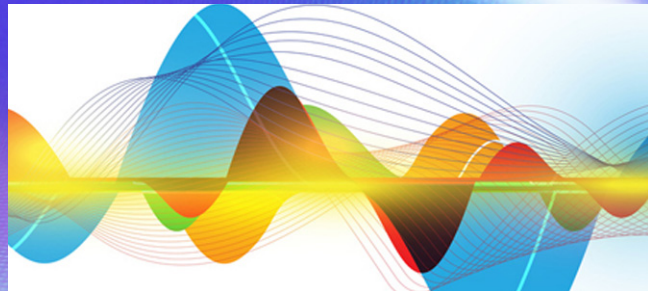
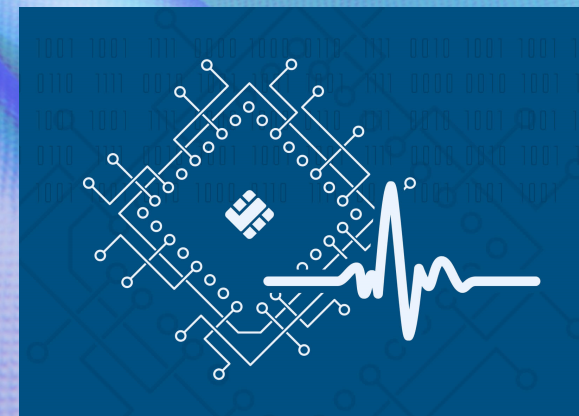
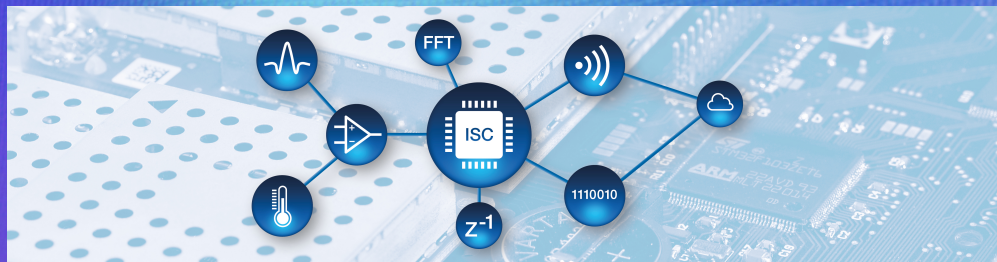


Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський, В. М. Кичак



МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ЦИФРОВОГО ОБРОБЛЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ ДЛЯ СИСТЕМ БЕЗПЕКИ ТА МОНІТОРИНГУ



Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський, В. М. Кичак

**МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ
ЦИФРОВОГО ОБРОБЛЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ
ДЛЯ СИСТЕМ БЕЗПЕКИ ТА МОНІТОРИНГУ**

Монографія

Вінниця
ВНТУ
2020

УДК 621.396

Б-21

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 11 від 28.05.2020 р.)

Рецензенти:

Ю. М. Бойко, доктор технічних наук, професор

О. В. Осадчук, доктор технічних наук, професор

Бортник, Г. Г.

Б-21 Методи та засоби цифрового оброблення радіосигналів для систем безпеки та моніторингу : монографія / Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський, В. М. Кичак. – Вінниця : ВНТУ, 2020. – 126 с.
ISBN 978-966-641-810-7

У монографії розглянуто методи та засоби оброблення радіосигналів (РС) для систем безпеки та моніторингу, що побудовані на базі методології цифрового оброблення високочастотних сигналів. Запропоновано метод аналого-цифрового перетворення РС, метод запам'ятовування та відтворення РС та цифровий метод спектрального аналізу широкосмугових РС. Наведено низку методів визначення параметрів радіосигналів. Представлено методи побудови пристроїв підсилення та перетворення радіосигналів і структури засобів первинного цифрового оброблення РС. Книга розрахована на науковців, аспірантів, студентів і фахівців, які займаються проектуванням і розробленням радіотехнічних систем, а також систем цифрового оброблення радіосигналів.

УДК 621.396

ISBN 978-966-641-810-7

© Г. Бортник, М. Васильківський, В. Кичак, 2020

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	4
ВСТУП	5
1 КОДОВАНІ РАДІОСИГНАЛИ	8
1.1 Характеристики кодованих РС	8
1.2 Амплітудно-кодовані РС	10
1.3 Фазо-кодовані РС	16
1.4 Частотно-кодовані РС.....	28
2 МЕТОДИ ПЕРВИННОГО ЦИФРОВОГО ОБРОБЛЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ	32
2.1 Метод розширення динамічного діапазону аналого-цифрових перетворювачів засобів первинного цифрового оброблення РС.....	32
2.2 Метод запам'ятовування та відтворення радіосигналів	39
2.3 Цифровий метод спектрального аналізу широкосмугових радіосигналів.....	47
3 МЕТОДИ ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ РАДІОСИГНАЛІВ.....	54
3.1 Визначення амплітуди, частоти та фази радіосигналів.....	54
3.2. Методи визначення типу та параметрів модуляції радіосигналів.....	62
3.3 Метод визначення швидкості маніпуляції радіосигналів	79
4 ЗАСОБИ ЦИФРОВОГО ОБРОБЛЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ	87
4.1 Принципи побудови засобів оброблення РС.....	87
4.2 Методи побудови пристроїв підсилення та перетворення РС ...	90
4.3 Вибір частотних режимів первинного оброблення РС	94
4.4 Тракт підсилення та аналого-цифрового перетворення РС.....	98
4.5 Процесор первинного цифрового оброблення радіосигналів ..	103
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	115

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АК РС	–	амплітудно-кодований радіосигнал
АІМ	–	амплітудно-імпульсна модуляція
АЧХ	–	амплітудно-частотна характеристика
АЦП	–	аналого-цифровий перетворювач
АЦТ	–	аналого-цифровий тракт
БВО	–	блок вторинного оброблення
БЗП	–	буферний запам'ятовувальний пристрій
БШВС	–	блок швидкого визначення спектра
ВІС	–	велика інтегральна схема
ДПУ	–	дискретне перетворення Уолша
ДПФ	–	дискретне перетворення Фур'є
ЗП	–	запам'ятовувальний пристрій
МАРП	–	миттєве автоматичне регулювання підсилення
ОДПФ	–	обернене дискретне перетворення Фур'є
ОЗП	–	оперативний запам'ятовувальний пристрій
ОМ	–	обчислювальний модуль
ПАХ	–	поверхневі акустичні хвилі
ПЕ	–	процесорні елементи
ПЗП	–	постійний запам'ятовувальний пристрій
ПК	–	персональний комп'ютер
ПЛМ	–	програмована логічна матриця
ППО	–	процесор первинного оброблення
ППЦОРС	–	пристрій первинного цифрового оброблення радіосигналів
ПППС	–	пристрій підсилення і перетворення сигналів
РС	–	радіосигнал
СП	–	спектр потужності
ЧК РС	–	частотно-кодований радіосигнал
ЧМ	–	частотна модуляція
ФК РС	–	фазо-кодований радіосигнал
ФМ	–	фазова модуляція
ФНЧ	–	фільтр нижніх частот
ФСС	–	формувавч смуги сигналів
ФЧХ	–	фазо-частотна характеристика
ЦАП	–	цифро-аналоговий перетворювач
ЦЗЗВРС	–	цифровий засіб запам'ятовування та відтворення радіосигналів
ЦОС	–	цифрова обробка сигналів
ЦПОС	–	цифровий процесор обробки сигналів
ЦПС	–	цифровий процесор сигналів
ШАРП	–	шумове автоматичне регулювання підсилення
ШПУ	–	швидке перетворення Уолша
ШПФ	–	швидке перетворення Фур'є

ВСТУП

Сучасні телекомунікаційні системи окрім надання послуг традиційного телефонного зв'язку дозволяють абонентам відправляти та приймати повідомлення передачі даних, обмінюватися факсимільними та відеозображеннями, проводити аудіо- та відео-конференції, а також реалізувати велику кількість інших телекомунікаційних технологій [1–4].

Організація інформаційних потоків і способи їх передачі в системах зв'язку за останні роки зазнали значних змін. Для сучасних телекомунікаційних систем характерне постійне зростання кількості корпоративних та індивідуальних абонентів. Збільшення обсягу переданої ними інформації приводить до необхідності використання дедалі більшого числа різних каналів радіо- і проводового зв'язку. Для забезпечення високої пропускної здатності каналів зв'язку приймаються спеціальні технічні рішення, що полягають [5–8]:

- у впровадженні складних видів модуляції та кодування, оптимально узгоджених з конкретними фізичними каналами за співвідношенням «швидкість передачі/допустимі втрати якості інформації»;
- у застосуванні систем багаторівневого статичного та динамічного ущільнення інформаційних потоків;
- у підтримці багаторівневих служб керування з можливістю динамічного обміну даними між ними;
- у широкому використанні різних методів адаптації, що дозволяють оптимізувати функціонування телекомунікаційних систем за маршрутами передачі повідомлень, несучою частотою сигналу, потужністю передавача, видом модуляції, швидкістю передачі, способом ущільнення та кодування тощо;
- у постійній модернізації окремих апаратних і програмних складових телекомунікаційних систем при появі нових вимог або комунікаційних технологій.

Значною мірою практична реалізація перерахованих методів вдосконалення телекомунікаційних систем стала можливою завдяки досягненням сучасної мікроелектроніки, особливо в галузі створення високопродуктивних обчислювальних пристроїв і розвитку методів цифрового оброблення сигналів (ЦОС).

Існуючі методи ЦОС дозволяють розв'язувати велику кількість різних прикладних задач у телекомунікаціях та радіотехніці, в яких колись домінували аналогові системи. Переваги цифрових систем оброблення радіосигналів (РС) обумовлені низкою чинників. Так аналогові засоби оброблення РС, як правило, програють цифровим за такими параметра-

ми, як точність, швидкодія, об'єм оброблюваних даних. Окрім того, засоби цифрового оброблення РС при нормальній експлуатації характеризуються відсутністю впливу зовнішніх дестабілізуючих чинників, таких як температурний і часовий дрейф параметрів, вплив завад та інше. І найголовніше, застосовуючи методи цифрового оброблення, можна створювати засоби, що дозволяють виконувати в принципі будь-яке перетворення РС за будь-яким складним алгоритмом із заданим ступенем точності [9–11].

Підтвердженням всього сказаного про переваги ЦОС є сучасна телекомунікаційна апаратура, в якій широко використовуються різні процедури аналізу, фільтрації, детектування, декодування та інше, що реалізовані цифровими методами.

У даний час опубліковано велику кількість робіт (Л. Р. Рабінера, Б. Гоулда, Р. В. Шафера, Е. Айфічера, Б. Джервіса, Д. Прокіса, С. Марпла та ін.), які висвітлюють різні теоретичні та практичні питання, пов'язані з цифровою обробкою сигналів [12–18]. Незважаючи на це автори вирішили ще раз звернутися до розгляду низки задач цифрового оброблення РС, що особливо часто виникають при розробці систем безпеки та радіомоніторингу [19–24].

Аналіз більшої частини публікацій щодо застосування методів ЦОС у системах безпеки та радіомоніторингу дозволяє стверджувати, що вони, в основному, розглядають питання синтезу оптимальних за тими чи іншими критеріями окремих їх елементів. Проте існує клас науково-технічних задач, при розв'язанні яких використання класичних методів ЦОС виявляється неефективним через апріорну невизначеність значення несучої частоти, виду модуляції, швидкості маніпуляції, характеру демодульованого сигналу, а також через неоптимальні умови приймання РС. Ця ситуація характерна для радіомоніторингу, при вирішенні завдань нагляду за роботою радіопередавальних засобів, в радіоаматорському зв'язку і в ряді інших випадків. При цьому в процесі радіоконтролю в загальному випадку необхідно виконувати такі операції: пошук і виявлення радіовипромінювань з апріорно невідомими параметрами, визначення виду і параметрів їх модуляції, вимірювання побічних складових радіовипромінювань з метою оцінювання індивідуальних параметрів радіопередавача, демодуляція та декодування сигналів [20, 25–28].

У цій роботі будуть наведені матеріали, що узагальнюють результати теоретичних досліджень та досвід практичної реалізації методів цифрового оброблення радіосигналів в умовах неповної інформації про значення їх параметрів.

В даний час існують різні способи практичної реалізації алгоритмів ЦПОС. Вони можуть бути реалізовані пристроями на жорсткій логіці, програмованими логічними інтегральними схемами і т. і. Але найбільшого розвитку набули програмовані обчислювальні пристрої – універсальні або мікропроцесори в поєднанні з персональними комп'ютерами. Сьогодні наявна широка номенклатура різноманітних пристроїв, що базуються на використанні цифрових процесорів обробки сигналів і призначені для застосування в телекомунікаційному устаткуванні. При цьому, незважаючи на безсумнівні переваги таких пристроїв, їх використання пов'язане з рядом проблем економічного та технічного характеру. До них відносяться:

- висока вартість первинного розроблення через необхідність придбання досить дорогого налаштувального обладнання та залучення програмістів вузького профілю для розроблення програмного забезпечення на цифрових процесорах обробки сигналів (ЦПОС);

- порівняно великі часові затрати на створення обладнання та його доведення до необхідних норм;

- висока вартість пристроїв, що містять ЦПОС, порівняно з вартістю сучасних персональних комп'ютерів;

- труднощі модернізації програмного забезпечення через обмеженість обчислювального ресурсу обраних моделей ЦПОС.

При цьому сучасні персональні комп'ютери (ПК), при порівняно невисокій вартості, мають швидкість обчислень, що наближається до швидкості ЦПОС. Існуючі ПК мають розвинені апаратні та програмні засоби взаємодії з оператором і різними технічними пристроями. Вони містять у своєму складі стандартні пристрої введення/виведення цифрових сигналів, дозволяють зберігати великі обсяги інформації та представляти їх в необхідному для користувача вигляді. Існує велика кількість розвинених інструментальних засобів програмування, що дозволяють порівняно швидко створювати необхідні програмні продукти. Все це у поєднанні дозволяє ефективно розв'язувати різноманітні задачі цифрового оброблення РС, спираючись на можливості сучасних ПК.

У розділі 1 зроблено аналіз кодованих радіосигналів, що підлягають обробленню в системах безпеки та моніторингу.

В розділі 2 описуються методи первинного цифрового оброблення широкосмугових радіосигналів у режимі реального масштабу часу.

В розділі 3 досліджено методи визначення параметрів радіосигналів.

Розділ 4 містить опис методів побудови програмованих процесорів оброблення радіосигналів, які є результатом роботи зі створення пристроїв оброблення широкого класу радіосигналів.

1 КОДОВАНІ РАДІОСИГНАЛИ

Особливу групу модульованих сигналів, що підлягають обробленню в системах безпеки та моніторингу складають кодовані РС. Вони утворюються шляхом модулювання гармонічного коливання впорядкованою послідовністю імпульсів. Залежно від параметру несучого гармонічного коливання, з яким взаємодіє кодовий сигнал, розрізняють амплітудно-кодовані, фазо-кодовані та частотно-кодовані сигнали.

Кодові послідовності використовуються в різних радіотехнічних системах безпеки та моніторингу.

1.1 Характеристики кодованих РС

Кодовані РС мають вигляд послідовності (пачки) радіоімпульсів однакової форми та тривалості, які відрізняються один від одного значеннями амплітуд, початкових фаз або частот гармонічного несучого коливання [29]

$$u_n(t) = \alpha_n r_n(t) \cos[(\omega_0 + \omega_n)t + \varphi_n] \quad (1.1)$$

де α_n , $\omega_0 + \omega_n$, φ_n – амплітуда, частота та початкова фаза гармонічного коливання тривалістю T на інтервалі часу $(n-1)T \leq t \leq nT$; ω_0 – центральна частота послідовності радіоімпульсів; $r_n(t)$ – функція, що характеризує форму імпульсу.

Зазвичай використовуються прямокутні імпульси, для яких [30]

$$r_n(t) = \text{rect}[t - (n-1)T] = \begin{cases} 1, & (n-1)T \leq t \leq nT, \\ 0, & \text{при інших значеннях } t. \end{cases} \quad (1.2)$$

Кодований РС можна записати у формі виразу

$$u(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n r_n(t) \cos[(\omega_0 + \omega_n)t + \varphi_n], \quad 0 \leq t \leq NT. \quad (1.3)$$

Послідовності символів амплітуд $\{\alpha_n\}$, фаз $\{\varphi_n\}$ та частот $\{\omega_n\}$ формують кодові послідовності; N – кількість символів (довжина)

кової послідовності. Кодові послідовності визначають закон зміни амплітуди, фази та частоти гармонічного несучого коливання.

Залежно від виду модуляції розрізняють: амплітудно-кодовані сигнали (змінюється α_n ; $\varphi_n = 0$, $\omega_n = 0$); фазо-кодовані сигнали (змінюється φ_n ; $\alpha_n = 1$, $\omega_n = 0$); частотно-кодовані сигнали (змінюється ω_n ; $\alpha_n = 1$, $\varphi_n = 0$); сигнали зі змішаними видами модуляції (одночасно змінюються декілька параметрів).

Кодований сигнал є вузькосмуговим. Формулу для нього можна записати в комплексній формі [31]

$$u(t) = \text{Re}[\dot{V}(t)e^{i\omega_0 t}], \quad 0 \leq t \leq NT, \quad (1.4)$$

де

$$\dot{V}(t) = \sum_{n=1}^N \dot{V}_n(t) \quad (1.5)$$

– комплексна обвідна кодованого сигналу;

$$\dot{V}_n(t) = \alpha_n r_n(t) e^{i(\omega_n t + \varphi_n)} \quad (1.6)$$

– комплексна обвідна одиночного радіоімпульсу (1.1).

Таким чином, кодований РС описується як послідовність радіоімпульсів, які відрізняються один від одного лише комплексними амплітудами.

Основними характеристиками кодованих РС є спектр та кореляційна функція. Їх зручно визначати через відповідні характеристики комплексної обвідної сигналу. Для комплексної обвідної (1.5) ці характеристики описуються такими виразами [29]:

– спектральна густина

$$U(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{V}(t) e^{-i\omega t} dt = \sum_{n=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} \dot{V}_n(t) e^{-i\omega t} dt, \quad (1.7)$$

– кореляційна функція

$$R_V(\tau) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{V}(t) \dot{V}^*(t-\tau) dt = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} \dot{V}_n(t) \dot{V}_k^*(t-\tau) dt. \quad (1.8)$$

З врахуванням очевидності переходу від $U(\omega)$ та $R_V(\tau)$ до спектральної густини та кореляційної функції кодованого РС, аналіз кодованих сигналів в подальшому обмежений розглядом характеристик лише комплексної обвідної. Вказані характеристики визначені для різних видів модуляції несучого коливання кодовою послідовністю.

1.2 Амплітудно-кодовані РС

Амплітудно-кодований (АК) РС утворюється в результаті амплітудної модуляції несучого гармонічного коливання кодовою послідовністю:

$$U_{AK}(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n r_n(t) \cos \omega_0 t, \quad 0 \leq t \leq NT. \quad (1.9)$$

Кодова послідовність $\{\alpha_n\}$ визначає закон стрибкоподібної зміни амплітуди сигналу. При двійковому коді α_n приймає лише два значення 0 та 1. Таким чином, АК сигнал (1.9) відображає послідовність радіоімпульсів, які відрізняються тільки значеннями амплітуд.

Комплексна обвідна сигналу

$$\dot{V}(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n r_n(t), \quad 0 \leq t \leq NT \quad (1.10)$$

збігається з його обвідною та відображає послідовність відеоімпульсів $r_n(t)$ з амплітудами α_n (0 або 1).

На рис. 1.1 наведено часові діаграми формування АК РС.

Спектральну густину комплексної обвідної АК РС можна визначити шляхом підстановки (1.10) в (1.7).

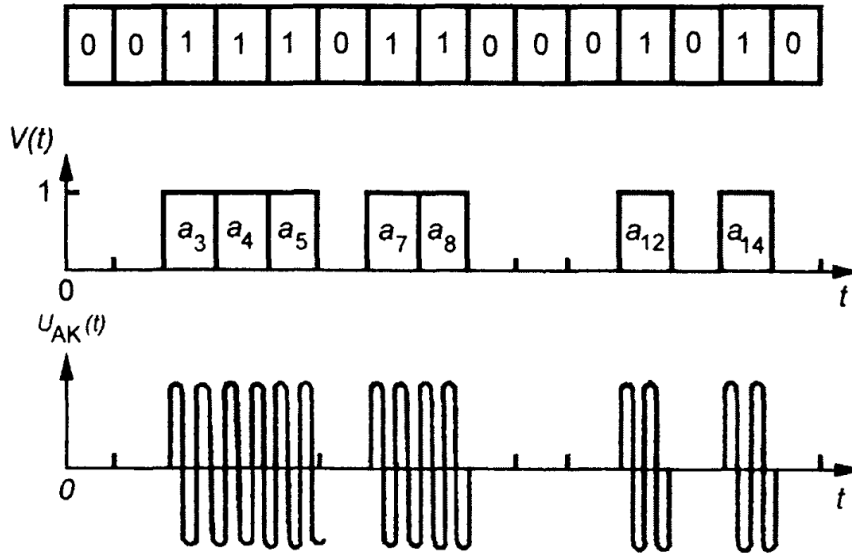


Рисунок 1.1 – Часові діаграми формування АК РС

$$U_{AK}(\omega) = \sum_{n=1}^N \alpha_n \int_{(n-1)T}^{nT} r_n(t) e^{-i\omega t} dt = S_0(\omega) \sum_{n=1}^N \alpha_n e^{-i(n-1)\omega T}, \quad (1.11)$$

де

$$S_0(\omega) = \int_0^T r_1(t) e^{-i\omega t} dt \quad (1.12)$$

– спектральна густина першого імпульсу.

Для прямокутного імпульсу можна записати

$$S_0(\omega) = T \operatorname{sinc} \frac{\omega T}{2} e^{\frac{i\omega T}{2}}. \quad (1.13)$$

Вираз (1.11) запишемо у вигляді

$$U_{AK}(\omega) = S_0(\omega) S_A(\omega). \quad (1.14)$$

Звідси $S_A(\omega)$ описує спектральну густину кодової послідовності $\{\alpha_n\}$

$$S_A(\omega) = \sum_{n=1}^N \alpha_n e^{-i(n-1)\omega T}. \quad (1.15)$$

Враховуючи (1.14), спектр сигналу визначається спектром першого імпульсу та спектром кодової послідовності з періодом $2\pi/T$.

Амплітудний та фазовий спектри комплексної обвідної АК сигналу можна визначити з (1.14) як

$$|U_{AK}(\omega)| = |S_0(\omega)| |S_A(\omega)|, \quad \varphi_{AK}(\omega) = \varphi_0(\omega) + \varphi_A(\omega), \quad (1.16)$$

де

$$S_0(\omega) = T \left| \sin c \frac{\omega T}{2} \right|; \quad \varphi_0(\omega) = -\frac{\omega T}{2} \pm \begin{cases} 0, & \sin c \frac{\omega T}{2} > 0 \\ \pi, & \sin c \frac{\omega T}{2} < 0 \end{cases}; \quad (1.17)$$

$$|S_A(\omega)| = \sqrt{\sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^N \alpha_n \alpha_k \cos(n-k)\omega T}, \quad (1.18)$$

$$\varphi_A(\omega) = -\operatorname{arctg} \frac{\sum_{n=1}^N \alpha_n \sin(n-1)\omega T}{\sum_{n=1}^N \alpha_n \cos(n-1)\omega T}. \quad (1.19)$$

Графік амплітудного спектра $|S_A(\omega)|$ для кодової послідовності $\{\alpha_n\}$ (див. рис. 1.1) наведений на рис. 1.2. Графік відображений для $\omega \geq 0$, тому що амплітудний спектр симетричний відносно нульової частоти. Амплітудний спектр кодової послідовності $|S_A(\omega)|$ є періодичним з періодом $2\pi/T$ з осцилюючим характером. Спектр АК РС відображає результат накладання на спектр прямокутного імпульсу (штрихова лінія) спектра кодової послідовності.

Ширину спектра АК сигналу можна визначити як

$$\Delta\omega_{AK} = \frac{2\pi}{T}.$$

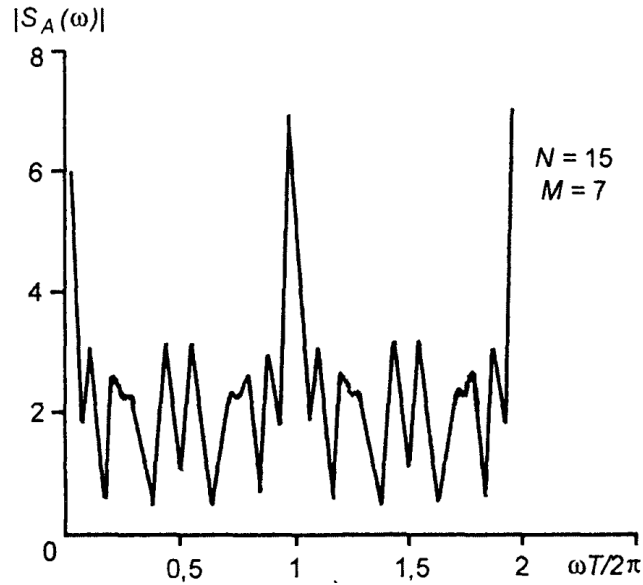


Рисунок 1.2 – Амплітудний спектр АК РС

Базу АК сигналу можна визначити як добуток тривалості сигналу NT та ширини спектра $\Delta\omega_{AK}$

$$B = NT \frac{\Delta\omega_{AK}}{2\pi} = N, \quad (1.20)$$

який дорівнює довжині кодової послідовності.

Кореляційну функцію комплексної обвідної АК РС можна визначити як

$$R_V(\tau) = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^N \alpha_n \alpha_k \int_{-\infty}^{\infty} r_n(t) r_k(t-\tau) dt. \quad (1.21)$$

Інтеграл у (1.21) з урахуванням (1.2) можна записати у вигляді

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} r_n(t) r_k(t-\tau) dt &= \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}[t - (n-1)T] \text{rect}[t - \tau - (k-1)T] dt = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}(t) \text{rect}(t - \tau_1) dt, \end{aligned} \quad (1.22)$$

де

$$\tau_1 = [t - (n-1)T] - [t - \tau - (k-1)T] = \tau - (n-k)T. \quad (1.23)$$

Використавши кореляційну функцію одиночного імпульсу

$$R_0(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}(t)\text{rect}(t-\tau)dt, \quad (1.24)$$

вираз (1.21) можна переписати у вигляді

$$R_V(\tau) = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^N \alpha_n \alpha_k R_0[\tau - (n-k)T], \quad (1.25)$$

де всі α_n та α_k , індекси яких знаходяться поза діапазоном $\{1, 2, \dots, N\}$, дорівнюють нулю.

Замінивши в (1.25) індекси суми на $m = n - 1$, перетворимо формулу для $R_V(\tau)$ до вигляду

$$R_V(\tau) = \frac{1}{2} \sum_{m=-\infty}^N \sum_{n=-\infty}^N \alpha_n \alpha_{n-m} R_0(\tau - mT). \quad (1.26)$$

Величина

$$R_A(m) = \sum_{n=-\infty}^N \alpha_n \alpha_{n-m} \quad (1.27)$$

відображає кореляційну функцію кодової послідовності. В (1.27) всі α_n, α_{n-m} з індексами поза діапазоном $\{1, 2, \dots, N\}$ дорівнюють нулю. Підставивши (1.27) в (1.26), отримаємо

$$R_V(\tau) = \frac{1}{2} \sum_{m=-\infty}^N R_A(m) R_0(\tau - mT). \quad (1.28)$$

Очевидно, що $R_A(m) = 0$ при $m \geq N$ та $m \leq -N$. Звідси вираз для кореляційної функції можна записати у вигляді

$$R_V(\tau) = \frac{1}{2} \sum_{m=-(N-1)}^{N-1} R_A(m) R_0(\tau - mT), \quad (1.29)$$

де

$$R_A(m) = \sum_{n=m+1}^N \alpha_n \alpha_{n-m}; \quad R_A(-m) = R_A(m). \quad (1.30)$$

Вирази (1.29) та (1.30) вказують, що кореляційна функція комплексної обвідної АК РС складається із суми повторюваних з інтервалом T кореляційних функцій одиночного імпульсу (1.24), максимальні значення яких визначаються кореляційною функцією кодової послідовності $R_A(m)$.

Для прямокутного імпульсу

$$R_0(\tau) = T \left(1 - \frac{|\tau|}{T} \right), \quad |\tau| \leq T. \quad (1.31)$$

При $\tau = 0$

$$R_V(0) = \frac{T}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \alpha_n^2, \quad (1.32)$$

для двійкової кодової послідовності

$$R_V(0) = \frac{TM}{2}. \quad (1.33)$$

При значеннях $\tau = mT$

$$R_V(mT) = \frac{T}{2} R_A(m). \quad (1.34)$$

На рис. 1.3 наведено графік кореляційної функції $R_V(\tau)$ для АК РС, зображених на рис. 1.1 (для $\tau > 0$).

