABSTRACT

Explanatory note: p. 72, fig. 18, tab. 3, 4 additions, 20 sources.

The object of development is the synchronization of complex signals in digital communication systems.

The subject of development is a pseudo-random sequence synchronization device.

The purpose of qualifying work is to reduce the time of entry into synchronism by improving the accuracy of estimation of a single element of a pseudo-random sequence.

The scientific novelty consists in adding the unit for generating a specified value into the developed device, due to which an improvement in the accuracy of estimation of a single element of a pseudo-random sequence is achieved and, thereby, a reduction in the time to synchronism.

The first chapter analyzes approaches to synchronization and decoding of complex signals in digital communication systems, and existing approaches and devices for synchronizing pseudo-random sequences.

In a special part of the work, a device for synchronizing pseudo-random sequences with reduced time to synchronism was designed and its effectiveness was evaluated. According to the results of research, conclusions are drawn regarding the solution of the problem.

In the economic section, calculations of labor intensity and capital costs for designing a device for synchronizing pseudo-random sequences are performed.

SYNCHRONIZATION, REFINED PREDICTED VALUE, ALTERNATIVE SEQUENCE, SUPPORTING CODE SEQUENCE, RELATIONSHIP SIGNAL / NOISE

## СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

- АБГШ – Адитивний білий гаусівський шум;
- АЛЗ – Аналогова лінія затримки;
- ДВ – Дискретизований відлік;
- ЕПФ – Елементарний пристрій формування;
- ЗРЗ – Засоби радіозв'язку;
- ЛРП – Лінійна рекурентна послідовність;
- ЛРР – Лінійний рекурентний регістр;
- НВУ – Нелінійний вузол ускладнення;
- ОКП – Опорна кодова послідовність;
- ПВП – Псевдовипадкова послідовність;
- РЗЛЗЗ – Регістр зсуву з лінійним зворотним зв'язком;
- ФМШСС – Фазоманіпульований ширококутовий сигнал;
- RASE – Rapid Acquisition by Sequential Estimation – Швидке розпізнавання шляхом послідовної оцінки.

## ЗМІСТ

	с.
ВСТУП.....	9
1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ.....	11
1.1 Постановка задачі синхронізації і декодування складних сигналів.....	11
1.1.1 Концепція і розширення спектра сигналів .....	11
1.1.2 Методи безпосередньої модуляції несучої псевдовипадковою послідовністю.....	13
1.1.3 Загальна характеристика і формування псевдовипадкової послідовності .....	18
1.2 Сучасні підходи до синхронізації псевдовипадкових послідовностей.....	22
1.3 Сучасні пристрої синхронізації псевдовипадкових послідовностей .....	32
1.4 Висновок. Постановка задачі.....	35
2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	37
2.1 Розроблення підходу до синхронізації псевдовипадкових послідовностей.....	37
2.2 Проектування пристрою синхронізації псевдовипадкових послідовностей.....	47
2.3 Висновок .....	61
3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ.....	63
3.1 Визначення трудомісткості проектування пристрою синхронізації псевдовипадкових послідовностей.....	63
3.2 Розрахунок витрат на проектування та експериментальне дослідження .....	63
3.3 Висновок .....	65
ВИСНОВКИ.....	66
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ .....	67

ДОДАТОК А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи .....	69
ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії.....	70
ДОДАТОК В. Відгук керівника економічного розділу.....	71
ДОДАТОК Г. Відгук керівника кваліфікаційної роботи .....	72



## ВСТУП

Робота багатьох радіотехнічних систем можлива тільки після забезпечення синхронізації всіх ланок системи. Процедура синхронізації зазвичай полягає в пошуку сигналу на часовій осі і визначенні його затримки по відношенню до сигналу місцевого опорного генератора на приймальній стороні. Стосовно до двійкових псевдовипадкових послідовностей процес входження в синхронізм полягає у визначенні фази прийнятої послідовності.

Сучасні засоби зв'язку і управління мають складні багатоеlementні канали передачі інформації. В процесі виробництва радіоелектронної апаратури даного профілю постає природне завдання перевірки працездатності і настройки, як окремих вузлів, так і системи передачі інформації в цілому. Оскільки більшість сучасних каналів цифрові, рішення задачі зводиться до передачі і прийому тестового цифрового сигналу. Його проходження через канал зв'язку свідчить про працездатність та якість всіх радіоелектронних вузлів.

Найбільш підходящим тестовим сигналом є псевдовипадкова послідовність (ПВП). Вона дозволяє перевірити цифровий тракт передачі в умовах дії несправностей, які важко перевіряються, за рахунок чіткої ідентифікації і гарних кореляційних властивостей. Може бути виміряна затримка сигналу, ймовірність помилкової передачі в умовах перешкод та інше. На основі вимірювання даних параметрів виробляється оцінка таких важливих характеристик каналів як чутливість, інформаційна смуга пропускання, затримка сигналу та інше.

Таким чином, в даний час існує актуальна задача вдосконалення пристроїв синхронізації для систем зв'язку і радіомовлення.

Метою роботи є зменшення часу входження в синхронізм за рахунок поліпшення точності оцінки одиничного елемента псевдовипадкової послідовності.

Постановка задачі:

- проаналізувати підходи до синхронізації і декодування складних сигналів в цифрових системах зв'язку;
- провести аналіз існуючих підходів и пристроїв синхронізації псевдовипадкових послідовностей;
- спроектувати пристрій синхронізації псевдовипадкових послідовностей зі зменшеним часом входження в синхронізм;
- оцінити ефективність розробленого пристрою.

## 1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

### 1.1 Постановка задачі синхронізації і декодування складних сигналів

#### 1.1.1 Концепція і розширення спектра сигналів

Проблема забезпечення надійного зв'язку в умовах впливу організованих і ненавмисних завад, а також множинний доступ при роботі в пакетних радіомережах найкращим чином може бути вирішена при використанні в засобах радіозв'язку (ЗРЗ) сигналів з розширенням спектра [1]. Суть методу розширення спектра сигналів формулюється наступним чином: розширення спектра сигналу є спосіб передачі, при якому сигнал займає смугу частот ширшу порівняно з смугою, мінімально необхідною для передачі інформації; розширення смуги частот сигналу забезпечується спеціальним кодом, який не залежить від переданої інформації; для подальшого стискання смуги частот сигналу і відновлення даних в приймальній пристрої ЗРЗ також використовується спеціальний код, аналогічний коду в передавачі ЗРЗ і синхронізувати з ним.

Таким чином, спосіб передачі інформації з розширенням спектра сигналів полягає: на передавальній стороні ЗРЗ – в одночасній та незалежній модуляції параметрів сигналу спеціальним кодом (розширюючою спектр функцією) і переданим повідомленням; на приймальній стороні ЗРЗ – в синхронній демодуляції сигналу відповідно до розширюючої спектр функції і відновленні надісланого повідомлення. У літературі сигнали з розширенням спектра називають по різному: складними, шумоподібними, широкосмуговими. Однак зазначені терміни допускають можливість неоднозначного тлумачення і не відображають фізичної сутності методу розширення спектра. Так, наприклад, широкосмуговими називають сигнали, смуга частот яких порівнянна з несучою частотою. Згідно з наведеним вище формулюванням, стандартні методи модуляції, що широко застосовуються на практиці, наприклад, частотна

модуляція, імпульсно-кодова модуляція, використання яких призводить до розширення займаної повідомленням інформаційної смуги частот, не можуть бути класифіковані як розширення спектра сигналів. Такі види сигналів називають сигналами з розширеною інформаційною смугою частот [1, 2].

Системи радіозв'язку, в яких застосовуються сигнали з розширенням спектра, мають цілу низку переваг:

- 1) підвищену завадостійкість;
- 2) енергетичну скритність;
- 3) можливість забезпечення кодового розділення сигналів при множинному доступі;
- 4) здатність протистояти навмисним завадам;
- 5) підвищена пропускна здатність;
- 6) можливість вимірювання часу приходу сигналів з великою точністю і високою роздільною здатністю тощо.

Теоретичною основою для розробки ЗРЗ з розширеним спектром сигналів є фундаментальна теорема Шеннона, яка об'єднує пропускну здатність гаусівського каналу  $C$  (біт/с), ширину смуги, потужність сигналу та потужність обмеженого по смузі адитивного білого гаусівського шуму (АБГШ) відповідно до виразу:

$$C = W_s \log_2(1 + P_s/P_j). \quad (1.1)$$

Залежність (1.1) встановлює зв'язок між граничною швидкістю надійної передачі інформації по каналу з заданим відношенням сигнал-шум  $P_s/P_j$  та відведено. для передачі інформації смугою частот  $W_s$ .

При малих відношеннях сигнал-шум, менших 0,1, вираз (1.1) набуває вигляду:

$$C \approx 1,44W_s P_s/P_j, \quad (1.2)$$

де 1,44 – модуль переходу від двійкових логарифмів до натуральних; в разі великих відношеннях сигнал-шум з високим ступенем достовірності можна ввести наближення

$$C \approx W_s \log_2 P_s / P_j. \quad (1.3)$$

Відповідно до виразу (1.1) найбільш доцільним є «обмін» потужності сигналу  $P_s$  на смугу пропускання каналу  $W_s$ , а при заданому відношенні сигнал-шум в каналі радіозв'язку з АБГШ пропускна здатність  $C$  може бути збільшена шляхом відповідного розширення спектра сигналу. Якщо пропускна здатність  $C$  дорівнює необхідній швидкості передачі інформації  $R_b$ , то з (1.1) і (1.2) видно, що при  $W_s > R_b$  канал радіозв'язку може працювати при значному перевищенні потужності шуму  $P_j$  над потужністю корисного сигналу  $P_s$ . З огляду на це методи розширення спектра сигналів знаходять широке застосування в спеціальних ЗРЗ, які повинні забезпечувати надійний зв'язок в умовах радіоелектронного придушення.

Розширення спектра в принципі можуть базуватися на модуляції будь-якого з параметрів сигналу: амплітуди, фази, частоти, часового положення (затримки) сигналу відповідно до спеціального коду, що формується на основі псевдовипадкової послідовності. Основними, фундаментальними методами розширення спектра сигналів, широко вживаними в сучасних ЗРЗ, системах управління, розподілу інформації, передачі команд, є:

- 1) метод безпосередньої модуляції несучої псевдовипадковою послідовністю (ПВП);
- 2) метод псевдовипадкової перебудови робочої частоти;
- 3) метод псевдо-часової імпульсної модуляції;
- 4) метод спільного (комбінованого) використання різних методів розширення спектру.

#### 1.1.2 Методи безпосередньої модуляції несучої псевдовипадковою послідовністю

При цьому методі розширення спектра досягається безпосередньою модуляцією несучої частоти (двійковою ПВП), або за рахунок послідовної перебудови робочої фази переданого сигналу [1, 2].

В останньому випадку сигнали називаються фазоманіпульованими широкосмуговими сигналами. Вони формуються шляхом множення сигналу несучої на ПВП з тактовою частотою, що набагато перевищує ширину смуги частот інформаційного сигналу. Фазоманіпульований широкосмуговий сигнал (ФМШСС) представляє собою послідовність радіоімпульсів, фаза  $\Theta_k$  яких змінюється по заданому закону. Таким чином, ФМШСС (без урахування інформаційної послідовності  $d(t)$ ) можна записати у вигляді:

$$s(t) = \sum_{k=1}^L U[t - (k-1)\tau_u] \cos(\omega_0 t + \theta_k + \theta_0), \quad (1.4)$$

де  $U(t)$  – функція одиничного стрибка,

$$U[t - (k-1)\tau_u] = \begin{cases} 1; & (k-1)\tau_u \leq t \leq K\tau_u \\ 0; & t < (k-1)\tau_u, t > K\tau_u, \end{cases} \quad (1.5)$$

де:  $\omega_0$  – несуча частота,  $\tau_u$  – тривалість елемента ПВП,  $L$  – число елементів ПВП на тривалості біта інформації ( $L=T_b/\tau_u$ ),  $\Theta_b$  – початкова фаза сигналу ( $\Theta_0 \in [0, 2\pi]$ ).

Через простоту реалізації пристрою генерування ФМШСС широкого поширення набула бінарна маніпуляція, при якій  $\theta_k = \alpha_{k\pi}$ ,  $\alpha_k \in [0, 2\pi]$ .

З огляду на, що  $\cos(\omega_0 t + \pi + \theta_0) = -\cos(\omega_0 t + \theta_0)$ , вираз для сигналу з двійковою фазовою маніпуляцією набуде вигляду:

$$s(t) = \sum_{k=1}^L (-1)^{\alpha_k} U[t - (k-1)\tau_u] \cos(\omega_0 t + \theta_0) \quad (1.6)$$

з (1.6) випливає, що розширює спектр сигнальна функція

$$p(t) \triangleq \sum_{k=1}^L (-1)^{\alpha_k} U[t - (k-1)\tau_u], \quad (1.7)$$

складається з послідовності позитивних і негативних імпульсів (форма цих імпульсів не обов'язково повинна бути прямокутною).

Послідовність амплітуд сигналу  $b_k = (-1)^{\alpha_k}$  називається кодовою послідовністю. Існують різні способи вибору кодової послідовності, а відповідно, й функції  $p(t)$ . При передачі одного інформаційного біта тривалістю  $T_b$

$$d(t) = \begin{cases} 1; & 0 \leq t \leq T_b \\ 0; & t \notin [0, T_b], \end{cases} \quad (1.8)$$

за допомогою бінарного фазоманіпульованого сигналу в передавачі здійснюється множення інформаційного біта  $d(t)$  на розширюючу спектр функцію  $p(t)$  – рисунок 1.1. Таким чином на  $p(t)$  відбувається розширення спектра сигналу.

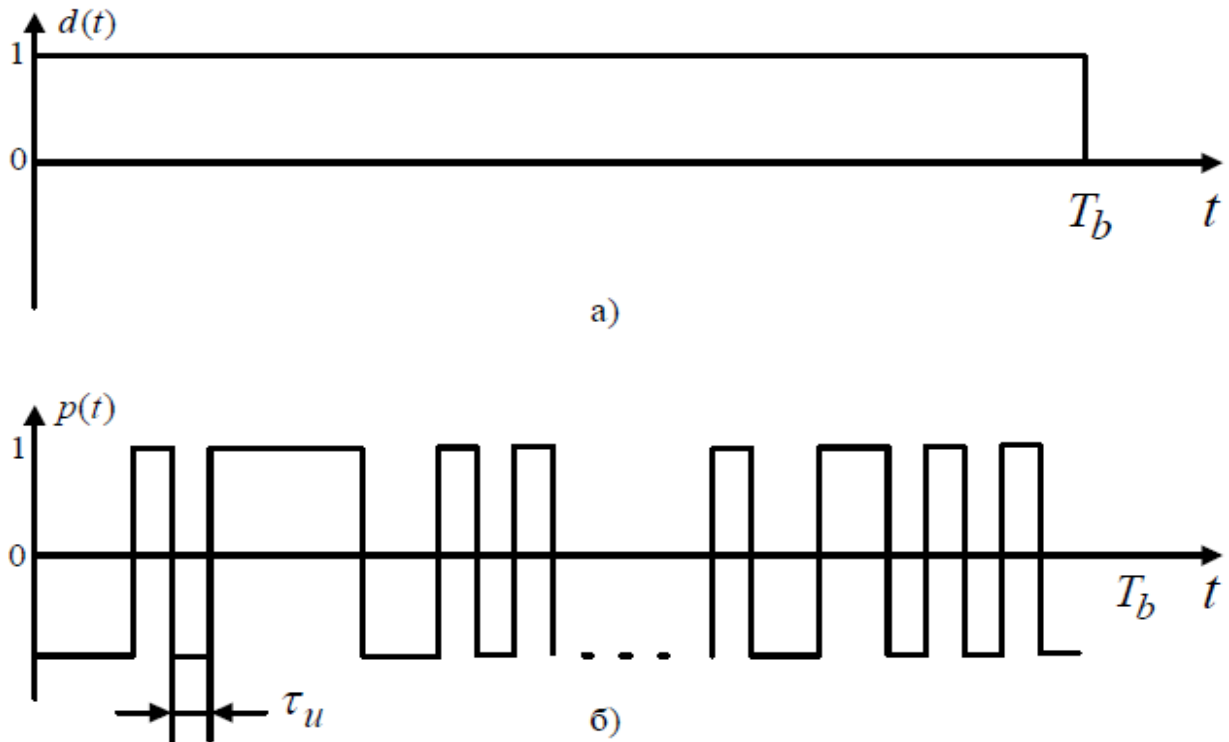


Рисунок 1.1 – Інформаційний біт (а), розширююча спектр функція (б)

При прямокутній формі символів інформаційної послідовності двійкової ФМШСС на тривалості одного біта можна описати виразом [1]

$$s(t) = Ad(t)p(t)\cos(\omega_0 t + \theta_0), \quad 0 \leq t \leq T_b, \quad (1.9)$$

де  $A$  – амплітуда сигналу.

Перетворення Фур'є від функції  $d(t)$  (1.9) дозволяє отримати спектральний вид сигналу в частотній області  $f$

$$S_d(f) = \int_0^{T_b} \exp(-j\omega t) dt = T_b \exp(-j\omega T_b/2) \frac{\sin(\omega T_b/2)}{\omega T_b/2} \quad (1.10)$$

Спектральна щільність потужності сигналу з урахуванням (1.10) описується виразом

$$G_d(f) = \frac{|S_d(f)|^2}{T_b} = T_b \left( \frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right)^2 \quad (1.11)$$

Для визначення спектральної щільності потужності добуток  $d(t) \cdot p(t)$  ( $d(t)=1$ ) отримаємо спочатку кореляційну функцію для псевдовипадкового сигналу  $p(t)$ . Граничним випадком псевдовипадкового сигналу є випадковий сигнал, який приймає незалежні значення  $+1$  або  $-1$  через інтервали часу  $\tau_u$  з вірогідністю  $p=q=1/2$ . Для визначення функції кореляції  $R(\tau)=M\{p(t) \cdot p(t+\tau)\}$  розглянемо два перетину в моменти  $t_1$  і  $t_2$ .

Позначимо  $(t_2-t_1)$  через  $\tau$  і знайдемо математичне очікування добутку  $p(t_1) \cdot p(t_1+\tau)$ . Якщо  $\tau > \tau_u$ , то дані перетину належать різним тактовим інтервалам і тому є статистично незалежними. Математичне очікування добутку в цьому випадку дорівнює добутку математичних очікувань, кожне з яких дорівнює нулю. При  $\tau < \tau_u$  можливі дві гіпотези:  $H_1$  – відліки належать одному часовому інтервалу і тоді  $p(t_1) \cdot p(t_1+\tau)=1$ ;  $H_2$  – відліки належать різним інтервалам і  $p(t_1) \cdot p(t_1+\tau)$  з однаковою ймовірністю приймає значення  $\pm 1$ , і тому умовне середнє значення дорівнює нулю. Отже, повне математичне очікування:

$$\begin{aligned} M\{p(t_1)p(t_1+\tau)\} &= \\ &= p(H_1)M\{p(t_1+\tau)|H_1\} + p(H_2)M\{p(t_1)p(t_1+\tau)|H_2\} = P(H_1). \end{aligned} \quad (1.12)$$

Гіпотеза  $H_1$  має місце, якщо перший часовий відлік відстоїть від початку тактового імпульсу на величину, яка не перевищує  $\tau_u - |\tau|$ . Ймовірність цієї події дорівнює  $1 - |\tau|/\tau_u$ . З вищевикладеного випливає, що для випадкової послідовності функція кореляції:

$$R_p(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau|/\tau_u; & |\tau| < \tau_u \\ 0; & |\tau| \geq \tau_u. \end{cases} \quad (1.13)$$

Графік функції  $R_p(\tau)$  представлений на рисунку 1.2.



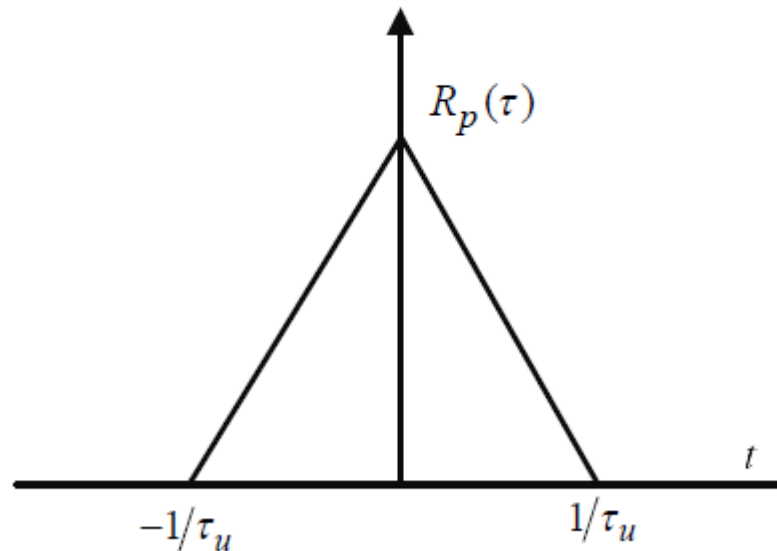


Рисунок 1.2 – Функція кореляції випадкової послідовності

Спектральна щільність потужності  $G_p(f)$  центрованого випадкового процесу відповідно до теореми Хінчіна-Вінера є перетворенням Фур'є від кореляційної функції:

$$\begin{aligned}
 G_p(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau = \int_{-1/\tau_u}^{1/\tau_u} \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_u}\right) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau = \\
 &= 2 \int_0^{1/\tau_u} \left(1 - \frac{\tau}{\tau_u}\right) \cos 2\pi f\tau d\tau = \tau_u \left(\frac{\sin \pi f \tau_u}{\pi f \tau_u}\right)^2.
 \end{aligned} \tag{1.14}$$

Таким чином, при використанні в якості розширюючої функції випадкового сигналу  $p(t)$  спектральна щільність потужності добутку  $d(t) \cdot p(t)$  визначається виразом (1.14) [1, 3].

На рисунку 1.3 зображені спектральні щільності потужності інформаційного сигналу  $G_d(f)$  і бінарного ФМШСС  $G_p(f)$ .

Таким чином, розширення спектра дозволяє організувати більш високу пропускну здатність каналу зв'язку або ту ж пропускну здатність, але при нижчому відношенні сигнал/шум.

Надалі розглядаються сигнали зі спектром, розширеним за допомогою ПВП, для яких тривалість кодового елементу ПВП  $\tau_u$  в ціле число разів менше тривалості інформаційного символу  $T_b$ . Якщо  $T_b = L\tau_u$ , де ціле число  $L$  показує

скільки кодівих елементів ПВП укладається в одному інформаційному символі, то ширина спектра сигналу  $S(t)$  в основній смузі частот в  $L$  разів більше смуги частот інформаційного символу (біту інформації).

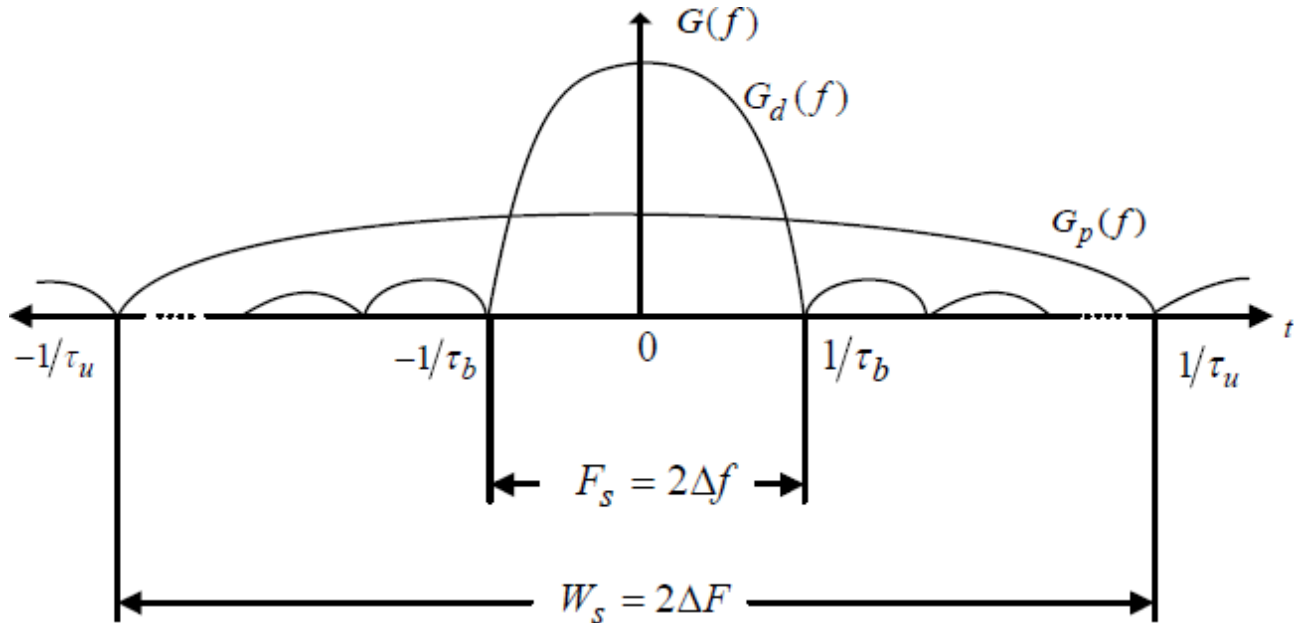


Рисунок 1.3 – Спектральні щільності потужності інформаційного сигналу  $G_d(f)$  і бінарного ФМШСС  $G_p(f)$

### 1.1.3 Загальна характеристика і формування псевдовипадкової послідовності

Наразі в ЗРЗ з двійковими ФМШСС використовуються різні кодові послідовності. Найкращою з точки зору завадозахищеності ЗРЗ з ФМШСС є випадкова послідовність. Однак для здійснення стиснення спектра сигналу така послідовність не може бути використана, оскільки на приймальній стороні ЗРЗ необхідно мати точну копію переданої послідовності. Тому для формування ФМШСС використовується ПВП [1-3].

До цих послідовностей пред'являється ряд вимог, деякі з яких є суперечливими [1]:

- послідовності повинні бути псевдовипадковими (для забезпечення гарних спектральних властивостей, необхідних для розширення спектра);
- функція автокореляції послідовностей повинна мати низький рівень бічних пелюсток по відношенню до головного (для забезпечення надійної синхронізації і зменшення впливу міжсимвольних і міжлучьових завад);
- функція взаємної кореляції послідовностей повинна мати низький рівень (для реалізації адрес);
- аперіодична функція взаємної кореляції послідовностей повинна мати низький рівень (для зменшення впливу взаємних завад);
- число кодових послідовностей, вибраних для реалізації, має бути великим й припускати при необхідності своє збільшення (для підвищення скритності сигналів ЗРЗ);
- використовувані послідовності не повинні допускати несанкціонованого відновлення;
- послідовності повинні досить просто генеруватися на практиці.

Найбільшого поширення набули лінійні рекурентні послідовності (ЛРП), що генеруються регістрами зсуву з лінійним зворотним зв'язком (РЗЛЗЗ). Двійкова кодова послідовність на виході  $m$ -розрядного РЗЛЗЗ задовольняє рекурентному рівнянню виду [1]:

$$a_0 c_i = a_1 c_{i-1} \oplus a_2 c_{i-2} \oplus \dots \oplus a_m c_{i-m} = \sum_{k=1}^m a_k c_{i-k}, \quad a_m = 1, \quad (1.15)$$

де  $c_i$  –  $i$ -й символ в послідовності, що приймає значення 0 або 1;  $a_k$  – коефіцієнти зворотного зв'язку, рівні або 1, або 0 в залежності від того, виходить яких регістрів заведено на суматор за модулем 2;  $\oplus$  – підсумовування за модулем 2.

Додавання за модулем 2 визначається наступним правилом:

$$1 \oplus 1 = 0; \quad 0 \oplus 1 = 1 \oplus 0 = 1; \quad 0 \oplus 0 = 0. \quad (1.16)$$

Приклад трьохрозрядного РЗЛЗЗ з початковим станом 001 наведено на рисунку 1.4. Після кожного наступного імпульсу синхронізації вміст розрядів

зсувається вправо, а на вхід першого каскаду подається сигнал, що відображає стан суматора за модулем 2 [1].

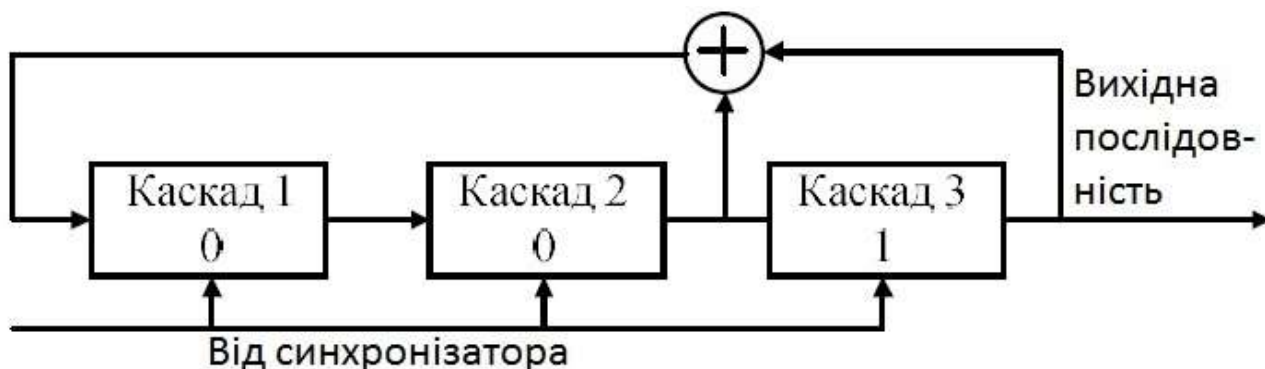


Рисунок 1.4 – Структурна схема трьохрозрядного регістра зсуву з лінійним зворотним зв'язком

Послідовність символів на виході 3-го каскаду є вихідною ПВП. Якщо проаналізувати творчу кодову послідовність, то можна зробити висновок, що через сім тактів зсувний регістр повертається в свій початковий стан і кодова послідовність повторюється. Стан даного регістра з лінійним зворотним зв'язком для вихідного коду 001 наведений в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Стан трьохрозрядного РЗЛЗЗ

Сдвиги	Вміст			Вихідна послідовність
	Каскад 1	Каскад 2	Каскад 3	
Початковий стан	0	0	1	1
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	0	1	1
4	1	1	0	0
5	1	1	1	1
6	0	1	1	1
7	0	0	1	1
8	1	0	0	0
9	0	1	0	0
10	1	0	1	1

З таблиці видно, що кодова послідовність є періодичною, довжина періоду отриманої кодової послідовності дорівнює семи,  $L = 7$ .

У загальному випадку довжина періоду кодової послідовності залежить від числа розрядів, початкового стану і від коефіцієнтів  $\alpha_i$ . Серед лінійних послідовностей особливе місце займають послідовності максимальної довжини або М-послідовності, які мають максимальний період  $L=2^m-1$ . Максимальний період забезпечується відповідним вибором схеми зворотного зв'язку, яка повністю визначається породжує многочленом виду:

$$f(x) = a_0x^m + a_1x^{m-1} + \dots + a_{m-1}x + a_m, \quad (1.17)$$

де коефіцієнти  $\alpha_i$  приймають значення 0 або 1.

Для отримання М-послідовності породжуючий многочлен повинен бути неприводимим і примітивним щодо двочлена  $x^L-1$ . Це означає, що породжуючий многочлен не розкладається на множники менших ступенів, ділить без залишку двочлен  $x^L-1$  і не входить в розкладання жодного двочлена, ступінь якого менше  $L$ . Породжуючий многочлен можна представити або двійковим числом  $a_0 a_1 \dots a_m$  зі значень коефіцієнтів многочлена, або відповідним даному двійковому числу вісімковим числом. Нагадаємо, що кожній вісімковій цифрі відповідає трьохзначне двійкове число:

$$0 \rightarrow 000, 1 \rightarrow 001, 2 \rightarrow 010, 3 \rightarrow 011, 4 \rightarrow 100, 5 \rightarrow 101, 6 \rightarrow 110, 7 \rightarrow 111.$$

Наприклад, породжуючий многочлен кодової послідовності, що генерується РЗЛЗЗ (рисунок 1.4)

$$f(x) = x^3 + x + 1. \quad (1.18)$$

Може бути представлений двійковим числом  $a_0a_1a_2a_3=1011$  або вісімковим числом 13.

Таким чином, початковою умовою для вибору структури РЗЛЗЗ є довжина періоду М-послідовності  $L=2^m-1$ , звідки визначається розрядність регістра зсуву  $m=\log_2(L+1)$ , дорівнює ступеню породжуючого многочлена. Коефіцієнти породжуючого многочлена характеризують наявність відводу від  $i$ -го розряду до суматора за модулем 2, при цьому завжди  $a_0=a_m=1$ .

Існує кілька М-послідовностей одного періоду  $L$ . Максимальне число М-послідовностей заданого періоду  $L$  знаходиться з виразу

$$Q_m = \frac{1}{m} \varphi(L), \quad (1.19)$$

де  $\varphi(L)$  – функція Ейлера, що визначається залежністю виду:

$$\varphi(L) = \begin{cases} 1; & \text{якщо } L = 1 \\ \prod_{i=1}^K P_i^{\alpha_i-1} (P_i - 1); & \text{якщо } L \neq 0 \end{cases} \quad (1.20)$$

де  $P_i$  – прості множники числа  $L$ ;  $\alpha_i$  – кратність співмножників  $P_i$ ;  $K$  – кількість простих співмножників.

У таблиці 1.2 наведені значення  $Q_m$  для деяких  $m$ . Породжуючі многочлени детально вивчені і побудовані для різних порядків.

Таблиця 1.2 – Максимальне число  $M$ -послідовностей

$m$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
$Q_m$	1	1	2	2	6	6	18	16	48	60	176	144	630	756

## 1.2 Сучасні підходи до синхронізації псевдовипадкових послідовностей

Відомі підходи до синхронізації псевдовипадкових послідовностей, описані, наприклад: в [5], як спосіб швидкого розпізнавання шляхом послідовної оцінки (RASE Rapid Acquisition by Sequential Estimation); в [4], як способи послідовної оцінки символів псевдовипадкової послідовності з одним ступенем перевірки с.86, послідовної оцінки з двома ступенями перевірки с.92; а також модифіковані способи послідовної оцінки, описані в [4], такі як спосіб послідовної оцінки символів і формування метрик ненадійності с.95 [6] і спосіб послідовної мажоритарної оцінки символів ПВП с.97.

Кожен з перерахованих підходів до синхронізації полягає в розподілі прийнятого інформаційного сигналу на дві гілки обробки, часовій затримці інформаційного сигналу в першій гілці, формуванні оціночного сигналу і його затримуванні в другій гілці, обчисленні коефіцієнта кореляції між затриманою

частиною інформаційного сигналу першої гілки і оцінним значенням інформаційного сигналу у другій гілці, формуванні керуючого сигналу і генеруванні ПВП, синхронної з прийнятою послідовністю.

Недоліками перерахованих підходів до синхронізації є відносно високий час синхронізації, що обумовлюється: попереднім квантуванням сигналу на два або більше рівнів і проведенням оцінки сигналу в дискретному вигляді, що призводить до втрати деякої частини інформації; необґрунтованою відмовою від обліку рекурентних властивостей ПВП за передбаченням чергового елемента на основі раніше прийнятих елементів і використанням затримки сигналу, що приводить до збільшення часу входження в синхронізм.

Найбільш оптимальним є відомий підхід до синхронізації М-послідовності з підвищеною складністю [7], що полягає в прийомі ПВП, дискретизації, затримці, формуванні опорної кодової послідовності в аналоговому вигляді, зчитуванні аналогових значень, квантуванні, затримці, коригуванні лічених аналогових значень, затримці відкоригованих аналогових значень, повторному коригуванні аналогових значень, квантуванні, запам'ятовуванні, повторному формуванні опорної кодової послідовності, формуванні керуючого впливу та генеруванні ПВП, синхронної з прийнятою.

Реалізація підходу до синхронізації М-послідовності з підвищеною складністю полягає в наступному. При використанні складних сигналів велике значення має частотно-часове узгодження параметрів. Процес синхронізації може займати досить великий час в залежності від періоду використовуваних ПВП і їх кореляційних властивостей. Для формування складних сигналів широко застосовують М-послідовності (послідовності Хаффмана, виконавчі лінійні рекурентні послідовності максимальної довжини), що є за своєю суттю ПВП. Рекурентне правило формування М-послідовності можна представити у вигляді рекурентної формули:

$$a_0 \cdot d_j = a_n \cdot d_{j-n} \oplus a_{n-1} \cdot x_{j-(n-1)} \oplus \dots \oplus a_2 \cdot d_{j-2} \oplus a_1 \cdot d_{j-1}, \quad (1.21)$$

де  $d_j$  –  $j$ -й елемент  $M$ -послідовності, що утворюється складанням за модулем 2 деякого числа попередніх елементів, що зберігаються в регістрі, а саме тих з них, коефіцієнти ( $a_i$ ) при яких дорівнюють 1.