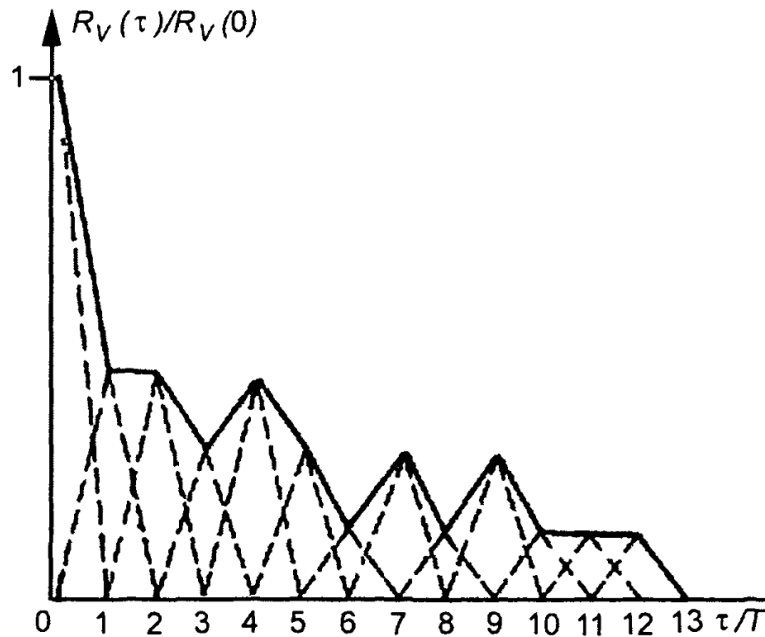


Рисунок 1.3 – Кореляційна функція АК РС

Кореляційні функції отримані в результаті накладання трикутних імпульсів (1.31), позначених на рисунку штриховими лініями, з амплітудами (1.34), тривалістю $2T$, інтервалом надходження T .

1.3 Фазо-кодовані РС

Фазо-кодований сигнал складається з послідовності прямокутних радіоімпульсів з однаковими амплітудами і його можна отримати в результаті модуляції фази гармонічного несучого коливання кодовим сигналом (послідовністю).

Вони можуть описуватись за виразом [29]

$$u(t) = V_0 \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad 0 \leq t \leq NT, \quad (1.35)$$

або в комплексній формі

$$u(t) = \text{Re}[\dot{V}(t)e^{-i\omega_0 t}], \quad 0 \leq t \leq NT, \quad (1.36)$$

де $\dot{V}(t) = V_0 e^{i\varphi(t)}$ – комплексна обвідна кодованого сигналу; V_0 , ω_0 , $\varphi(t)$ – амплітуда, частота та фаза несучого сигналу; T – тривалість одного імпульсу; N – кількість радіоімпульсів кодованого сигналу.

За час проходження одного імпульсу фаза може бути постійною, стрибкоподібно змінюватись від імпульсу до імпульсу. В цьому випадку кодований сигнал можна відобразити гармонічним коливанням з фазовою маніпуляцією (рис. 1.4).

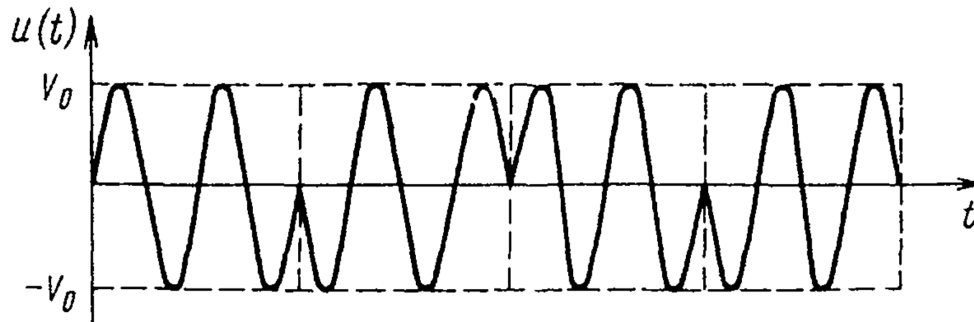


Рисунок 1.4 – Часова діаграма ФК РС

Сигнали з фазою, що неперервно змінюється протягом визначеного інтервалу часу називають сигналами з неперервною фазою. Присутність таких сигналів зумовлена бажанням покращити спектральні характеристики сигналу, які дозволять забезпечити підвищену якість передавання інформації та завадостійкість телекомунікаційної системи.

У загальному випадку для фази кодованого сигналу на одному інтервалі можна записати формулу у вигляді

$$\varphi(t) = 2\pi \sum_{k=0}^n c_k h_k q(t - kT), \quad nT < t \leq (n+1)T, \quad (1.37)$$

де $\{c_k\}$ – кодова послідовність; h_k – індекс модуляції на k -му інтервалі.

Розрізняють сигнали з постійним індексом модуляції та з циклічно змінним індексом модуляції. Функція $q(t)$ в (1.37) називається фазовим імпульсом. На інтервалі $[0, LT]$ вона змінюється від 0 до $1/2L$ –

тривалість фазового імпульсу (часто $L=1$). При цьому, фаза змінюється в межах $\pi c_k h_k$.

Формулу для визначення частоти сигналу можна записати у вигляді

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} [\omega_0 t + \varphi(t)] = \omega_0 + 2\pi \sum_{k=0}^n c_k h_k g(t - kT), \quad (1.38)$$

$$nT < t \leq (n+1)T.$$

Функція $g(t)$ описує частотний імпульс. Його тривалість дорівнює LT . Більш повільну зміну фази можна описати різними функціями. Прикладом такої залежності є тригонометрична функція [32]

$$q(t) = \frac{1}{4} \left(1 - \cos \frac{\pi t}{T} \right). \quad (1.39)$$

Параметри ФК РС зручно визначати через характеристики їх комплексних обвідних [33]:
спектральна густина

$$U(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{V}(t) e^{-i\omega t} dt, \quad (1.40)$$

кореляційна функція

$$R_v(\tau) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{V}(t) \dot{V}^*(t - \tau) dt. \quad (1.41)$$

В подальшому розглянемо характеристики ФК лише із стрибкоподібною зміною фази та частоти.

Сигнали із стрибкоподібною зміною фази знайшли практичне застосування в системах безпеки та моніторингу. Кодований РС складається з послідовності радіоімпульсів, в яких від імпульсу до імпульсу стрибкоподібно змінюється лише фаза φ_n .

$$u(t) = \sum_{n=1}^N r_n(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_n], \quad 0 \leq t \leq NT, \quad (1.42)$$

де $r_n(t)$ – обвідна одиночного, як правило, прямокутного імпульсу.

Кодова послідовність $\{\varphi_n\}$ характеризує закон зміни фази. Комплексну обвідну сигналу зручно відобразити у вигляді [34]

$$\dot{V}(t) \sum_{n=1}^N \dot{V}_n(t) = \sum_{n=1}^N r_n(t) e^{i\varphi_n} = \sum_{n=1}^N r_n(t) b_n, \quad (1.43)$$

де $b_n = e^{i\varphi_n} = e^{i\pi c_n}$.

При використанні бінарного коду фаза приймає значення 0 або π . В цьому випадку

$$b_n = \begin{cases} 1, & \varphi_n = 0 \\ -1, & \varphi_n = \pi \end{cases}$$

Спектральну густину комплексної обвідної ФК сигналу можна визначити із (1.40) шляхом підстановки (1.43). При $r_n(t) = 1$ маємо

$$U(\omega) = \sum_{n=1}^N b_n \int_{(n-1)T}^{nT} e^{-i\omega t} dt. \quad (1.44)$$

Спектральну густину послідовності імпульсів можна визначити як суму спектральних густин однакових за формою імпульсів, що зміщені в часі один відносно одного на інтервал T . Використовуючи властивості перетворення Фур'є (1.44) запишемо у вигляді

$$U(\omega) = S_0(\omega) \sum_{n=1}^N b_n e^{-i(n-1)\omega T}, \quad (1.45)$$

де

$$S_0(\omega) = \int_0^T e^{-i\omega t} dt$$

– спектральна густина першого імпульсу.

Для прямокутного імпульсу [35]:

$$S_0(\omega) = T \sin c \frac{\omega T}{2} e^{-\frac{i\omega T}{2}}. \quad (1.46)$$

Вираз для $U(\omega)$ перепишемо у вигляді

$$U(\omega) = S_0(\omega) S_k(\omega), \quad (1.47)$$

де

$$S_k(\omega) = \sum_{n=1}^N b_n e^{-i(n-1)\omega T} \quad (1.48)$$

– спектральна густина кодової послідовності.

Квадрат модуля кодової послідовності можна визначити з (1.48) як

$$|S_k(\omega)|^2 = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^N b_n b_k e^{-i(n-k)\omega T}. \quad (1.49)$$

Використовуючи формулу Ейлера та враховуючи, що косинус є парною функцією, а синус – непарною, із (1.49) отримаємо

$$|S_k(\omega)| = \sqrt{\sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^N b_n b_k \cos((n-k)\omega T)}. \quad (1.50)$$

Вираз для фазового спектра визначимо з (1.48) у вигляді

$$\varphi_k(\omega) = -\arctg \frac{\sum_{n=1}^N b_n \sin((n-1)\omega T)}{\sum_{n=1}^N b_n \cos((n-1)\omega T)}. \quad (1.51)$$

Амплітудний спектр комплексної обвідної можна отримати з (1.47) як добуток модулів $|S_0(\omega)|$ та $|S_k(\omega)|$:

$$U(\omega) = |S_0(\omega)| |S_k(\omega)|, \quad (1.52)$$

а фазовий спектр – як суму аргументів $\varphi_0(\omega)$ та $\varphi_k(\omega)$:

$$\varphi(\omega) = \varphi_0(\omega) + \varphi_k(\omega). \quad (1.53)$$

Графік амплітудного спектра сигналу, що модульований кодовим сигналом (як показано на рис. 1.4), наведено на рис. 1.5.

Спектр комплексної обвідної сигналу відображає результат множення амплітудного спектра прямокутного імпульсу та амплітудного спектра кодової послідовності.

При $\omega = 0$ маємо

$$|S_0(0)| = \sum_{n=1}^N b_n; \quad |U(0)| = T \sum_{n=1}^N b_n. \quad (1.54)$$

Ширину спектра визначимо як

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{T}. \quad (1.55)$$

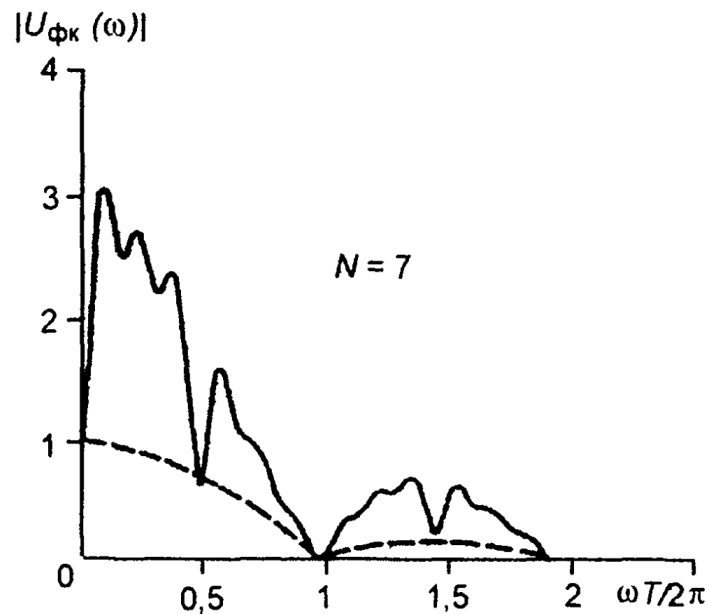


Рисунок 1.5 – Амплітудний спектр ФК РС

Добуток тривалості сигналу на ширину його спектра характеризує базу сигналу згідно з формулою

$$B = NT \frac{\Delta\omega}{2\pi} = N. \quad (1.56)$$

Таким чином, база досліджуваного ФК РС визначається довжиною кодової послідовності.

Кореляційну функцію комплексної обвідної ФК сигналу можна визначити з (1.41) з урахуванням (1.43)

$$R_V(\tau) = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^N b_n b_k \int_{-\infty}^{\infty} r_n(t) r_k(t-\tau) dt. \quad (1.57)$$

Інтеграл в (1.57) запишемо у вигляді

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} r_n(t) r_k(t-\tau) dt &= \int_{-\infty}^{\infty} r[t-(n-1)T] r[t-\tau-(k-1)T] dt = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} r(t) r(t-\tau_1) dt, \end{aligned} \quad (1.58)$$

де $r(t)$ – обвідна одиночного імпульсу,

$$\tau_1 = [t-(n-1)T] - [t-\tau-(k-1)T] = \tau - (n-k)T.$$

Запишемо $R_0(\tau)$ кореляційну функцію одиночного імпульсу,

$$R_0(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) r(t-\tau) dt, \quad (1.59)$$

а вираз (1.57) запишемо у вигляді

$$R_V(\tau) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^N \sum_{k=-\infty}^N b_n b_k R_0[\tau - (n-k)T]. \quad (1.60)$$

В (1.60) усі b_n та b_k з індексами, що не попадають в діапазон $\{1, 2, \dots, N\}$, дорівнюють нулю. Виконавши заміну індексу суми $m = n - k$, запишемо

$$R_V(\tau) = \frac{1}{2} \sum_{m=-\infty}^N \sum_{k=-\infty}^N b_n b_{n-k} R_0(\tau - mT), \quad (1.61)$$

В (1.61)

$$R_k(m) = \sum_{n=-\infty}^N b_n b_{n-m}, \quad (1.62)$$

відображає кореляційну функцію кодової послідовності. З урахуванням (1.62) отримаємо

$$R_V(\tau) = \frac{1}{2} \sum_{m=-(N-1)}^{N-1} R_k(m) R_0(\tau - mT), \quad (1.63)$$

Функція $R_k(m)$ є парною, тобто

$$R_k(m) = R_k(-m). \quad (1.64)$$

Зазвичай імпульси кодованого сигналу мають прямокутну форму

$$r(t) = \begin{cases} 1, & |t| < T/2, \\ 0, & |t| > T/2. \end{cases} \quad (1.65)$$

У цьому випадку

$$R_0(\tau) = T \left(1 - \frac{|\tau|}{T} \right), \quad |\tau| \leq T. \quad (1.66)$$

Виходячи із (1.61) та (1.62), кореляційна функція комплексної обвідної ФК сигналу складається з суми кореляційних функцій одиночних імпульсів, максимальні значення яких визначаються значеннями кореляційних функцій кодової послідовності.

При $\tau = 0$

$$R_0(0) = T; \quad R_k(0) = \sum_{n=1}^N b_n^2 = N; \quad R_v(0) = \frac{TN}{2}. \quad (1.67)$$

При $\tau = mT$

$$R_v(mT) = \frac{T}{2} R_k(m). \quad (1.68)$$

Для бінарних кодів функцію $R_k(m)$ зручно визначати таким чином. Створюється таблиця з верхнім рядком, де описано кодову послідовність $\{b_n\}$, та лівим стовпцем, що описує таку ж кодову послідовність, якщо її читати зверху вниз $\{b_{-n}\}$. В середній частині таблиці записано результат множення елементів $\{b_n\}$ та $\{b_{-n}\}$. При цьому, якщо елемент $\{b_{-n}\}$ має знак плюс, то елемент $\{b_n\}$ записується в рядок без змін, якщо знак мінус – тоді зі зміною знаків усіх елементів. Запис проводиться зі зміщенням на один елемент вправо по відношенню до попереднього рядка. Сума елементів кожного вертикального стовпця дає значення $R_k(m)$.

На рис. 1.6 за результатами розрахунку побудовано графік кореляційної функції комплексної обвідної ФК сигналу, що промодульований кодовою послідовністю.

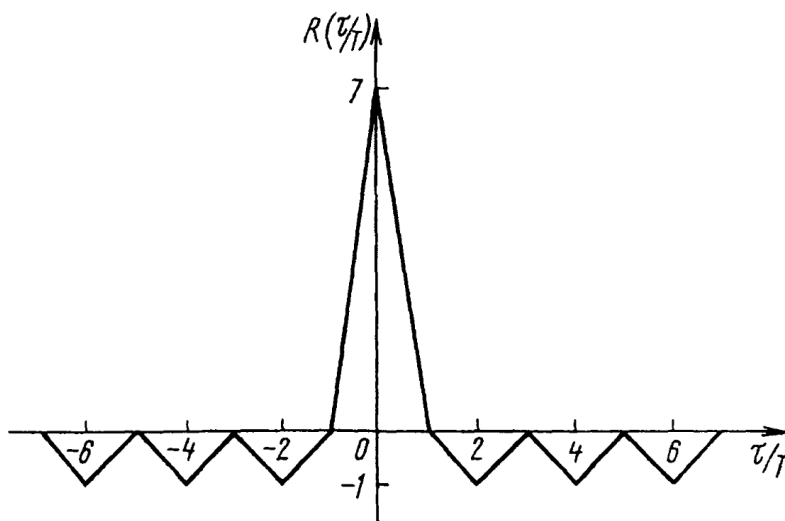


Рисунок 1.6 – Кореляційна функція ФК РС на базі бінарних кодів

Кодові сигнали, що використовуються при фазовій модуляції, можуть бути найрізноманітнішими. Їх вибір залежить в першу чергу від того, в якій радіотехнічній системі використовується сигнал, а також береться до уваги функціональне призначення системи.

В радіолокації та в широкосмуговому зв'язку добре відомі коди Баркера та М-последовності [36–38]. Їх використання в якості модулюючих сигналів забезпечує високу роздільну здатність системи [36]. Кореляційна функція кодованих сигналів має вузький центральний пік та подібна до кореляційної функції шуму. Такі сигнали називають шумоподібними.

Кореляційна функція кодів Баркера має вигляд [39]

$$R_k(m) = \begin{cases} N, & m = 0, \\ \pm 1 \text{ або } 0, & m \neq 0. \end{cases} \quad (1.69)$$

Існує всього дев'ять кодів Баркера. Отримавши кореляційну функцію коду Баркера, визначимо відповідну спектральну густину енергії

$$|S_k(\omega)|^2 = \sum_{m=-(N-1)}^N R_k(m) e^{-im\omega}. \quad (1.70)$$

Функція $R_k(m)$ є парною. З урахуванням цього та (1.69) вираз (1.70) запишемо у вигляді

$$|S_k(\omega)|^2 = N + 2R_k \sum_{m=0}^{N-1} \cos m\omega, \quad (1.71)$$

де $R_k = \pm 1$.

Використовуючи відоме співвідношення

$$\sum_{k=0}^n \cos kx = \cos \frac{nx}{2} \frac{\cos \frac{n+1}{2} x}{\sin \frac{x}{2}}, \quad (1.72)$$

вираз для $|S_k(\omega)|^2$ представимо у вигляді

$$|S_k(\omega)|^2 = N + 2R_k \cos \frac{(N-1)\omega T}{2} \frac{\sin \frac{N}{2}\omega T}{\sin \frac{\omega T}{2}}. \quad (1.73)$$

При $R_k = 1$ (коди з N , дорівнюють 4, 5, 13)

$$|S_k(\omega)|^2 = N + 2 \cos \frac{(N-1)m\omega T}{2} \frac{\sin \frac{N}{2}\omega T}{\sin \frac{m\omega T}{2}}. \quad (1.74)$$

При $R_k = -1$ (коди з N , дорівнюють 3, 4, 7, 11)

$$|S_k(\omega)|^2 = N - 2 \cos \frac{(N-1)\omega T}{2} \frac{\sin \frac{N}{2}\omega T}{\sin \frac{\omega T}{2}}. \quad (1.75)$$

Кореляційні функції комплексних обвідних сигналів з кодами Баркера визначаються за (1.63).

Із кодових послідовностей, що знайшли практичне використання, особливе місце займають послідовності, що отримані за допомогою генераторів, які побудовані на основі реєстрів зсуву; з них в першу чергу – лінійні послідовності максимальної довжини або М-послідовності. Прагнення покращити кореляційні властивості сигналів зумовило створення на основі М-послідовностей інших послідовностей, серед яких особливе місце займають послідовності Голда, Касамі та деякі інші [40–42].

Сформована двійкова послідовність є періодичною та підпорядковується принципу суперпозиції. Внаслідок чого така послідовність може розглядатись як лінійна, а генератор буде називатись лінійним. Максимальну кількість символів послідовності за один період можна визначити за формулою

$$N = 2^m - 1, \quad (1.76)$$

де m – кількість каскадів.

Послідовність з максимально можливим періодом для вибраного способу генерування називають максимальною або М-послідовністю. Послідовність з меншим періодом називають немаксимальною.

Вихідну двійкову послідовність можна отримати шляхом використання рівняння кожного із тригерів регістра. Символ на вході першого тригера в n -му такті можна визначити за допомогою рівняння

$$x_{0k} = x_{1k} + x_{2k} + \dots + x_{(m-1)k} + x_{mk}. \quad (1.77)$$

В рівнянні (1.77) x_{1k} відображає символ на виході 1-го тригера в k -му такті. Враховуються лише тригери, які входять до складу зворотного зв'язку.

Кількість М-послідовностей, що формується m -каскадним генератором можна визначити за виразом

$$L = \frac{\varphi(N)}{m} = \frac{\varphi(2^m - 1)}{m}, \quad (1.78)$$

де $\varphi(x)$ – функція Ейлера.

Якщо число N розкласти на прості множники, тоді $\varphi(N)$ можна представити у вигляді

$$\varphi(N) = N \prod \frac{P_k - 1}{P_k}, \quad (1.79)$$

де P_k – простий множник N .

Якщо N просте число, тоді

$$\varphi(N) = N - 1. \quad (1.80)$$

М-послідовності достатньо докладно досліджені, створені таблиці, які дозволяють для заданого періоду визначити структуру генератора [40, 43, 44]. Спектри та кореляційні функції М-послідовностей можуть бути отримані з використанням раніше наведених виразів.

Схема лінійного генератора М-последовательностей не допускає одночасної появи нулів у всіх каскадах, що включені в зворотний зв'язок. При встановленні нулів в цих каскадах сигнал на вході першого каскаду відсутній, відбувається збій в роботі генератора. Вказане обмеження відсутнє в генераторах, що формують нелінійні послідовності (для яких не виконується принцип суперпозиції). Генерування нелінійних послідовностей може виконуватись різними пристроями, в тому числі за допомогою генератора на основі регістра зсуву з нелінійними операціями [45–47].

Аналіз нелінійних генераторів є ускладненим через значну кількість їх різновидів та математичних ускладнень, що виникають через нелінійний характер рівнянь, що їх описують. При описі спектральних та кореляційних характеристик нелінійних двійкових послідовностей, можуть бути використані раніше розглянуті співвідношення для кодових сигналів.

1.4 Частотно-кодовані РС

Частотно-кодований радіосигнал (ЧК РС) складається з послідовності радіоімпульсів, які відрізняються один від одного лише значеннями несучої частоти. Закон зміни частоти визначається модулюючою кодовою послідовністю.

Частотно-кодований сигнал можна записати у формі виразу [30]

$$u(t) = \sum_{n=1}^N r_n(t) \cos(\omega_0 + \omega_n)t, \quad 0 \leq t \leq NT, \quad (1.81)$$

або в комплексній формі (1.2). Комплексна обвідна ЧК РС

$$\dot{V}(t) = \sum_{n=1}^N r_n(t) e^{i\omega_n t}, \quad 0 \leq t \leq NT. \quad (1.82)$$

Девіацію частоти ω_n можна записати у вигляді

$$\omega_n = c_n \Delta\omega, \quad (1.83)$$

де $\{c_n\}$ – модулююча кодова послідовність (частотний код); $\Delta\omega$ – крок квантування за частотою.

На рис. 1.7 наведено приклад бінарної кодової послідовності $\{c_n\}$ та відповідний ЧК РС.

Спектральна густина комплексної обвідної ЧК РС визначається за формулою (1.6). З урахуванням (1.82) можна записати вираз для спектральної густини у вигляді

$$U(\omega) = \sum_{n=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} r_n(t) e^{-i(\omega-\omega_n)t} dt = \sum_{n=1}^N \int_{(n-1)T}^{nT} r_n(t) e^{-i(\omega-\omega_n)t} dt. \quad (1.84)$$

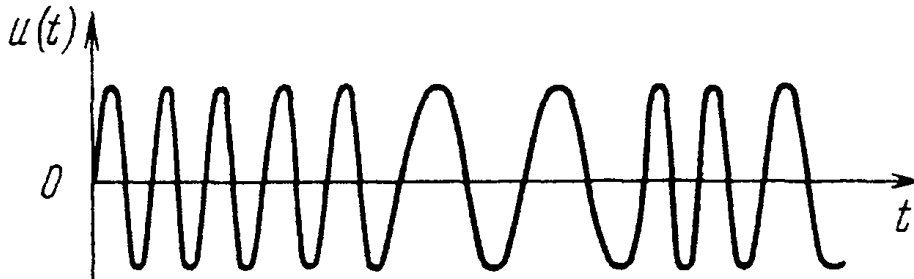


Рисунок 1.7 – Часові діаграми формування ЧК РС

Спектральну густина сигналу можна визначити як суму спектральних густин радіоімпульсів кодованого сигналу, які відрізняються між собою несучою частотою та часовою позицією. Спектральну густина комплексної обвідної ЧК сигналу можна записати у вигляді

$$U(\omega) = \sum_{n=1}^N S_0(\omega - \omega_n) e^{-i(n-1)(\omega - \omega_n)T}. \quad (1.85)$$

При прямокутній обвідній радіоімпульсу спектральну густина першого імпульсу можна визначити за виразом

$$S_0(\omega - \omega_n) = T \operatorname{sinc} \frac{(\omega - \omega_n)T}{2} e^{-i \frac{(\omega - \omega_n)T}{2}}. \quad (1.86)$$

З (1.85) визначимо амплітудний спектр

$$|U(\omega)| = T \sqrt{\left[\sum_{n=1}^N \operatorname{sinc} \frac{(\omega - \omega_n)T}{2} \cos \varphi_n(\omega) \right]^2 + \left[\sum_{n=1}^N \operatorname{sinc} \frac{(\omega - \omega_n)T}{2} \sin \varphi_n(\omega) \right]^2} \quad (1.87)$$

та фазовий спектр комплексної обвідної ЧК РС

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg} \frac{\sum_{n=1}^N \operatorname{sinc} \frac{(\omega - \omega_n)T}{2} \sin \varphi_n(\omega)}{\sum_{n=1}^N \operatorname{sinc} \frac{(\omega - \omega_n)T}{2} \cos \varphi_n(\omega)}, \quad (1.88)$$

де

$$\varphi_n(\omega) = (2n - 1) \frac{(\omega - \omega_n)T}{2}.$$

Графічне зображення амплітудного спектра комплексної обвідної ЧК РС (вигляд заданої кодової послідовності наведено на рис. 1.7) представлено на рис. 1.8.

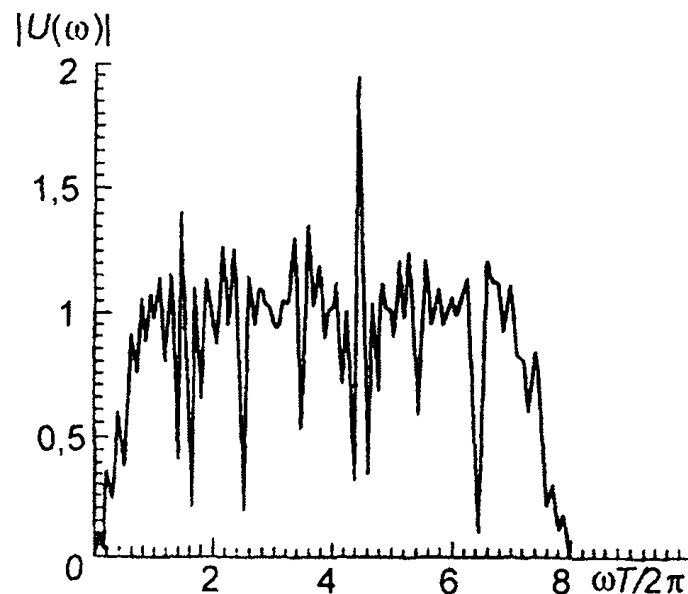


Рисунок 1.8 – Амплітудний спектр ЧК РС

Амплітудний спектр є симетричним відносно точки $\omega = 0$. Наведені вирази дозволяють стверджувати, що амплітудний спектр ЧК сигналу визначається видом кодової послідовності $\{c_n\}$ та кроком квантування.

Мінімальний крок необхідно вибирати, користуючись таким виразом

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{T}. \quad (1.89)$$

При виборі кроку квантування та використанні бінарної модуляції база ЧК РС дорівнює

$$B = \frac{NT\Delta\omega}{2\pi} = N. \quad (1.90)$$

Таким чином, при використанні бінарної модуляції база ЧК РС визначається довжиною кодової послідовності.