Однак період  $M$ -послідовності, що дорівнює  $L=2^n-1$ , де  $n$  – порядок породжуючого полінома, може виявитися за часом більше, ніж час сеансу зв'язку, що значно ускладнює процес встановлення синхронізації, й, відповідно, значно збільшує час встановлення синхронізації  $M$ -послідовності. Крім того, структуру будь-якої ПВП легко розкрити по  $2n$  суміжним елементам ПВП за алгоритмом Берлекемпа-Мессі [8-10]. Отже, щоб уникнути розкриття структури  $M$ -послідовності і постановки оптимізованих завдань сигналам синхронізації, необхідно використовувати ПВП підвищеної складності, наприклад, утворені шляхом нелінійного ускладнення структури  $M$ -послідовності нелінійним вузлом ускладнення (НВУ). Структура генератора ПВП підвищеної складності представлена на рис. 1.5.

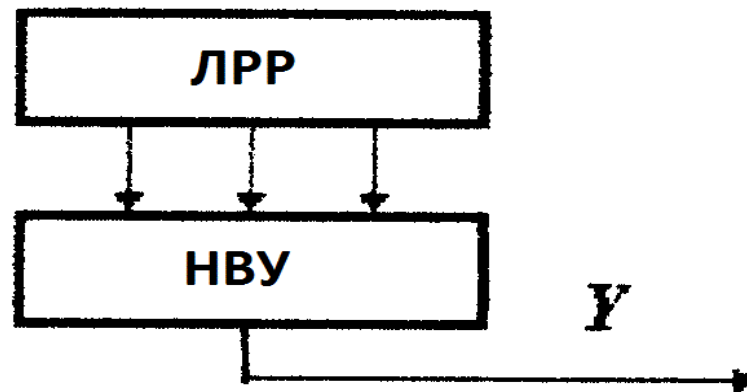


Рисунок 1.5 – Структура ПВП підвищеної складності

Лінійний рекурентний регістр (ЛРР) являє собою цифровий регістр зсуву з зворотними зв'язками. Подібні регістри оперують нулями і одиницями, а в якості перетворювача сигналу в регістрі зсуву з зворотними зв'язками використовують суматори за модулем 2. Як НВУ доцільно застосовувати ті з них, які не погіршують баланс вихідний послідовності, наприклад вузол вибірки з інверсією.

Щоб уникнути додаткових спотворень, ПВП підвищеної складності формують в аналоговому вигляді, для чого операцію підсумовування за



модулем 2 двох змінних  $x$  і  $y$  замінюють виразом  $x+y-2xy$ , а дискретну функцію нелінійного перетворення замінюють відповідною аналоговою функцією нелінійного перетворення, наприклад, як показано на рис. 1.6, де значення  $x_i$ ,  $x_j$  та  $x_k$  зчитуються з заданих осередків генератора ПВП.

Тип нелінійного вузла ускладнення	Нелінійна функція перетворення для дискретних значень	Нелінійна функція перетворення для аналогових значень
Вузол вибірки з інверсією	$Y = \bar{x}_i x_k + x_j \bar{x}_k$	$G = x_i + x_k - x_i x_k - x_j x_k$

Рисунок 1.6 – Нелінійна функція перетворення для дискретних і аналогових величин

Для формування аналогової ПВП в якості її елементів можуть використовуватися будь-які ненульові значення  $x$  і  $y$  в межах від 0 до 1. У цьому випадку таблиці істинності дискретних і аналогових значень збігаються.

Схема варіанту структури генератора ПВП підвищеної складності, що представлена на рис. 1.5, дозволяє досягти високої структурної та еквівалентної лінійної складності, що забезпечує неперебірність і велику обчислювальну складність визначення стану ЛРР. Як задані значення використовують ненульові значення, лічені з довільних осередків ЛРР, які не повторюються.

Процес формування ПВП підвищеної складності на передавальній стороні представлений на рис. 1.7. Тут вихідна ПВП у вигляді М-послідовності регістру, побудованого на основі примітивного трінома 31-го ступеня ( $n=31$ ), ускладнена НВУ у вигляді вузла вибірки з інверсією. При цьому функція нелінійного перетворення для дискретних значень замінюється відповідній їй аналоговою, як показано на рис. 1.6.

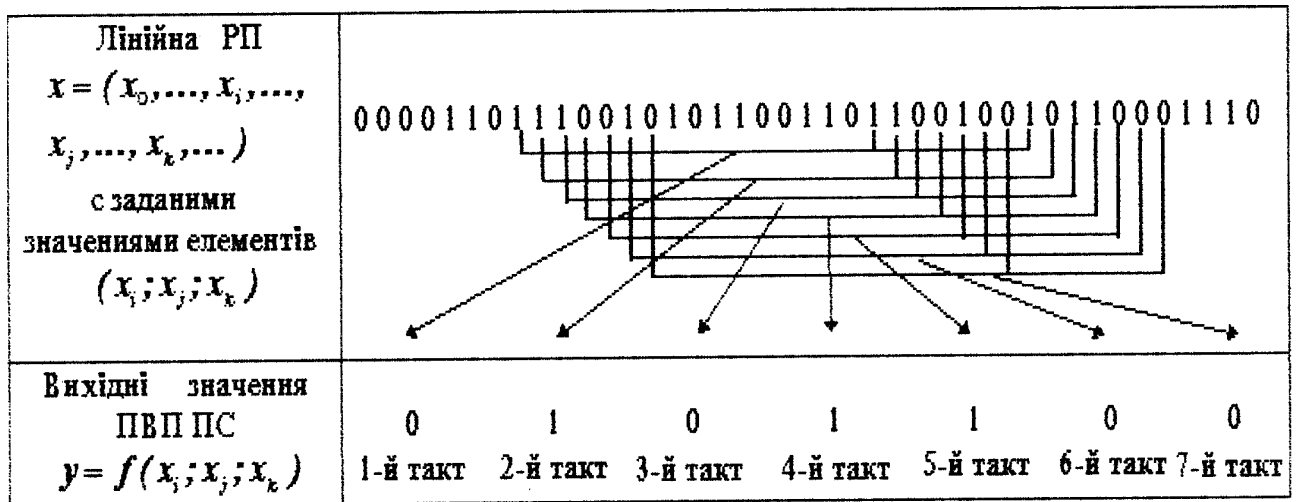


Рисунок 1.7 – Процес формування ПВП підвищеної складності на передавальній стороні

Відрізок ПВП підвищеної складності на передавальній стороні має вигляд, представлений на рис. 1.8,а. В процесі передачі сигнали спотворюються під впливом шумів і завад. На приймальній стороні спотворений сигнал має вигляд, показаний на рис. 1.8,б. З прийнятої суміші сигналу і шуму за допомогою відомих способів виділяють тактову частоту ( $F_t$ ). Відомі способи виділення тактової частоти описані, наприклад, в [11, 12]. Стробуючі імпульси з тактовою частотою інформаційних сигналів показані на рис. 1.8,в. Період проходження імпульсів з тактовою частотою дорівнює  $T=1/F_t$ .

Використовуючи відомі способи розподілу частоти, отримують частоту, що в  $k$  разів перевищує тактову  $f_d=kF_t$ , де  $k$  – кількість дискретизованих відліків (ДВ) на тривалості одного інформаційного елемента сигналу. Значення  $k$  вибирають в межах від 2 до 10, оскільки при  $k=1$  отримують вироджений випадок й ефекту поліпшення оцінювання не спостерігається, при  $k>10$  значно збільшується час коригування сигналу, а точність оцінювання практично не збільшується. Відомі способи розподілу частоти описані, наприклад, в [13]. Стробуючі імпульси з частотою, що в  $k$  разів перевищує тактову, показані на рис. 1.8,г. Період проходження імпульсів з частотою, в  $k$  разів перевищує тактову, дорівнює  $\tau=1/f_d$ .

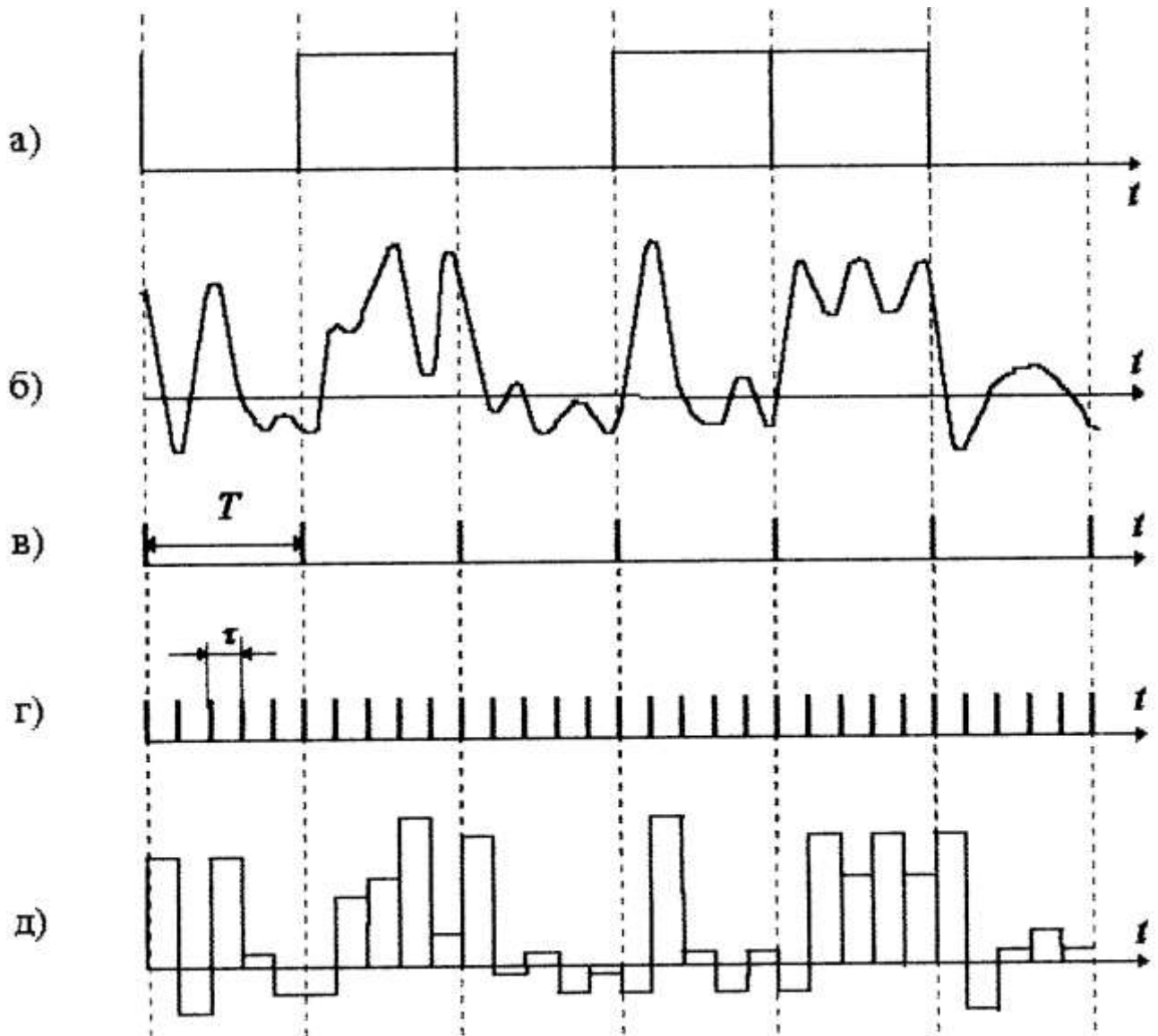


Рисунок 1.8 – Осцилограми, що пояснюють суть відомого підходу до синхронізації

З метою уникнення внесення додаткових спотворень сигнал, що приймається на вході демодулятора не квантують на два рівня, а дискретизують з частотою  $f_d$ . Відомі способи дискретизації сигналів описані, наприклад, в [14]. Аналогові дискретизовані відліки прийнятого сигналу показані на рис. 1.8,д. Після дискретизації кожен ДВ ПВП підвищеної складності надходить на інформаційний вхід коректора, де виробляються коригувальні сигнали для кожного значення заданого елемента опорної кодової послідовності.

Про можливість здійснення коригування значень заданих елементів опорної кодової послідовності (ОКП), що зберігаються в осередках ЛРР в

аналоговому вигляді, по прийнятому дискретному відліку ПСП підвищеної складності свідчить наявність дискримінаційної характеристики, що є залежність коригуючої напруги  $D(\varepsilon)$  від розладу ( $\varepsilon$ ) значення заданого елемента ОКП від істинного значення елемента прийнятої ПВП підвищеної складності. Якщо дискримінаційна характеристика дорівнює нулю для будь-яких значень розладу, то здійснити коригування сигналу неможливо через неоднозначність, що вводиться нелінійністю.

З метою найбільш точного коригування спотвореного інформаційного сигналу розрізняють обробку при зміні тактових інтервалів інформаційного сигналу і всередині тактових інтервалів інформаційного сигналу. Послідовність інформаційних сигналів показана на рис. 1.9,а. Частота дискретизації в  $k$  разів вище тактової частоти інформаційних сигналів, що показано на рис. 1.9,б. У моменти зміни тактових інтервалів на 1-му ДВ ПВП підвищеної складності для значень ОКП формують відкориговані значення заданих елементів ОКП. Моменти зміни тактових інтервалів показані на рис. 1.9,в. Для формування коригувальних сигналів для значень заданих елементів ОКП на 1-му ДВ ПВП підвищеної складності використовують значення функції нелінійного перетворення від значень заданих елементів ОКП і похідні функції нелінійного перетворення від значень заданих елементів ОКП, які є перетвореними за рекурентним правилом формування  $M$ -послідовності, відкоригованими значеннями інформаційного сигналу, прийнятого і відкоригованого на  $(n-1)$  тактів раніше.

З цією метою з 1-го ДВ прийнятої ПВП підвищеної складності віднімають значення функції нелінійного перетворення від значень заданих елементів ОКП і множать на заданий ваговий коефіцієнт  $C$ . За фізичною сутністю множенню сигналу на постійний множник відповідає посилення сигналу. Відомі способи посилення сигналів описані, наприклад, в [15]. Експерименти показали, що коефіцієнт  $C$  доцільно вибирати в межах від 0 до 1. При цьому в якості значень заданих елементів ОКП для початкового встановлення синхронізації можуть

бути використані довільні ненульові значення елементів ОКП в межах від 0 до 1 або значення, що залишилися від минулого сеансу зв'язку.

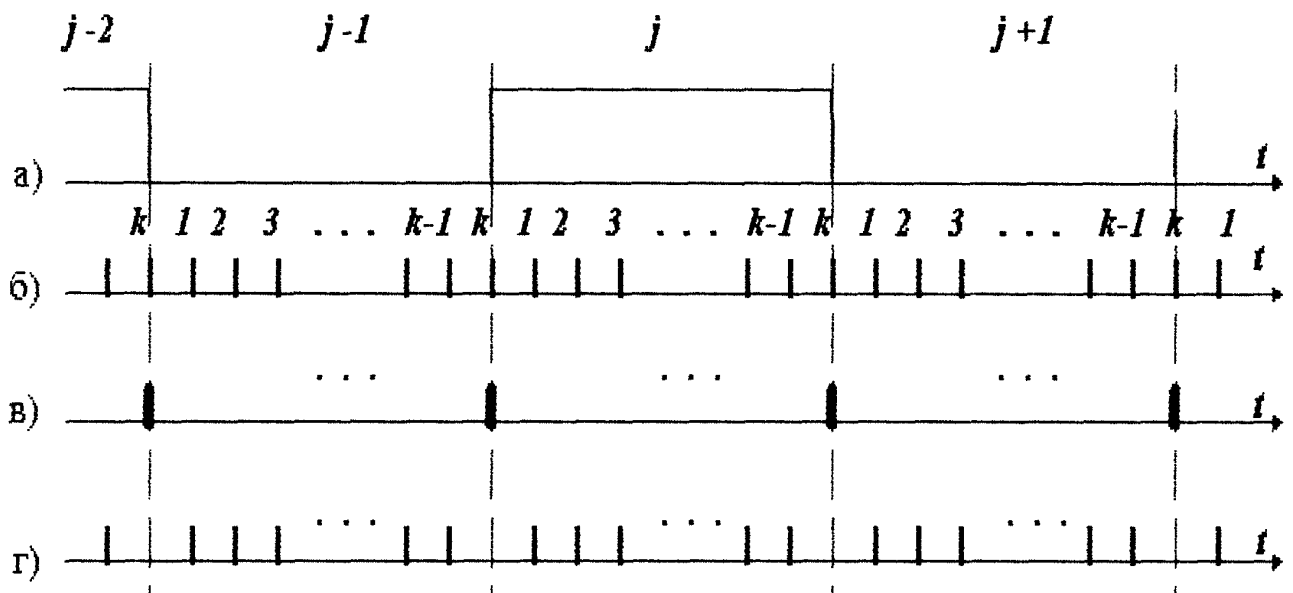


Рисунок 1.9 – Осцилограми, що пояснюють суть відомого підходу до синхронізації

Після цього здійснюється коригування значень заданих елементів ОКП. У кожній гілці коригування сигнал множать на значення відповідних похідних аналогової функції нелінійного перетворення від значень заданих елементів ОКП і підсумовують з відповідними значеннями заданих елементів ОКП. Відомі способи складання сигналів описані, наприклад, в [15, 16]. Далі відкориговані значення заданих елементів ОКП, отримані на 1-му ДВ ПВП підвищеної складності, затримують на час, що дорівнює тривалості одного ДВ. Способи затримування сигналів відомі і описані, наприклад, в [17].

У моменти часу всередині тактових інтервалів формують відкориговані значення заданих елементів ОКП з дискретизованих відліків прийнятої ПВП підвищеної складності, починаючи з другого й до  $k$ -го. Моменти часу всередині тактових інтервалів показані на рис. 1.8,г.

Для формування коригувальних сигналів для значень заданих елементів ОКП на 2-му ДВ ПВП підвищеної складності і наступних до  $k$ -го

використовують значення аналогової функції нелінійного перетворення та її похідні від відкоригованих значень заданих елементів ОКП, отриманих з попереднього ДВ прийнятої ПСП підвищеної складності.

З цією метою, починаючи з 2-го і до  $k$ -го ДВ прийнятої ПВП підвищеної складності, віднімають значення аналогової функції нелінійного перетворення від відкоригованих значень заданих елементів ОКП, отриманих з попереднього ДВ прийнятої ПВП підвищеної складності, і множать на заданий ваговий коефіцієнт  $C$ . За фізичної суті множенню сигналу на постійний множник відповідає посилення сигналу. Відомі способи посилення сигналів описані, наприклад, в [15]. Експерименти показали, що коефіцієнт  $C$  доцільно вибирати в межах від 0 до 1. Після цього здійснюється розподіл на три гілки коригування, де виробляються коригувальні сигнали для кожного відкоригованого значення заданих елементів ОКП, отриманих з попереднього ДВ прийнятої ПВП. У кожній гілці коригування сигнал множать на значення відповідних похідних аналогової функції нелінійного перетворення від відкоригованих значень заданих елементів ОКП, отриманих з попереднього ДВ прийнятої ПВП підвищеної складності, в результаті чого на виході блоку коригування формуються коригувальні сигнали для відкоригованих значень заданих елементів ОКП, отриманих з попереднього ДВ прийнятої ПВП підвищеної складності.