2 МЕТОДИ ПЕРВИННОГО ЦИФРОВОГО ОБРОБЛЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ

2.1 Метод розширення динамічного діапазону аналого-цифрових перетворювачів засобів первинного цифрового оброблення РС

Аналого-цифровий перетворювач (АЦП) є одним з найважливіших складових сучасних і перспективних систем безпеки та моніторингу РС. АЦП значною мірою визначає їх граничні можливості як за швидкістю, так і за динамічним діапазоном [48–50]. Тому основну увагу розробники цифрових систем безпеки та моніторингу РС зосереджують на розширенні динамічного діапазону АЦП. Однак, використання відомих методів і підходів у покращенні характеристик АЦП систем безпеки та моніторингу РС не дозволяють реалізувати потенційно досяжний динамічний діапазон [51–54]. Це пояснюється тим, що реальні засоби аналого-цифрового перетворення РС вносять значні спотворення в цифрове представлення сигналів у вигляді паразитних частотних складових, що обумовлені нелінійністю функціональних вузлів АЦП [55]. У свою чергу, паразитні складові спектра, що виникають у вихідному сигналі АЦП, призводять до обмеження динамічного діапазону перетворювача і відповідно системи безпеки та моніторингу РС радіосигналів.

Таким, чином актуальною задачею є розробка АЦП з розширеним динамічним діапазоном при збереженні потенційно високої швидкодії систем цифрового оброблення РС.

Розширення динамічного діапазону АЦП систем цифрового оброблення РС можливе за рахунок цифрової фільтрації вихідних сигналів аналого-цифрового перетворювача РС.

Обробленням РС в ідеальній аналоговій частині АЦП, що не вносить власних шумів і спотворень, можна змінити динамічний діапазон за рахунок смугової фільтрації. Така процедура використовується для забезпечення вимог теореми Уїттекера–Котельнікова–Шеннона при дискретизації РС за допомогою аналого-цифрового перетворювача. Смугова фільтрація повинна виконуватись за умови відсутності значних спотворень оброблюваних РС. Слід зазначити, що смуга пропускання цього фільтра Δf_{bf} може бути вужчою, ніж частотна смуга вхідного РС Δf_{in} . За таких умов дисперсія шумів пропорційна смузі про-

пускання АЦП. Коефіцієнт фільтрації для ідеальної аналогової частини АЦП визначається як

$$Q_{iap} = 10 \log \frac{\Delta f_{in}}{\Delta f_{bf}}. \quad (2.1)$$

Вираз (2.1) демонструє вигреш у динамічному діапазоні для аналогової частини АЦП, що не вносить власних шумів і спотворень. Реальні вузли характеризуються втратами α_a за рахунок додавання власних шумів аналогових компонентів АЦП. При цьому вираз для коефіцієнта фільтрації реальної аналогової частини АЦП має такий вигляд:

$$Q_{iap} = 10 \log \frac{\Delta f_{in}}{\Delta f_{bf}} - \alpha_a. \quad (2.2)$$

Коефіцієнт фільтрації цифрової частини АЦП залежить від спектрального складу вихідного сигналу перетворювача. Складність аналізу проходження РС колами аналого-цифрового перетворювача полягає в тому, що АЦП є інерційним нелінійним пристроєм і тому найбільш повна модель має враховувати обидві особливості і є складною. Простіша модель полягає в аналізі АЦП як безінерційного пристрою, що є можливим для РС з частотами, що є нижчими максимальних частот АЦП. Якщо обробляються РС, рівень яких може перевищувати динамічний діапазон АЦП, тоді його модель повинна враховувати ефект обмеження вхідного сигналу. Для РС, рівень яких не досягає межі динамічного діапазону АЦП, його модель може не враховувати процеси обмеження і завдяки цьому є простішою моделлю АЦП. Аналіз такої моделі є доцільним, тому що вона дозволяє отримати граничні значення характеристики при заданому нелінійному перетворенні.

Виконаємо аналіз впливу процедури квантування сигналу на спектр РС. Для випадку ідеального безінерційного АЦП його вихідний сигнал можна представити у вигляді суми двох характеристик

$$U_{out} = U_l[U_{in}] + U_{nl}[U_{in}], \quad (2.3)$$

де $U_l[U_{in}]$ – лінійна амплітудна характеристика АЦП, що відповідає неспотвореному обробленні РС; $U_{nl}[U_{in}]$ – нелінійна амплітудна характеристика АЦП.

Нелінійна характеристика АЦП є періодичною функцією від вхідного шумового процесу з періодом, що дорівнює кроку квантування h , тобто

$$U_{nl}[U_{in}] = U_{nl}[U_{in} + i \cdot h], \quad (2.4)$$

де $i = \pm 1, \pm 2, \dots$

Узагальнена модель процесу аналого-цифрового перетворення, що ґрунтується на базі виразу (2.3) наведена на рис. 2.1.

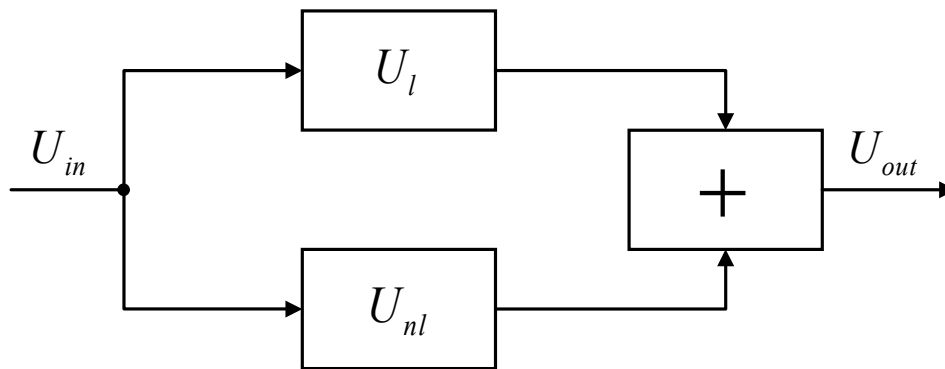


Рисунок 2.1 – Узагальнена модель процесу аналого-цифрового перетворення

Наявність нелінійних спотворень в АЦП згідно з рис. 2.1 обумовлені колом з характеристикою $U_{nl}[U_{in}]$.

На рис. 2.2 представлено амплітудну характеристику АЦП і характеристику нелінійної складової перетворювача. У цьому випадку $U_{nl}[U_{in}]$ є періодичною функцією з періодом h , що характеризується постійною складовою $0,5 \cdot h$. Ця функція розкладається у ряд Фур'є. Тому, нелінійні спотворення, що виникають в АЦП, можна представити за допомогою ряду Фур'є [56]

$$U_{nl}[U_{in}] = \sum_{k=1}^{\infty} a_k \sin\left[\frac{2\pi k U_{in}}{h}\right]. \quad (2.5)$$

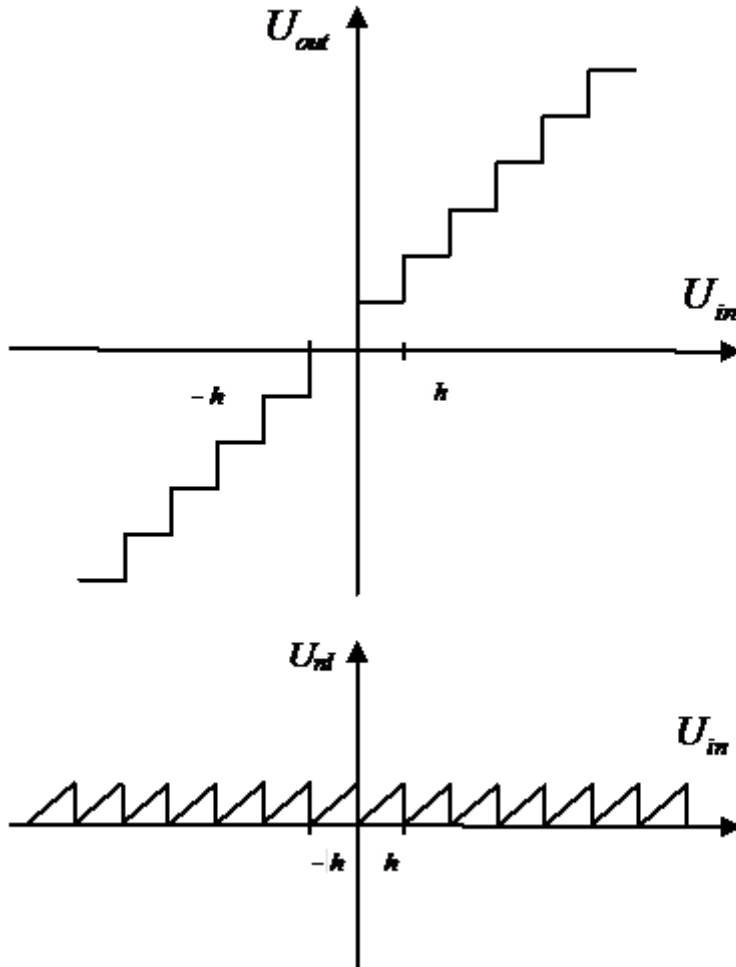


Рисунок 2.2 – Амплітудні характеристики аналого-цифрового перетворювача та його нелінійної частини

Коефіцієнти ряду Фур'є можна знайти як

$$a_k = \frac{1}{h} \int_{-0,5h}^{0,5h} U_{nl} \sin\left[\frac{2\pi k U_{in}}{h}\right] dU_{in} = \frac{h \cdot \cos(\pi k)}{\pi k}. \quad (2.6)$$

Нелінійна характеристика АЦП з урахуванням виразу (2.6) набуде такого вигляду:

$$U_{nl}[U_{in}] = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{h \cdot \cos(\pi k)}{\pi k} \sin\left[\frac{2\pi k U_{in}}{h}\right]. \quad (2.7)$$

Проаналізуємо процес проходження синусоїдального сигналу трактом аналого-цифрового перетворення з метою оцінювання нелінійних спотворень в АЦП. Вхідний сигнал АЦП має вигляд

$$U_{in}[t] = U_m \cos(\omega t). \quad (2.8)$$

Підставляємо (2.8) у вираз (2.7) і в результаті отримаємо вираз для вихідних складових АЦП, що обумовлені нелінійними спотвореннями:

$$\begin{aligned} U_{nl}[t] &= h \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos(\pi k)}{\pi k} \sin \left[\frac{2\pi k U_m}{h} \cos(\omega t) \right] = \\ &= h \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos(\pi k)}{\pi k} 2 \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m J_{2m+1} \left[\frac{2\pi k U_m}{h} \right] \cdot \cos[(2m+1)\omega t], \end{aligned} \quad (2.9)$$

де $J_p(x)$ – функція Бесселя I роду порядку p .

Отже, при подачі на вхід АЦП синусоїдального сигналу в результаті нелінійних спотворень у його вихідному сигналі формуються непарні складові вхідного сигналу ($\omega, 3\omega$ і т.і.). Тому доцільно виконувати цифрову фільтрацію вихідного сигналу АЦП з метою заглушення паразитних високочастотних гармонік сигналу.

Вираз для оцінювання коефіцієнта фільтрації цифрової частини АЦП має вигляд аналогічний (2.1):

$$Q_{idp} = 10 \log \frac{\Delta f_{bf}}{\Delta f_{out}}. \quad (2.10)$$

Цей вираз є справедливим лише для ідеальної реалізації цифрового фільтра РС в АЦП. На практиці АЦП вносять певні втрати α_d при цифровому обробленні сигналів. Тому вираз (2.10) набуде такого вигляду:

$$Q_{rdp} = 10 \log \frac{\Delta f_{bf}}{\Delta f_{out}} - \alpha_d. \quad (2.11)$$

Наявність втрат α_d обумовлена «віконним зважуванням» (при цьому конкретні значення втрат залежать від типу використаної віконної функції, наприклад, для функції Хеммінга $\alpha_d = 1,34\text{дБ}$) [57].

Структурна схема пристрою аналого-цифрового перетворення, що функціонує на базі запропонованого методу, наведена на рис. 2.3.

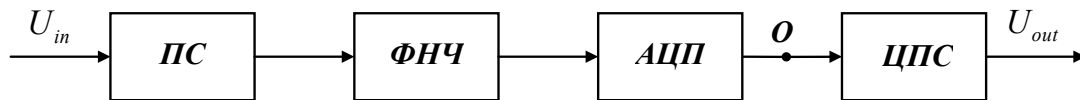


Рисунок 2.3 – Структурна схема пристрою аналого-цифрового перетворення на базі цифрової фільтрації вихідного сигналу АЦП

Аналогова частина пристрою містить послідовно ввімкнені блоки підсилення (ПС) та фільтра нижніх частот (ФНЧ). Вихідний сигнал пристрою аналого-цифрового перетворення обробляється за допомогою цифрового процесора сигналів (ЦПС) згідно з алгоритмом цифрової фільтрації.

Виконаємо аналіз ефективності запропонованого методу. Для цього при оцінюванні ефективності методу слід вважати, що динамічний діапазон вхідної аналогової частини пристрою аналого-цифрового перетворення дещо ширший, ніж динамічний діапазон АЦП. Динамічний діапазон АЦП у заданій смузі частот дорівнює задекларованому у паспортних характеристиках значенню D_{ADC} [58–62]. У смузі частот Δf_{bf} динамічний діапазон АЦП з урахуванням коефіцієнта фільтрації в аналоговій частині пристрою аналого-цифрового перетворення

$$D_{ADT_{af}} = D_{ADC} + 10 \lg \frac{\Delta f_{in}}{\Delta f_{bf}} - \alpha_a. \quad (2.12)$$

Використаємо вираз для динамічного діапазону пристрою аналого-цифрового перетворення з урахуванням особливостей режиму дискретизації сигналів [63–65]

$$D_{ADT_d} = D_{ADC} + 10 \lg \frac{f_s}{2\Delta f_{bf}}, \quad (2.13)$$

де f_s – частота дискретизації АЦП.

Для випадку, коли середньоквадратичне значення власних шумів аналогової частини пристрою аналого-цифрового перетворення перевищує середньоквадратичне значення шумів АЦП у $\sqrt{c^2 + 1}$ разів [66–70], динамічний діапазон пристрою в точці O дорівнює

$$D_{ADT_O} = D_{ADC} + 10 \lg \frac{f_s}{2(c^2 + 1)\Delta f_{bf}}. \quad (2.14)$$

Динамічний діапазон на виході пристрою аналого-цифрового перетворення ширший динамічного діапазону в точці O на значення коефіцієнта фільтрації цифрової частини:

$$D_{ADT_{df}} = D_{ADC} + 10 \lg \frac{f_s}{2(c^2 + 1)\Delta f_{out}} - \alpha_d. \quad (2.15)$$

На рис. 2.4 наведено залежності динамічного діапазону пристрою аналого-цифрового перетворення, побудованого на базі 12-розрядного АЦП, від пронормованої за частотою дискретизації частотної смуги РС для різних випадків фільтрації.

Крива 1 характеризує випадок цифрової фільтрації РС з використанням вагових функцій Хеммінга, а крива 2 – з використанням вагових функцій Кайзера–Бесселя. Нижня крива 3 відповідає пристрою аналого-цифрового перетворення з аналоговою смуговою фільтрацією РС. Як видно з графіків, динамічний діапазон пристрою аналого-цифрового перетворення знижується при збільшенні частоти вхідного РС. При цьому цифрова фільтрація на базі вагової функції Хеммінга забезпечує вищі значення динамічного діапазону (78–82 дБ залежно від частоти вхідного сигналу). Водночас аналогова фільтрація забезпечує динамічний діапазон пристрою аналого-цифрового перетворення у межах 71–76 дБ.

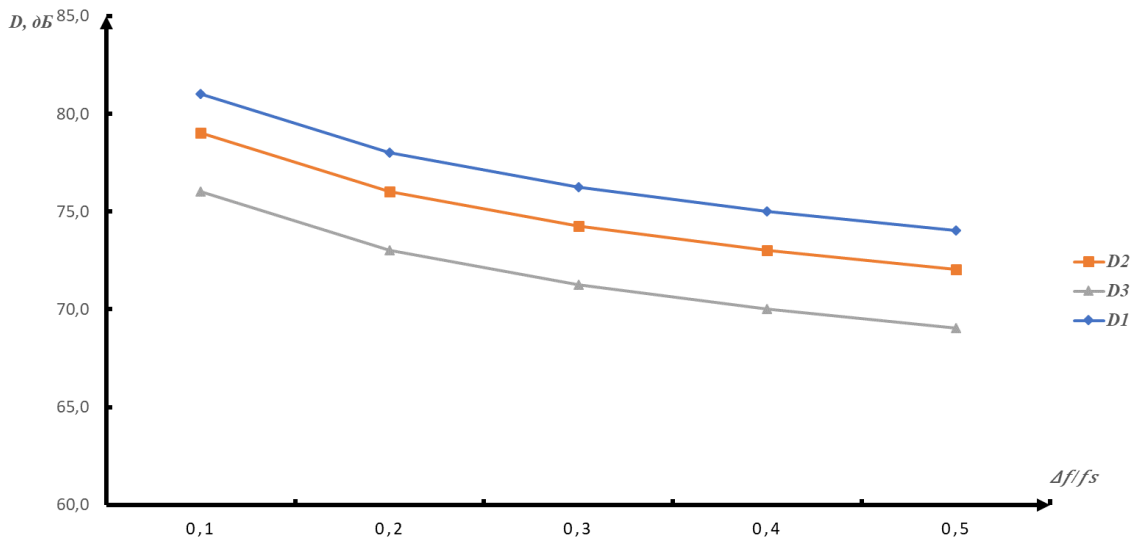


Рисунок 2.4 – Залежність динамічного діапазону пристрою аналого-цифрового перетворення від смуги частот вхідного РС

Таким чином, запропонований метод дає можливість суттєво розширити динамічний діапазон пристроїв цифрового оброблення РС та забезпечити функціонування систем безпеки та моніторингу з широким класом сигналів.

2.2 Метод запам'ятовування та відтворення радіосигналів

Засоби запам'ятовування та відтворення радіосигналів є складовою частиною систем безпеки та моніторингу [71–75]. Вони призначені для запам'ятовування частотно-часової структури аналізованих РС, видачі даних у засоби моніторингу цих сигналів та відтворення у оброблених РС [9, 20].

Значні досягнення у галузі мікроелектроніки дали можливість створити принципово нові типи засобів первинного оброблення РС – цифрові засоби запам'ятовування та відтворення радіосигналів (ЦЗЗВРС). Такі засоби дозволили суттєво розширити функціональні можливості систем безпеки та моніторингу і покращили характеристики ефективності їх функціонування [9, 21].

Реальні характеристики ЦЗЗВРС не досягають своїх потенційних граничних можливостей, що обумовлено низькою продуктивністю процесів цифрового оброблення сигналів (ЦОС). Методи дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) знаходять широке застосування при ЦОС у частотній області. Запропоновано низку методів швидкого визна-

чення ДПФ, що дозволяють зменшити обсяг обчислень порівняно з безпосередньою реалізацією ДПФ [76–80]. Такі методи пов'язані з реалізацією алгоритмів швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Однак, як показали дослідження, резерв покращення продуктивності ЦОС в ЦЗЗВРС існує [81].

Аналіз останніх публікацій [82–85] показує, що не дивлячись на багату передісторію методів ЦОС в пристроях первинного оброблення РС, розробка нових методів цифрового оброблення радіосигналів продовжується нині і не може вважатись цілком завершеною.

Пропонується здійснювати підвищення продуктивності цифрових засобів запам'ятовування та відтворення РС за рахунок зменшення обчислювальної складності процедур ЦОС.

У сучасних цифрових пристроях первинного оброблення РС використовують три методи запам'ятовування та відтворення радіосигналів. Згідно з першим методом здійснюється запам'ятовування послідовності дискретизованих у часі та квантованих за рівнем миттєвих відліків радіосигналів. Цифровий еквівалент РС запам'ятовується і потім відновлюється за допомогою цифро-аналогового перетворювача (ЦАП) [86, 87]. Цей метод характеризується вузькими функціональними можливостями та малою продуктивністю оброблення радіосигналів.

Другий метод є амплітудно-фазовий. Він передбачає цифрове представлення амплітуди (обвідної) та фази РС. Запам'ятовування відліків амплітуди та фази виконується в оперативному запам'ятовувальному пристрої (ОЗП). Відновлення аналогової форми сигналу відбувається за допомогою амплітудної та фазової модуляції високочастотного несучого сигналу генератора. Характеристики амплітудної та фазової модуляції задаються відповідно з цифровими кодами амплітуди та фази, що зчитуються з ОЗП [10]. Такий метод характеризується низкою недоліків, а саме: високими апаратурними затратами, низькою точністю відтворення РС та низькою продуктивністю функціонування засобів відтворення радіосигналів.

Третій спектральний метод використовує представлення радіосигналу $x(t)$ у спектральній формі $S(\omega)$ з подальшим його цифровим обробленням. При цьому використовуються швидкі алгоритми ДПФ. На відміну від попередніх методів, спектральний метод передбачає запис

в ОЗП цифрових відліків спектра радіосигналу $S(k)$, а відновлення аналогового РС здійснюється за допомогою оберненого ДПФ (ОДПФ). Очевидно, що спектральний метод передбачає ЦОС у ЦЗЗВРС головним чином у частотній області.

Перевагами спектрального цифрового оброблення РС є можливість оперативного аналізу спектрів радіосигналів, широкі можливості синтезу цифрових сигналів за допомогою алгоритмів швидкого цифрового згортання, значне скорочення числа операцій при цифровій фільтрації. Тому доцільним є застосування спектральної методології оброблення РС при побудові ЦЗЗВРС.

Узагальнена структура процесів перетворення та оброблення РС у ЦЗЗВРС на базі спектрального методу наведена на рис. 2.5.

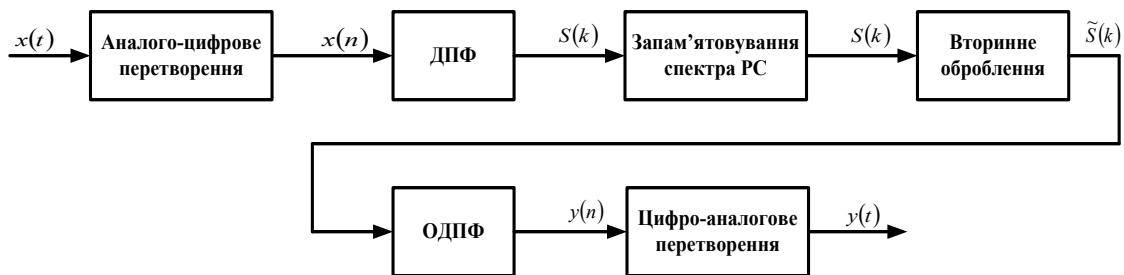


Рисунок 2.5 – Узагальнена структура процесів перетворення та оброблення РС у ЦЗЗВРС

Вхідний радіосигнал $x(t)$ підлягає аналого-цифровому перетворенню у цифровий код $x(n)$. У подальшому за допомогою методів ДПФ виконується перенесення РС $x(n)$ з часової у частотну область $S(k)$. Отримані відліки РС у частотній області $s(k)$ запам'ятовуються в ОЗП. Наступним етапом є вторинне оброблення РС у частотній області, наприклад цифрова фільтрація або цифрове згортання. Далі здійснюється перенесення РС зі спектральної у часову область $y(n)$ за допомогою методів ОДПФ. Останнім етапом є цифро-аналогове перетворення у неперервну форму $y(t)$.

Етап перенесення цифрового радіосигналу з часової у частотну область займає найбільший проміжок часу при обробленні РС у ЦЗЗВРС. Тому підвищення продуктивності цього оброблення є важ-

ливим етапом при розробленні ЦЗЗВРС. ДПФ і швидкі алгоритми його реалізації передбачають, що вхідна послідовність є комплексною. Водночас на виході аналого-цифрового перетворювача (АЦП) формується дійсний цифровий РС. Використання до дійсного сигналу алгоритмів комплексного ШПФ призводить, з одного боку, до великих обчислювальних затрат, а з іншого – до надлишкового обсягу ОЗП.

Наразі розроблено низку алгоритмів ШПФ для дійсних послідовностей [82, 84, 88]. Ці алгоритми характеризуються нерегулярністю структури та малими значеннями коефіцієнта продуктивності. Тому існує необхідність розроблення способу швидкого перенесення РС у спектральну область, який спеціально пристосований для випадку дійсного РС на виході АЦП.

Нехай послідовність $x(n)$ представляється у вигляді двох підпослідовностей: $x_1(n)$ і $x_2(n)$. Кожна з цих підпослідовностей характеризується довжиною $0,5 \cdot N$. Ці підпослідовності формуються з парних і непарних відліків вихідного коду АЦП:

$$\begin{aligned} x_1(n) &= x(2n); \\ x_2(n) &= x(2n+1), \end{aligned} \quad (2.16)$$

де $n = 0, 1, \dots, 0,5 \cdot N - 1$.

Тоді ДПФ вихідного цифрового сигналу АЦП $x(n)$ обсягом N відліків, можна представити у такому вигляді:

$$S(k) = \sum_{n=0}^{0,5 \cdot N - 1} x(2n) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} \cdot 2 \cdot nk} + \sum_{n=0}^{0,5 \cdot N - 1} x(2n+1) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} \cdot (2n+1)k}. \quad (2.17)$$

З урахуванням (2.16) для парних і непарних відліків АЦП вираз (2.17) набуде такого вигляду:

$$S(k) = \sum_{n=0}^{0,5 \cdot N - 1} x_1(n) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{0,5 \cdot N} \cdot nk} + \left[\sum_{n=0}^{0,5 \cdot N - 1} x_2(n) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{0,5 \cdot N} \cdot nk} \right] \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} \cdot k}. \quad (2.18)$$

Тоді

$$S(k) = S_1(k) + S_2(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}k}, \quad (2.19)$$

де $S_1(k)$, $S_2(k)$ – коефіцієнти $0,5 \cdot N$ -точкових ДПФ підпоследовностей $x_1(n)$ і $x_2(n)$.

Останній вираз демонструє, як пов'язані між собою N -точкове ДПФ цифрового сигналу АЦП з двома $0,5 \cdot N$ -точковими ДПФ парних і непарних відліків цього ж вихідного сигналу АЦП.

Відомо, що вихідний сигнал АЦП є дійсним. Тому підпоследовності $x_1(n)$ і $x_2(n)$ також є дійсними. Здійснюємо формування нової комплексної послідовності обсягом $0,5 \cdot N$ відліків на основі двох дійсних підпоследовностей:

$$y(n) = x_1(n) + j \cdot x_2(n), \quad (2.20)$$

де $n = 0, 1, 2, \dots, 0,5 \cdot N - 1$.

ДПФ послідовності $y(n)$ визначається як

$$y(k) = \sum_{n=0}^{0,5 \cdot N - 1} [x_1(n) + j \cdot x_2(n)] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{0,5 \cdot N}nk}, \quad (2.21)$$

де $k = 0, 1, 2, \dots, 0,5 \cdot N - 1$.

Зважаючи на властивість симетрії спектрів дійсних послідовностей, за допомогою використання одного ШПФ, можна отримати

$$\begin{aligned} S_1(k) &= \frac{y(k) + y^*(N-k)}{2}, \\ S_2(k) &= \frac{y(k) + y^*(N-k)}{2 \cdot j}, \end{aligned} \quad (2.22)$$

де $y^*(N-k)$ – комплексно-спряжене значення ДПФ послідовності $y(n)$ у точці $(N-k)$.

З урахуванням виразу (2.19) отримаємо формулу для знаходження N -точкового ДПФ дійсного цифрового сигналу АЦП $x(n)$ за допомогою ЩПФ обсягом $0,5 \cdot N$:

$$S(k) = \frac{y(k) + y^*(N-k)}{2} + \frac{y(k) - y^*(N-k)}{2 \cdot j} \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} \cdot k}, \quad (2.23)$$

де $k = 0, 1, 2, \dots, 0,5 \cdot N - 1$.

Значення $S(k)$ для $k = 0,5 \cdot N, \dots, N - 1$ знаходяться з урахуванням властивості симетрії спектрів дійсних сигналів.

Таким чином, знаходження спектра вихідного сигналу АЦП передбачає три послідовних етапи оброблення цифрових відліків з виходу АЦП. Перший етап передбачає попереднє оброблення сигналу, тобто, формування $0,5 \cdot N$ -точкової комплексної послідовності з парних і непарних відліків вихідного сигналу АЦП. На другому етапі здійснюється швидке ДПФ комплексної послідовності обсягом $0,5 \cdot N$. На кінцевому етапі оброблення згідно з виразом (2.23) потрібно виконати одне комплексне множення та три комплексні підсумовування для визначення одного відліку у спектральній області.

Для перенесення РС у часову область за відомими його складовими у частотній області виконується обернене ДПФ. З метою підвищення продуктивності цього процесу пропонується ОДПФ виконувати на основі методики прямого ШПФ (як при знаходженні спектрів сигналів). Відомо, що ОДПФ знаходиться згідно з виразом [13]

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S(k) \cdot e^{j \frac{2\pi}{N} \cdot n \cdot k}. \quad (2.24)$$

Комплексно-спряжену послідовність $x^*(n)$ сигналу у часовій області з урахуванням множника N можна знайти користуючись виразом для ДПФ до послідовності $S^*(k)$

$$N \cdot x^*(n) = \sum_{k=0}^{N-1} S^*(k) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} \cdot n \cdot k}. \quad (2.25)$$

Потім можна знайти ОДПФ від спектральних складових РС за допомогою операції комплексного спряження та коригування виразу на значення N

$$x(n) = \frac{1}{N} \left[\sum_{k=0}^{N-1} S^*(k) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} \cdot n \cdot k} \right]^* \quad (2.26)$$

Отже, відтворення РС у часовій області з використанням ОДПФ та алгоритму прямого ШПФ виконується за три етапи. Перший етап передбачає здійснення формування з послідовності $S(k)$ комплексно-спряженої послідовності $S^*(k)$. Протягом другого етапу визначається $x^*(n)$ за допомогою ШПФ з урахуванням множника $1/N$. На останньому етапі знаходиться вихідна послідовність сигналу $x(n)$ у часовій області з комплексно-спряженої послідовності $x^*(n)$.

Найоптимальнішим режимом функціонування ЦЗЗВРС є умовно-реальний режим. А саме – аналого-цифрове перетворення та знаходження спектра РС здійснюється в реальному часі без втрат інформації. Наступне вторинне оброблення сигналів виконується з продуктивністю, яка залежить від елементної бази обраного пристрою [89]. Структурна схема ЦЗЗВРС, що реалізує запропонований метод, наведена на рис. 2.6.

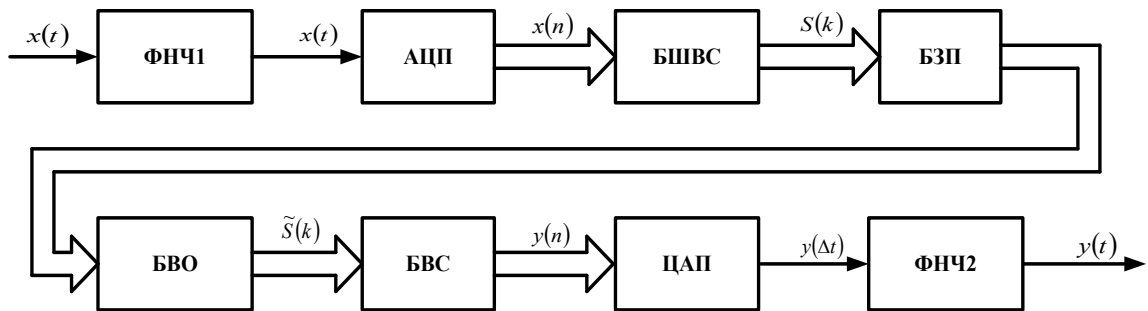


Рисунок 2.6 – Структурна схема ЦЗЗВРС

Радіосигнал $x(t)$ проходить через фільтр нижніх частот (ФНЧ1), який послаблює ефект накладання спектрів і подається на вхід АЦП. На виході АЦП формується цифровий еквівалент радіосигналу $x(n)$, що надходить до блока швидкого визначення спектра (БШВС), у яко-

му знаходяться частотні відліки РС $S(k)$. Отримані відліки накопичуються у буферному запам'ятовувальному пристрої (БЗП).

У подальшому оброблення РС у частотній області виконується в блоці вторинного оброблення (БВО). На виході БВО формуються частотні відліки $\tilde{S}(k)$, що подаються на вхід блока відтворення РС (БВС), де здійснюється його перенесення у часову область. За допомогою ЦАП виконується перетворення цифрового сигналу $y(n)$ в амплітудно-імпульсно-модульований (АІМ) сигнал $y(\Delta t)$. ФНЧ2 виконує функції АІМ-демодулятора. На його виході формується неперервний сигнал $y(t)$.

Проаналізуємо продуктивність запропонованого методу, який зручно оцінювати за числом операцій множення. Узагальненням цього критерію є коефіцієнт продуктивності, який показує вигреш у числі необхідних „довгих” операцій множення при застосуванні запропонованих методів оброблення РС відносно методів оброблення на базі класичних ШПФ і ОДПФ [90]:

$$G_S = \frac{C_{FFT}}{C_{DSA}}, \quad (2.27)$$

де C_{FFT} – число «довгих» операцій множення при безпосередньому аналізі спектра РС на базі ШПФ; C_{DSA} – число операцій множення при застосуванні запропонованих методів.

Спектральний аналіз РС на основі безпосереднього виконання ШПФ вимагає $0,5 \cdot N \cdot \log_2 N$ операцій множення, а для відновлення сигналу у часовій області на базі традиційного швидкого алгоритму ОДПФ необхідно $2 \cdot N \cdot \log_2 N$ мнужень [13].

Реалізація цих процедур оброблення РС згідно з запропонованими методами потребує виконання відповідно $0,25 \cdot N \cdot \log_2(0,5 \cdot N) + N$ операцій множення для спектрального аналізу та $N \cdot \log_2 N$ операцій множення для часового відновлення РС. Звідси коефіцієнт продуктивності можна знайти як

$$G_S = \frac{2,5 \cdot N \cdot \log_2 N}{0,25 \cdot N \cdot \log_2(0,5 \cdot N) + N + N \cdot \log_2 N}. \quad (2.28)$$

Графіки залежності коефіцієнта продуктивності від обсягу аналізованої вибірки РС наведено на рис. 2.7.

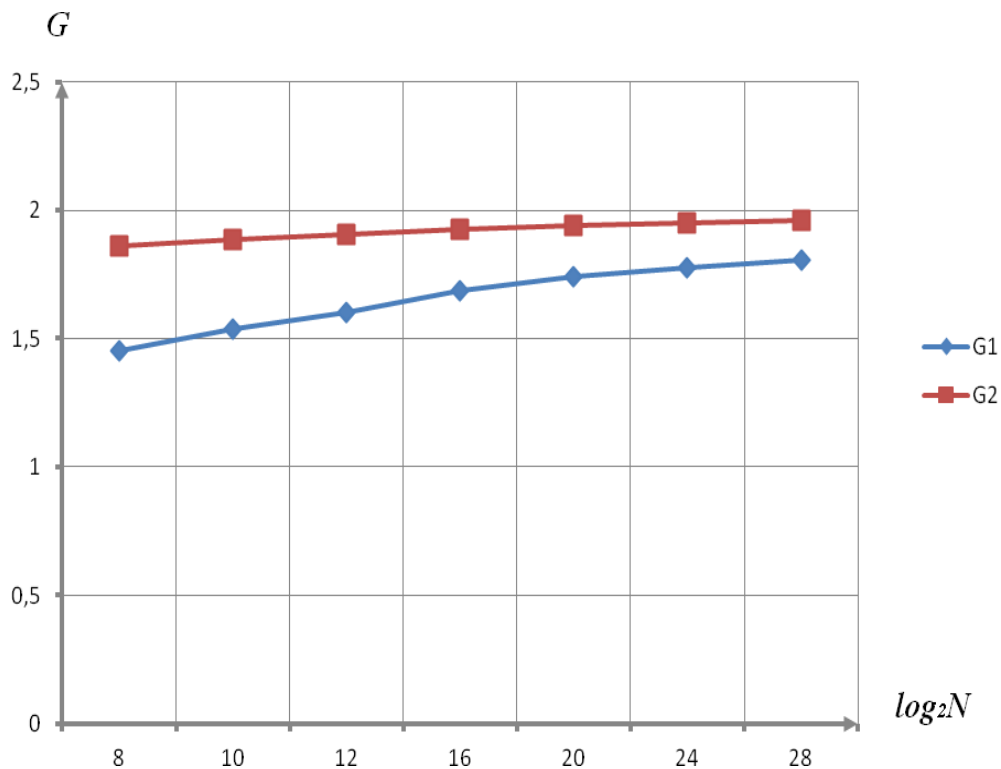


Рисунок 2.7 – Залежність коефіцієнта продуктивності від обсягу вибірки РС

Отже, запропоновані способи перенесення РС з часової області у спектральну область і навпаки, на базі багатоетапного цифрового оброблення вибірок досліджуваного РС дають можливість значно скоротити час для знаходження спектральних і часових компонентів сигналу та забезпечити режим роботи ЦЗВРС в умовно-реальному масштабі часу.

2.3 Цифровий метод спектрального аналізу широкосмугових радіосигналів

Існуючі пристрої спектрального аналізу широкосмугових РС базуються на використанні методів ЦОС, а саме – алгоритмів швидкого перетворення Фур'є [91, 92]. Спектральний аналіз широкосмугових РС на основі алгоритмів ШПФ має особливості, що пов'язані з потрібною роздільною здатністю за частотою та заданою продуктивністю

оброблення [93, 94]. При цьому безпосереднє застосування методики ШПФ для реалізації цих суперечливих вимог вважається складною науково-технічною задачею. Разом з тим, при розв'язанні задач, що пов'язані зі спектральним аналізом широкосмугових РС у системах безпеки та моніторингу, що функціонують у реальному масштабі часу, продуктивності існуючих методів і пристроїв ЦОС виявляється недостатньо.

Останніми роками запропоновано низку модифікованих методів спектрального аналізу РС на базі алгоритмів ЦОС, які були розроблені для послаблення обмежень за продуктивністю, що властиві цифровим методам оброблення [82, 84]. У режимі функціонування в реальному масштабі часу потрібно здійснювати оброблення широкосмугових РС, при якому не відбуваються втрати відліків аналізованих сигналів і водночас не спостерігається зростаючого від реалізації до реалізації їх необмеженого накопичення. Незважаючи на певні результати, що досягнуті у цих публікаціях, задача підвищення продуктивності цифрового спектрального аналізу широкосмугових РС як і раніше залишається актуальною. Наведена аргументація підтверджує своєчасність та актуальність поставленої науково-практичної задачі, розв'язання якої потребує розвитку методів та практичних положень для побудови пристроїв цифрового спектрального аналізу широкосмугових РС.

Підвищення продуктивності спектрального аналізу широкосмугових РС пропонується за рахунок розбиття реалізації РС на ряд підпоследовностей з подальшим їх обробленням у спектральній області.

Критерієм широкосмуговості цифрового аналізатора спектра є коефіцієнт перекриття за частотою [95]

$$k_f = \frac{f_H}{f_L}, \quad (2.29)$$

де f_H , f_L – верхня та нижня частоти досліджуваного спектра РС.

Роздільна здатність за частотою оцінюється коефіцієнтом відносного частотного розділення

$$\beta = \frac{\Delta f}{f}, \quad (2.30)$$

де Δf – абсолютне розділення за частотою або частотний інтервал між сусідніми частотними складовими спектра.

Для методу спектрального аналізу РС на основі ШПФ абсолютне розділення за частотою є постійним у всьому діапазоні частот і визначається як

$$\Delta f = \frac{f_S}{N}, \quad (2.31)$$

де f_S – частота дискретизації; N – обсяг вибірки досліджуваного РС.

Максимальне значення коефіцієнта відносного розділення β_{\max} досягається на частоті f_L . З урахуванням виразів (2.29) і (2.31) можна знайти граничний коефіцієнт відносного розділення

$$\beta_{\max} = k_f \cdot \beta_{\min}. \quad (2.32)$$

Користуючись вимогами теореми відліків, можна записати:

$$\begin{aligned} k_f &\leq \frac{N}{2}; \\ \frac{2}{N} &\leq \beta \leq 1. \end{aligned} \quad (2.33)$$

Як відомо з теорії спектрального аналізу РС, вимоги забезпечення необхідних k_f і β є суперечливими. Нехай потрібно виконати спектральний аналіз широкосмугового РС, частотний спектр якого займає n декад, тобто $k_f = 10^n$, а максимальне значення коефіцієнта відносного розділення не повинно перевищувати встановленого значення β_0 . З виразу (2.32) отримаємо $k_f \cdot \beta_{\min} = k_f \frac{f_S}{N \cdot f_H} \leq \beta_0$. Тепер можна оцінити мінімальний обсяг вибірки РС для досягнення заданого частотного розділення

$$N_{\min} \geq \frac{k_f \cdot f_S}{\beta_0 \cdot f}. \quad (2.34)$$

При реалізації цифрового методу спектрального аналізу широко-
 мугових РС на основі ШПФ коефіцієнт відносного розділення за час-
 тотою знаходиться у межах $0,01 \leq \beta \leq 0,0001$ [95, 96]. Тому при $n = 5$
 для значення $\beta_0 = 0,001$ отримаємо $N_{\min} \geq 2 \cdot 10^8$. При цьому у висо-
 кочастотному діапазоні коефіцієнт відносного розділення $\beta_{\min} = 10^{-8}$,
 що є надмірним для спектрального аналізу широкосмугових РС.

Для усунення недоліків традиційного методу спектрального аналі-
 зу РС на базі ШПФ пропонується досліджувану реалізацію широко-
 мугового РС розділити на ряд підпоследовностей. При цьому для кож-
 ної з підпоследовностей необхідно задати параметри ШПФ.

Виконаємо попереднє оцінювання реального значення k_r для ре-
 лізації ШПФ підпоследовності обсягом M . У високочастотній частині
 спектра досліджуваного РС значення k_r обмежено відносною частот-
 ною смугою фільтра нижніх частот (ФНЧ) $k_B = \frac{f_S}{f_H}$, що послаблює
 ефект «накладання спектрів» [97]. Тоді

$$f_S = k_B \cdot f_H. \quad (2.35)$$

У низькочастотному діапазоні спектра РС коефіцієнт k_B обмежено
 допустимим значенням β_{\max}

$$f_L = \frac{f_S}{N \cdot \beta_{\max}}. \quad (2.36)$$

З урахуванням (2.35) і (2.36) отримаємо

$$k_r = \frac{N \cdot \beta_{\max}}{k_B}. \quad (2.37)$$

Розділимо частотний діапазон широкосмугового РС на m перек-
 риваючих піддіапазонів з коефіцієнтом перекриття $k_i = \frac{f_{H_i}}{f_{L_i}}$. Тоді для

i -го піддіапазону отримаємо абсолютне розділення за частотою

$$\Delta f_i = \frac{f_{S_i}}{M_i} = f_{L_i} \cdot \beta_{\max_i}. \quad (2.38)$$

З виразу (2.38) видно, що при заданому значенні β_{\max_i} зменшення f_{L_i} веде до необхідності зменшення частоти дискретизації f_{S_i} або пропорційного збільшення обсягу M_i . При переході до наступного піддіапазону згідно з (2.38) отримаємо: $\Delta f_{i+1} = f_{L(i+1)} \cdot \beta_{\max(i+1)}$.

Звідси маємо

$$\frac{\Delta f_{i+1}}{\Delta f_i} = \frac{f_{L(i+1)}}{f_{L_i}} \cdot \frac{\beta_{\max(i+1)}}{\beta_{\max_i}}. \quad (2.39)$$

У випадку, коли окремі піддіапазони не перекриваються, тоді $f_{L(i+1)} = f_{H_i}$. Тоді з виразу (2.39) можна отримати співвідношення між частотами дискретизації сусідніх піддіапазонів

$$\frac{f_{S(i+1)}}{f_{S_i}} = k_i \frac{\beta_{\max(i+1)}}{\beta_{\max_i}} \cdot \frac{M_{i+1}}{M_i}. \quad (2.40)$$

Співвідношення (2.40) дає змогу оцінити для кожної підпослідовності, що отримана з масиву вибірок досліджуваного широкосмугового РС, основні параметри процедури ШПФ. Отже, можна сформулювати основні етапи реалізації цифрового методу спектрального аналізу широкосмугових РС.

1). Спочатку задається значення загального коефіцієнта перекриття за частотою k_f та виконується розділення початкового діапазону частот на m піддіапазонів. При накладанні відповідних частотних зон

$$k_f = \prod_{i=1}^m k_{f_i}.$$

2). Обчислюється довжина оброблюваної підпослідовності з урахуванням граничного значення коефіцієнта відносного розділення за частотою β_{\max_i} та відносної частотної смуги ФНЧ k_{B_i}

$$M_i = \frac{k_{B_i} \cdot k_{f_i}}{\beta_{\max_i}}.$$

3). За відомими значеннями k_{B_n} та f_H обчислюється частота дискретизації для високочастотного діапазону досліджуваного РС

$$f_{S_m} = k_{B_n} \cdot f_H.$$

4). З виразу (2.40) знаходиться частота дискретизації для i -го піддіапазону

$$f_{S_i} = \frac{f_{S_{(i+1)}} \cdot \beta_{\max_i} \cdot M_i}{k_{f_i} \cdot \beta_{\max_{(i+1)}} \cdot M_{i+1}}.$$

5). Для кожної з m підпоследовностей здійснюється ШПФ згідно з отриманими параметрами оброблення та виконується спектральний аналіз досліджуваного широкосмугового РС.

Визначимо ефективність запропонованого методу використовуючи показник продуктивності цифрового оброблення РС. Продуктивність методу можна оцінювати за числом «довгих» операцій множення при його реалізації. Коефіцієнт продуктивності демонструє вигравш у кількості необхідних операцій при застосуванні запропонованого методу відносно методу безпосередньої реалізації ШПФ [13]

$$G = \frac{C_{FFT}}{C_{DSP}}, \quad (2.41)$$

де C_{FFT} – число операцій множення при безпосередньому виконанні ШПФ усього масиву відліків РС; C_{DSP} – число операцій множення при адаптивному обробленні підпоследовностей, що утворені з масиву відліків досліджуваного РС.

Виконання алгоритму ШПФ вимагає $2N \log_2 N$ операцій множення [14]. Використання ШПФ для окремих m підпоследовностей обсягом M вимагає здійснення $2m \cdot M \log_2 M$ операцій множення. Звідси коефіцієнт продуктивності запропонованого методу

$$G = \frac{N}{m \cdot M} \log_M N. \quad (2.42)$$

На рис. 2.8 представлено залежність коефіцієнта продуктивності від обсягу цифрової реалізації досліджуваного РС для різної довжини оброблюваних підпоследовностей.

Як видно з графіків, продуктивність запропонованого методу покращується зі зростанням обсягу вибірки і дорівнює $2,8 \div 4,6$ для обсягу вибірок досліджуваного РС $N = 2^{28}$. При зменшенні довжини аналізованої підпоследовності, тобто збільшенні числа оброблюваних підпоследовностей, від $M_3 = 1024$ до $M_1 = 64$ продуктивність покращується, а саме дорівнює $2 \div 3,4$ для обсягу вибірок досліджуваного РС $N = 2^{20}$.

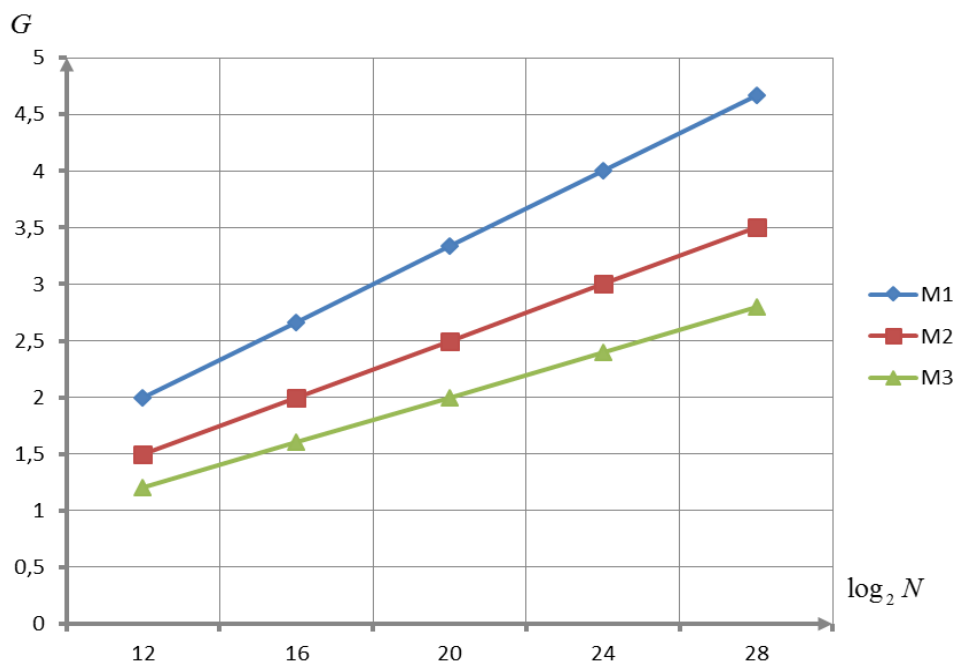


Рисунок 2.8 – Залежність коефіцієнтів продуктивності від обсягу реалізації РС для $M_1 = 64$; $M_2 = 256$; $M_3 = 1024$

Таким чином, запропонований метод спектрального аналізу дає можливість суттєво зменшити час для визначення частотних складових ширококутового РС.

Запропонований метод можна використовувати в системах безпеки та моніторингу для спектрального аналізу ширококугових РС у режимі реального масштабу часу.

3 МЕТОДИ ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ РАДІОСИГНАЛІВ

3.1 Визначення амплітуди, частоти та фази радіосигналів

Для розв'язання широкого класу задач, пов'язаних з обробленням РС у системах безпеки та моніторингу, необхідно отримувати оцінки миттєвих значень амплітуди, частоти та фази сигналу. До таких задач відносяться пошук і виявлення сигналів, отримання оцінки відношення сигнал/шум, визначення поточного стану АЧХ і ФЧХ нестационарного щодо умов розповсюдження електромагнітних коливань каналу зв'язку, аналіз виду та параметрів модуляції виявленого РС, демодуляція РС тощо.

Нехай досліджуваний РС є модульованим гармонічним коливанням зі змінною фазою і амплітудою. Таке визначення РС є досить загальним і може бути використано для опису сигналу з практично будь-яким видом модуляції. Математично в кожен конкретний момент часу такий сигнал може бути записаний за допомогою такого виразу

$$s(nT) = a(nT)\cos(p(nT)), \quad (3.1)$$

де $s(nT)$, $a(nT)$, $p(nT)$ – досліджуваний сигнал, його амплітуда та фаза в моменти часу nT ; T – період дискретизації; $n = 1, \dots, N$.

Процес зміни амплітуди сигналу в часовій області прийнято визначати через поняття «обвідна сигналу». Математично обвідна є функцією, що дозволяє описувати сигнал у вигляді (3.1), причому так, що в ті моменти часу, коли вона збігається з сигналом, вони одночасно мають і рівні похідні.

Фазу сигналу зазвичай вимірюють в кутовій мірі. Вона визначається як функція, яка безперервно приростає на величину, рівну π , в інтервалі між двома сусідніми точками переходу сигналу через 0. Іншими словами, фаза відображає закон слідування за часом точок, в яких коливання змінює знак.

Величину, що дорівнює похідній миттєвої фази за часом, називають миттєвою частотою сигналу. У дискретному вигляді миттєва частота визначається як [29]

$$f(nt) = \frac{p(nT) - p(nT - T)}{2\pi T}. \quad (3.2)$$

Закон зміни фази будь-якого сигналу в загальному випадку може бути представлений у вигляді суми трьох компонентів

$$p(nT) = 2\pi f_0 + 2\pi f(nT) + p_0(nT), \quad (3.3)$$

де f_0 – центральна частота сигналу, параметри $f(nT)$ та $p_0(nT)$ відображають закони зміни миттєвої частоти та миттєвої початкової фази сигналу залежно від виду модуляції.

З виразу (3.1) видно, що в загальному випадку по одній тільки функції $s(nT)$ без наявності будь-яких додаткових умов неможливо визначити дві невідомі функції $a(nT)$ та $p(nT)$. Разом з тим, ми вже ввели обмеження на поведінку функцій обвідної та фази сигналу. Окрім того, в разі, коли спектр сигналу має симетричну форму, наприклад, при амплітудній модуляції, центральна частота сигналу стає просто очевидною. Вона дорівнює середній частоті спектра. Схожий випадок має місце для вузькосмугових сигналів, у яких ширина спектра значно вужча значення його середньої частоти. Ця частота також може бути прийнята в якості центральної частоти сигналу.

Відомо [30], що в разі оброблення гармонічного сигналу, в припущенні, що на інтервалі $\{nT - T, nT + T\}$ сигнал є синусоїдальним з незмінними параметрами, миттєві значення $a(nT)$ та $f(nT)$ можуть бути знайдені шляхом вимірювання значень сигналу в точках $nT - T$, nT , $nT + T$ і розв'язання системи тригонометричних рівнянь. У цьому випадку

$$f(nT) = \frac{1}{2\pi T} \arccos \left(\frac{s(nT - T) + s(nT + T)}{2s(nT)} \right); \quad (3.4)$$

$$a(nT) = \sqrt{\frac{s^2(nT) - s(nT - T)s(nT + T)}{(1 - ((s(nT - T) + s(nT + T)) / 2s(nT))^2)}. \quad (3.5)$$

Нехай аналізований сигнал є вузькосмуговим з відомою центральною частотою f_0 . Такий сигнал може бути, наприклад, отриманий на

виході підсилювача проміжної частоти радіоприймального пристрою. Для випадку, коли значення його миттєвої амплітуди в трьох сусідніх точках приблизно однакові, після низки тригонометричних перетворень можна отримати такий вираз для обчислення миттєвої амплітуди:

$$a(nT) = \frac{1}{2\pi f_0 T} \sqrt{s^2(nT) - s(nT - T)s(nT + T)}. \quad (3.6)$$

Наведені вирази для оцінювання миттєвої частоти і амплітуди можуть бути використані при досить високому співвідношенні сигнал/шум. В іншому випадку буде порушена коректність їх виведення, отримана на припущенні про усталеність оцінюваних параметрів у сусідніх точках гармонічного сигналу.

Відомо [29], що визначення миттєвих значень амплітуди, частоти і фази без будь-яких застережень може бути отримано, якщо прийняти, що шукані параметри – це параметри такого сигналу:

$$x(nT) = s(nT) + j\hat{s}(nT).$$

де $\hat{s}(nT)$ – результат перетворення Гільберта від $s(nT)$.

Часто $s(nT)$ і $\hat{s}(nT)$ називають відповідно синфазною та квадратурною складовими сигналу.

Сигнал $x(nT)$ може бути представлений у показниковій формі

$$x(nT) = a(nT)e^{jp(nT)}. \quad (3.7)$$

У цьому випадку миттєві значення амплітуди, фази та частоти сигналу обчислюються за такими формулами:

$$a(nT) = \sqrt{s^2(nT) + \hat{s}^2(nT)}; \quad (3.8)$$

$$p(nT) = \arctg\left(\frac{\hat{s}(nT)}{s(nT)}\right); \quad (3.9)$$

$$f(nT) = \frac{\hat{s}(nT)s(nT-T) - \hat{s}(nT-T)s(nT)}{2\pi T(s^2(nT) + \hat{s}^2(nT))}. \quad (3.10)$$

Для неперервних сигналів перетворення Гільберта можна представити у вигляді таких інтегральних перетворень [98]:

$$\hat{s}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(x)}{t-x} dx, \quad (3.11)$$

$$s(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\hat{s}(x)}{t-x} dx. \quad (3.12)$$

Еквівалентною формою запису прямого та зворотного перетворення Гільберта є

$$\hat{s}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{s(t-x) - s(t+x)}{x} dx, \quad (3.13)$$

$$s(t) = -\frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\hat{s}(t-x) - \hat{s}(t+x)}{x} dx. \quad (3.14)$$

Перетворенню Гільберта можна дати таку інтерпретацію. Якщо $s(t)$ – деякий вхідний сигнал, тоді $\hat{s}(t)$ можна трактувати як сигнал на виході лінійної системи, що має імпульсну характеристику $h(t) = 1/\pi t, -\infty < t < \infty$. Такій імпульсній характеристиці відповідає комплексна частотна характеристика

$$K(j\omega) = \begin{cases} -j, & \omega > 0, \\ j, & \omega < 0. \end{cases} \quad (3.15)$$

Тобто, АЧХ лінійної системи $|K(j\omega)| = 1$, а ФЧХ дорівнює $-\pi/2$ при $\omega > 0$ та $\pi/2$ при $\omega < 0$. Інакше кажучи, таку систему можна на-

звати ідеальним фазовертачем на $-\pi/2$. Тому, якщо вхідний сигнал має вигляд $\cos(\omega t)$, $\omega > 0$, то вихідний сигнал набуде такого вигляду: $\sin(\omega t) = \cos(\omega t - \pi/2)$.

Перетворення Гільберта можна застосувати як до детермінованих сигналів, так і до випадкових процесів.

На практиці обчислення квадратури складових може бути здійснено з використанням інших методів, відмінних від перетворення Гільберта, наприклад, на базі перенесення спектра сигналу на нульову частоту. Однак такий метод вимагає точного знання центральної частоти сигналу, що для деяких умов оброблення не завжди є можливим. Неточність визначення частотних параметрів сигналу в умовах низького відношення сигнал/шум спричиняє істотне зниження завадостійкості заданої системи.

Існують різні методи реалізації дискретного перетворення Гільберта.

1. Метод на основі використання цифрового нерекурсивного фільтра. Недоліком методу є досить високий необхідний порядок фільтра для досягнення необхідної точності перетворення – практично порядок не нижче 30–50 [17].