Надалі, в кожній гілці коригувальні сигнали підсумовуються з відповідними значеннями відкоригованих значень заданих елементів ОКП, отриманих з попереднього ДВ прийнятої ПВП підвищеної складності. Відомі способи складання сигналів описані, наприклад, в [15]. Після цього відкориговані значення заданих елементів ОКП, отримані на 2-му й до  $k$ -го ДВ ПВП підвищеної складності, затримують на час, що дорівнює тривалості одного ДВ. Способи затримування сигналів відомі і описані, наприклад, в [17]. Отримані з  $k$ -го ДВ ПВП підвищеної складності відкориговані значення заданих елементів ОКП вважаються відкоригованими значеннями елементу

інформаційного сигналу в цілому. Для оцінки наступного елемента інформаційного сигналу всі описані вище операції повторюються.

Аналогічно  $x_i$  за прийнятими ДВ ПВП підвищеної складності у відповідних гілках здійснюється коректування й  $x_j, x_k$ .

З метою визначення правильності проведеного коригування квантують і затримують на тривалість елемента прийнятої ПВП підвищеної складності значення заданих елементів ОКП, а також відкореговані значення заданих елементів ОКП на  $k$ -м ДВ прийнятої ПВП підвищеної складності і затримані на тривалість одного ДВ прийнятої ПВП підвищеної складності. Способи затримування сигналів відомі і описані, наприклад, в [17]. У кожній гілці коригування, на кожному такті підсумовують за модулем 2 значення заданих елементів ОКП і відкореговані значення заданих елементів ОКП (визначається збіг). Результати підсумовування за модулем 2 в кожній гілці обробки складаються арифметично, тим самим підраховується кількість розбіжностей початкових умов для коригування і відкорегованих значень. Наявність нуля свідчить про збіг початкових умов для коригування і відкорегованих значень заданих елементів ОКП ( $x_i, x_j, x_k$ ). Якщо в результаті підсумовування протягом  $2n$  тактів ПВП підвищеної складності початкові умови для коригування і відкореговані значення заданих елементів ОКП збігаються, то формується керуючий сигнал на формування ПВП з відкорегованих значень заданих елементів ОКП на  $k$ -х ДВ прийнятої ПВП підвищеної складності і затриманих на тривалість одного ДВ прийнятої ПВП підвищеної складності. Таким чином, сформована ПВП буде синхронна з прийнятою послідовністю. Для формування ПВП підвищеної складності, синхронної з прийнятою ПВП, використовується дискретна функція нелінійного перетворення.

При цьому отримання відкорегованих значень заданих елементів ОКП за прийнятими ДВ ПВП підвищеної складності, їх перетворення за рекурентним правилом формування  $M$ -послідовності триває. Це дозволить у подальшому отримувати точнішу апріорну інформацію про значеннях ДВ прийнятої ПВП

підвищеної складності для скорочення часу для можливого повторного входження в синхронізацію при її порушенні.

Відмінність даного підходу від підходів, що описані в [4-6] полягає в тому, що не потрібна багаторазова передача синхросигналів по каналу зв'язку з подальшою мажоритарною обробкою на прийомі або безпомилковий прийом залікового відрізка рекурентної послідовності, оскільки це призводить до збільшення часу входження в синхронізацію при відношенні сигнал/шум менше одиниці.

Недоліком описаного підходу є те, що оціночні значення елементів сигналу формують з використанням передбачених значень, які на початковому етапі входження в синхронізм можуть бути помилковими, що може призвести до формування помилкових оціночних значень і збільшенню часу синхронізації, а також не дозволяє функціонувати в автоматизованому режимі.

### 1.3 Сучасні пристрої синхронізації псевдовипадкових послідовностей

Відомі пристрої, що реалізують розглянуті в розділі 1.2 підходи до синхронізації M-послідовності, описані, наприклад: в [5] с.23, рис.2; в [4], с.86-102, де пристрій, що реалізує спосіб послідовної оцінки з одним ступенем перевірки, зображено на рис.3.1, а пристрій, що реалізує спосіб послідовної оцінки з двома ступенями перевірки, зображено на с.98; по [6], що реалізує модифікацію способу послідовної мажоритарною оцінки символів ПВП як пристрій пошуку псевдошумового сигналу по затримці.

Кожен з перерахованих пристроїв включає в себе блок формування оцінного сигналу, каскадно з'єднані по інформаційним входам лінію затримки, корелятор і пристрій управління, вихід якого підключений до першого керуючого входу регістра зсуву зі зворотними зв'язками, вихід якого є виходом пристрою синхронізації.

Недоліками перерахованих пристроїв синхронізації є відносно високий час синхронізації, що обумовлюється: попереднім квантуванням сигналу, що



приймається, на два або більше рівнів і проведенням оцінки сигналу в дискретному вигляді, що призводять до втрати деякої частини інформації; необгрунтованою відмовою від обліку рекурентних властивостей  $M$ -послідовності по прогнозу чергового символу на основі раніше прийнятих сигналів і використанням затримки сигналу, що призводять до збільшення часу входження в синхронізм.

Найбільш оптимальним пристроєм є відомий пристрій синхронізації  $M$ -послідовності, структура якого представлена на рис. 1.10 [7].

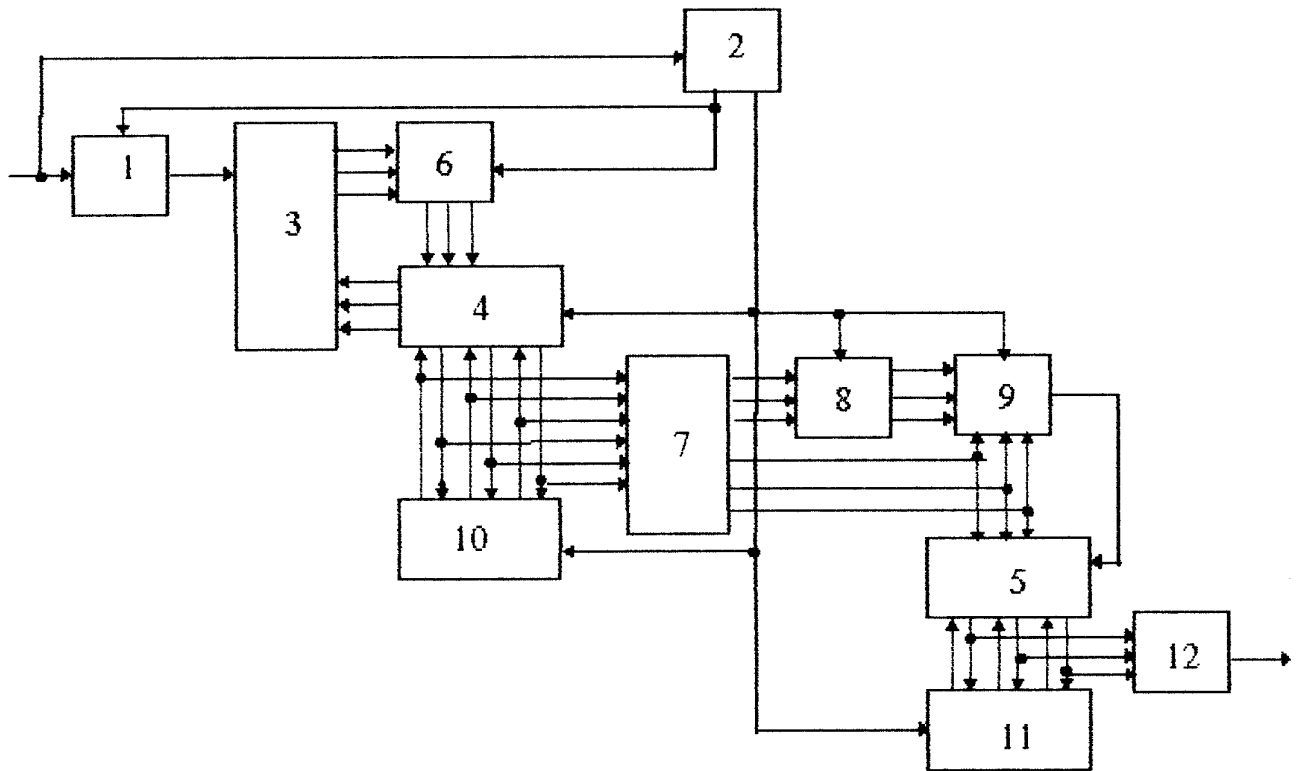


Рисунок 1.10 – Структурна схема пристрою синхронізації  $M$ -послідовності з підвищеною складністю

Пристрій синхронізації  $M$ -послідовності з підвищеною складністю (рис. 1.10) складається з дискретизатора 1, видільника тактової частоти 2, коректора 3, першого комутатора 4, другого комутатора 5, блоку аналогових ліній затримок 6, блоку квантователів 7, блоку цифрових ліній затримок 8, блоку управління 9, генератора опорних кодових послідовностей 10, генератора опорного сигналу 11, цифрового нелінійного вузла ускладнення 12.

Приймальний інформаційний вхід дискретизатора 1 з'єднаний зі входом видільника тактової частоти 2 і є входом пристрою. Перший керуючий вихід видільника тактової частоти 2 з'єднаний з керуючими входами першого комутатора 4, блоку цифрових ліній затримок 8, блоку управління 9, генератора опорних кодових послідовностей 10, генератора опорного сигналу 11. Другий керуючий вихід видільника тактової частоти 2 з'єднаний з керуючими входами дискретизатора 1 і блоку аналогових ліній затримок 6. Вихід дискретизатора 1 підключений до приймального інформаційного входу коректора 3. Перший, другий і третій інформаційні входи коректора 3 підключені, відповідно, до першого, другого і третього інформаційних виходів першого комутатора 4. Перший, другий і третій інформаційні входи коректора 3 підключені, відповідно, до першого, другого і третього інформаційних входів блоку аналогових ліній затримок 6, виходи якого з'єднані відповідно з четвертим, п'ятим і шостим інформаційними входами першого комутатора 4. Перший, другий і третій виходи генератора опорних кодових послідовностей 10 підключені відповідно до першого, другого і третього інформаційних входів першого комутатора 4 і до першого, другого і третього входів блоку квантователів 7. Четвертий, п'ятий і шостий інформаційні входи першого комутатора 4 підключені відповідно до четвертого, п'ятого та шостого входів блоку квантователів 7. Перший, другий і третій виходи блоку квантователів 7 з'єднані, відповідно, з першим, другим і третім входами блоку цифрових ліній затримок 8, виходи якого підключені, відповідно, до першого, другого і третього інформаційних входів блоку управління 9. Керуючий вихід блоку управління 9 з'єднаний з керуючим входом другого комутатора 5. Четвертий, п'ятий і шостий виходи блоку квантователів 7 з'єднані, відповідно, з четвертим, п'ятим і шостим інформаційними входами блоку управління 9, і, відповідно, з першим, другим і третім входами другого комутатора 5. Перший, другий і третій виходи генератора опорного сигналу 11 підключені відповідно до четвертого, п'ятого та шостого входів другого комутатора 5. Перший, другий і третій виходи другого комутатора 5 з'єднані відповідно з першим, другим і

третім інформаційними входами генератора опорного сигналу 11, і з'єднані відповідно з першим, другим і третім входами цифрового нелінійного вузла ускладнення 12, вихід якого є виходом пристрою.

Недоліками пристрою синхронізації М-послідовності з підвищеною складністю є те, що в ньому оціночні значення елементів сигналу формують з використанням передбачених значень, які на початковому етапі входження в синхронізм можуть бути помилковими, що може призвести до формування помилкових оціночних значень і збільшення часу синхронізації, а також не дозволяє функціонувати в автоматизованому режимі.

#### 1.4 Висновок. Постановка задачі

В розділі проаналізовано відомі підходи до синхронізації ПВП. Найбільш оптимальним є відомий підхід до синхронізації М-послідовності з підвищеною складністю, що полягає в прийомі ПВП, дискретизації, затримці, формуванні опорної кодової послідовності в аналоговому вигляді, зчитуванні аналогових значень, квантуванні, затримці, коригуванні лічених аналогових значень, затримці відкоригованих аналогових значень, повторному коригуванні аналогових значень, квантуванні, запам'ятовуванні, повторному формуванні опорної кодової послідовності, формуванні керуючого впливу та генеруванні ПВП, синхронної з прийнятою.

Встановлено, що недоліком цього підходу є те, що оціночні значення елементів сигналу формують з використанням передбачених значень, які на початковому етапі входження в синхронізм можуть бути помилковими, що може призвести до формування помилкових оціночних значень і збільшенню часу синхронізації, а також не дозволяє функціонувати в автоматизованому режимі.

В розділі проаналізовано відомі пристрої синхронізації ПВП. Найбільш оптимальним є пристрій синхронізації М-послідовності, який включає в себе дискретизатор, видільник тактової частоти, коректор, перший комутатор,

другий комутатор, блок аналогових ліній затримок, блок квантователів, блок цифрових ліній затримок, блок управління, генератор опорних кодових послідовностей, генератор опорного сигналу, цифровий нелінійний вузол ускладнення.

Встановлено, що недоліками відомого пристрою те, що в ньому оціночні значення елементів сигналу формують з використанням передбачених значень, які на початковому етапі входження в синхронізм можуть бути помилковими. А це може призвести до формування помилкових оціночних значень і збільшення часу синхронізації, а також не дозволяє функціонувати в автоматизованому режимі.

Таким чином, для зменшення часу входження в синхронізм необхідно:

- спроектувати пристрій синхронізації псевдовипадкових послідовностей зі зменшеним часом входження в синхронізм;
- оцінити ефективність розробленого пристрою.

## 2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

### 2.1 Розроблення підходу до синхронізації псевдовипадкових послідовностей

Реалізація розробленого підходу до синхронізації ПВП полягає в наступному. Процес синхронізації може займати досить великий час в залежності від періоду використовуваних псевдовипадкових послідовностей і їх кореляційних властивостей. З цією метою широко застосовують М-послідовності, що є за своєю суттю псевдовипадковими послідовностями максимальної довжини. Рекурентне правило формування М-послідовності можна представити у вигляді рекурентної формули:

$$a_0 d_j = a_n d_{j-n} \oplus a_{n-1} d_{j-(n-1)} \oplus \dots \oplus a_2 d_{j-2} \oplus a_1 d_{j-1}, \quad (2.1)$$

де  $d_j$  –  $j$ -й елемент М-послідовності, що утворюється складанням по модулю 2 деякого числа попередніх елементів, що зберігаються в регістрі, а саме тих з них, коефіцієнти при яких рівні 1. Період такої послідовності дорівнює:

$$L = 2^n - 1, \quad (2.2)$$

де  $n$  – порядок породжуючого полінома. Еквівалентна лінійна складність ПВП також дорівнює  $n$ .

Відомо, що структуру будь-якого ПВП легко розкрити, перехопивши  $2n$  суміжних елементів за алгоритмом Берлікемпа-Мессі [8-11]. Це призводить до необхідності використання послідовностей більшої структурної складності, період яких не повторюється на сеансі зв'язку. Це можуть бути псевдовипадкові послідовності підвищеної складності, нелінійні рекурентні послідовності, квадратичні та багато інших.

Розглянемо структуру генератора ПВП, представлену в [7]. Генератор сформований на основі лінійного рекурентного регістра, що формує М-послідовність, і ускладнений зовнішньою нелінійною логікою у вигляді нелінійного вузла ускладнення. Структура генератора представлена на рис. 2.1.

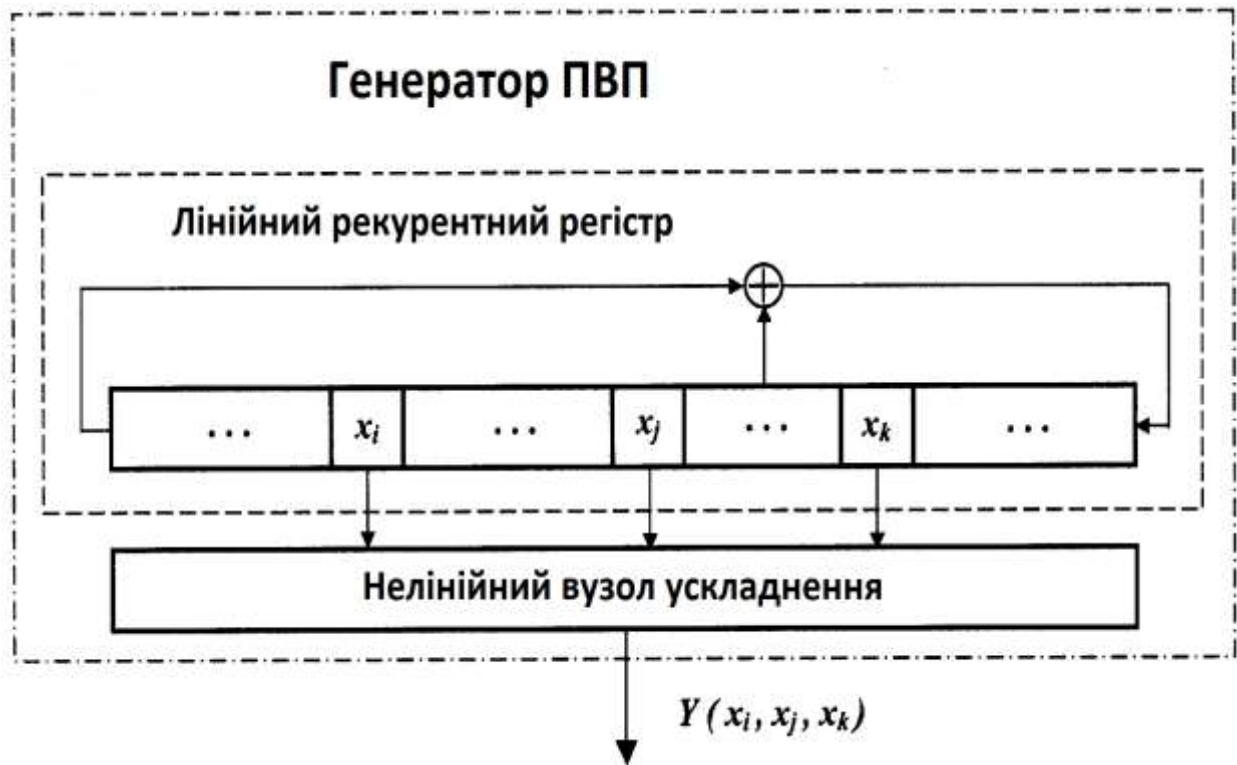


Рисунок 2.1 – Структурна схема генератора ПВП

Лінійний рекурентний регістр являє собою цифровий регістр зсуву зі зворотніми зв'язками. Такі регістри оперують нулями й одиницями, а в якості перетворювача сигналу в регістрі зсуву зі зворотніми зв'язками використовують суматори за модулем 2. Як нелінійні вузли ускладнення доцільно застосовувати ті з них, які не погіршують баланс вихідний послідовності, наприклад, вузол, що реалізує нелінійну функцію перетворення :

$$Y(x_i, x_j, x_k) = \bar{x}_i x_k + x_j \bar{x}_k. \quad (2.3)$$

Застосування такого генератора дозволяє формувати послідовності з еквівалентної лінійної складності, яка визначається за формулою:

$$n_E = n(n-1), \quad (2.4)$$

де  $n$  – порядок породжуючого полінома (довжина регістра) і, в той же час, еквівалентна лінійна складність ПВП.

Однак, за прийнятим з каналу зв'язку елементу сигналу  $Y(x_i, x_j, x_k)$  неможливо однозначно сказати, які елементи  $x_i, x_j, x_k$  брали участь в його формуванні. З цією метою застосовують дискретно-аналогове перетворення. Суть методу дискретно-аналогового перетворення полягає в заміні елементарних логічних операцій відповідними їм аналоговими.

Розглянемо функції алгебри логіки. Серед булевих функцій відзначимо, наприклад, елементарні булеві функції, які тісно пов'язані з основними логічними операціями, це одномісні булеві функції – повторення і заперечення, двомісні – кон'юнкція, диз'юнкція, заперечення кон'юнкції, заперечення диз'юнкції, імплікація, «заборона», «еквівалентність», «додавання за модулем 2».

Розглянемо елементарні логічні та аналогові функції, що представлені в табл. 2.1. На основі представлених елементарних функцій, реалізуються різні нелінійні функції перетворення як дискретних, так і аналогових значень.

Відповідно до запропонованого підходу, логічну функцію

$$Y(x_i, x_j, x_k) = \bar{x}_i x_k + x_j \bar{x}_k \quad (2.5)$$

можна записати в аналоговому вигляді

$$G(z_i, z_j, z_k) = z_j + z_k - z_i z_k - 2z_j z_k + z_j z_k^2 + z_i z_j z_k - z_i z_j z_k^2 \quad (2.6)$$

Крім того, можна скористатися функцією, наведеною в [7]:

$$G(z_i, z_j, z_k) = z_j + z_k - z_i z_k - z_j z_k. \quad (2.7)$$

У цьому випадку таблиці істинності дискретних і аналогових значень збігаються.

Разом з тим, щоб уникнути декодування послідовності за алгоритмом Берлікемпа-Мессі виникає необхідність синхронізації таких послідовностей за час тривалості менш  $2n$  суміжних елементів. Ця проблема вирішується на основі використання алгоритму синхронізації з використанням методів оптимальної нелінійної фільтрації, і забезпечує зменшення часу входження в синхронізм за рахунок поліпшення точності оцінки одиничного елемента ПВП в порівнянні з підходом, представленим в [7]. Працездатність алгоритму

досліджувалася при різних довжинах і початкових заповненнях лінійного рекурентного регістра, різних видах нелінійних функцій перетворення і точках підключення нелінійних вузлів ускладнення. Результати моделювання процесу синхронізації свідчать про стійке визначення стану генератора за час тривалості, значно меншому часу тривалості  $2n$  суміжних елементів на основі поліпшення точності оцінки одиничного елемента ПВП. Це доводить можливість застосування запропонованого підходу для синхронізації ПВП.

Таблиця 2.1 – Елементарні логічні та аналогові функції

№ н/п	Реалізована функція	Логічна	Аналогова
1	Повторення	$y=x$	$y=x$
2	Заперечення (інверсія)	$y=\bar{x}$	$y=1-x$
3	Кон'юнкція	$y=x_1x_2$	$y=x_1x_2$
4	Диз'юнкція	$y=x_1+x_2$	$y=x_1+x_2-x_1x_2$
5	Заперечення кон'юнкції (штрих Шеффера)	$y=\overline{x_1x_2}$	$y=1-x_1x_2$
6	Заперечення диз'юнкції (стрілка Пірса)	$y=\overline{x_1+x_2}$	$y=1-x_1-x_2+x_1x_2$
7	Імплікація	$y_1=\bar{x}_1+x_2 / y_2=x_1+\bar{x}_2$	$y_1=1-x_1+x_1x_2 / y_2=$ $=1-x_2+x_1x_2$
8	Заборона	$y_1=\bar{x}_1x_2 / y_2=x_1\bar{x}_2$	$y_1=x_2-x_1x_2 / y_2=x_1-$ $x_1x_2$
9	Еквівалентність	$y=x_1\equiv x_2$	$y=1-x_1-x_2+2x_1x_2$
10	Додавання за mod 2	$y=x_1\oplus x_2$	$y=x_1+x_2-2x_1x_2$

ПВП формується на передавальній стороні генератором, структура якого представлена на рис. 2.1. В процесі передачі сигнали спотворюються під впливом шумів і завад. Сигнал, що приймається являє собою суміш сигналу,



шумів і завад. З прийнятої суміші за допомогою відомих способів виділяють тактову частоту  $F_t$ .

Відомі способи виділення тактової частоти описані, наприклад, в [12]. Період проходження імпульсів з тактовою частотою дорівнює

$$T = \frac{1}{F_t}, \quad (2.8)$$

Використовуючи відомі способи поділу частоти, отримують частоту, в  $k$  разів перевищуючу тактову  $f_d = kF_t$ , де  $k$  – кількість дискретизованих відліків на тривалості одного інформаційного елемента сигналу. Значення  $k$  доцільно обирати в межах від 2 до 10. Відомі способи поділу частоти описані, наприклад, в [13]. Період проходження імпульсів з частотою, в  $k$  разів перевищуючу

тактову, дорівнює  $\tau = \frac{1}{f_d}$ ,

З метою уникнення внесення додаткових спотворень, сигнал, який приймається, на вході демодулятора не квантують на два рівня, а дискретизують з частотою  $f_d$ . Відомі способи дискретизації сигналів описані, наприклад, в [14]. Після дискретизації кожен ДВ надходить на інформаційний вхід коректора, де виробляються коригувальні сигнали для кожного значення заданого елемента опорної кодової послідовності, де під заданими значеннями елементів ОКП розуміють аналогові значення, що зберігаються в осередках ЛРР, до яких підключені відводи НВУ.

Можливість здійснення коригування значень заданих елементів ОКП, що зберігаються в осередках ЛРР в аналоговому вигляді, по прийнятому ДВ ПВП підвищеної складності розглянута в [7].

З метою найбільш точного коригування спотвореного інформаційного сигналу розрізняють обробку при зміні тактових інтервалів інформаційного сигналу і всередині тактових інтервалів інформаційного сигналу.

У моменти зміни тактових інтервалів на 1-му ДВ з значень ОКП формують відкориговані значення з урахуванням уточнених передбачених значень, сформованих за рекурентним правилом формування опорної кодової

послідовності, підсумувавши на тривалості  $n$ -елементів послідовності і ділених на  $n$ . Для формування відкоригованих значень використовують значення сигналу, прийнятого з каналу зв'язку, уточнене передбачене значення, значення функції нелінійного перетворення від значень заданих елементів ОКП і похідні функції нелінійного перетворення від значень заданих елементів ОКП. З цією метою з 1-го ДВ прийнятої ПВП віднімають значення функції нелінійного перетворення від значень заданих елементів ОКП і множать на заданий ваговий коефіцієнт  $C$ . За фізичною сутністю множенню сигналу на постійний множник відповідає посилення сигналу.

Відомі способи посилення сигналів описані, наприклад, в [15]. Коефіцієнт  $C$  визначає перевищення значення амплітуди коригуючого сигналу від значення опорної напруги, рівного 0.5 в інтервалі від 0 до 1. Значення коефіцієнта  $C$  обов'язково дробове в зазначеному інтервалі. В цьому випадку справедливі аналогові вирази, які використовуються для заміни відповідних їм дискретних. При цьому в якості значень заданих елементів ОКП для початкового встановлення синхронізації можуть бути використані довільні ненульові значення елементів ОКП в області визначення 0 до 1 або значення, що залишилися від минулого сеансу зв'язку. Після цього здійснюється коригування значень заданих елементів ОКП. У кожній гілці коригування сигнал множать на значення відповідних похідних аналогової функції нелінійного перетворення від значень заданих елементів ОКП і підсумовують з відповідними уточненими передбаченими значеннями заданих елементів ОКП. Відомі способи складання сигналів описані, наприклад, в [15].

В аналітичній формі дані дії можна записати у такий спосіб:

$$x'_i = z'_i + C \frac{dG(z'_i, z'_j, z'_k)}{dz'_i} (Y(x_i, x_j, x_k) - G(z'_i, z'_j, z'_k)); \quad (2.9)$$

$$x'_j = z'_j + C \frac{dG(z'_i, z'_j, z'_k)}{dz'_j} (Y(x_i, x_j, x_k) - G(z'_i, z'_j, z'_k)); \quad (2.10)$$

$$x'_k = z'_k + C \frac{dG(z'_i, z'_j, z'_k)}{dz'_k} (Y(x_i, x_j, x_k) - G(z'_i, z'_j, z'_k)); \quad (2.11)$$

де  $x'_i, x'_j, x'_k$  – відкориговані значення заданих елементів ОКП, з урахуванням уточнених передбачених значень;  $C$  – заданий ваговий коефіцієнт;  $Y(x_i, x_j, x_k)$  – значення прийнятого з каналу зв'язку ДВ елемента ПВП;  $G(z'_i, z'_j, z'_k)$  – значення аналогової функції нелінійного перетворення з урахуванням уточнених передбачених значень;  $\frac{dG(z'_i, z'_j, z'_k)}{dz'_i}, \frac{dG(z'_i, z'_j, z'_k)}{dz'_j}, \frac{dG(z'_i, z'_j, z'_k)}{dz'_k}$  – значення приватних похідних з урахуванням уточнених передбачених значень;  $z'_i, z'_j, z'_k$  – уточнені передбачені значення, що визначаються за наведеними нижче формулами:

$$z'_i = \frac{z_{i1} + z_{i2} + z_{i3} + \dots + z_{i(n-1)} + z_{in}}{n}; \quad (2.12)$$

$$z'_j = \frac{z_{j1} + z_{j2} + z_{j3} + \dots + z_{j(n-1)} + z_{jn}}{n}; \quad (2.13)$$

$$z'_k = \frac{z_{k1} + z_{k2} + z_{k3} + \dots + z_{k(n-1)} + z_{kn}}{n}, \quad (2.14)$$

де  $z_i, z_j, z_k$  – передбачені значення інформаційного сигналу;  $n$  – кількість тактів обробки (довжина регістра).

Способи поділу аналогових сигналів відомі і представлені, наприклад, в [16].

Використання при отриманні оцінного значення елемента сигналу уточненого передбаченого значення дозволяють отримати більш точну оцінку прийнятих елементів сигналу й, тим самим, зменшити час входження в синхронізм.

Після цього відкориговані значення заданих елементів ОКП, що отримані на 1-му ДВ ПВП підвищеної складності, затримують на час  $\tau$ , рівне тривалості одного ДВ. Способи затримування сигналів відомі і описані, наприклад, в [17].

У моменти часу всередині тактових інтервалів формують відкориговані значення заданих елементів ОКП з дискретизованих відліків прийнятої ПВП, починаючи з другого і до  $k$ -го. Для формування коригуючих сигналів для значень заданих елементів ОКП на 2-му ДВ ПВП і наступних до  $k$ -го використовують значення аналогової функції нелінійного перетворення і похідні аналогової функції нелінійного перетворення від відкоригованих значень заданих елементів ОКП, отриманих з попереднього ДВ прийнятої ПВП. З цією метою, починаючи з 2-го і до  $k$ -го ДВ прийнятої ПВП, віднімають значення аналогової функції нелінійного перетворення від відкоригованих значень заданих елементів ОКП, отриманих з попереднього ДВ прийнятої ПВП, і множать на заданий ваговий коефіцієнт  $C$ . За фізичної сутності множенню сигналу на постійний множник відповідає посилення сигналу. Відомі способи посилення сигналів описані, наприклад, в [18].

Коефіцієнт  $C$  визначає перевищення значення амплітуди коригуючого сигналу від його порогового значення, рівного 0.5 в межах від 0 до 1. Значення коефіцієнта  $C$  обов'язково дробове в межах від 0.1 до 0.9. Після цього здійснюється розподіл на три гілки коригування, де виробляються коригувальні сигнали для кожного відкоригованого значення заданих елементів ОКП, отриманих з попереднього ДВ прийнятої ПВП. У кожній гілці коригування сигнал множать на значення відповідних похідних аналогової функції нелінійного перетворення від відкоригованих значень заданих елементів ОКП, отриманих з попереднього ДВ прийнятої ПВП, в результаті чого на виході блоку коригування формуються коригувальні сигнали для відкоригованих значень заданих елементів ОКП, отриманих з попереднього ДВ прийнятої ПВП. Надалі, в кожній гілці коригувальні сигнали підсумовуються з відповідними значеннями відкоригованих значень заданих елементів ОКП, отриманих з попереднього ДВ прийнятої ПВП. Відомі способи складання сигналів описані, наприклад, в [18].

В аналітичній формі дані дії можна записати у такий спосіб:

$$x_i = z_i + C \frac{dG(z_i, z_j, z_k)}{dz_i} (Y(x_i, x_j, x_k) - G(z_i, z_j, z_k)); \quad (2.15)$$

$$x_j = z_j + C \frac{dG(z_i, z_j, z_k)}{dz_j} (Y(x_i, x_j, x_k) - G(z_i, z_j, z_k)); \quad (2.16)$$

$$x_k = z_k + C \frac{dG(z_i, z_j, z_k)}{dz_k} (Y(x_i, x_j, x_k) - G(z_i, z_j, z_k)), \quad (2.17)$$

де  $x_i, x_j, x_k$  – відкориговані значення заданих елементів ОКП;  $C$  – заданий ваговий коефіцієнт;  $Y(x_i, x_j, x_k)$  – значення прийнятого з каналу зв'язку ДВ елемента ПВП;  $G(z_i, z_j, z_k)$  – значення аналогової функції нелінійного

перетворення;  $\frac{dG(z_i, z_j, z_k)}{dz_i}, \frac{dG(z_i, z_j, z_k)}{dz_j}, \frac{dG(z_i, z_j, z_k)}{dz_k}$  – значення приватних похідних;  $z_i, z_j, z_k$  – передбачені значення.

Після цього відкориговані значення заданих елементів ОКП, отримані на 2-му й до  $k$ -го ДВ ПВП, затримують на час  $\tau$ , рівне тривалості одного ДВ. Способи затримування сигналів відомі і описані, наприклад, в [17]. Отримані з  $k$ -го ДВ ПВП відкориговані значення заданих елементів ОКП вважаються відкоригованими значеннями елемента інформаційного сигналу в цілому. Для оцінки наступного елемента інформаційного сигналу всі описані вище операції повторюються.

З метою визначення правильності проведеного коригування квантують і затримують на тривалість елемента прийнятої ПВП значення заданих елементів ОКП, а також відкоректовані значення заданих елементів ОКП на  $k$ -м ДВ прийнятої ПВП і затримані на тривалість одного ДВ прийнятої ПВП. Способи затримування сигналів відомі і описані, наприклад, в [17].

У кожній гілці коригування, на кожному такті підсумовують за модулем 2 значення заданих елементів ОКП і відкориговані значення заданих елементів ОКП (визначається збіг). Результати підсумовування за модулем 2 в кожній гілці обробки складаються арифметично, тим самим підраховується кількість розбіжностей початкових умов для коригування і відкоригованих значень.

Наявність нуля свідчить про збіг початкових умов для коригування і відкоригованих значень заданих елементів ОКП.

Якщо в результаті підсумовування протягом  $2n$  тактів ПВП початкові умови для коригування і відкориговані значення заданих елементів ОКП збігаються, то формується керуючий сигнал на формування ПВП з відкоригованих значень заданих елементів ОКП на  $k$ -х ДВ прийнятої ПВП і затриманих на тривалість одного ДВ прийнятої ПВП. Таким чином сформована ПВП буде синхронна з послідовністю, що приймається. Для формування ПВП, синхронної з прийнятої ПВП, використовується дискретна функція нелінійного перетворення.

При цьому отримання відкоригованих значень заданих елементів ОКП за прийнятими ДВ ПВП, їх перетворення за рекурентним правилом формування  $M$ -послідовності триває. Це дозволить в подальшому отримувати точнішу апріорну інформацію про значення ДВ прийнятої ПВП для скорочення часу для можливого повторного входження в синхронізм при її порушенні.

Відмінність даного підходу від відомих полягає в тому, що не потрібно багаторазова передача синхросигналів по каналу зв'язку з подальшою мажоритарною обробкою на прийомі, або безпомилковий прийом залікового відрізка рекурентної послідовності, оскільки це призводить до збільшення часу входження в синхронізм при відношенні сигнал/шум менше одиниці, а також дозволяє зменшити час входження в синхронізм за рахунок поліпшення точності оцінки одиничного елемента послідовності.

Результати моделювання представлені на рис. 2.2 у вигляді графіків залежності кількості помилкових значень генераторів на передачу і прийом від кількості тактів обробки у випадку: 1 – реалізації існуючого підходу і пристрою [7], 2 – розробленого підходу и пристрою синхронізації ПВП.

З графіків (рис. 2.2) видно, що визначення безпомилкового стану генераторів ПВП на передачу і прийом відбувається за меншу кількість тактів обробки при реалізації заявленого підходу до синхронізації ПВП, що свідчить

про зменшення часу входження в синхронізм за рахунок поліпшення точності оцінки одиничного елемента послідовності.