2. Метод на базі використання цифрового рекурсивного фільтра. Істотним недоліком цього методу є нелінійність ФЧХ реалізованого перетворювача, що вимагає додаткових заходів корекції, що залежать від конкретного виду сигналу.

3. Низка методів на базі використання розкладання сигналу в ряд Котельникова. У цьому випадку

$$\hat{s}(nT) = \frac{2}{\pi} \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \frac{R(2i-1)s((n+2i+1)T)}{2i+1}, \quad (3.16)$$

де $R(m) = 0,42 + 0,5\cos(\pi m/N) + 0,08\cos(2\pi m/N)$ – віконна функція Блекмана; N – порядок перетворення.

Для реалізації демодулятора на базі методів розкладання сигналу в ряд Котельникова також потрібно не менше 30–40 відліків вхідного сигналу для отримання одного відліку перетворення Гільберта.

Розглянемо метод реалізації дискретного перетворення Гільберта на базі нерекурсивної схеми, заснованої на апроксимації інтеграла сумою, що реалізує чисельне інтегрування за методом Сімпсона. Відповідно до [98]

$$\int_a^b f(x)dx = \frac{h}{3}(y_0 + 4y_1 + 2y_2 + 4y_3 + 2y_4 + \dots + 2y_{2N-2} + 4y_{2N-1} + y_{2N}), \quad (3.17)$$

де $h = (b - a) / 2N$; $x_i = a + ih$; $i = 0, \dots, 2N$; $y_i = f(x_i)$.

Стосовно до перетворення Гільберта отримаємо

$$\begin{aligned} \hat{s}(nT) = & \frac{1}{3\pi} \frac{s((n-2N)T) - s((n+2N)T)}{2N} + \frac{1}{3\pi} s_0 + \\ & + \frac{2}{3\pi} \sum_{i=1}^{2N-1} \left(\frac{s((n-i)T) - s((n+i)T)}{i} \right) + \\ & + \frac{2}{3\pi} \sum_{i=1}^{2N-1} \left(\frac{s((n-2i-1)T) - s((n+2i+1)T)}{2i+1} \right), \end{aligned} \quad (3.18)$$

де T – період дискретизації; s_0 – деяка оцінка підінтегральної функції в точці 0.

Розглянемо результат дискретного перетворення Гільберта для гармонічного коливання $s(nt) = a \cdot \cos(2\pi fT + \phi_0)$, де a , f , ϕ_0 – відповідно амплітуда, частота та початкова фаза

Для спрощення викладок виконаємо перетворення

$$\begin{aligned} s((n-i)T) - s((n+i)T) &= a(\cos(2\pi fT(n-i) + \phi_0) - \cos(2\pi fT(n+i) + \phi_0)) = \\ &= 2a \cdot \sin(2\pi fTn + \phi_0) \sin(2\pi fTi). \end{aligned}$$

З урахуванням отриманого виразу, результат перетворення Гільберта можна представити у вигляді

$$\hat{s}(nT) = a \cdot \sin(2\pi fTn + \phi_0) \alpha(T, f, N), \quad (3.19)$$

де

$$\alpha(T, f, N) = \frac{2}{3\pi} s_0 + \frac{2}{3\pi} \frac{\sin(2\pi fT2N)}{2N} + \frac{4}{3\pi} \sum_{i=1}^{2N-1} \left(\frac{\sin(2\pi fTi)}{i} \right) + \frac{4}{3\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \left(\frac{\sin(2\pi fT(2i+1))}{2i+1} \right); \quad s_0 = \lim_{t \rightarrow 0} \frac{\sin(2\pi fTt)}{t} = 2\pi fT.$$

Обчислимо $\lim_{t \rightarrow 0} \hat{s}(nT) = a \cdot \sin(2\pi fTn + \phi_0) \lim_{N \rightarrow \infty} \alpha(T, f, N)$. Знаходимо $\alpha(T, f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \alpha(T, f, N)$. Після нескладних перетворень отримаємо

$$\begin{aligned} \alpha(T, f) &= \frac{2}{3\pi} 2\pi fT + \frac{4}{3\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \left(\frac{\sin(2\pi fTi)}{i} \right) + \frac{4}{3\pi} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\sin(2\pi fT(2i+1))}{2i+1} \right) = \\ &= \frac{4fT}{3} + \frac{4}{3\pi} \frac{\pi - 2\pi fT}{2} + \frac{4}{3\pi} \frac{\pi}{4} = 1. \end{aligned}$$

Таким чином, для косинусоїдального коливання типу $s(nT) = a \cdot \cos(2\pi fTn + \phi_0)$ при $N \rightarrow \infty$

$$\hat{s}(nT) = a \cdot \sin(2\pi fTn + \phi_0). \quad (3.20)$$

Неважко бачити, що для синусоїдального коливання

$$s(nT) = a \cdot \sin(2\pi fTn + \phi_0) \text{ при } N \rightarrow \infty$$

$$\hat{s}(nT) = a \cdot \cos(2\pi fTn + \phi_0). \quad (3.21)$$

Однак на практиці точний вид функції $s(nT)$, як правило, невідомий. З цієї причини вибір величини s_0 у виразі (3.18) повинен здійснюватися за іншими правилами. Наприклад, якщо функція $s(nT)$ повільно змінюється на інтервалі періоду дискретизації, s_0 можна визначити таким чином:

$$s_0 = \frac{s((n-1)T) - s((n+1)T)}{2}. \quad (3.22)$$

У цьому випадку відсутність інформації про вид функції $s(nT)$ призводить до похибок обчислень. Для гармонічного коливання

$$\alpha(T, f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \alpha(T, f, N) = 1 + \frac{2}{3\pi} (\sin(2\pi fT) - 2\pi fT).$$

Отже

$$\hat{s}(nT) = a \cdot \sin(2\pi fT + \phi_0) \left(1 + \frac{2}{3\pi} (\sin(2\pi fT) - 2\pi fT) \right). \quad (3.23)$$

Необхідно відзначити, що точність обчислення миттєвих значень амплітуди, частоти та фази сигналів на основі виразу (3.18.) залежить від багатьох параметрів. До них відносяться: відношення сигнал/шум, частота дискретизації, фаза сигналу та інше.

На рис. 3.1 у вигляді так званої «бульбашкової» діаграми представлені результати обчислення миттєвого значення частоти для гармонічного коливання з $f = 6,0$ МГц при $a=1$, $N = 10$, $f_d = 1/T = 15$ МГц. Центр кожної «бульбашки» визначає оцінку математичного очікування миттєвої частоти, а її радіус – оцінку середньоквадратичного відхилення.

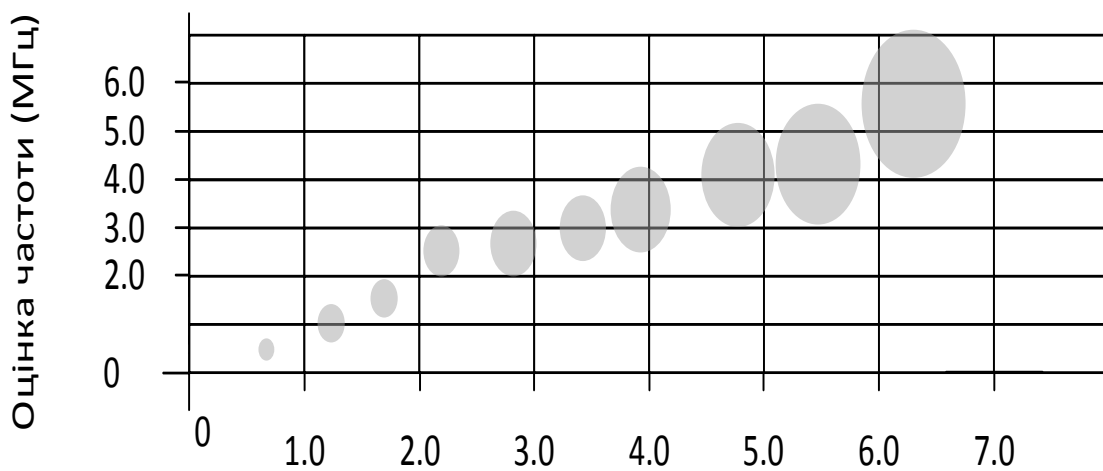


Рисунок 3.1 – Бульбашкова діаграма визначення миттєвої частоти

Слід зазначити, що значення миттєвої амплітуди, частоти та фази РС можуть бути отримані шляхом застосування різних методів. Несуча частота РС може визначатися на базі методів спектрального аналізу, тригонометричних перетворень, лінійного передбачення і т. і. Кожен з можливих методів характеризується особливостями, за точністю одержаної оцінки, обсягом виконаних операцій, функціональними можливостями. Для випадку, коли необхідно обробляти одночасно значення декількох параметрів РС з апріорно невідомими законами розподілу в умовах нестационарної сигнально-завадової обстановки і можливого адаптивного змінювання значень вже оцінених параметрів саме застосування перетворення Гільберта дозволяє досягти необхідної універсальності обчислювальних процесів.

3.2 Методи визначення типу та параметрів модуляції радіосигналів

Характерною особливістю сучасних систем безпеки та моніторингу є використання різних методів адаптації, в результаті застосування яких в каналах зв'язку з різних причин можуть змінюватися вид модуляції і параметри використаних РС. Наочним прикладом є зміна швидкості передачі інформації залежно від якості каналів зв'язку. Однак зустрічаються і більш складні методи адаптації. Окрім того, в умовах неповних апріорних відомостей про параметри РС вирішення низки завдань його оброблення, вимагає максимально точного знання модуляційної структури РС. Ці чинники обумовлюють необхідність уведення в тракти оброблення РС засобів автоматичного визначення параметрів і видів модуляції РС.

Визначення апріорно невідомих модуляційних параметрів широкого класу РС у загальному випадку є складним завданням, що вимагає значних обчислювальних ресурсів. Це створює труднощі при реалізації автоматичних процедур розпізнавання виду і параметрів модуляції, що працюють в реальному масштабі часу. Однак в ряді випадків реалізація таких процедур можлива шляхом застосування відповідних методів і сучасних засобів безпеки та моніторингу.

Розв'язання задачі декомпозиції модуляційної структури РС передбачає визначення сукупності ознак, що характеризують необхідні види модуляції і їх параметри, виділення цієї сукупності ознак з прийнятої суміші РС і завад та оброблення ознак з метою прийняття рішення про модуляційні параметри аналізованого РС. Узагальнена структура підсистеми аналізу представлена на рис. 3.2.

Постановка задачі визначення модуляційної структури РС з точки зору загальної теорії оптимального приймання може бути сформульована таким чином. На заданому часовому інтервалі спостерігається РС

$$x(t) = s(t, q_1, q_2, \dots, q_n) + N(t), \quad (3.24)$$

де q_1, q_2, \dots, q_n – оцінювані параметри модуляційної структури РС; $N(t)$ – шум каналу приймання.

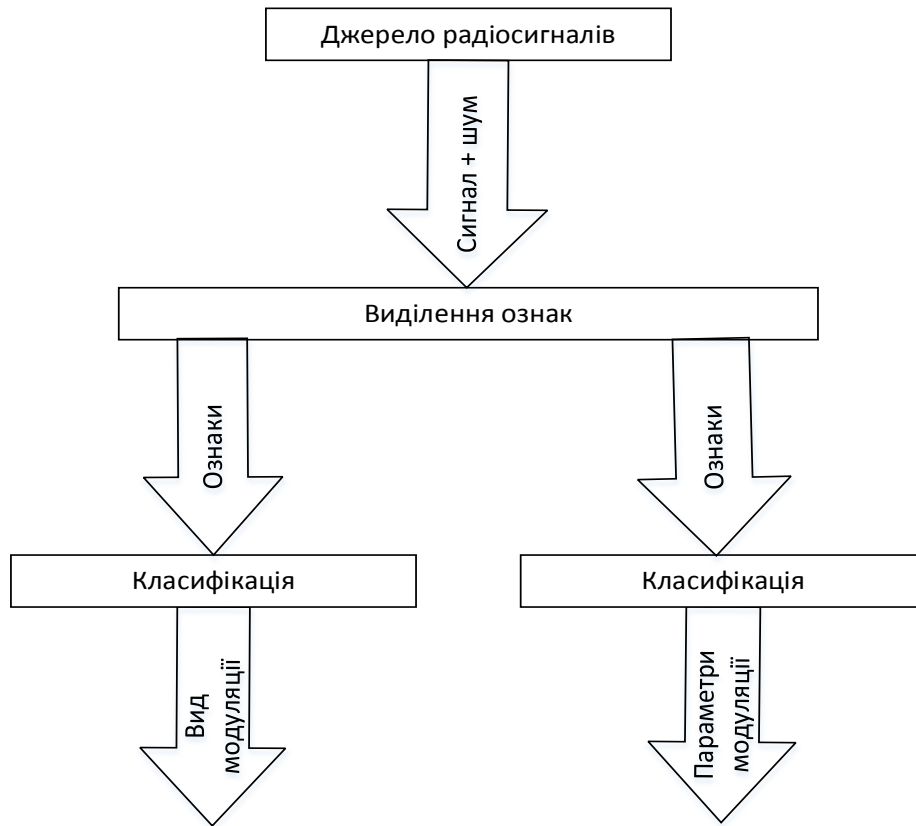


Рисунок 3.2 – Узагальнена структура підсистеми аналізу параметрів радіосигналів

Необхідно ухвалити рішення про приймання сигналу з i -м варіантом модуляційної структури РС, якщо апіорно відомо, що $q_i \in Q_i$; $i=1, \dots, n$; Q_i – множина значень, яких може набувати i -й параметр.

При рівномірності розподілу значень q_1, q_2, \dots, q_n коефіцієнт правдоподібності може бути представлений у такій формі [99]

$$z_1(q_1, q_2, \dots, q_n) = C \int_0^T x(t) s_i(t, q_1, q_2, \dots, q_n) dt, \quad (3.25)$$

де C – деяка константа.

Максимально правдоподібне рішення про наявність в реалізації i -го сигналу приймається, якщо для всіх $j \neq i$, $z_i > z_j$. Практична реалізація цього розв'язувального правила приведе до необхідності побудови кореляційного приймача, що містить L каналів кореляції, в кожному з яких визначається кореляційний інтеграл вхідної суміші $x(t)$ з i -м сигналом s_i , $i = 1, \dots, L$. В умовах моніторингу РС сучасних систем циф-

рового зв'язку важко обмежити величину L одним прийнятним значенням внаслідок неперервності значень параметрів q_i для аналізованих РС. Це призводить до неможливості застосування класичних методів оптимальної оцінки параметрів внаслідок неприпустимо великих обчислювальних витрат при реалізації цих методів.

Іншим варіантом розв'язання задачі визначення модуляційної структури РС є використання методів статистичної теорії розпізнавання образів. Постановка задачі розпізнавання передбачає вибір ознак розпізнавання, визначення їх статистичних характеристик, формування еталонних описів розпізнаваних класів РС, вибір розв'язувального правила віднесення контрольної вибірки та способів оцінювання помилок розпізнавання.

У класичній постановці задача розпізнавання формулюється як задача віднесення певної контрольної вибірки ознак розпізнавання $\{x_i\}, i = 1, \dots, N$ до одного з класів S_1, \dots, S_m , що розпізнаються. При цьому відомі методи розпізнавання відрізняються в основному способами опису S_1, \dots, S_m .

У теперішній час задача розпізнавання для повністю описаних класів добре вивчена, коли вони однозначно визначаються функціями розподілу $W_i(x) = W(x|S_i)$, або функціями щільності ймовірності $w(x|S_i) = dW(x|S_i) / dx$ та апіорними ймовірностями їх появи p_i .

У [100] показано, що при перевірці простої гіпотези проти простої альтернативи (тобто при $T = 2$) найбільш широко використовувані критерії прийняття рішення (Байєсівський, Неймана–Пірсона, мінімакський, максимуму апостеріорної ймовірності та ін.) базуються на порівнянні відношення правдоподібності з деяким заздалегідь обраним порогом. Відношенням правдоподібності називається функція

$$Z(x_1, x_2, \dots, x_N) = \frac{w(x_1, x_2, \dots, x_N | S_1)}{w(x_1, x_2, \dots, x_N | S_2)}, \quad (3.26)$$

де x_1, x_2, \dots, x_N – контрольна вибірка.

У разі некорельованої контрольної вибірки

$$Z(x_1, x_2, \dots, x_N) = \frac{\prod_{j=1}^N w(x_j | S_1)}{\prod_{j=1}^N w(x_j | S_2)}. \quad (3.27)$$

При порівнянні відношення правдоподібності з порогом, що дорівнює 1, використовується критерій максимуму правдоподібності. В еквівалентній формі вирішальне правило виглядає таким чином. Приймається гіпотеза S_1 якщо

$$\prod_{j=1}^N w(x_j | S_1) \geq \prod_{j=1}^N w(x_j | S_2), \quad (3.28)$$

та S_2 в іншому випадку.

У ряді випадків для того, щоб перейти від мультиплікативного критерію прийняття рішення до адитивного, використовується логарифм відношення правдоподібності. У цьому випадку розв'язувальне правило має вигляд

$$\sum_{j=1}^N \ln(w(x_j | S_1)) \geq \sum_{j=1}^N \ln(w(x_j | S_2)). \quad (3.29)$$

Неважко помітити, що ці процедури розпізнавання вірні і в разі, якщо ознаки розпізнавання є векторами деяких випадкових величин, тобто в багатовимірному випадку.

У разі, коли функції розподілу відомі з точністю до вектора параметрів, розроблені методи засновані на відновленні функцій розподілу класів шляхом статистичного оцінювання параметрів їх законів розподілу. У цих випадках частіше використовують математичне сподівання та дисперсію, незсунені оцінки яких

$$\hat{m}_i = \frac{1}{M_i} \sum_{j=1}^{M_i} x_j^i, \quad \hat{D}_i = \hat{\sigma}_i^2 = \frac{1}{M_i - 1} \sum_{j=1}^{M_i} (x_j^i - \hat{m}_i)^2, \quad (3.30)$$

де $\{x_j^i\}, j = 1, \dots, M_i$ – навчальна вибірка класу S_i .

Якщо ж вид функцій $W(x|S_i)$ невідомий, застосовуються методи розпізнавання, що включають обчислення статистичних оцінок функцій розподілу $\hat{W}(x|S_i)$ або функцій щільності ймовірності $\hat{w}(x|S_i)$ по навчальних вибірках, які згодом використовуються в процедурах розпізнавання.

Наразі розроблено багато методів обчислення оцінок $\hat{w}(x|S_i)$ за вибірками кінцевого обсягу. Проаналізуємо основні з них.

Поширеним методом є побудова гістограми. Для цього простір ознак Ω розбивається на n непересічних підмножин Ω_i , таких, що

$$\bigcup_{i=1}^n \Omega_i = \Omega, \quad \bigcap_{i=1}^n \Omega_i = \emptyset.$$

Нехай $\{x_j^i\}, j = 1, \dots, M_i$ – навчальна вибірка класу S_i . Після цього підраховується відносна кількість попадання значень $\{x_j^i\}, j = 1, \dots, M_i$ в області Ω_i

$$w_i = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^{M_i} k(x_j^i, \Omega_i), \quad (3.31)$$

де $k(x_j^i, \Omega_i) = 1$, якщо $x_j^i \in \Omega_i$, та $k(x_j^i, \Omega_i) = 0$ в іншому випадку.

Для такого способу оцінювання виникає декілька проблем. Основною з них є вибір способу розбиття безлічі ознак Ω на підмножини Ω_i . Занадто дрібне розбиття тягне за собою виникнення «порожніх» інтервалів, а скорочення кількості підмножин Ω_i підвищує похибку оцінювання функції щільності ймовірності. Окрім того, оцінка у вигляді гістограми при фіксованому розбитті та обсязі навчальної вибірки, яка наближається до нескінченності, збігається до функції

$$w_i^* = A \int_{\Omega_i} \hat{w}(x|S_i) dx, \quad (3.32)$$

яка відрізняється від дійсної функції щільності ймовірності.

Значне місце у статистичному оцінюванні займає метод k -го найближчого сусіда. Нехай k_m – заздалегідь задане число, менше або рівне обсягу вибірки M_i та $p(x, x_1^i, x_2^i, \dots, x_{M_i}^i)$ – відстань від k -ї найближчої точки вибірки $\{x_j^i\}, j = 1, \dots, M_i$ до x . Тоді оцінка для щільності ймовірності записується як

$$\hat{w}(x|S_i) = \frac{k_m}{2M_i p(x, x_1^i, x_2^i, \dots, x_{M_i}^i)}. \quad (3.33)$$

У цій оцінці невизначеним є вибір параметра k_m . При розв'язанні практичних задач часто обирають $k_m = \sqrt{M_i}$.

Для багатьох задач обирають

$$\hat{w}(x | S_i) = \frac{1}{M_i h(M_i)} \sum_{j=1}^{M_i} k((x - x_j) / h(M_i)), \quad (3.34)$$

де функція $\frac{k((x - x_j) / h(M_i))}{h(M_i)}$ називається ядром оцінки.

Це є оцінка Парзена, що має багато модифікацій залежно від виду ядра. В одновимірному випадку при виконанні умови $k((x - x_j) / h(M_i)) = 1/2$ для $|h(M_i)| \leq 1$ та $k((x - x_j) / h(M_i)) = 0$ для $|h(M_i)| > 1$ оцінка називається оцінкою Парзена–Розенблатта.

Обчислення оцінки $\hat{w}(x | S_i)$ можливе таким чином. На першому етапі проводиться обчислення оцінки функції розподілу $\hat{W}(x | S_i)$, на другому – виконується перетворення $\hat{W}(x | S_i) \rightarrow \hat{w}(x | S_i)$.

Нехай $\{x_j^i\} j = 1, \dots, M$ – навчальна вибірка класу S_i . У цьому випадку як оцінка $\hat{W}(x | S_i)$ може бути обрана функція

$$\hat{W}(x | S_i) = \frac{1}{M_i} \sum_{j=1}^{M_i} \theta(x - x_j), \quad (3.35)$$

де $\theta(x - x_j) = 1$, якщо $x - x_j \geq 0$, та $\theta(x - x_j) = 0$ в протилежному випадку.

Оцінка $\hat{w}(x | S_i)$ у цьому випадку обчислюється за рахунок наближення ступінчастої функції $\hat{W}(x | S_i)$ лінійною функцією, коефіцієнти якої визначаються за методом найменших квадратів в точках $x_k = x + kh$; $k = -k_0, -k_0 + 1, \dots, 0, \dots, k_0 - 1, k_0$, де k_0 – кількість кроків апроксимації. У цьому випадку

$$\hat{w}(x | S_i) = \frac{3}{hk_0(k_0 + 1)(2k_0 + 1)} \sum_{k=-k_0}^{k_0} k \hat{W}(x | S_i). \quad (3.36)$$

Слід зазначити, що оцінка Парзена–Розенблатта є окремим випадком отриманої оцінки при $k_0 = 1$.

Підставляючи в отриману формулу вираз для $\hat{W}(x | S_i)$, маємо

$$\hat{w}(x | S_i) = \frac{3}{M_i h k_0 (k_0 + 1)(2k_0 + 1)} \sum_{k=-k_0}^{k_0} \sum_{j=1}^{M_j} k \theta(x_k - x_j). \quad (3.37)$$

Як еталонні описи розпізнаних класів можуть бути використані і безпосередні значення навчальних вибірок $\{x_j^i\}, j=1, \dots, M$. У цьому випадку застосовуються рангові критерії розпізнавання, суть яких полягає в тому, що навчальні вибірки для кожного з класів і контрольна вибірка «перемішуються», після чого упорядковуються за зростанням або спаданням. Для кожного з класів обчислюється функція, що характеризує ступінь перемішування, по максимуму якої і приймається рішення про приналежність контрольної вибірки до будь-якого з класів.

Розглянемо деякі практичні питання розпізнавання виду та модуляційних параметрів ряду різновидів РС з частотною та фазовою маніпуляцією. З точки зору розкриття модуляційної структури вся значуща інформація про такі РС міститься в їхніх фазових і частотних параметрах. Інакше кажучи, вона міститься в значеннях миттєвої частоти $f(nT)$ і фази $p(nT)$ сигналу. Миттєва амплітуда $a(nT)$ при аналізі модуляційних параметрів ЧС- і ФМ-сигналів в загальному випадку не є інформаційним параметром, хоча врахування її значень в алгоритмах частотного та фазового детектування дозволяє компенсувати замирання сигналу.

Для визначення виду та параметрів модуляції ЧС- і ФМ-сигналів необхідно оцінювати миттєву кутову фазу РС, яка може бути представлена у вигляді

$$p(nT) = 2\pi f_0 + 2\pi f(nT) + p_0(nT), \quad (3.38)$$

де f_0 – центральна частота РС; $f(nT)$ та $p_0(nT)$ – відповідно миттєва частота та миттєва початкова фаза РС.

Ці параметри можуть набувати таких значень:

- для ЧМ-сигналів без стрибка фази $f(nT) = (i - M)\Delta f + \Delta f / 2$, $p_0(nT) = \text{const}$, де Δf – рознесення частот;
- для ФМ-сигналів $p_0(nT) = (2\pi(I - M)/M)nT$, $f(nT) = 0$, де $i = 1, \dots, M$; M – кількість позицій модуляції.

Подання миттєвої фази сигналу в формі $p(nT) = \text{arctg} \left(\frac{\hat{s}(nT)}{s(nT)} \right)$ обмежує її значення в діапазоні $[-\pi / 2 \dots \pi / 2]$. Оскільки більш важлива з точки зору параметрів модуляції інформація полягає не в абсолютному значенні миттєвої фази, а в її стрибках, то для подальшого аналізу доцільно використовувати наведені різниці відліків миттєвої фази

$$\Delta p(nT) = p(nT) - p((n-l)T), \text{ якщо } \Delta p(nT) \geq 0, \text{ та}$$

$$\Delta p(nT) = p(nT) - p((n-l)T) + 2\pi - \text{ в протилежному випадку.}$$

Для зручності подальшого оброблення стрибки різниці фаз приводяться до діапазону $[0 \dots 2\pi]$. Конкретне значення індексу l встановлюється з урахуванням можливого значення максимальної швидкості V_{max} аналізованого сигналу таким чином, щоб забезпечити виконання співвідношення $l/V_{max} \approx lT$.

Розташування піків отриманої гістограми різниці фаз, віддалених на певній відстані один від одного, залежить від наявності та значень постійного стрибка фази аналізованого сигналу і дозволяє приймати рішення про використаний вид модуляції та числа її позицій. Це представлено на рис. 3.3, де наведено гістограми різниці фаз ФМ2- та ФМ4-сигналів при співвідношенні сигнал шум 3/1.

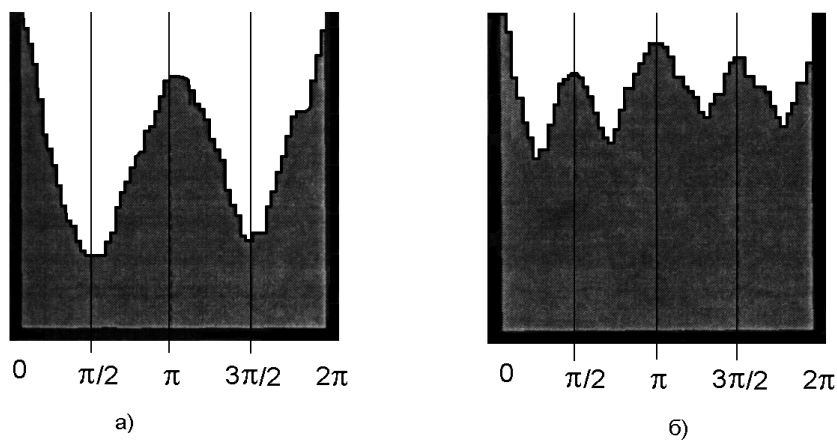


Рисунок 3.3 – Гістограми різниці фаз ФМ-сигналів

Для ЧМ- і ФМ-сигналів на інтервалі однієї вибірки значення різниці фаз $\Delta P(nT)$ має бути близьким до 0. При цьому значень, близьких до 0, має бути досить багато, тому що час перехідного процесу при зміні частотних позицій для широкого класу сигналів не перевищує 10% від тривалості елементарної вибірки. При зміні частотних позицій ЧМ-сигналів з розривом фази можливі значення $\Delta P(nT)$ в загальному випадку будуть випадковими і їхній розподіл можна прийняти рівномірним в інтервалі $[0...2\pi]$. Значення різниці фаз ЧМ-сигналів без розриву фази в разі зміні частотних позицій будуть близькі до 0. Очевидно, що для ФМ-сигналів при зміні значення модуляційного параметра найбільші значення піків функції щільності ймовірності значень $\Delta P(nT)$ будуть відповідати точкам $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ (за винятком сигналів ФМ4 із зсувом на $\pi/4$). Таким чином, існують реальні передумови для використання при розпізнаванні ЧМ- і ФМ-сигналів значень різниці фаз $\Delta p(nT)$ як ознак розпізнавання.