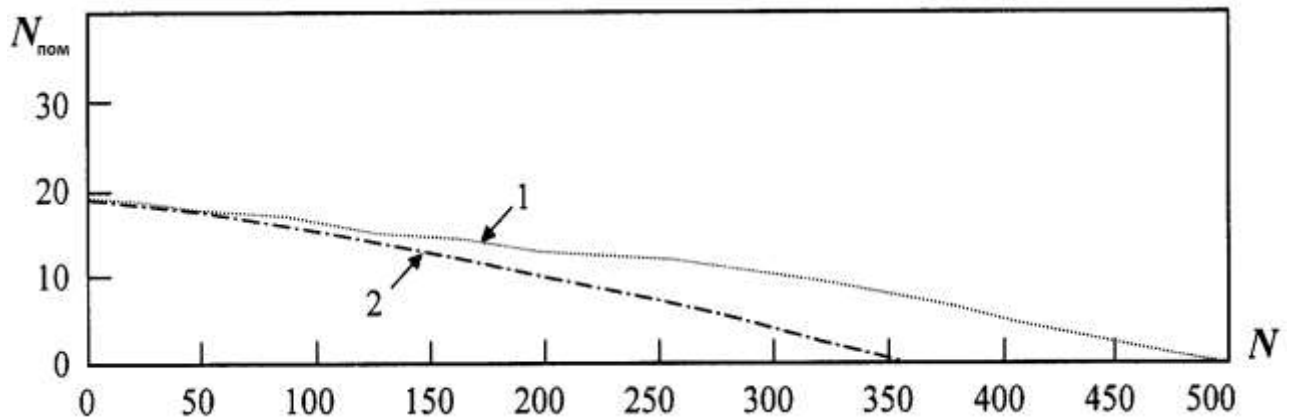


Рисунок 2.2 – Залежність кількості помилкових значень генераторів на передачу і прийом від кількості тактів обробки при використанні: 1 – існуючого пристрою, 2 – спроектованого пристрою синхронізації ПВП

## 2.2 Проектування пристрою синхронізації псевдовипадкових послідовностей

Структурна схема спроектованого пристрою синхронізації ПВП представлена на рис. 2.3. Пристрій, представлений на рис. 2.3 складається з таких блоків: 1 – дискретизатор, 2 – видільник тактової частоти, 3 – коректор, 4 – блок формування уточнених передбачених значень, 5 – перший комутатор, 6 – другий комутатор, 7 – блок аналогових ліній затримок, 8 – блок квантователів, 9 – блок цифрових ліній затримок, 10 – блок управління, 11 – генератор опорних кодових послідовностей, 12 – генератор опорного сигналу, 13 – цифровий нелінійний вузол ускладнення.

Приймальний інформаційний вхід дискретизатора 1 в паралель з'єднаний зі входом видільника тактової частоти 2 і є входом пристрою. Перший керуючий вихід видільника тактової частоти 2 в паралель з'єднаний з

керуючими входами блоку формування уточненого передбаченого значення 4, першого комутатора 5, блоку цифрових ліній затримок 9, блоку управління 10, генератора опорних кодових послідовностей 11, генератора опорного сигналу 12. Другий керуючий вихід видільника тактової частоти 2 в паралель з'єднаний з керуючими входами дискретизатора 1 і блоку аналогових ліній затримок 7.

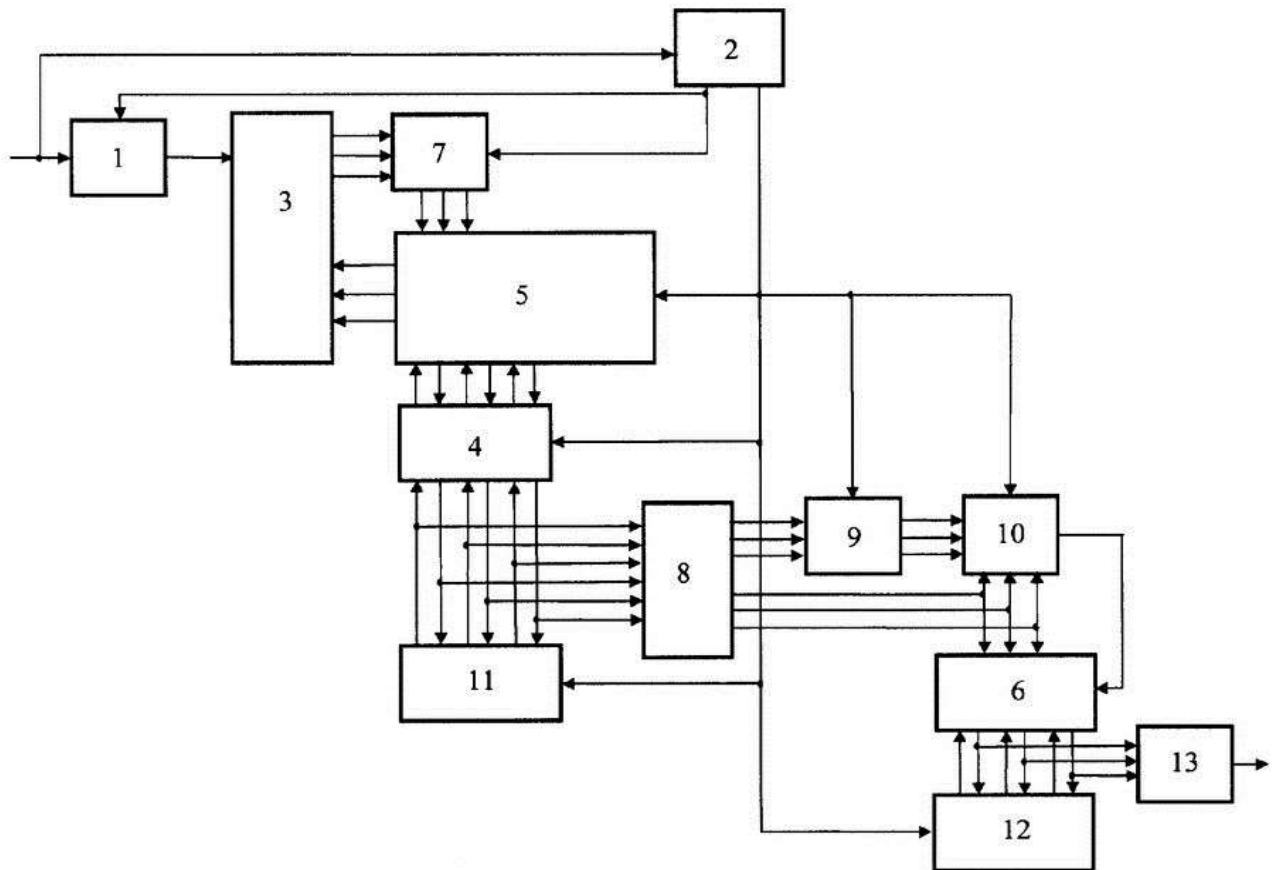


Рисунок 2.3 – Структурна схема запропонованого пристрою синхронізації ПВП

Вихід дискретизатора 1 підключений до приймального інформаційного входу коректора 3. Перший, другий і третій інформаційні входи коректора 3 підключені відповідно до першого, другого і третього інформаційним виходів першого комутатора 5. Перший, другий і третій інформаційні входи коректора 3 підключені відповідно до першого, другого і третього інформаційним входам блоку аналогових ліній затримок 7, виходи якого з'єднані відповідно з четвертим, п'ятим і шостим інформаційними входами першого комутатора 5.



Перший, другий і третій інформаційні входи блоку формування уточнених передбачених значень 4 в паралель з'єднані з першим, другим і третім інформаційними входами блоку квантователів 8 і підключені до першого, другого і третього інформаційним виходів генератора опорних кодових послідовностей 11, відповідно. Четвертий, п'ятий і шостий інформаційні входи блоку формування уточнених передбачених значень 4 підключені до четвертого, п'ятого та шостого інформаційним виходів першого комутатора 5, відповідно. Перший, другий і третій інформаційні виходи блоку формування уточнених передбачених значень 4 з'єднані з першим, другим і третім інформаційними входами першого комутатора 5, відповідно. Четвертий, п'ятий і шостий інформаційні виходи блоку формування уточнених передбачених значень 4 в паралель з'єднані з четвертим, п'ятим і шостим інформаційними входами блоку квантователів 8 і з першим, другим і третім інформаційними входами генератора опорних кодових послідовностей 11, відповідно.

Перший, другий і третій виходи блоку квантователів 8 з'єднані відповідно з першим, другим і третім входом блоку цифрових ліній затримок 9, виходи якого підключені відповідно до першого, другого і третього інформаційним входам блоку управління 10. Керуючий вихід блоку управління 10 з'єднаний з керуючим входом другого комутатора 6. Четвертий, п'ятий і шостий виходи блоку квантователів 8 в паралель з'єднані з четвертим, п'ятим і шостим інформаційними входами блоку управління 10, відповідно, і з першим, другим і третім входом другого комутатора 6 відповідно. Перший, другий і третій виходи генератора опорного сигналу 12 підключені відповідно до четвертого, п'ятого та шостого входів другого комутатора 6. Перший, другий і третій виходи другого комутатора 6 з'єднані в паралель з першим, другим і третім інформаційними входами генератора опорного сигналу 12, відповідно, і з першим, другим і третім входами цифрового нелінійного вузла ускладнення 13 відповідно, вихід якого є виходом пристрою синхронізації.

Дискретизатор призначений для дискретизації інформаційного сигналу з частотою, яка в  $k$  раз перевищує тактову частоту інформаційного сигналу. За фізичною сутністю дискретизатор є переривачем. Схеми переривачів, які можна використовувати в якості дискретизатора 1, відомі і наведені, наприклад, в [14].

Видільник тактової частоти призначений для виділення тактової частоти і частоти дискретизації, яка в  $k$  раз перевищує тактову з прийнятої ПВП. За фізичної сутності схема видільника тактової частоти відповідає схемі фазового дискримінатора. Схема фазового дискримінатора, який може бути використаний в пристрої синхронізації, відома і приведена, наприклад, в [12]. З урахуванням особливостей заявленого пристрою, схема видільника тактової частоти може бути реалізована, як показано на рис.12 в [7].

Коректор призначений для отримання відкоригованих значень заданих елементів опорної кодової послідовності і його структура ідентична структурі, показаній на рис.13 в [7].

Блок формування уточнених передбачених значень призначений для формування уточнених передбачених значень із заданих значень ОКП. Структурна схема блоку формування уточнених передбачених значень представлена на рис. 2.4 і складається з першого, другого і третього елементарних пристроїв формування (ЕПФ).

Перший інформаційний вхід блоку формування уточнених передбачених значень (рис. 2.4) є інформаційним входом першого ЕПФ, інформаційний вихід якого є першим інформаційним виходом блоку формування уточнених передбачених значень. Другий інформаційний вхід блоку формування уточнених передбачених значень є інформаційним входом другого ЕПФ, інформаційний вихід якого є другим інформаційним виходом блоку формування уточнених передбачених значень. Третій інформаційний вхід блоку формування уточнених передбачених значень є інформаційним входом третього ЕПФ, інформаційний вихід якого є третім інформаційним виходом блоку формування уточнених передбачених значень. Четвертий інформаційний

вхід блоку формування уточнених передбачених значень 4 безпосередньо з'єднаний з четвертим інформаційним виходом блоку формування уточнених передбачених значень. П'ятий інформаційний вхід блоку формування уточнених передбачених значень безпосередньо з'єднаний з п'ятим інформаційним виходом блоку формування уточнених передбачених значень. Шостий інформаційний вхід блоку формування уточнених передбачених значень безпосередньо з'єднаний з шостим інформаційним виходом блоку формування уточнених передбачених значень. Керуючий вхід блоку формування уточнених передбачених значень в паралель з'єднаний з керуючими входами першого, другого і третього ЕПФ.

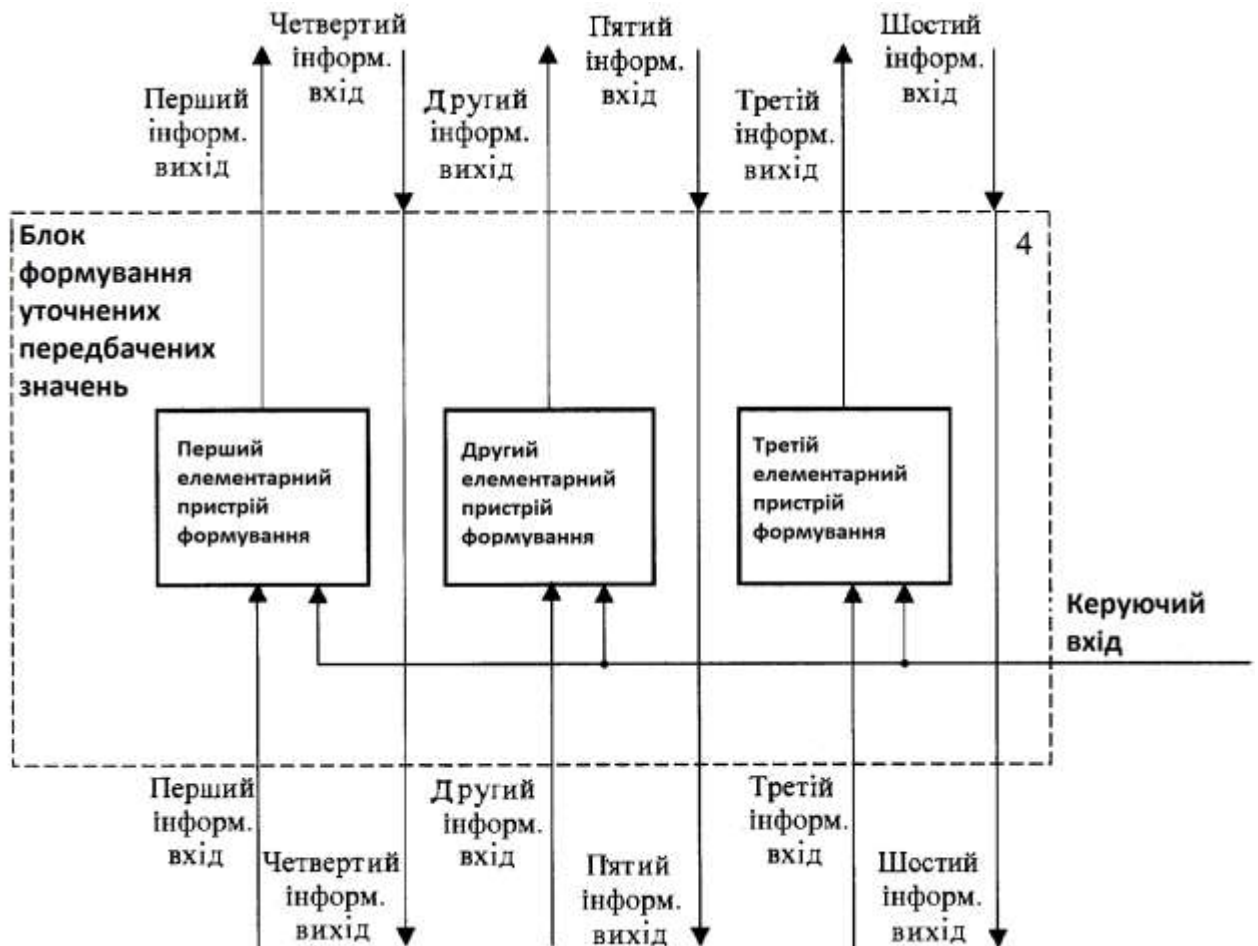


Рисунок 2.4 – Структурна схема блоку формування уточнених передбачених значень

Перший ЕПФ призначений для формування уточнених передбачених значень для заданого елемента ОКП. Структурна схема першого ЕПФ представлена на рис. 2.5 і складається з накопичувача і усереднюючого пристрою. Інформаційний вхід першого ЕПФ є інформаційним входом накопичувача. Керуючий вхід першого ЕПФ є керуючим входом накопичувача. Інформаційні виходи накопичувача з першого по  $n$ -й з'єднані з інформаційними входами усереднюючого пристрою відповідно, інформаційний вихід якого є інформаційним виходом першого ЕПФ. Структурні схеми другого і третього ЕПФ ідентичні структурній схемі першого ЕПФ.

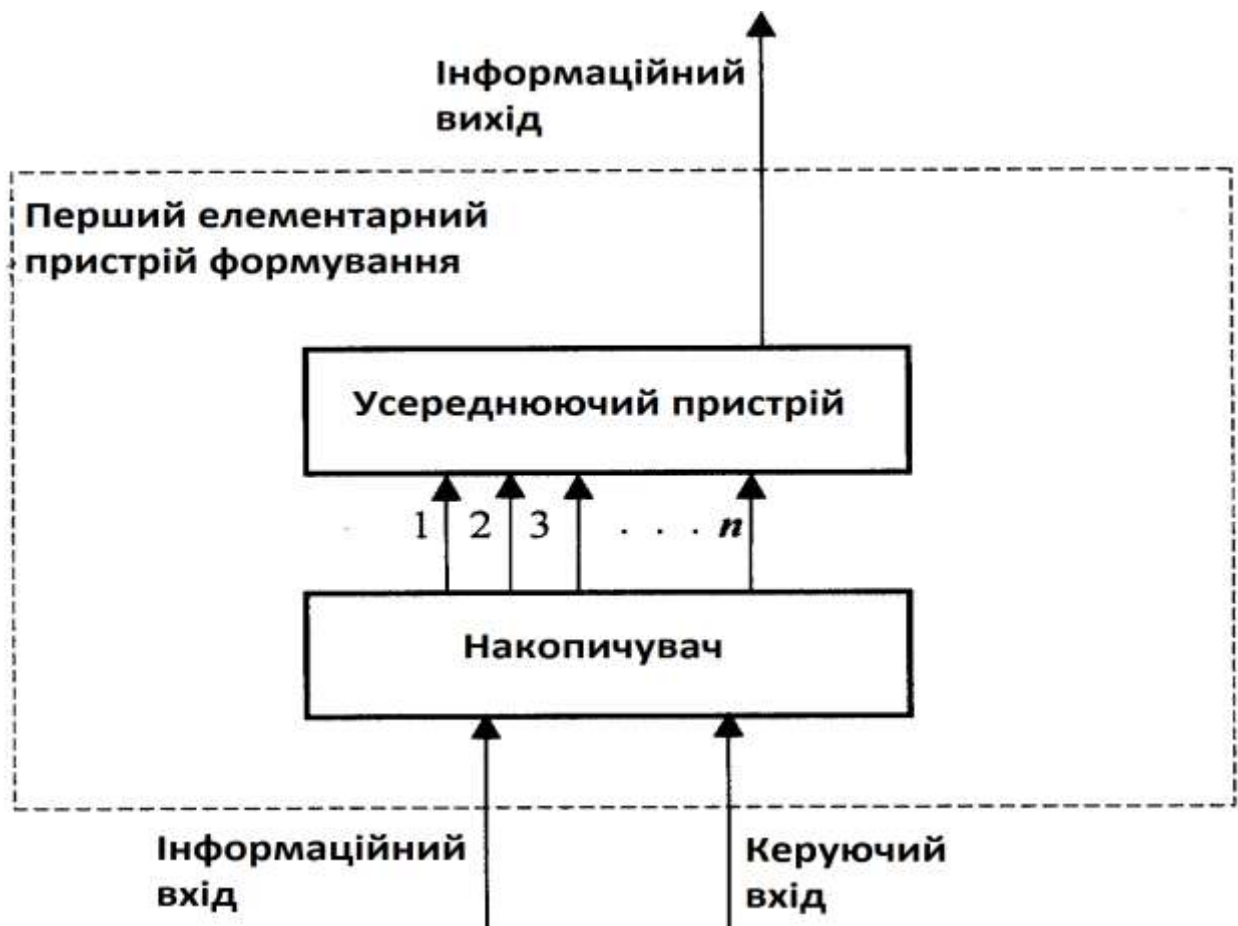


Рисунок 2.5 – Структурна схема елементарного пристрою формування

Накопичувач (рис. 2.5) призначений для зберігання аналогових значень заданих елементів ОКП на час тривалості одного такту послідовності. Структурна схема накопичувача представлена на рис. 2.6 і складається з  $1 \div n$

аналогових ліній затримок (АЛЗ). Інформаційний вхід накопичувача є інформаційним входом першої АЛЗ 1, перший інформаційний вихід якої є першим інформаційним виходом накопичувача. Другий інформаційний вихід першої АЛЗ 1 з'єднаний з інформаційним входом наступної, аж до  $n$ , АЛЗ. Перші інформаційні виходи АЛЗ  $2 \div n-1$  є другим, аж до  $n-1$ , інформаційними виходами накопичувача. Інформаційний вихід  $n$ -ї АЛЗ є  $n$ -м інформаційним виходом накопичувача. Керуючий вхід накопичувача є керуючим входом кожної АЛЗ  $1 \div n$ .

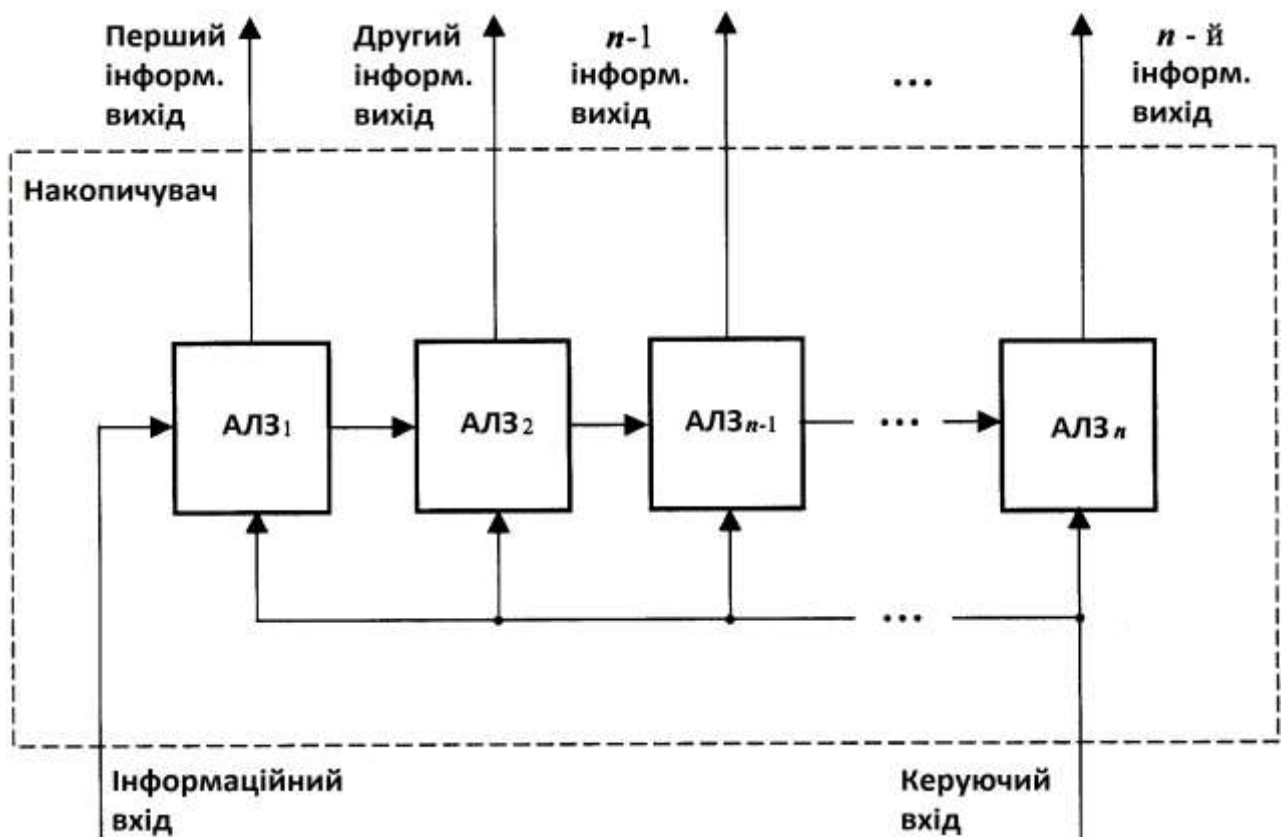


Рисунок 2.6 – Структурна схема накопичувача

Усереднюючий пристрій (рис. 2.5) призначений для отримання усередненого значення елементів сигналу на тривалості  $n$ -елементів. Структурна схема усереднюючого пристрою показана на рис. 2.7 і складається з блоку аналогових суматорів і аналогового дільника.

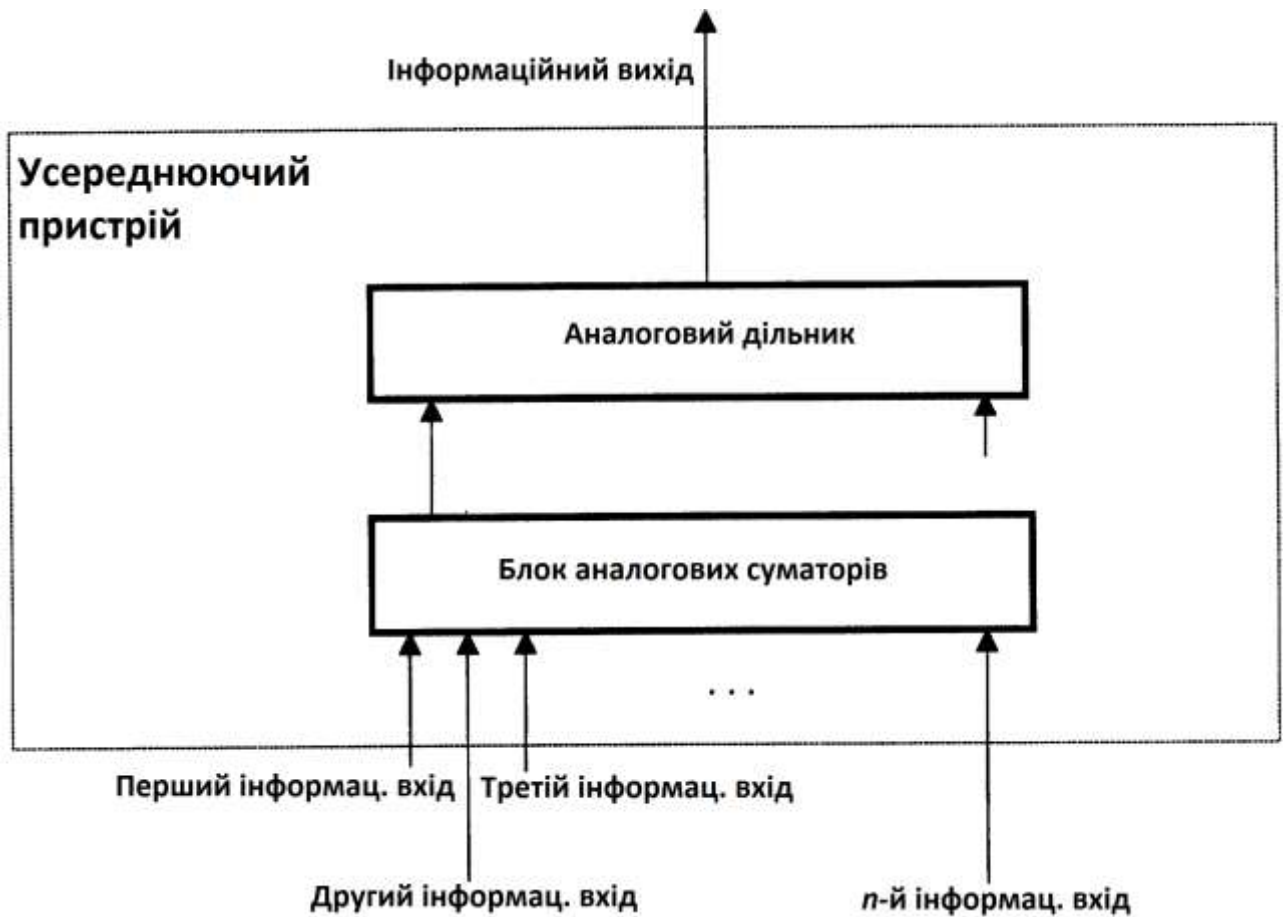


Рисунок 2.7 – Структурна схема усереднюючого пристрою

Аналогова лінія затримки призначена для зберігання аналогового значення заданого елемента ОКП на час тривалості одного такту послідовності. Структурні схеми АЛЗ, які можуть бути використані в накопичувачі (рис. 2.6), відомі і показані, наприклад, в [17]. З урахуванням особливостей запропонованого пристрою структурна схема АЛЗ 1 може бути реалізована, як показано на рис. 2.8. АЛЗ містить підсилювач запису, керований перемикач і підсилювач зчитування. Інформаційний вхід АЛЗ є входом підсилювача запису, а вихід з'єднаний з інформаційним входом керованого перемикача. Керуючий вхід АЛЗ є керуючим входом керованого перемикача. Вихід керованого перемикача в паралель з'єднаний з першим контактом конденсатора і з входом підсилювача зчитування. Другий контакт конденсатора з'єднаний з заземленою шиною. Вихід підсилювача зчитування в паралель підключений до першого і

другого інформаційним виходів АЛЗ. Структурні схеми аналогових ліній затримок  $2 \div n$  ідентичні структурній схемі АЛЗ 1.

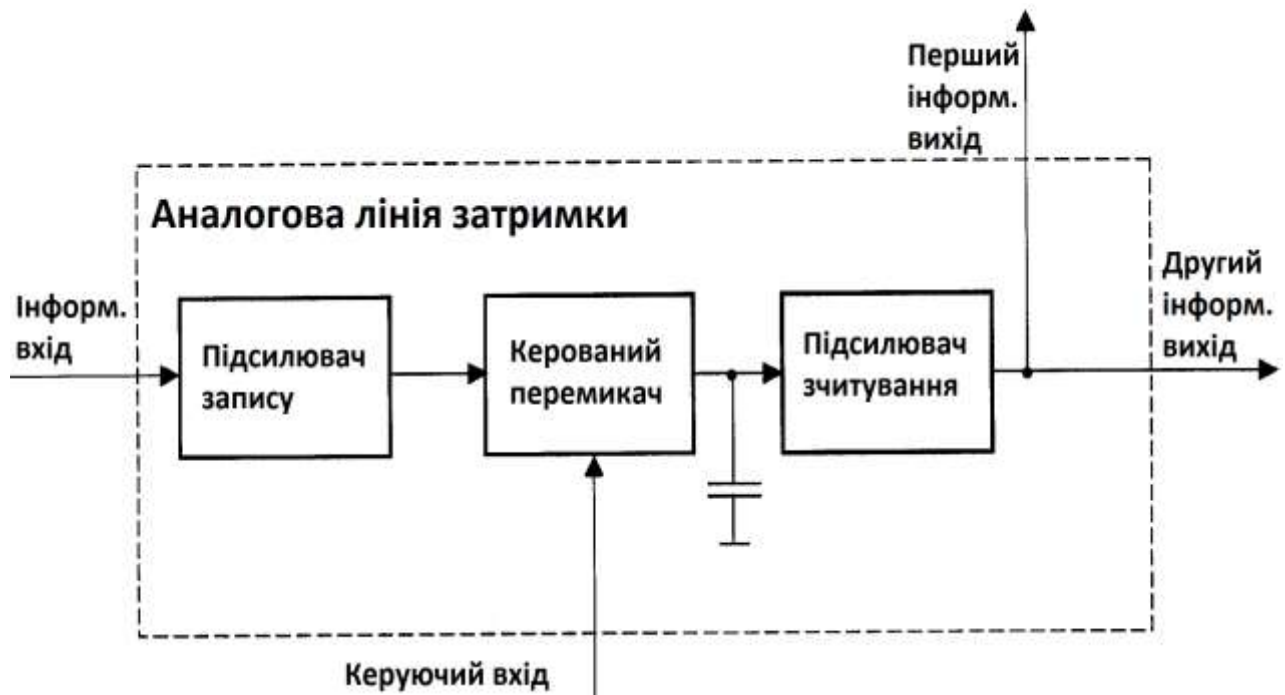


Рисунок 2.8 – Структурна схема аналогової лінії затримки

Перший комутатор 5 (рис. 2.3) призначений для перемикання режимів роботи пристрою синхронізації при отриманні відкоригованих значень заданих елементів опорної кодової послідовності всередині тактових інтервалів і на його кордонах. Структурна схема першого комутатора 5 ідентична структурній схемі, показаній в [7].

Другий комутатор 6 (рис. 2.3) призначений для перемикання режимів роботи пристрою синхронізації при пошуку синхронізації і в режимі генерації ПВП. Структурна схема другого комутатора 6 ідентична структурній схемі, показаній в [7].

Блок аналогових ліній затримок 7 (рис. 2.3) призначений для затримування аналогових відкорегованих значень заданих елементів опорної кодової послідовності на час тривалості одного дискретизованого відліку сигналу. Структурна схема блоку аналогових ліній затримок 7 ідентична структурній схемі, показаній в [7].

Блок квантователів 8 (рис. 2.3) призначений для квантування аналогових відкорегованих значень заданих елементів опорної кодової послідовності за рівнем 0 і 1. Структурна схема блоку квантователів 8 ідентична структурній схемі, показаній в [7].

Блок цифрових ліній затримок 9 (рис. 2.3) призначений для затримування квантованих відкорегованих значень заданих елементів опорної кодової послідовності на час тривалості одного елемента сигналу. Структурна схема блоку цифрових ліній затримок 9 ідентична структурній схемі, показаній в [7].

Блок управління 10 (рис. 2.3) призначений для формування керуючого впливу на запуск генератора опорного сигналу. Структурна схема блоку управління 10 ідентична структурній схемі, показаній в [7].

Генератор опорних кодових послідовностей 11 (рис. 2.3) призначений для формування опорної кодової послідовності з використанням аналогових значень її елементів. Структурна схема генератора опорних кодових послідовностей 11 ідентична структурній схемі, показаній в [7].

Генератор опорного сигналу 12 (рис. 2.3) призначений для генерування М-послідовності, синхронною з прийнятою. Структурна схема генератора опорного сигналу 12 ідентична структурній схемі, показаній в [7].

Цифровий нелінійний вузол ускладнення 13 призначений для формування ПВП, синхронною з прийнятою. Структурна схема цифрового нелінійного вузла ускладнення 13 ідентична структурній схемі, показаній в [7].

Розроблений пристрій синхронізації ПВП працює наступним чином. Суміш сигналу і шуму надходить на приймальний інформаційний вхід пристрою, показаного на рис. 2.3. Спочатку сигнал паралельно надходить на приймальний інформаційний вхід дискретизатора 1 і видільника тактової частоти 2. У видільника тактової частоти 2 визначають період проходження інформаційних сигналів і на першому керуючому виході видільника тактової частоти 2 отримують стробуючі імпульси з тактовою частотою інформаційного сигналу. На другому керуючому виході видільника тактової частоти 2 отримують стробуючі імпульси з частотою, що в  $k$  разів перевищує тактову



частоту інформаційного сигналу. Крім того суміш сигналу і шуму зі входу пристрою синхронізації ПВП надходить в дискретизатор 1. На керуючий вхід дискретизатора 1 надходять стробуючі імпульси з частотою, що в  $k$  разів перевищує тактову частоту інформаційного сигналу. В дискретизаторі 1 отримують дискретизовані відліки інформаційного сигналу, з частотою, що в  $k$  разів вище тактової частоти інформаційного сигналу. З виходу дискретизатора 1 дискретизовані відліки інформаційного сигналу надходять на приймальний інформаційний вхід коректора 3.

У разі первинного входження в синхронізм в генераторі опорних кодових послідовностей 11 повинні бути записані довільні ненульові аналогові значення початкових умов в області визначення від 0 до 1 або можуть знаходитися значення, що залишилися з попереднього сеансу зв'язку.

Під впливом стробуючого імпульсу з тактовою частотою, що надходить на керуючий вхід генератора опорних кодових послідовностей 11, значення заданих елементів опорної кодової послідовності зчитуються і надходять на перший, другий і третій інформаційні виходи генератора опорних кодових послідовностей 11 (рис. 2.3). На перший, другий і третій інформаційні виходи генератора опорних кодових послідовностей 11 надходять передбачені значення інформаційного сигналу. З першого, другого і третього інформаційних виходів генератора опорних кодових послідовностей 11 значення заданих елементів надходять одночасно на перший, другий і третій інформаційні входи блоку формування уточненого передбаченого значення 4 (рис. 2.4), і на перший, другий і третій інформаційні входи блоку квантователів 8. У блоці квантователів 8, значення заданих елементів опорної кодової послідовності квантуються і надходять відповідно на перший, другий і третій інформаційні входи блоку квантователів 8. З першого, другого і третього інформаційного виходу блоку квантователів 8 квантовані значення заданих елементів опорної кодової послідовності надходять на перший, другий і третій інформаційні входи блоку цифрових ліній затримок 9, де проводиться затримка сигналів на час тривалості одного такту сигналу.

Під впливом стробуючого імпульсу з тактовою частотою, що надходить на керуючий вхід блоку цифрових ліній затримок 9, квантовані значення зчитують і надходять на перший, другий і третій інформаційні виходи блоку цифрових ліній затримок 9. З першого, другого і третього інформаційних виходів блоку цифрових ліній затримок 9 квантовані значення надходять відповідно на перший, другий і третій інформаційні входи блоку управління 10.

З першого, другого і третього інформаційних входів блоку формування уточненого передбаченого значення 4 (рис. 2.4), значення заданих елементів опорної кодової послідовності надходять на інформаційні входи першого елементарного пристрою формування (рис. 2.5), другого елементарного пристрою формування і третього елементарного пристрою формування, де надходять відповідно на інформаційні входи накопичувачів (рис. 2.6). Аналогові значення заданих елементів опорної кодової послідовності надходять на інформаційні входи аналогових ліній затримки 1, 2, 3, відповідно.