Низька достовірність розпізнавання в поєднанні з порівняно великими витратами обчислювальних ресурсів не дозволяє використовувати цей непараметричний метод розпізнавання в трактах оброблення РС для визначення параметрів і виду модуляції ЧМ- і ФМ-сигналів. Причиною недоліків цього методу розпізнавання є низька інформативність вибраної ознаки розпізнавання, тому що значення $\Delta p(nT)$ поблизу 0 для обох класів, що розпізнаються, складають від 50 до 80% вимірюваних значень і, як наслідок, є малоінформативними. Вибір найбільш інформативних ознак пов'язаний з дослідженням особливостей поведінки випадкового процесу $\Delta p(nT)$ і обчисленням його параметрів, таких як викиди випадкового процесу.

Параметром, що найбільш повно відображає відмінності сукупностей, що розпізнаються, є величина

$$x = \tau_1 / \tau_0,$$

де τ_0 – час перебування випадкового процесу $\Delta p(nT)$ в інтервалі $[\pi/4 - 7\pi/4]$; τ_1 – час перебування випадкового процесу $\Delta p(nT)$ в інтервалах $[3\pi/8, 5\pi/8]$, $[7\pi/8, 9\pi/8]$, $[11\pi/8, 13\pi/8]$.

Для розглянутого дискретного випадку

$$p_1 = \frac{\sum_{i=1}^N \Psi_i^1(nT)}{\sum_{i=1}^N \Psi_i^0(nT)}, \quad (3.39)$$

де $\psi_i^1(nT) = 1$, якщо $\Delta p(nT) \in [3\pi/8, 5\pi/8] \cup [7\pi/8, 9\pi/8] \cup [11\pi/8, 13\pi/8]$ та $\psi_i^1(nT) = 0$ в протилежному випадку, $\psi_i^0(nT) = 1$, якщо $\Delta p(nT) \in [\pi/4, 7\pi/4]$ та $\psi_i^0(nT) = 0$ в протилежному випадку.

У процесі визначення величини x накопичення даних виконується до тих пір, поки знаменник виразу (3.39) не досягне деякого фіксованого значення N^* . Тоді вираз (3.39) набуде такого вигляду

$$p_1 = \frac{1}{N^*} \sum_{i=1}^{N^*} \Psi_i^1(nT). \quad (3.40)$$

Отриманий вираз є статистичною оцінкою ймовірності перебування випадкового процесу $\Delta p^*(nT)$ в області $[3\pi/8, 5\pi/8]$, $[7\pi/8, 9\pi/8]$, $[11\pi/8, 13\pi/8]$. Випадковий процес $\Delta p^*(nT)$ знаходиться за рахунок видалення з процесу $\Delta p(nT)$ значень, що знаходяться в інтервалах від 0 до $\pi/4$ і від $7\pi/4$ до 2π . В силу центральної граничної теореми величина (3.39) розподілена за нормальним законом. Таким чином, завдання розпізнавання класів $S_{\text{ЧМ}}$ та $S_{\text{ФМ}}$ полягає у розв'язанні стандартної задачі розпізнавання двох сукупностей, розподілених за нормальним законом з різними математичними очікуваннями та дисперсіями.

У цьому випадку розв'язувальне правило розпізнавання сигналів з ЧМ і ФМ можна представити у вигляді

$$\begin{aligned} p_1 > 0,75 & - \text{приймається гіпотеза } S_{\text{ФМ}}, \\ p_1 \leq 0,75 & - \text{приймається гіпотеза } S_{\text{ЧМ}}. \end{aligned} \quad (3.41)$$

Аналогічна процедура розпізнавання може бути використана при розпізнаванні сигналів ФМ2 і ФМ4. В цьому випадку вираз (3.40) перетвориться до виду

$$p_2 = \frac{1}{N^*} \sum_{i=1}^{N^*} \Psi_i^2(nT), \quad (3.42)$$

де $\psi_i^1(nT) = 1$, якщо $\Delta p(nT) \in [3\pi/4, 5\pi/4]$, та $\psi_i^2(nT) = 0$ в іншому випадку. Розв'язувальне правило при цьому виглядає таким чином:

$$\begin{aligned} p_2 \geq 0,66667 & - \text{приймається гіпотеза } S_{\text{ФМ2}}, \\ p_2 < 0,66667 & - \text{приймається гіпотеза } S_{\text{ФМ4}}. \end{aligned} \quad (3.43)$$

Кількісно оцінити ймовірність правильності визначення виду модуляції за розв'язувальним правилом (3.43) можна таким чином.

Потенційно досяжна ймовірність помилки розрізнення двох сигналів (в нашому випадку ЧС- і ФМ-сигналів) за однією ознакою, розподілених за нормальним законом при впливі гаусових шумів і без урахування похибок самого вимірювача ознаки, визначається так [101]

$$p_e = 1 - F\left(\sqrt{E/N(1-R_s)}\right), \quad (3.44)$$

де $F()$ – інтеграл ймовірності; E/N – відношення енергії сигналу до енергії шуму; R_s – коефіцієнт взаємної кореляції сигналів за оцінюваним параметром.

Завдяки відомій залежності між фазою та частотою, будь-яка зміна миттєвої частоти буде призводити до зміни миттєвої фази (і навпаки). Теоретичний коефіцієнт кореляції між оцінками даних параметрів $R_s = 0,87$ [29]. Втрати точності оцінювання параметрів РС при дискретному обробленні методом накопичення і усереднення оцінок при частоті дискретизації, що задовольняє вимогу теореми Уїттекера–Котельникова–Шеннона, і кількості рівнів квантування, що перекриває динамічний діапазон зміни рівня сигналу, асимптотично наближаються до нуля.

Можна отримати кількісну оцінку очікуваної потенційної ймовірності помилки визначення виду модуляції на основі контролю фазових параметрів: $p_e \approx 0,2$ при $E/N = 2$, $p_e \approx 0,025$ при $E/N = 4$, $p_e \approx 0,003$ при $E/N = 8$. Результати експериментальної пе-

ревірки запропонованого методу розпізнавання на реальних і модельованих ФМ і ЧМ-сигналах при обсязі вибірки $N^* = 4096$ показали погіршення (в середньому на 2 дБ по завадостійкості) ймовірності правильного рішення за правилом (3.43) порівняно з теоретичними потенційно можливими значеннями в області відносно низьких значень відношення сигнал/шум 1...8 дБ.

Підвищення ефективності процедури розпізнавання пов'язано зі збільшенням обсягів навчальних та контрольних вибірок. У ряді випадків доцільне використання модифікованого правила (3.43) у вигляді

$$\begin{aligned} p_1 > 0,82 & - \text{приймається гіпотеза } S_{\text{ФМ}}, \\ p_1 \leq 0,7 & - \text{приймається гіпотеза } S_{\text{ЧМ}}, \\ 0,7 < p_1 < 0,82 & - \text{відмова від прийняття рішення.} \end{aligned}$$

Результати практичної перевірки визначення конкретного виду ФМ-сигналу – ФМ2 або ФМ4 за правилом (3.43) при правильному прийнятті рішення про приймання ФМ-сигналу показали ймовірність правильного розрізнення ФМ2- і ФМ4-сигналів в діапазоні 0,95...0,98.

Розглянемо можливості визначення параметрів і виду модуляції РС на базі оброблення значень миттєвої частоти сигналу, що визначається за формулою

$$f(nT) = \frac{p(nT) - p(nT - T)}{2\pi T}, \quad (3.45)$$

де $p(nT)$ – абсолютне значення фази сигналу.

Для прикладу обмежимо можливі значення миттєвої частоти значеннями від $f_{\min} = 500$ Гц до $f_{\max} = 3500$ Гц. Для цього діапазону частот обчислюється гістограма значень миттєвої частоти $n_i, i = 1, \dots, I$. Метою аналізу отриманої гістограми є як визначення центральної частоти сигналу, так і формування додаткових ознак розпізнавання виду та параметрів модуляції.

Для поліпшення розрізнення окремих піків гістограми, що відповідають різним типам модуляції, гістограму необхідно піддати спеціальному обробленню.

Будується нормована гістограма зі значеннями

$$n_i^* = (n_i / n_{\max}) \theta((n_i / n_{\max}) - 0,5), \quad (3.46)$$

де $i = 1, \dots, I, n_{\max} = \theta(a) = 1$, якщо $a \geq 0$, та $\theta(a) = 0$ в іншому випадку.

За отриманою гістограмою визначаються мінімальне та максимальне ненульові значення f_{min} та f_{max} . Для всіх значень $f(nT) \in [f_{min}, f_{max}]$ будується оцінка функції щільності ймовірності $\hat{w}_f(x)$ при значеннях $h = 5$ та $k_0 = 3$.

Особливість визначення параметрів розподілу миттєвої частоти для ЧМ- і ФМ-сигналів полягає в необхідності виділення M імовірних центрів робочих частот (мод – для функції $\hat{w}_f(x)$), причому точне значення M апіорно невідоме. Це завдання може бути вирішене таким чином.

Припустимо, що величина f характеризується функцією щільності ймовірності

$$w_f(x) = A \sum_{i=1}^M w_f(x | m_i, D_i), \quad (3.47)$$

що є сумішшю M функцій нормальної властивості з математичними очікуваннями та дисперсіями m_i та D_i . Нехай $w_i(x | m_i, D_i)$, названа випробувальною функцією, є нормальною щільністю ймовірності з математичними очікуваннями і дисперсіями m_i та D_i .

Розглянемо можливості оцінки математичного очікування та дисперсії j -го доданка виразу (3.14). якщо $w_f(x | m_j, D_j)$ є домінантним кластером для випробувальної функції поблизу точки x_s , тоді

$$h(x | m_j^*, D_j^*) = B w_i(x | x_s, D_t) w_f(x) \approx B w_i(x | x_s, D_t) w_f(x | m_t, D_t).$$

У цьому випадку відповідно до [29]

$$D_j = \frac{D_j^* D_t}{D_j^* + D_t}, \quad m_j = x_s + (m_j^* - x_s)(1 + D_j / D_t). \quad (3.48)$$

Відповідно до отриманих виразів проводяться такі дії.

Виконуються перетворення функції $\hat{w}_f(x_{sk}) \rightarrow \hat{w}_f(x_{sk}) = m_{sk}$, де m_{jk} – математичні очікування, стосовно функції $\hat{w}_f(x)$ в точках $x_{sk} = f_{min} + kh$, $k = 0, \dots, [(f_{max} - f_{min}) / h]$.

Після цього визначаються всі значення k , для яких функція $\hat{w}_f(x_{sk})$ досягає максимуму.

Слід зазначити, що в низці практичних завдань як випробувальну функцію доцільно використовувати дельта-функцію, що веде до задачі пошуку екстремуму функції $\hat{w}_f(x)$ стандартними методами.

Нехай $f_j, j = 1, \dots, M$, позначає ординату j -го найбільшого значення функції $\hat{w}_f(x_{sk})$. На першому етапі виявляється ряд найбільших значень, для яких $f_{j+1} - f_j \geq 40$ Гц, що відповідає мінімально можливому значенню рознесення частот.

Значення M буде залежати від виду та параметрів модуляції. Так, при $M = 2$ виявлених піків масиву може бути прийнято рішення про виявлення ЧМ2-сигналу. В деяких випадках внаслідок сильної кореляційної залежності параметрів миттєвих частоти та фази при значеннях $M = 2$ може виконуватись приймання ФМ2- або ФМ4-сигналів.

Слід зазначити, що аналіз миттєвої частоти ФМ4-сигналу зі швидкістю маніпуляції $V \geq 600$ Бод може залежно від використовуваного режиму передачі призводити і до появи трьох або чотирьох максимумів в гістограмі значень частоти. Але оброблення гістограми описаним вище методом приводить до одно- або двомодального характеру функції $\hat{w}_f(x_{sk})$. Можна припустити наявність частот f_j , для яких значення попарних різниць $f_j - f_i$ при $j > i$ будуть дорівнювати $\Delta F, 2\Delta F, 3\Delta F$ тощо, де ΔF – деяка постійна величина. Очевидно, що значення ΔF буде оцінкою рознесення частот, а кількість максимумів M – оцінкою кількості частотних позицій сигналу.

Для подальшого аналізу необхідно знати розкид можливих оцінок ΔF при характерних для каналу приймання значеннях відношення сигнал/шум. Цей розкид визначається дисперсією оцінки миттєвої частоти для ЧМ- і ФМ-сигналів.

Теоретично при будь-якому відношенні сигнал/шум без урахування похибки самого вимірювача можна задатися нижньою межею оцінки Рао–Крамера дисперсії вимірювання миттєвої частоти гармонічного коливання при нормальному шумі [102]. Така оцінка визначається виразом

$$d^2 \geq \frac{3}{(2E/N)(2pT)^2}, \quad (3.49)$$

де E/N – відношенні сигнал/шум.

Повна рівність у виразі (3.49) можлива лише за відсутності кореляції аналізованого сигналу та супутнього шуму. Хоча після проходження сигналу та шуму трактами приймача не можна говорити про повну їх незалежність. У той же час прийmemo $2E/N = 1$ як найменш сприятливий при аналізі випадок. Таким чином, значення d^2 буде цілком визначатися часом спостереження. Відзначимо, що функція щільності розподілу миттєвої частоти f має характер нормального закону.

При накопиченні $N=4096$ значень миттєвої частоти f при $f_d = 10$ кГц згідно з (3.49) $d^2 \approx 1,81$. Тоді за відомим правилом «трьох сигм» теоретично можливе значення визначення f буде лежати в інтервалі від $f_0 = -4,04$ Гц до $f_0 = +4,04$ Гц, де f_0 – істинне значення частоти.

Такий інтервал можливих значень f відноситься тільки для немодульованої несучої. Для модульованого сигналу величина d^2 внаслідок зміни значення модуляційного параметра повинна бути більшою. Якщо припустити, що перехідні процеси модульованого сигналу становлять до 10% від часу вимірювання, то 90% вимірювань при загальній кількості вимірювань $N = 4096$ для сигналу будь-якого виду зменшують дисперсію оцінки одиничного вимірювання миттєвої частоти d^2 в 4096/10 разів, а 10% вимірювань збільшують дисперсію оцінки в 4096×9/10 разів. У цьому випадку за правилом «трьох сигм» можливе значення вимірювання f має лежати в інтервалі від $f_0 = -4,5$ Гц до $f_0 = +4,5$ Гц.

Таким чином, при виявленні M максимальних значень функції $\hat{w}_f(x)$, для яких $M \in [4, 6, 8, 12, 13, 16]$ і справедливий вираз

$$f_{j+1} - f_j = \Delta\hat{F} \pm 5 \Gamma_u, \quad (3.50)$$

де $\Delta\hat{F} = \frac{1}{M-1} \sum_{j=1}^{M-1} (f_{j+1} - f_j)$, можна припустити наявність багатопозиційного ЧМ-сигналу з числом позицій M і рознесенням частот ΔF . Центральна частота сигналу f_u визначається як

$$f_u = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M f_j. \quad (3.51)$$

При наявності в оцінці $\hat{w}_f(x)$ тільки двох піків ($M = 2$) можна судити про приймання сигналу ЧМ2 чи сигналів ФМ2 або ФМ4. У цьому випадку остаточне рішення може бути прийнято на основі оброблення значень миттєвої фази сигналу за методами, описаними вище. Однак результати експериментів по обробленню сигналів з ФМ2 і ФМ4 показали, що найчастіше двомодальний характер функції $\hat{w}_f(x)$ при обраному номіналі $f_d = 10$ кГц має місце при швидкостях маніпуляції понад 300 Бод, модулюючому сигналі типу «меандр» і виконанні умов

$$f_2 - f_1 > 200 \Gamma_u \quad \text{та} \quad \hat{w}_f(f_1) / \hat{w}_f(f_2) > 1,7. \quad (3.52)$$

Порушення навіть одного з нерівностей свідчить про приймання сигналу ЧМ2. З цієї причини емпіричне правило (3.52) може бути використано в процедурах розрізнення сигналів ФМ і ЧМ.

Наявність в оцінці $\hat{w}_f(x)$ тільки одного максимуму свідчить або про приймання ФМ-сигналу, або про наявність немодульованого коливання. Ефективним способом вирішення цієї ситуації є застосування розв'язувального правила (3.43).

Потенційна теоретично досяжна ймовірність помилки визначення виду модуляції на основі контролю лише миттєвої частоти при різних співвідношеннях сигнал/шум дорівнює потенційній ймовірності при контролі фази.

Невисокі порівняно з іншими методами обчислювальні витрати на реалізацію наведених методів створюють реальні передумови для їх використання при синтезі різних засобів цифрового оброблення РС при неповному апріорному визначенні їх параметрів. На рис. 3.4 представлено один з варіантів алгоритму визначення виду та параметрів модуляції РС з постійною обвідної зі швидкостями до 1200 Бод.

Сформулюємо такі висновки про наведені методи автоматичного визначення виду та параметрів модуляції РС.

Для проведення аналізу модуляційної структури РС використання класичних методів оптимальної оцінки параметрів і статистичної теорії розпізнавання образів мало ефективно. Вимога оперативності налаштування пристроїв первинного оброблення РС зумовлює необхідність розробки спеціальних методів визначення модуляційних параметрів за некласифікованою вибіркою фіксованого обсягу.

Оброблення вибірки миттєвих значень РС здійснюється з метою отримання оцінок сумарних M -модальних розподілів значень миттєвих частоти та фази сигналу, утворених M нормальними частинними розподілами. При цьому елементи розподілів відображають значення несучої частоти, фазових зсувів для РС з ФМ, частотних позицій для ЧМ-сигналів

Використовувані в розглянутих процедурах визначення виду і параметрів модуляції методи виділення характерних особливостей для ФМ2-, ФМ4- і ЧМ2...16-сигналів дозволяють максимально скоротити необхідний обсяг апріорних відомостей про аналізовані РС.

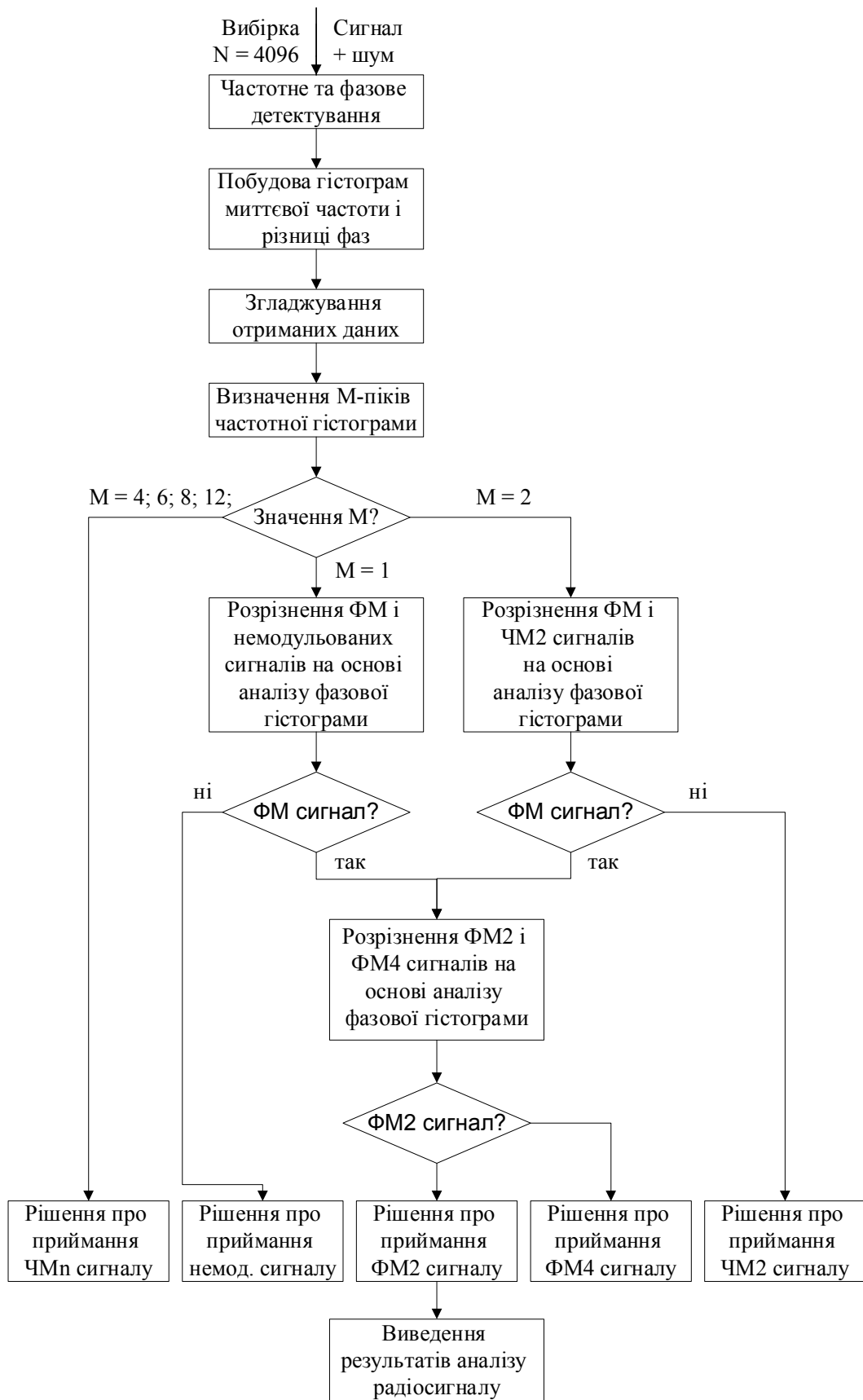


Рисунок 3.4 – Алгоритм визначення виду та параметрів модуляції РС з постійною обвідною

3.3 Метод визначення швидкості маніпуляції радіосигналів

У цьому підрозділі розглянемо питання визначення швидкості маніпуляції сигналу $V = l/t_0$, де t_0 – тривалість елементарної послідовності, на основі результатів оброблення відеосигналу, одержуваного на виході детектора.

Хоча в загальному випадку одержуваний відеосигнал є m -рівневим, в подальшому будемо розглядати лише дворівневі сигнали, тому що для розв'язуваної задачі m -рівневий сигнал $s_m(t)$ може бути приведений до дворівневого $s_2(t)$ таким чином. Кожен раз, коли відбувається перехід з рівня i на рівень j в сигналі $s_m(t)$, значення сигналу $s_2(t)$ змінюється на протилежне.

Нехай m -рівневий сигнал $s_m(nT)$ перетвориться у дворівневий сигнал $s_2(nT)$ зі значеннями рівнів 0 або 1. У цьому випадку перетворення здійснюється відповідно до рекурсивної формули

$$s_2((n+1)T) = s_2(nT)(1 - \Lambda_{n+1}) + \Lambda_{n+1}((s_2(nT) + 1) \bmod 2), \quad (3.53)$$

де $\Lambda_{n+1} = 0$, якщо $|s_m(n+1)T - s_m(nT)| = 0$, та $\Lambda_{n+1} = 1$ в іншому випадку.

Можливий вид одержуваного таким чином сигналу наведено на рис. 3.5.

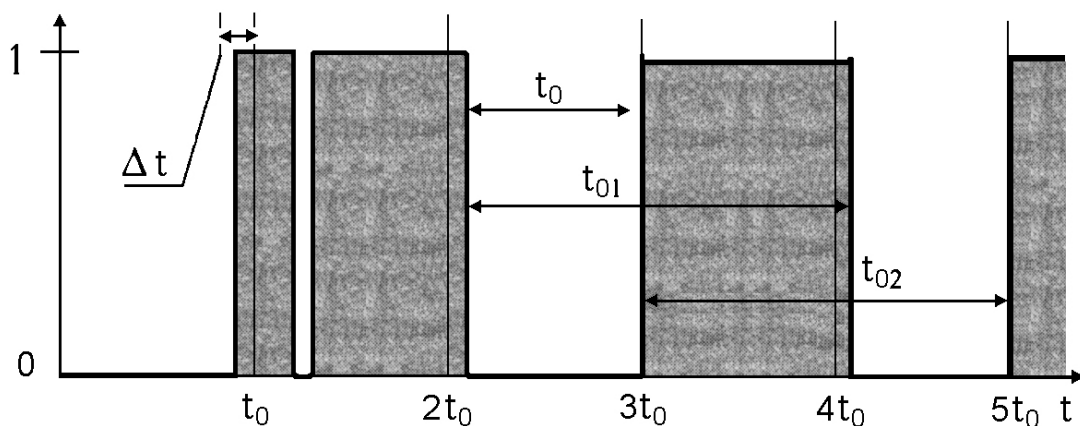


Рисунок 3.5 – Часова діаграма формування дворівневого сигналу

В ідеальному випадку за відсутності у вихідному сигналі шумів завдання визначення значення V вирішується досить просто. Для випадку реального інформаційного потоку, в якому представлені різні кодові комбінації, оцінка функції щільності ймовірності тривалості між переходами відеосигналу з рівня на рівень матиме багатомодальним характер з максимумами в точках $t_0, 2t_0, 3t_0$ тощо. За відомими максимумами значення V може бути визначено з досить високою точністю.

В умовах реального радіоприймання при низькому співвідношенні сигнал/шум, наявності завмирань, імпульсних завад та інших чинників, не дивлячись на використання різних методів компенсації завад у приймачі, виділений відеосигнал піддається істотним спотворенням. Основними з них є дроблення всередині посилок демодульованого сигналу та крайові спотворення посилок різної природи.

Наявність цих спотворень обумовлює труднощі правильного визначення швидкості маніпуляції РС. У разі, коли моменти переходу значення відеосигналу з одного стану в інший – випадкові, вважається, що такий сигнал можна описати законом розподілу Пуассона. Відомо [43], що сигнали цього типу можуть бути описані через ймовірність $p_n(t)$ n переходів відеосигналу з одного стану в інший за час t

$$p_n(t) = \frac{1}{n!} k t e^{-kt}, \quad (3.54)$$

де параметр k дорівнює середньому числу переходів в одиницю часу.

В [43] показано, що при наявності періодичної складової з періодом t_0 в сигналах такого типу оцінка величини k збігається до $1/t_0$ при $t \rightarrow \infty$.

Таким чином, існує теоретична можливість визначення правильного значення t_0 за результатами аналізу спотвореного завадами відеосигналу. Значення t_0 , наприклад, можна встановити шляхом оброблення оцінок енергетичного спектра або автокореляційної функції випадкового імпульсного процесу з періодичною складовою, яким і є розглянутий відеосигнал на виході детектора. Разом з тим процедури об-

числення енергетичного спектра або автокореляційної функції, як відомо, вимагають відносно великого обсягу обчислень. Наприклад, забезпечення точності одержуваних оцінок 1 Бод або 1 Гц при $f_d = 10$ кГц приведе до необхідності оброблення не менше 10000 відліків відеосигналу для отримання тільки одного результату обчислення оцінки швидкості маніпуляції.

Вимога оперативності розкриття модуляційних параметрів РС обумовлює необхідність розробки швидкодіючого методу визначення швидкості маніпуляції. Пропонований метод оцінювання швидкості ґрунтується на емпіричному аналізі можливого характеру спотворень посилок демодульованого сигналу і їх обліку у розв'язувальному правилі визначення швидкості.

Спотворення відеосигналу типу дроблення проявляються в одно- або багаторазову зміну полярності сигналу на тривалості однієї послідовності. Дроблення в основному є наслідком дії в каналі приймання флуктуаційних завад високого рівня завмирань та імпульсних завад. Як випадкова величина імпульс дроблення може бути описаний низкою імовірнісних характеристик, точні значення яких для різних каналів зв'язку визначаються експериментальним шляхом. Відома [41] експериментальна оцінка очікуваного числа дроблень в одиницю часу $N_d = 0,45 \times 10^{-3}$ і їх середньої тривалості $T_d = 8$ мс телеграфного КХ-радіоканалу зі швидкістю передачі сигналу $V = 50$ Бод. Очевидно, що для інших каналів зв'язку з іншими значеннями швидкості передачі значення N_d та T_d будуть іншими.

Практика оброблення РС в умовах завад показує таке. У вузько-смугових каналах зв'язку дроблення великих посилок спостерігається відносно рідко. При обробленні сигналів досить часто повинні зустрічатися групи послідовних посилок, неспотворених поділками, що створює реальні передумови для правильного визначення швидкості маніпуляції.

Разом з тим, згідно з [41], дроблення є одним з основних чинників, що викликають помилки при подальшому обробленні відеосигналу. Таким чином, незважаючи на відносно невелику частоту появи дроблень, необхідно здійснювати усунення якомога більшої їх кількості у РС.

Найефективнішим способом усунення дроблень у відеосигналі є цифрова фільтрація. Застосування рекурсивних низькочастотних фі-

льтрів з частотою обмеження $F_{om} = l/V$ дозволяє усунути дроблення тривалістю $t < 1/2V$ при порядку фільтра $m = 4 \dots 6$ і додатковому кліпуванні сигналу після фільтрації. Той же результат досягається при використанні медіанного фільтра з порядком $m = [f_d/V]$.