Стробуючі імпульси з тактовою частотою надходять на керуючий вхід блоку формування уточненого передбаченого значення 4 (рис. 2.4), надходять в паралель на керуючі входи першого елементарного пристрою формування (рис. 2.5), другого елементарного пристрою формування, третього елементарного пристрою формування, де надходять на керуючі входи першого накопичувача (рис. 2.6), другого накопичувача, третього накопичувача і на керуючі входи аналогових ліній затримок  $1 \div n$  (рис. 2.8). Вміст аналогових ліній затримок  $1 \div n$  (рис. 2.8) з перших інформаційних виходів надходить на  $n$  інформаційних входів усереднюючих пристрів. В усереднюючих пристроях аналогові значення заданих елементів опорної кодової послідовності підсумовують, ділять на  $n$ . Уточнені передбачені значення надходять на інформаційні виходи усереднюючих пристроїв, інформаційні виходи першого, другого та третього ЕПФ (рис. 2.5) і на перший, другий і третій інформаційні виходи блоку формування уточненого передбаченого значення (рис. 2.4).

Під впливом стробуючого імпульсу з тактовою частотою, що надходить на керуючий вхід першого комутатора 5, уточнені передбачені значення з

першого, другого і третього інформаційних виходів блоку формування уточненого передбаченого значення (рис. 2.4), надходять на перший, другий і третій інформаційні входи першого комутатора 5 і надходять відповідно на перший, другий і третій інформаційні входи першого комутатора 5, а четвертий, п'ятий і шостий інформаційні входи першого комутатора 5 проключається, відповідно, на четвертий, п'ятий і шостий інформаційні входи першого комутатора 5.

З першого, другого і третього інформаційних виходів першого комутатора 5 уточнені передбачені значення інформаційного сигналу надходять відповідно на перший, другий і третій інформаційні входи коректора 3 (рис. 2.3). У коректорі 3 здійснюється коригування уточнених передбачених значень. Відкориговані сигнали надходять на перший, другий і третій інформаційні входи коректора 3 і на перший, другий і третій інформаційні входи блоку аналогових ліній затримок 7, де їх затримують на час тривалості одного дискретизованого відліку. Відкориговані сигнали з першого, другого і третього інформаційних виходів блоку аналогових ліній затримок 7 надходять на четвертий, п'ятий і шостий інформаційні входи першого комутатора 5.

При надходженні наступних дискретизованих відліків сигналу, починаючи з другого й до  $k$ -го, стробуючі імпульси з частотою, рівній тактовій частоті проходження інформаційних сигналів, на керуючий вхід першого комутатора 5 не надходять.

З четвертого, п'ятого і шостого інформаційного входу першого комутатора 5 відкориговані сигнали надходять відповідно на перший, другий і третій інформаційні входи першого комутатора 5, й потім на перший, другий і третій інформаційні входи коректора 3, де проводиться повторне коригування відкоригованих значень з урахуванням подальшого дискретизованого відліку сигналу. Таким чином здійснюється коригування передбачених значень інформаційного сигналу з урахуванням дискретизованих відліків сигналу  $k$  раз.

Відкориговані сигнали на  $k$ -м дискретизованому відліку сигналу надходять на четвертий, п'ятий і шостий інформаційні входи першого

комутатора 5. З четвертого, п'ятого і шостого інформаційних виходів першого комутатора 5 відкориговані сигнали надходять одночасно на четвертий, п'ятий і шостий інформаційні входи блоку формування уточнених передбачених значень 4 (рис. 2.4), де вони проключаються на четвертий, п'ятий і шостий інформаційні входи блоку формування уточнених передбачених значень 4 (рис. 2.4). З четвертого, п'ятого і шостого інформаційних виходів блоку формування уточнених передбачених значень 4 (рис. 2.4), відкориговані сигнали в паралель надходять на четвертий, п'ятий і шостий інформаційні входи блоку квантователів 8 та на перший, другий і третій інформаційні входи генератора опорних кодових послідовностей 11.

У генераторі опорних кодових послідовностей 11 з відкоригованих сигналів формується опорна кодова послідовність, значення заданих елементів якої коригуються на кожному такті обробки. У блоці квантователів 8 відкориговані сигнали квантуються і надходять на четвертий, п'ятий і шостий інформаційні входи блоку квантователів 8, звідки надходять одночасно на четвертий, п'ятий і шостий інформаційні входи блоку управління 10 та на перший, другий і третій інформаційні входи другого комутатора 6.

У блоці управління 10, під впливом стробуючого імпульсу з тактовою частотою, що надходить на керуючий вхід блоку управління 10, формується керуючий вплив на початок генерації ПВП, синхронною з прийнятою, за умови збігу передбачених значень сигналу, що надходять на перший, другий і третій інформаційні входи блоку управління 10, з відкоригованими значеннями на тривалості  $2n$  тактів обробки, які надходять на четвертий, п'ятий і шостий інформаційні входи блоку управління 10.

При відсутності керуючого сигналу, що надходить на керуючий вхід другого комутатора 6, перший, другий і третій інформаційні входи другого комутатора 6 проключаються, відповідно, на перший, другий і третій інформаційні входи. Квантовані відкориговані значення сигналу надходять одночасно на перший, другий і третій інформаційні входи генератора опорного

сигналу 12 і на перший, другий і третій входи цифрового нелінійного вузла ускладнення 13, вихід якого є виходом пристрою синхронізації.

Під впливом керуючого сигналу, що надходить на керуючий вхід другого комутатора 6, четвертий, п'ятий і шостий інформаційні входи другого комутатора 6 проключаються, відповідно, на перший, другий і третій інформаційні входи другого комутатора 6. При цьому генератор опорного сигналу 12 переходить в автономний режим роботи і генерує ПВП, синхронну з ПВП на передавальній стороні, а ПВП з виходу цифрового нелінійного вузла ускладнення 13 буде синхронна з прийнятою ПВП.

Крім того, отримання відкоригованих значень сигналу з урахуванням уточнених передбачених значень не припиняється і проводиться безперервно з метою отримання передбачених значень сигналу для скорочення часу при повторному входженні в синхронізм. Таким чином забезпечується виконання поставленої мети – зменшення часу входження в синхронізм за рахунок поліпшення точності оцінки одиничного елемента псевдовипадкової послідовності.

### 2.3 Висновки

Розроблений в даному розділі пристрій відноситься до області радіотехніки, а саме до області синхронізації псевдовипадкових послідовностей, і може бути використаний для синхронізації при малому відношенні сигнал/шум на вході приймача [20].

Мета проектування пристрою – зменшення часу входження в синхронізм за рахунок поліпшення точності оцінки одиничного елемента псевдовипадкової послідовності. Для цього підхід до синхронізації псевдовипадкової послідовності передбачає отримання відкоригованого значення інформаційного сигналу шляхом аналогової обробки дискретизованих відліків інформаційного сигналу з урахуванням уточненого передбаченого значення сигналу,

отриманого на основі рекурентного перетворення раніше прийнятих і оцінених інформаційних сигналів.

Спроекований в розділі пристрій синхронізації псевдовипадкових послідовностей містить дискретизатор, видільник тактової частоти, коректор, перший комутатор, другий комутатор, блок аналогових ліній затримок, блок квантователів, блок цифрових ліній затримок, блок управління, генератор опорних кодових послідовностей, генератор опорного сигналу, цифровий нелінійний вузол ускладнення, блок формування уточненого передбаченого значення. Завдяки новій сукупності суттєвих ознак за рахунок введення блоку формування уточненого передбаченого значення досягається поліпшення точності оцінки одиничного елемента ПВП й, тим самим, забезпечується зменшення часу входження в синхронізм.

Шляхом моделювання встановлено, що визначення безпомилкового стану генераторів ПВП на передачу і прийом відбувається за меншу кількість тактів обробки при використанні розробленого пристрою синхронізації ПВП, на відміну від відомого, що свідчить про зменшення часу входження в синхронізм за рахунок поліпшення точності оцінки одиничного елемента послідовності.

### 3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

#### 3.1 Визначення трудомісткості проектування пристрою синхронізації псевдовипадкових послідовностей

Трудомісткість розробки й дослідження можна розрахувати за формулою:

$$t = t_0 + t_A + t_C + t_q + t_{II} + t_D, \text{ людино-годин,} \quad (3.1)$$

де  $t_0 = 4 \cdot 3 = 12$  людино-годин – витрати праці на підготовку й опис задачі синхронізації і декодування складних сигналів;

$t_A = 5 \cdot 3 = 15$  людино-годин – витрати праці аналіз сучасних підходів до синхронізації псевдовипадкових послідовностей;

$t_C = 4 \cdot 3 = 12$  людино-годин – витрати праці на дослідження роботи сучасних пристроїв синхронізації псевдовипадкових послідовностей;

$t_q = 55 \cdot 3 = 165$  людино-годин – витрати праці на розробку підходу до синхронізації псевдовипадкових послідовностей;

$t_{II} = 60 \cdot 3 = 180$  людино-годин – витрати праці на проектування пристрою синхронізації псевдовипадкових послідовностей;

$t_D = 10 \cdot 3 = 30$  людино-година – витрати праці на підготовку та оформлення документації за завданням.

$$t = 12 + 15 + 12 + 165 + 180 + 30 = 414 \text{ (людино-годин).}$$

#### 3.2 Розрахунок витрат на проектування та експериментальне дослідження

Витрати на проектування пристрою синхронізації псевдовипадкових послідовностей та експериментальне дослідження складаються із двох частин:

- витрати на проектування й експериментальне дослідження;
- вартість експлуатації вимірювальних приладів.

Витрати на проектування розраховуються за формулою:

$$K_{PI} = t \cdot C, \text{ грн.} \quad (3.2)$$

де  $t$  – загальна трудомісткість проектування пристрою синхронізації псевдовипадкових, людино-годин;

$C$  – мінімальна заробітна плата фахівця;

$C = 20000 \cdot 1,37/176 = 155,68$  грн/год – мінімальна плата фахівця з урахування обов'язкового єдиного соціального внеску.

$$K_{\text{PI}} = 414 \cdot 155,68 = 64451,52 \text{ грн}$$

Вартість експлуатації приладів при експериментальному дослідженні  $K_{\text{П}}$  має у собі дві складові:

- вартість спожитої електроенергії;
- амортизаційні відрахування.

Вартість спожитої електроенергії розраховується за формулою:

$$K_e = \text{Ц} \cdot t_i \cdot K_i \cdot P \quad (3.3)$$

де  $\text{Ц} = 1,82$  грн – ціна 1 кВт·год електроенергії;

$K_i = 0,75$  – коефіцієнт корисної дії вимірювальних приладів;

$P$  – споживана потужність використовуваних приладів.

$$K_e = 1,82 \cdot 120 \cdot 0,75 \cdot 0,25 = 40,95 \text{ грн}$$

Амортизаційні відрахування:

$$K_A = \frac{t_s}{t_r} \cdot k \cdot \text{Ц} \quad (3.4)$$

де  $t_r = 253$  день – кількість робочих днів у році;

$t_r = t_r \cdot 8 = 253 \cdot 8 = 2024$  (год.) – кількість робочих годин на рік;

$k = 40\%$  - норма амортизації;

$\text{Ц}$  – балансова вартість комп'ютеру.

$$K_A = \frac{120}{2024} \cdot 0,4 \cdot 10378,00 = 246,12 \text{ грн.}$$

Вартість експлуатації використовуваних приладів (комп'ютер) при експериментальному дослідженні:

$$K_{\text{П}} = K_e + K_A = 40,95 + 246,12 = 287,07 \text{ грн.}$$

Витрати на розробку й експериментальне дослідження:

$$D_0 = K_{\text{PI}} + K_{\text{П}} = 64451,52 + 287,07 = 64738,59 \text{ грн.}$$



### 3.3 Висновки

Трудомісткість проектування пристрою синхронізації псевдовипадкових послідовностей складає 414 людино-годин. Економічні розрахунки стосовно оцінки доцільності проектування пристрою синхронізації псевдовипадкових послідовностей показали, що вартість розробки пристрою з урахуванням аналізу сучасних підходів до синхронізації псевдовипадкових послідовностей та формування необхідних структурних схем складає 64738,59 грн.

## ВИСНОВКИ

1. В результаті аналізу підходів до синхронізації і декодування складних сигналів в цифрових системах зв'язку встановлено, що найбільш підходящим тестовим сигналом є ПВП. Вона дозволяє перевірити цифровий тракт передачі в умовах дії несправностей, які важко перевіряються, за рахунок чіткої ідентифікації і гарних кореляційних властивостей.

2. В результаті аналізу існуючих підходів і пристроїв синхронізації ПВП встановлено їх недоліки. В них оціночні значення елементів сигналу формують з використанням передбачених значень, які на початковому етапі входження в синхронізм можуть бути помилковими. А це може призвести до формування помилкових оціночних значень і збільшення часу синхронізації, а також не дозволяє функціонувати в автоматизованому режимі.

3. Спроектовано пристрій синхронізації псевдовипадкових послідовностей, в якому за рахунок введення блоку формування уточненого передбаченого значення досягається поліпшення точності оцінки одиничного елемента ПВП й, тим самим, забезпечується зменшення часу входження в синхронізм.

4. Шляхом моделювання встановлено, що визначення безпомилкового стану генераторів ПВП на передачу і прийом відбувається за меншу кількість тактів обробки при використанні розробленого пристрою синхронізації ПВП, на відміну від відомого, що свідчить про зменшення часу входження в синхронізм за рахунок поліпшення точності оцінки одиничного елемента послідовності.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Макаренко С.И., Иванов М.С., Попов С.А. Помехозащищенность систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Монография. – СПб.: Свое издательство, 2013. – 166 с.
2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
3. Канаков В.А. Новые технологии измерения в цифровых каналах передачи информации. – Нижний Новгород, ННГУ, 2006, 91 с.
4. Журавлев В.И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах / В.И. Журавлев – М.: Радио и связь, 1986. – 240 с.
5. Уорд Р. Различение псевдошумовых сигналов методом последовательной оценки. – Зарубежная радиоэлектроника, 1966, №8, с.20-37.
6. А.с. 315298 Способ вхождения в синхронизм /Авт. Изобр. В.И.Кириченко, Я.Д.Хацкелевич. – Оpubл. в БИ, 1971, №28.
7. Патент №2153230 "Способ и устройство синхронизации M-последовательности с повышенной сложностью".
8. Berlekamp E. R. Algebraic Coding Theory. – New York: McGraw Hill, 1968.
9. Massey J.L., Shift Register Synthesis and BCH Decoding, // IEEE Trans. Inform. Theory. – vol. IT-15, no. 1, 1969.
10. Куракин В.Л. Алгоритм Берлекэмп-Мессе над коммутативными артиновыми кольцами главных идеалов // Фундаментальная и прикладная математика. – Том 5, вып. 4, 1999.
11. Kurakin V.L., Kuzmin A.S., Mikhalev A.V., Nechaev A.A. Linear recurring sequences over rings and modules // I. of Math. Science. Contemporary Math. and it's Appl. Thematic surveys, vol. 10, 1994, I. of Math. Sciences, vol. 76, № 6, 1995.
12. Мартынов Е.М. Синхронизация в системах передачи дискретных сообщений. – М.: Связь. – 1972.

13. Лейнов М.Л., Качалуба В.С., Рыжков А.В. Цифровые делители частоты на логических элементах. – М.: Энергия. – 1975.
14. Маркюс Ж. Дискретизация и квантование. – М.: Энергия. – 1969.
15. Сикарев А.А., Лебедев О.Н. Микроэлектронные устройства формирования и обработки сложных сигналов. – М.: Радио и связь. – 1983.
16. Фолкенберри Л. Применения операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 572 с.
17. Цыкин И.А. Дискретно-аналоговая обработка сигналов. – М.: Радио и связь. – 1982.
18. Сикарев А.А., Лебедев О.Н. Микроэлектронные устройства формирования и обработки сложных сигналов. – М.: Радио и связь. – 1983.
19. Маковеева М.Н. Системы связи с подвижными объектами / М.Н. Маковеева, Ю.С. Шинаков. – М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.
20. Методичні рекомендації до виконання дипломних робіт (проектів) бакалаврів та магістрів спеціальностей 125 Кібербезпека, 172 Телекомунікації та радіотехніка / Упоряд.: О.Ю. Гусєв, О.В. Герасіна, О.М. Алексєєв, О.В. Кручінін. – Дніпро: НГУ, 2018. – 50 с.

## ДОДАТОК А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи

№	Формат	Найменування	Кількість листів	Примітки
<i>Документація</i>				
1	A4	Реферат	3	
2	A4	Список умовних скорочень	1	
3	A4	Зміст	2	
4	A4	Вступ	2	
5	A4	Стан питання. Постановка задачі	26	
6	A4	Спеціальна частина	26	
7	A4	Економічний розділ	3	
8	A4	Висновки	1	
9	A4	Перелік посилань	2	
10	A4	Додаток А	1	
11	A4	Додаток Б	1	
12	A4	Додаток В	1	
13	A4	Додаток Г	1	

ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії

1 Презентація Артеменко.ppt

2 Диплом Артеменко.doc

ДОДАТОК В. Відгук керівника економічного розділу

---



---



---



---



---



---



---



---



---



---



---

Керівник розділу

\_\_\_\_\_

(підпис)

Романюк Н.М.

(прізвище, ініціали)

ДОДАТОК Г. Відгук керівника кваліфікаційної роботи

**В І Д Г У К**

**на кваліфікаційну роботу студента групи 172-16зск-1 Артеменко В.О.  
на тему: «Проектування пристрою синхронізації псевдовипадкових  
послідовностей»**

Пояснювальна записка складається зі вступу, трьох розділів і висновків, розташованих на 72 сторінках.

Мета кваліфікаційної роботи є актуальною, оскільки вона спрямована на зменшення часу входження в синхронізм за рахунок поліпшення точності оцінки одиничного елемента псевдовипадкової послідовності.

При виконанні роботи автор продемонстрував добрий рівень теоретичних знань і практичних навичок. На основі аналізу існуючих підходів і пристроїв синхронізації псевдовипадкових послідовностей в ній сформульовано задачу, вирішенню яких присвячений спеціальний розділ. У ньому було розроблено пристрій синхронізації псевдовипадкових послідовностей зі зменшеним часом входження в синхронізм та оцінено його ефективність.

Практична цінність роботи полягає в тому, що розроблений пристрій відноситься до області синхронізації ПВП, і може бути використаний для синхронізації при малому відношенні сигнал/шум на вході приймача.

До недоліків роботи слід віднести недостатню проробку окремих питань.

Рівень запозичень у кваліфікаційній роботі відповідає вимогам «Положення про систему виявлення та запобігання плагіату».

В цілому робота задовольняє усім вимогам, а її автор Артеменко В.О. заслуговує на оцінку «» та присвоєння кваліфікації «Бакалавр з телекомунікацій та радіотехніки» за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка.

**Керівник роботи,  
к.т.н., доцент**

**О.В. Герасіна**