Очевидно, що з точки зору обчислювальної складності медіанна фільтрація краща звичайної. Реалізація рекурсивного НЧ-фільтра 4...6 порядку вимагає виконання 10...25 операцій типу множення і 10...20 операцій типу додавання на кожен відлік сигналу. У той же час трудомісткість алгоритму рекурсивної медіанної фільтрації не перевищує 4...8 операцій типу додавання на відлік. Таким чином, медіанна фільтрація прискорює операцію усунення дроблень порівняно зі звичайною НЧ-фільтрацією в середньому в 10 разів.

При практичній реалізації медіанного фільтра може бути обраний алгоритм рекурсивної фільтрації, який характеризується кращими показниками при роботі в умовах сильних імпульсних шумів. Аналітично алгоритм записується так

$$y_i = \text{median}\{y_{i-k}, \dots, y_{i-1}, x_i, \dots, x_{i+k}\}, \quad (3.55)$$

де $k = (m-1)/2$; m – порядок фільтра; m – непарне; $\text{median}\{\}$ – операція виділення $(k+1)$ -го елемента послідовності у фігурних дужках, впорядкованої за зростанням.

Обчислення величини m здійснюється за правилом $m = [f_d / V_m]$, якщо m – парне і $m = [f_d / V_m] - 1$, якщо m – непарне, де f_d – частота дискретизації в Гц, V_m – максимально можливе значення швидкості маніпуляції для аналізованого сигналу.

Другим чинником, що викликає появу помилок при обробленні відеосигналу, є крайові спотворення, що представляють собою різницю за часом між дійсним моментом зміни полярності відеосигналу та ідеальним очікуваним моментом. Крайові спотворення можуть бути як випадковими, викликаними різного роду завадами каналу приймання, так і характеристичними, що приводять до постійного домінування тривалості посилок однієї полярності над послілками іншої.

Характеристичні спотворення викликаються, як правило, особливостями роботи приймально-передавальної апаратури. У реальних умовах радіоприймання різні види крайових спотворень діють одно-

часно, змішуючись за певними правилами. Необхідно підкреслити, що додатковим чинником появи випадкових крайових спотворень є медіанна фільтрація відеосигналу, що часто приводить при неможливості усунення дроблення до «притягнення» його до одного з країв посилки.

Крайові спотворення при передачі інформації радіоканалами можуть описуватися сумою двох нормальних законів розподілу:

$$w(\tau) = \frac{1}{(2p)^{1/2}} \left(\frac{b_1}{\delta_1} e^{-\tau^2/2\delta_1^2} + \frac{b_2}{\delta_2} e^{-\tau^2/2\delta_2^2} \right), \quad (3.56)$$

де τ – відносна величина спотворення від тривалості елементарної посилки t_0 , $\delta_1^2 \ll \delta_2^2$, $b_1 + b_2 = 1$.

Точні значення δ_1 , δ_2 , b_1 , b_2 залежать від конкретного каналу зв'язку.

При такому законі розподілу для основної маси випадків абсолютна величина крайового спотворення відноситься до тривалості елементарної посилки як

$$\frac{\tau}{t_0} < 0,12.$$

Крайові спотворення є найбільш значущим чинником у зниженні заводстійкості роботи систем тактової синхронізації за двійковими відеосигналами. Таким чином, необхідні спеціальні заходи їх компенсації при розробці методу визначення швидкості маніпуляції сигналів.

Пропонується такий метод визначення невідомої швидкості маніпуляції. На першому етапі після проведення процедури медіанної фільтрації обчислюється оцінка можливого значення t_0 . Оцінка t_0 отримується шляхом одночасного проведення двох процедур підрахунку сумарної тривалості двох послідовних посилок. Різниця між процедурами полягає у зсуві на один інтервал переходу відеосигналу з одного положення в інше початку відліку тривалості в процедурах.

Використання зсуву на одну зміну полярності дозволяє швидко оцінити можливе значення тривалості елементарної посилки t_0 . Якщо позначити результат роботи першої процедури як t_{01} , а другої – t_{02} (див. рис. 3.5), то при виконанні умови $t_{01} \approx t_{02}$ можна зробити висно-

вок про значення t_0 . На практиці з урахуванням наведеної вище нерівності рішення про рівність t_{01} і t_{02} приймається, якщо

$$l_1^1 \leq t_{01} / t_{02} \leq l_2^1, \quad (3.57)$$

де $l_1^1, l_2^1 > 0$ – деякі порогові значення, які визначаються очікуваною величиною крайових спотворень елементарної послідовної послідовності сигналу.

Результати обчислення t_{01} і t_{02} виходять на інтервалі відеосигналу, що включає 4 послідовні зміни полярності, відстані між якими приблизно рівні, тому за робочу гіпотезу про значення t_0 приймається вираз

$$t_0 = (t_{01} + t_{02}) / 4. \quad (3.58)$$

Такий підхід до оцінювання значення t_0 , заснований на підсумовуванні тривалості двох послідовних посилок, дозволяє здійснювати взаємну компенсацію посилок, викликаних деформацією меж посилок під впливом шумів, при яких «подовження» одних посилок компенсуються «укороченням» інших.

На другому етапі після отримання первинної оцінки t_0 проводиться перевірка правильності обчислення цього значення тривалості елементарної послідовності.

Процедура перевірки істинності оцінки t_0 також заснована на обчисленні тривалості t_1 , між двома послідовними змінами полярності та порівнянні отриманих результатів з очікуваними значеннями. При незначній для загального обсягу вибірки кількості дроблень значення першої моди буде лежати в точці $2t_0$. Найбільш часто повинні зустрічатися результати оцінок тривалості такого вигляду: $t_1 \approx 2t_0$, $t_1 \approx 3t_0$, $t_1 \approx 4t_0$. Кількісно вираз «найбільш часто» визначається за критерієм

$$\hat{p}_b \geq p^*, \quad (3.59)$$

де $0 < p < 1$ є граничним значенням, а \hat{p}_b – оцінка ймовірності відповідності t_1 очікуваним значенням.

Отримане значення тривалості t_1 вважається попередньою оцінкою t_0 при виконанні однієї з таких нерівностей

$$\begin{aligned}
l_1^2 &\leq t_1 / 2t_0 \leq l_2^2, \\
l_1^3 &\leq t_1 / 3t_0 \leq l_2^3, \\
l_1^4 &\leq t_1 / 4t_0 \leq l_2^4.
\end{aligned}
\tag{3.60}$$

де $l_1^2, l_2^2, l_1^3, l_2^3, l_1^4, l_2^4$ – порогові значення, які визначаються характером крайових спотворень дворазових, триразових і чотириразових посилок.

Усі результати обчислення t_1 запам'ятовуються. Значення t_1 , задовольняють нерівності $t_1 / 4t_0 > l_2^4$, при обчисленні \hat{p}_b не враховуються. Якщо на вибірці N -ї тривалості, оцінка задовольняє умову $\hat{p}_b \geq p^*$, гіпотеза при первинній оцінці значення t_0 вважається вірною, а значення t_0 коригується за правилом

$$t_0 = \frac{1}{3} \left(\frac{1}{4n_4} \sum_{i=1}^{n_4} t_4^i + \frac{1}{3n_3} \sum_{i=1}^{n_3} t_3^i + \frac{1}{2n_2} \sum_{i=1}^{n_2} t_2^i \right),
\tag{3.61}$$

де n_4, n_3 і n_2 – кількість разових оцінок t_1 , відповідає б умовам приймання серії з відповідно чотири-, три- або дворазових однополярних посилок; t_4^i, t_3^i, t_2^i – значення отриманих оцінок.

Якщо в результаті проведених дій виконується умова $\hat{p}_b < p^{**}$, ($0 < p^{**} < p^*$), здійснюється повернення на етап отримання первинної оцінки t_0 ..

При виконанні умови $p^{**} \leq \hat{p}_b < p^*$ здійснюються додатковий набір N результатів обчислення тривалості t_1 і відповідна корекція оцінки \hat{p}_b . Якщо і після проведення додаткової перевірки $\hat{p}_b < p^{**}$, здійснюється повернення на етап отримання первинної оцінки t_0 .

Описаний алгоритм визначення швидкості маніпуляції у вигляді блок-схеми представлений на рис. 3.6.

Для оцінки тривалості процедури визначення швидкості необхідно визначити можливий обсяг вибірки аналізованого сигналу. Припустимо, що весь обсяг оброблюваного відеосигналу складають серії від однієї до чотирьох елементарних посилок однієї полярності і що на п'ять

переданих посилок припадають в середньому дві зміни полярності відеосигналу. Ці умови добре узгоджуються з особливостями первинних кодів, що часто застосовуються на різних радіолініях.



Рисунок 3.6 – Алгоритм визначення швидкості маніпуляції РС

Слід зазначити порівняно невеликий обсяг операцій при обчисленні t_0 , причому оцінка тривалості послілки формується практично відразу після завершення накопичення вибірки. Обчислювальні затрати на вторинне оброблення з використанням сучасних цифрових засобів у наведеному методі істотно нижчі зазначених часових затрат на накопичення необхідної вибірки, можна зробити висновок про те, що метод дозволяє визначати швидкість маніпуляції РС в діапазоні від 0,1 до 2,0 Мбіт/с за 0,1...2 с.

4 ЗАСОБИ ЦИФРОВОГО ОБРОБЛЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ

4.1 Принципи побудови засобів оброблення РС

Існує два основні альтернативні принципи побудови засобів оброблення РС. Перший з них заснований на переважному використанні аналогової техніки, другий – цифрових методів оброблення РС. Тенденція розвитку техніки оброблення РС протягом останнього часу полягає в поступовому переході від аналогових методів до цифрових.

Цифрові методи змінюють аналогові з плином часу. Спочатку перевага належала аналоговим методам. У 90-х роках минулого століття почалося використання цифрових методів оброблення РС завдяки появі, з одного боку, основоположних теоретичних результатів з цифрових методів фільтрації та швидкого перетворення Фур'є, а з іншого боку, завдяки бурхливому розвитку цифрової мікроелектроніки. Спочатку засоби оброблення РС будувалися як пристрої з жорсткою логікою роботи [9], тому що програмовані пристрої залишалися громіздкими. З розвитком мікроелектроніки все більш широке використання знаходили програмовані процесори оброблення сигналів. Такий підхід дає системні переваги:

- стабільність характеристик у всьому діапазоні умов експлуатації засобів оброблення РС;
- можливість адаптації засобів оброблення РС до мінливих умов роботи;
- модернізація засобів оброблення РС за рахунок модифікації програмного забезпечення без зміни апаратної частини;
- зниження маси, габаритів і, як наслідок, суттєве підвищення надійності засобів оброблення РС;
- простота налаштування засобів оброблення РС;
- зниження ціни засобів оброблення РС порівняно з аналоговим варіантом за рахунок більшої технологічності та невисокої ціни компонентів при масовому виробництві.

Особливо слід підкреслити гнучкість програмованого пристрою оброблення сигналів. Засоби оброблення РС вимагають великого обсягу комплексних випробувань на заключному етапі розробки. При цьому важливо забезпечити можливість зміни прийнятих раніше рішень на стадії випробувань. Програмована апаратура в повній мірі відповідає цим вимогам, тому що дозволяє вводити зміни шляхом мо-

дифікації програмного забезпечення без доопрацювання апаратної частини пристрою. Це відкриває також широкі можливості для модернізації засобів оброблення РС в процесі експлуатації і значно подовжує життєвий цикл систем безпеки та моніторингу.

Пристрій цифрового оброблення РС на основі програмованого процесора складається з двох взаємопов'язаних частин (рис. 4.1): пристрої підсилення і перетворення сигналів (ПППС) і програмованого процесора оброблення сигналів (ППС).

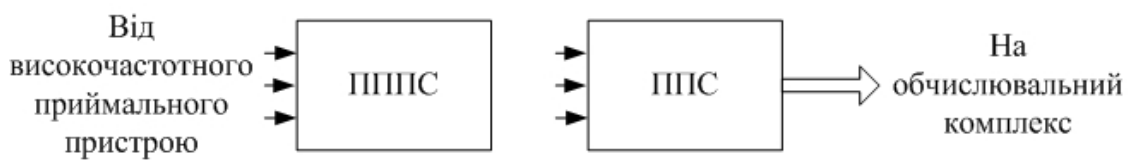


Рисунок 4.1 – Узагальнена структура пристрою цифрового оброблення РС

Основними функціями першого блока є кероване підсилення, формування смуги сигналів, що обробляються в цифровому вигляді, і аналого-цифрове перетворення РС. Слід зазначити, що незважаючи на те, що основне оброблення РС виконується в процесорі, перший блок є дуже важливим вузлом, що визначає багато важливих характеристик пристрою в цілому, такі, як чутливість, динамічний діапазон, максимальна смуга частот оброблюваних РС. Більш того, на сьогоднішньому рівні розвитку техніки саме ця частина апаратури обмежує гранично досяжні характеристики систем безпеки та моніторингу. З іншого боку, якість аналого-цифрового перетворення чинить серйозний вплив на алгоритми, що використовуються при подальшому цифровому обробленні РС. Тому зазначені два блоки доцільно розробляти спільно, оптимізуючи характеристики всього пристрою.

Наступний важливий принцип розробки впливає з багатofункціональності систем безпеки та моніторингу. Різноманіття завдань, виконуваних систем безпеки та моніторингу, вимагає використання широкого набору РС. Звідси впливає вимога забезпечення можливості оброблення довільних РС, у тому числі і тестових сигналів, що вводяться на етапі випробувань. Програмований цифровий пристрій легко відповідає цій вимозі, оскільки введення нового тестового сигналу вимагає лише додавання відповідної підпрограми його оброблення.

З різноманіття тестових сигналів впливає ще один важливий принцип: забезпечення безінерційного перемикання режимів роботи пристрою, тестових сигналів, тривалості періодів зондування та інших параметрів без спеціальних витрат часу на перемикання. Ця вимога реалізується шляхом організації спеціальним чином конвеєрів з оброблення сигналів і з керування пристроєм оброблення і забезпечує повне використання систем безпеки та моніторингу.

Важливим параметром пристрою цифрового оброблення РС є також час затримки отримання результатів оброблення після приймання РС. Навіть при фіксованій продуктивності пристрою цифрового оброблення РС ця затримка може істотно залежати від архітектури пристрою та способу організації обчислень. Між тим для успішного виконання низки задач моніторингу час затримки повинен бути мінімально можливим. Це дозволяє зменшити час реакції системи на зміну навколишнього середовища. Тому при розробці пристрою цифрового оброблення РС доцільно дотримуватися принципу мінімізації затримки, хоча це дещо ускладнює реалізацію апаратури.

Ключовим питанням для забезпечення високих характеристик пристрою цифрового оброблення РС є вибір елементної бази. Тут можливі два підходи. При першому з них використовуються компоненти, що виготовлені серійно й добре себе зарекомендували. При цьому знімаються проблеми освоєння нових елементів і може бути прискорений процес розробки апаратури. Однак найкращі можливі характеристики пристрою можуть бути отримані при використанні новітньої, щойно розробленої елементної бази. Такий підхід є більш прогресивним, хоча і більш трудомістким. Це є важливим, тому що процес розробки систем безпеки та моніторингу є досить тривалим і необхідно забезпечити передовий рівень техніки на багато років вперед. У зв'язку з цим у наведених нижче реалізаціях використовуються новітні компоненти, що існують на світовому ринку. Це відноситься, в першу чергу, до процесорів цифрового оброблення РС і аналого-цифрових перетворювачів, технологія виробництва яких прогресує дуже швидко.

Перераховані принципи розробки засобів цифрового оброблення РС не претендують на беззаперечність і є досить простими, проте вони дають основоположні правила, якими потрібно керуватися при розгляді різних варіантів побудови систем безпеки та моніторингу.

4.2 Методи побудови пристроїв підсилення та перетворення РС

Основним завданням пристрою підсилення та перетворення РС є перетворення аналогових сигналів у цифрову форму. Інші функції цього пристрою так чи інакше пов'язані із забезпеченням основної. Розглянемо можливі методи побудови цього пристрою.

Класична структура перетворення сигналу з аналогової форми у цифрову використовує перетворення на відеочастоті в квадратурних каналах для уникнення фазових спотворень [103–106] (рис. 4.2).

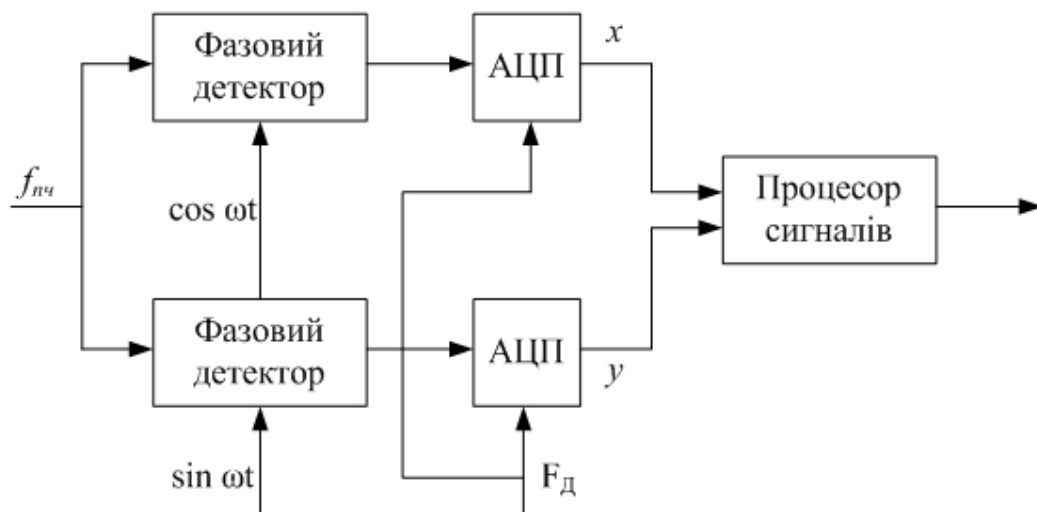


Рисунок 4.2 – Структура аналого-цифрового тракту з квадратурними каналами

Використання квадратурних каналів дозволяє вдвічі знизити вимоги до частоти дискретизації, що висуваються теоремою Уїттекера–Котельникова–Шеннона. При цьому немінучі амплітудно-фазові розбаланси квадратурних каналів призводять до появи паразитних дзеркальних гармонік у спектрі РС, що обмежує граничне значення динамічного діапазону тракту приймального пристрою по відношенню до паразитних гармонік на рівні 40 дБ.

Відома структура аналого-цифрового перетворення з корекцією розбалансу квадратурних каналів у цифровому вигляді [107, 108] (рис. 4.3). Ця реалізація аналого-цифрового перетворення сигналів ефективна лише для вузькосмугових РС, обмежуючи динамічний діапазон для широкосмугових РС величиною на рівні 50 дБ.

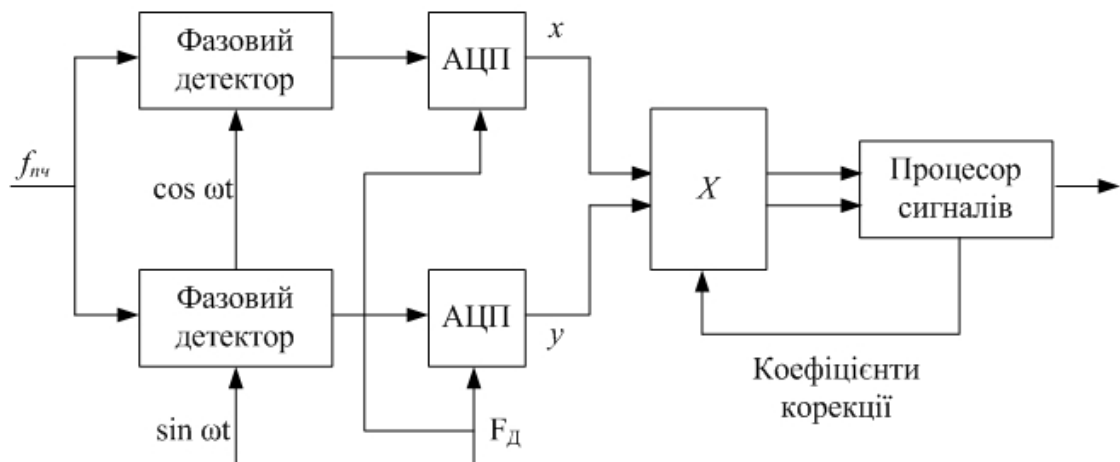


Рисунок 4.3 – Структура аналого-цифрового тракту з корекцією розбалансу квадратурних каналів

Вимоги до динамічного діапазону засобів оброблення РС у системах безпеки та моніторингу істотно вищі і досягають значень порядку 90...110 дБ при використанні кодованих РС (розділ 1). При таких високих вимогах практично єдиним можливим варіантом перетворення РС у цифрову форму є одноканальне аналого-цифрового перетворення на деякій проміжній частоті (рис. 4.4).

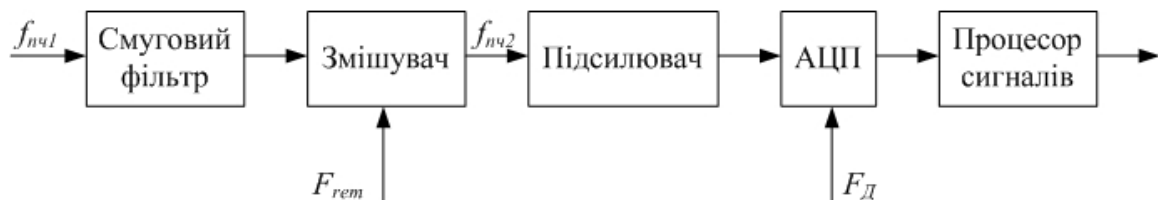


Рисунок 4.4 – Структура одноканального аналого-цифрового тракту

Безквадратурна схема використовується останнім часом і добре себе зарекомендувала [109, 110]. При цьому частота дискретизації підвищується вдвічі порівняно з варіантом перетворення з квадратурними каналами, проте проблем з розбалансом каналів у цьому випадку не виникає.

Одноканальну схему доцільно прийняти за основу при розробленні пристрою підсилення і перетворення РС. На рис. 4.4 представлено основні вузли, необхідні для перетворення РС в цифрову форму.

Першим таким вузлом є смуговий фільтр, що обмежує смугу частот РС, які обробляються в цифровому вигляді. Наступним вузлом є змішувач, який є аналогом фазового детектора у схемі з квадратурними каналами. У змішувачі проміжна частота сигналу $f_{mч1}$ знижується до деякого ненульового значення $f_{mч2}$, обраного, виходячи з можливостей сучасних АЦП, і пов'язаного з частотою дискретизації згідно з наведеними нижче співвідношеннями. Якщо ці співвідношення задовольняють вже вхідну проміжну частоту, то змішувач може не використовуватись у схемі. До такої реалізації слід прагнути, тому що змішувач є нелінійним елементом, що створює паразитні спектральні складові, з якими необхідно боротися. Третій елемент структури – підсилювач – необхідний для забезпечення достатнього рівня РС для функціонування АЦП. Розглянемо докладніше перераховані вузли.

Смуговий фільтр використовується для формування смуги частот РС, що обробляються в цифровій частині пристрою, і необхідний для виконання умов теореми Уїттекера–Котельникова–Шеннона. Для типових значень проміжних частот, що дорівнюють 10–30 МГц, як смуговий фільтр доцільно використовувати монолітний акустично-електронний п'єзоелектричний фільтр на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ-фільтр). Для зазначених частот ПАХ-фільтр кращий за своїми характеристиками порівняно з фільтрами на об'ємних акустичних хвилях, зокрема, вигідно відрізняється від останніх високою лінійністю фазочастотної характеристики, що важливо в режимах моніторингу радіопростору.

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) цього фільтра характеризується такими основними параметрами:

ΔF (-3дБ) – ширина смуги пропускання на рівні -3 дБ;

$\Delta F(G)$ – ширина смуги пропускання на рівні заглушення G ;

G – рівень заглушення у смузі затримки;

$K_n = \Delta F(G) / \Delta F(-3\text{дБ})$ – коефіцієнт прямокутності, який визначається як співвідношення відповідних смуг.

Смуга пропускання обирається не меншою за максимальну смугу прийнятих РС. Для використання у радіомоніторингу це значення відповідає максимальній смузі тестових сигналів $\Delta F_{\text{макс}}$ з урахуванням максимального частотного зсуву $f_{\text{Д макс}}$

$$\Delta F(-3\text{дБ}) \geq \Delta F_{\text{макс}} + 2f_{\text{Д макс}} \cdot \quad (4.1)$$

Для типової системи радіомоніторингу значення $\Delta F_{\text{макс}}$ лежить в діапазоні 2–3 МГц, а максимальний частотний зсув для X – діапазону частот – порядку 200 кГц. При цьому мінімально можлива смуга дорівнює 2,4–3,4 МГц.

Зазначене мінімальне значення смуги $\Delta F(-3\text{дБ}) = 2,4$ МГц може бути використане для імпульсних РС. Що стосується неперервних РС, то в багатьох практичних ситуаціях смугу пропускання доцільно збільшити в 2–3 рази порівняно з мінімально можливою, щоб перехідний процес у фільтрі не затягував фронти потужних відображень у сусідні канали. У цьому випадку смуга пропускання фільтра буде лежати в діапазоні 4,8...10 МГц.

Крім обмежень на смугу пропускання, для ПАХ-фільтра потрібна висока прямокутність. Мінімізація коефіцієнта прямокутності дозволяє знизити частоту дискретизації та відповідно вимоги до продуктивності системи радіомоніторингу. Разом з тим зменшення коефіцієнта прямокутності досягається за рахунок збільшення порядку фільтра, що веде до неприпустимого зростання тривалості перехідного процесу і внесеного згасання. Тому розрахунок фільтра повинен передбачати мінімізацію тривалості його імпульсної характеристики при заданих обмеженнях на величину коефіцієнта прямокутності. Компромісним є значення коефіцієнта прямокутності в діапазоні 2...3.

Типові значення рівня заглушення у смузі затримки для використання в системах радіомоніторингу лежать в діапазоні (50...70) дБ.

Збільшення смуги пропускання фільтра порівняно з мінімально необхідною, згадане вище для квазінеперервних РС, доцільно також з іншої точки зору. Воно дозволяє в смузі оброблення отримати кращі характеристики фільтра: рівномірнішу амплітудно-частотну та лінійнішу фазочастотну характеристики. З іншого боку, ширша смуга, відповідно до теореми Уїттекера–Котельникова–Шеннона збільшує частоту дискретизації, в зв'язку з чим такий принцип роботи називається передискретизацією. При цьому одразу після АЦП смугу оброблення доцільно зменшити до необхідного значення за допомогою цифрового смугового фільтра, щоб не збільшувати обсяг інформації, що надходить для подальшого оброблення. Одночасно зручно перенести смугу РС, що обробляється, в область нульових частот і після фільтра зроби-

ти проріджування вибірок РС в необхідну кількість разів. При цьому після АЦП з'являється цифровий формувач смуги сигналів (ФСС), що містить послідовно ввімкнені цифровий гетеродин і фільтр нижніх частот з проріджуванням вихідних вибірок. На його виході з'являються комплексні вибірки з пониженою частотою. З точки зору подальшого оброблення в програмованому процесорі сигналів ФСС зручно розглядати як частину АЦП. Цифрова реалізація фільтра, що формує смугу РС, дає можливість легко переналаштовувати його параметри від одного циклу до іншого, і тим самим покращувати характеристики системи в цілому.

Структурна схема формування смуги оброблення РС при використанні передискретизації показана на рис. 4.5.

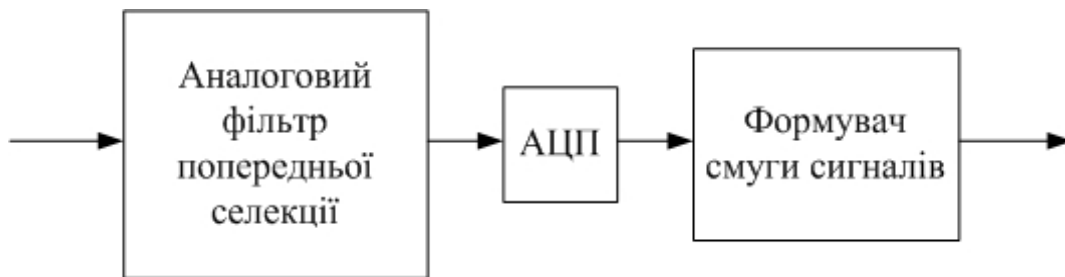


Рисунок 4.5 – Структурна схема формування смуги оброблення РС у цифровому вигляді

У цій схемі аналоговий фільтр є попереднім і необхідний лише для виконання умов теореми Уїттекера–Котельникова–Шеннона, а основним фільтром, що формує смугу оброблення, є цифровий фільтр. Такий спосіб формування смуги на даний час широко використовується в радіомовних приймачах.

4.3 Вибір частотних режимів первинного оброблення РС

Для одноканальної схеми аналого-цифрового перетворення сигнал є дійсним і його спектр $S(f)$ має властивість комплексної спряженості: $S(-f) = S^*(f)$, тобто для будь-якої його гармоніки з частотою f є гармоніка з такою ж амплітудою та частотою $-f$. При цьому смуговий фільтр формує зі спектра РС дві дзеркально-симетричні смуги частот у додатній і від'ємній частинах спектра (рис. 4.6). Комплексно-спряжена частина спектра показана пунктирною лінією.

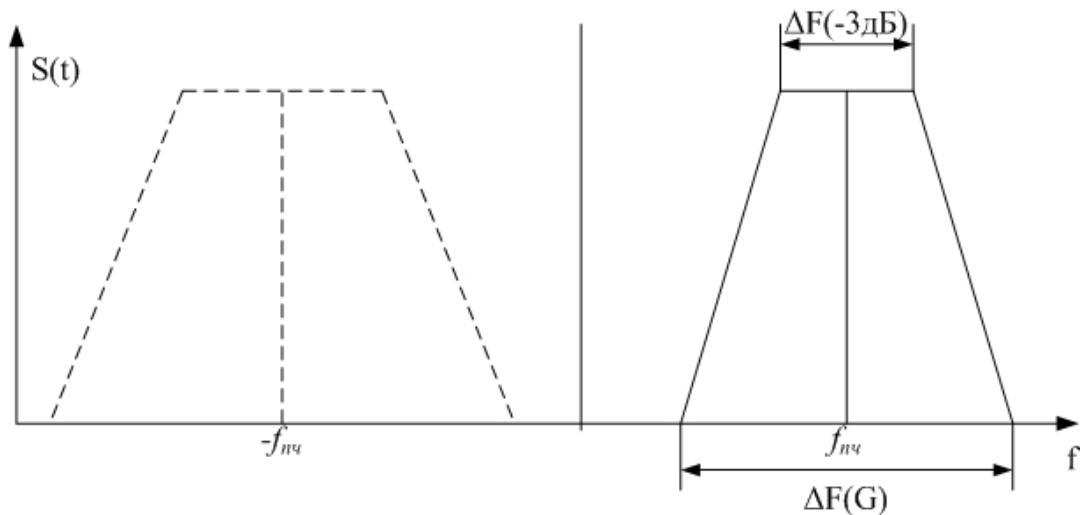


Рисунок 4.6 – Форма спектра РС на вході АЦП

Дискретизація за часом з частотою F_0 веде до явища накладання спектра, при якому спектр $S_0(f)$ сигналу після дискретизації пов'язаний зі спектром $S(f)$ сигналу до дискретизації таким співвідношенням

$$S_0(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} S(f + mF_0). \quad (4.2)$$

Таким чином, частоти вхідного сигналу, відмінні між собою на величину кратну F_0 , після дискретизації не відрізняються. Тому є сенс розглядати спектр лише на одному з відрізків виду $[mF_0, (m+1)F_0]$, де m – ціле число, наприклад, на відрізку $[0, F_0]$.

При дискретизації комплексно-спряжена частина спектра може накладатися на основну, і для забезпечення можливості подальшого оброблення сигналу без спотворень необхідно, щоб у смузі спектра, що обробляється, не було накладань. Припустимо, що область спектра відповідає смузі пропускання фільтра ΔF (-3 дБ). При цьому можна навести необхідні співвідношення для частоти дискретизації F_0 і проміжної частоти. Оцінка знизу для можливої частоти дискретизації набуває вигляду

$$F_0 \geq (K_n + 1)\Delta F(-3\text{дБ}), \quad (4.3)$$

де K_n – коефіцієнт прямокутності фільтра.

Рівність у виразі (4.3) відповідає наведеному на рис. 4.7 розташуванню на частотній осі прямої та комплексно-спряженої частин спектра. Темним кольором на рисунку позначено частину спектра, що обробляється у цифровій формі.

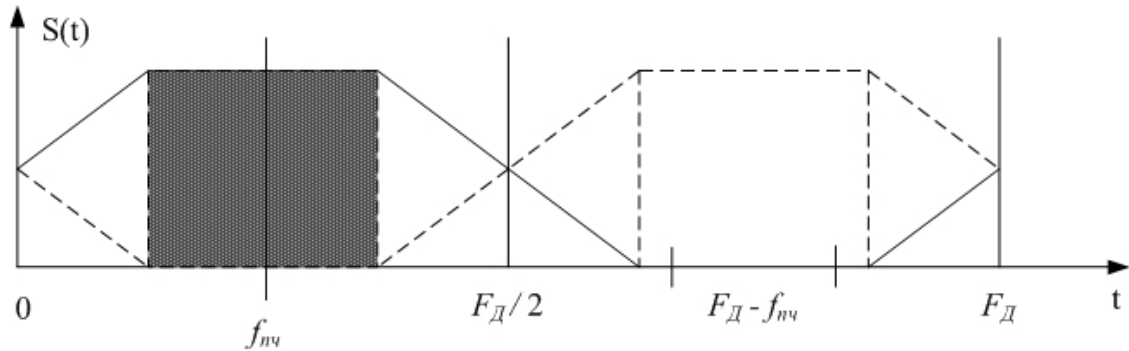


Рисунок 4.7 – Форма спектра РС на виході АЦП

Проміжна частота не може бути обрана довільною. Наприклад, легко помітити, що при $f_{nc} = F_D / 2$ частини спектра, що аналізуються, повністю накладаються одна на одну і відбувається спотворення РС. Тому проміжна частота f_{nc} повинна бути такою, щоб пряма та комплексно-спряжена частини спектра не перекривалися у смузі частот, що представляють інтерес при обробленні. Неважко довести, що найбільше рознесення по частоті складових спектра, що аналізуються, відбувається при виборі проміжної частоти в центрі першої або другої половини одного з відрізків частот виду $[mF_D, (m+1)F_D]$.

$$f_{nc} = \frac{(2m+1)F_D}{4}, \quad (4.4)$$

де m – довільне ціле число, що обмежене частотними можливостями АЦП.

Якщо частота дискретизації вища мінімально необхідної величини, яка визначається правою частиною виразу (4.4), то частота f_{nc} може приймати значення навколо цього положення так, щоб смуги затримки фільтра (див. рис. 4.7) не потрапляли в смугу оброблення РС.

Вирази (4.3) і (4.4) визначають необхідні співвідношення для вибору частот F_D і f_{nc} .

Ефект накладання спектра при дискретизації (4.2) дозволяє сформулювати вимоги до форми АЧХ-фільтра попередньої селекції у смузі затримки. Рівень спектральних складових, що потрапляють в область оброблення (див. сірий прямокутник на рис. 4.7), повинен бути таким, щоб після частотної фільтрації вони не спричиняли помітне підвищення рівня бічних пелюсток функції взаємної невизначеності. Ця умова буде виконуватися, якщо коефіцієнт заглушення відповідає рівню бічних пелюсток або вищий. Для імпульсних сигналів значення останнього зазвичай лежить в діапазоні 20...40 дБ; таким чином, величину заглушення фільтра достатньо обрати у діапазоні $G = 40...50$ дБ.

Зовсім інший ефект має місце при обробленні квазінеперевних сигналів з високою частотою повторення. У цьому випадку спектр сигналу з прямокутними імпульсами має вигляд

$$S(f) = \frac{\sin \pi f \tau_{imn}}{\pi f \tau_{imn}} \cdot \frac{\sin \pi N f t_n}{N \sin \pi f t_n},$$

де τ_{imn} – тривалість імпульсу; t_n – період повторення імпульсів; N – кількість імпульсів у РС.

Цей спектр має періодичну структуру повторюваних пелюсток з періодом частоти повторення f_n . Пелюстки цього спектра спадають дуже повільно, і рівень спектральних складових, накладених в оброблювану область, має порядок $R \approx A - G - 20$. Звідси, необхідний рівень заглушення $G \geq A - 20 \approx 60...80$ дБ. Реалізація рівня заглушення 70...80 дБ на одній частоті є не простою задачею, а виконання фільтрації на двох частотах спричиняє різке ускладнення підсилювального тракту.

Проаналізуємо іншу можливість забезпечення необхідного рівня заглушення, пов'язану з тим, що області основних пелюсток розглянутого спектра завад є неробочими. Якщо співвідношення між частотами f_{nc} , f_{on} і F_δ вибрати таким чином, щоб при дискретизації компоненти, що накладаються, збігалися з основними пелюстками у смузі оброблюваних частот, то заглушення у фільтрі можна не збільшувати порівняно з імпульсними сигналами.

Слід зауважити, що для забезпечення повної когерентності в системах моніторингу зазвичай всі використані частоти формуються з однієї опорної частоти f_{on} . Припустимо, що всі частоти повторення квазінеперевних сигналів, використовуваних в системах моніторингу, отримуються діленням опорної частоти: $f_n = f_{on} / n$, де n – ціле число. Тоді з урахуванням (4.4) неважко отримати, що для забезпечення необхідного порядку накладання для будь-якого коефіцієнта ділення достатньо виконання таких умов:

$$F_{\delta} = 4kf_{on}, \quad f_{nc} = (2l+1)f_{on}, \quad (4.5)$$

де k і l – довільні цілі числа.

Нехай $f_{on} = 10$ МГц. Тоді згідно з (4.5) можна задати $F_{\delta} = 40$ МГц, $f_{nc} = 30$ МГц. Зауважимо, що для РС систем моніторингу обрана частота дискретизації істотно вища мінімально можливої 8...10. Це дозволяє використовувати метод передискретизації. У цьому випадку цифровий вузол після АЦП формує необхідну смугу з проріджуванням вибірок в чотири рази до значення $F_{\delta} = 10$ МГц. При розгляді подальшого оброблення в програмованому процесорі формувач смуги РС будемо розглядати як частину АЦП. При цьому на вхід процесора надходять комплексні вибірки сигналу з частотою дискретизації $F_{\delta} = 10$ МГц.

Зауважимо також, що при виборі F_{δ} і f_{nc} відповідно до співвідношень (4.5) забезпечується ще одна властивість, важлива при обробленні квазінеперевних РС: усі гармоніки основних пелюсток спектра накладаються на основні пелюстки, що послаблює вимоги до лінійності тракту.

4.4 Тракт підсилення та аналого-цифрового перетворення РС

Аналого-цифровий перетворювач є найбільш критичним вузлом пристрою підсилення і перетворення РС, що обмежує як частотні, так і динамічні характеристики пристрою в цілому. У табл. 4.1 наведено характеристики деяких інтегральних схем швидкодійних АЦП, виробництва фірми Analog Devices [111, 112].

Таблиця 4.1 – Характеристики інтегральних схем швидкодійних АЦП

Тип СВІС АЦП	Розрядність	Частота дискретизації, МГц	Діапазон		Частота для вимірювання динамічного діапазону, МГц
			за шумами, дБ	за гармоніками, дБ	
AD9434	12	500	68	70	100
AD9625	12	2000	66	69	300
AD9633	12	125	69	71	50
AD9681	14	125	77	80	50
AD9683	14	250	75,5	78	80
AD9250	14	250	72,5	77	80
AD9266	16	80	83	89	30
AD9655	16	125	81	87	40
AD9261	16	160	79	86	50

Крім розрядності та максимальної частоти дискретизації в таблиці наведені динамічний діапазон за власними шумами та динамічний діапазон за паразитними спектральними складовими (або за гармоніками), що є основними динамічними параметрами АЦП.

З таблиці видно, що в необхідному інтервалі частот дискретизації і проміжних частот можуть використовуватися серійно вироблені 14-розрядні АЦП. Наприклад, для розглянутого в кінці попереднього розділу прикладу ($F_s = 240$ МГц, $f_{nc} = 60$ МГц) можна використовувати АЦП типу AD9683. При цьому динамічний діапазон за шумами становить близько 75 дБ, а за гармоніками – близько 78 дБ. При типових коефіцієнтах фільтрації цифрової частини (30–40 дБ) це дає можливість отримати динамічний діапазон за шумами всього пристрою близько 100 дБ, що цілком достатньо для більшості використань у системах моніторингу.

Що стосується динамічного діапазону за гармоніками, то він не поліпшується при цифровому обробленні і залишається на рівні 80 дБ. Для оброблення імпульсних РС це цілком прийнятно. Однак для квазінеперервних РС ця величина лежить на нижній межі допустимих значень. Подальше її збільшення пов'язане з розробкою нових 16-розрядних АЦП з необхідними частотними характеристиками. Провідні фірми-виробники АЦП вже оголосили про роботи в цій галузі.

зі, і найближчі роки наведені вище динамічні параметри швидкодіючих АЦП будуть суттєво покращені.

Перетворення аналогового сигналу у цифрову форму супроводжується енергетичними втратами p щодо відношення сигнал/шум. Можна показати, що для середньоквадратичного значення зовнішнього вхідного шуму σ_{ex} більше половини кроку квантування h , втрати p можуть бути розраховані за виразом

$$p = 10 \lg \left[1 + \frac{k}{\left(\frac{\sigma_{\text{ex}}}{h} \right)^2} \right], \quad (4.6)$$

де коефіцієнт k обчислюється, виходячи з паспортного значення динамічного діапазону D_u АЦП за шумами

$$k \approx \left[\frac{2^{r-1}}{10 \frac{D_u}{20}} \right]^2. \quad (4.7)$$

При $\sigma_{\text{ex}} < h$ втрати різко зростають зі зменшенням σ_{ex} . З іншого боку, збільшення σ_{ex} знижує динамічний діапазон. Компромісним є значення σ_{ex} / h в діапазоні 1...2. Наприклад, для АЦП типу AD9683 співвідношення $\sigma_{\text{ex}} / h = 1,5$ забезпечує достатній рівень лінеаризації амплітудної характеристики АЦП, якій відповідає значення втрат $p = 0,9$ дБ.

У процесі експлуатації доцільно підтримувати відношення σ_{ex} / h на вході АЦП на фіксованому оптимальному рівні. Це може бути досягнуто спеціальним автоматичним регулюванням підсилення.

Регулювання підсилення в пристрої підсилення та перетворення РС виконує такі функції:

- підтримку співвідношення σ_{ex} / h на фіксованому оптимальному рівні;
- запобігання обмеженням в аналого-цифровому тракті.

Необхідність першого регулювання (шумове автоматичне регулювання підсилення ШАРП) обґрунтовано раніше. Воно може бути реалізоване таким чином. У часовій діаграмі пристрою періодично (наприклад, один раз за кілька хвилин) виділяються спеціальні такти для налаштування, що розглядається. При цьому процесор сигналів оцінює значення відношення σ_{ax} / h за вихідними кодами АЦП і розраховує необхідну зміну коефіцієнта підсилення.

Друге регулювання зумовлене тим, що для нормального функціонування пристрою сигнал повинен знаходитися в межах лінійної частини амплітудної характеристики (в межах динамічного діапазону). Якщо ця умова не задовольняється, то відбувається обмеження сигналу, як правило, в АЦП, що спричиняє велику кількість паразитних спектральних складових, які спотворюють РС і спричиняють додаткові похибки перетворення.

Для ліквідації обмеження необхідно знизити підсилення тракту, хоча це і призводить до відповідного зниження чутливості. Зниження підсилення може бути реалізовано такими способами. По-перше, система моніторингу може здійснювати моніторинг карти пасивних завод. При наявності такої карти обчислювальний комплекс (ОК) системи передає на пристрій оброблення сигналів для кожного такту оброблення код регулювання підсилення, що забезпечує лінійність усього тракту.

По-друге, для квазінеперервних РС налаштування підсилення може здійснюватися на початку такту оброблення. При цьому команда на зниження підсилення формується спеціальною схемою на виході АЦП за результатами аналізу вихідних кодів за період повторення імпульсів. Зазначена процедура циклічно повторюється протягом кількох перших періодів повторення (миттєве автоматичне регулювання підсилення – МАРП).

І нарешті, стан може істотно покращити обмежувач перед фільтром попередньої селекції. При цьому рівень обмеження повинен відповідати рівню обмеження в АЦП. Перенесення обмеження в точку тракту до фільтра дозволяє відселекціонувати паразитні гармоніки з допомогою фільтра та істотно знизити їх негативний вплив.

На рис. 4.8 наведено структурну схему одного каналу пристрою підсилення та перетворення РС, що використовує всі наведені вище регулювання.

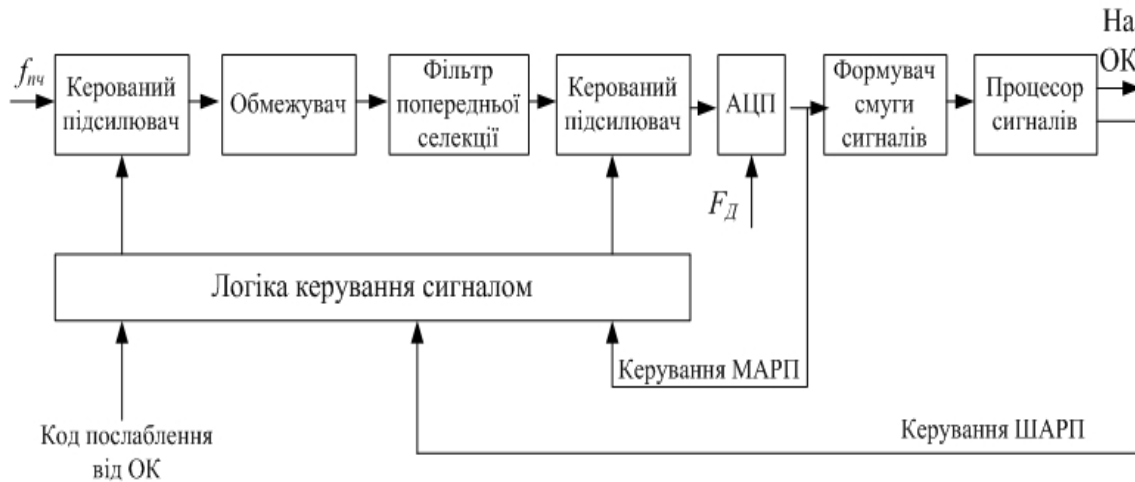


Рисунок 4.8 – Структурна схема каналу підсилення та перетворення РС

Ця схема відповідає випадку, коли вхідна проміжна частота задовольняє необхідні вимоги для функціонування АЦП, а в самому АЦП використовується техніка передискретизації з формуванням смуги оброблення на виході. Блок "логіка управління підсиленням" в кожному такті роботи реалізує встановлення необхідного коефіцієнта підсилення за результатами роботи давачів систем ШАРП, МАРП і карти завод.

Підсумовуючи результати дослідження пристрою підсилення та перетворення РС, слід зазначити, що при його практичній реалізації доцільно використовувати такі технічні рішення:

- перетворення сигналу в цифрову форму за одноканальною схемою на деякій проміжній частоті без використання квадратурних каналів;
- розширення смуги фільтра попередньої селекції у порівнянні з мінімально необхідною; використання передискретизації з формуванням смуги оброблення після АЦП;
- стабілізацію на вході АЦП середньоквадратичного значення власних шумів приймального тракту за допомогою ШАРП;
- використання різних методів керування коефіцієнтом підсилення для підтримки максимального сигналу в межах лінійної частини амплітудної характеристики пристрою.

4.5 Процесор первинного цифрового оброблення радіосигналів

У попередніх підрозділах розглянуто загальні принципи побудови пристроїв оброблення РС та методи реалізації аналого-цифрової частини. У цьому підрозділі наведено особливості процесора первинного оброблення (ППО), що реалізує алгоритми первинного цифрового оброблення РС.

ППО є кінцевим вузлом тракту первинного оброблення радіосигналів [9], і саме в цьому вузлі реалізуються всі основні алгоритми багатоканальної оптимальної фільтрації, виявлення корисних РС і вимірювання їх параметрів. Програмованість процесора дозволяє використовувати широкий набір тестових сигналів, необхідних сучасній системі моніторингу, і гнучко змінювати режими її роботи залежно від навколишнього середовища.

Основні вимоги до ППО визначаються класом реалізованих алгоритмів і необхідною продуктивністю при їх виконанні. Аналіз розглянутих в [9] алгоритмів оброблення радіосигналів дає можливість виділити елементарні підалгоритми цифрового оброблення сигналів (ЦОС), ефективне виконання яких повинно бути забезпечене в ППО. У табл. 4.2 перераховані основні з цих підалгоритмів. У другій графі таблиці наведено оцінку питомої ваги кількості арифметичних операцій, необхідних для виконання відповідного алгоритму серед всіх операцій пристрою оброблення РС. Дані отримані усередненням по різних режимах роботи для декількох систем безпеки та моніторингу.

Таблиця 4.2 – Основні підалгоритми ЦОС

Назва	Питома вага (%)
ШПФ і ОШПФ	61
Рекурсивна та нерекурсивна фільтрації	10
Поелементні операції з масивами (додавання, множення, порівняння і т. і.)	10
Порогове оброблення	9
Інші	10

З таблиці видно, що архітектура ППО повинна забезпечувати, перш за все, ефективне виконання таких типових підалгоритмів ЦОС, як ШПФ, фільтрація та поелементні операції з масивами. Проте частка таких підалгоритмів, як порогове оброблення та визначення парамет-

рів РС (графа «інші»), також досить велика (близько 20 %). Відповідні підалгоритми відрізняє велика кількість розгалужень і умовних переходів. Отже, пристрій повинен бути достатньо універсальним.

Що стосується необхідної продуктивності ППО, то вона залежить від конкретних режимів роботи системи безпеки та моніторингу. Грубу оцінку необхідної продуктивності можна провести за допомогою такої емпіричної формули:

$$P = kLN,$$

де P – необхідна номінальна продуктивність в кількості арифметичних операцій за секунду; $k = 5 \cdot 10^5$ – емпіричний коефіцієнт необхідної продуктивності на один канал оброблення за мілісекунду; $l = 2$ – відношення реальної продуктивності до номінальної; N – кількість каналів оброблення, які формуються за мілісекунду.

Реалізувати зазначену продуктивність на однопроцесорному обчислювальному пристрої при сучасному стані елементної бази не є можливим, оскільки продуктивність новітніх і перспективних СВІС сигнальних процесорів не перевищує 1000...2000 Мфлоп/с. При такій продуктивності для реалізації розглянутого режиму необхідно 8...12 СВІС. Таким чином ППС є багатопроцесорним пристроєм. Тому актуальним завданням є розробка ефективної архітектури пристрою та обґрунтований вибір СВІС сигнального процесора.

Інші вимоги до ППС впливають із загальних принципів розробки пристроїв оброблення РС, розглянуті в [10], і полягають у такому:

- забезпечення безінерційного перемикання режимів роботи пристрою, видів оброблюваних сигналів, тривалостей періодів оброблення та інших параметрів без спеціальних витрат часу на перемикання;
- мінімізація часу затримки отримання результатів оброблення після приймання РС;
- використання новітньої елементної бази.

Основними сучасними принципами розробки багатопроцесорних обчислювальних систем є конвеєризація та розпаралелювання як головні методи прискорення обчислювального процесу, а також конструктивна однорідність і модульність як засобу спрощення розробки і зниження вартості системи [113, 114]. У зв'язку з цим для багатопроцесорного пристрою оптимізацію, як правило, проводять у широкому

спектрі можливих архітектур – від послідовної конвеєрної архітектури, коли процесорні елементи (ПЕ) увімкнені один за одним (рис. 4.9а), до чисто паралельної архітектури, коли ПЕ працюють, в основному, незалежно і здійснюють необхідний обмін даними по загальних каналах зв'язку (рис. 4.9б).

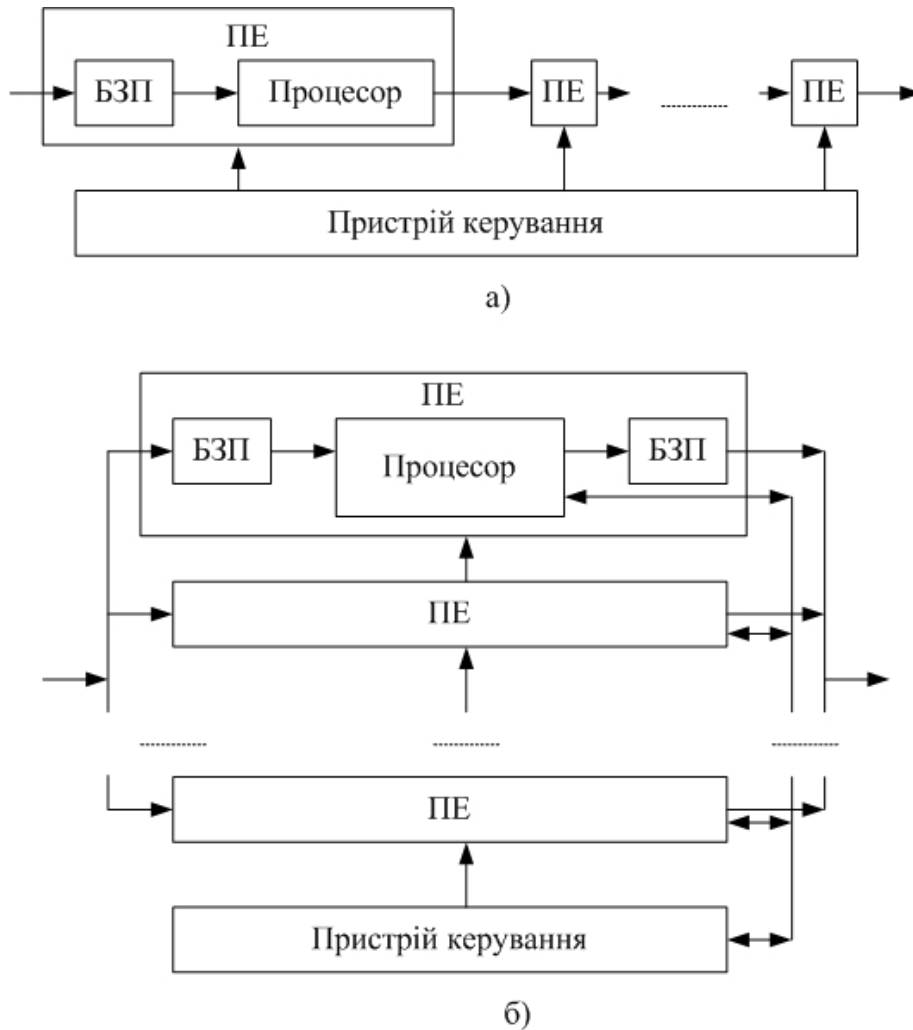


Рисунок 4.9 – Структури ППО: а) конвеєрна; б) паралельна

Головними перевагами конвеєрної архітектури є простота розбиття виконуваних алгоритмів на окремі фрагменти, кожен з яких виконується одним з ПЕ, і, як наслідок, простота програмування. Проте істотним недоліком послідовної архітектури є велика затримка отримання вихідного результату, пропорційна числу ПЕ. При десятках ПЕ затримка може досягати сотень мілісекунд, що, як правило, неприпустимо в системах моніторингу. Крім того, для організації подібної архі-

текстури необхідне використання буферних запам'ятовувальних пристроїв (БЗП), обсяг кожного з яких пропорційний обсягу всієї оброблюваної інформації, а кількість дорівнює числу етапів конвеєра. За допомогою цих БЗП та відповідного пристрою керування організується конвеєрне оброблення. При великій кількості процесорних елементів складність пристрою керування істотно зростає внаслідок того, що при подібному способі побудови багатопроцесорної системи необхідно здійснювати керування великою кількістю різних обчислювальних процесів, які відбуваються одночасно.

Паралельна архітектура, навпаки, вимагає добре розвиненого паралелізму алгоритмів, що не є досяжним для всіх із них. Разом з тим, вона дозволяє мінімізувати затримку отримання результату, підвищити конструктивну однорідність і модульність пристрою і, отже, спрощує розробку та робить дешевшим виробництво систем безпеки та моніторингу. Проте такий спосіб побудови ППО накладає високі вимоги на продуктивність ПЕ, яка повинна забезпечувати для кожного з алгоритмів оброблення виконання за час такту однієї з паралельних гілок алгоритму. В іншому випадку потрібен обмін великими потоками даних загальними каналами зв'язку, що істотно знижує реальну продуктивність, тому що під час обміну даними ПЕ можуть простоювати. Одним з методів ліквідації зазначеного недоліку є організація обміну під час обчислень. Реалізація цього досягається шляхом застосування вбудованих засобів організації обміну в багатопроцесорній системі, що є в ряді СВІС сигнальних процесорів, або з допомогою спеціалізованого процесора, що входить у пристрій керування, з незначними втратами у продуктивності [9]. Окрім того, з метою поєднання операцій оброблення та введення-виведення інформації доцільно використовувати конвеєризацію зазначених операцій, яка досягається також за допомогою БЗП, обсяг кожного з яких пропорційний частці від ділення обсягу оброблюваної інформації на кількість процесорних елементів. У зв'язку з цим паралельна архітектура ППО повинна мати конвеєрну структуру на рівні виконання завдань, що надходять послідовно, і паралельну структуру з однотипних процесорних елементів на рівні розв'язання фіксованої задачі [9].

Таким чином, доцільно зупинитися на паралельній архітектурі ППО та розробити ПЕ, що забезпечує розв'язання найбільшої паралельної гілки кожного з алгоритмів оброблення без обміну між ПЕ. При

цьому з метою зменшення габаритів пристрою та споживаної потужності, а також з метою спрощення організації обчислювального процесу, бажано мінімізувати кількість процесорних елементів. Це досягається шляхом максимізації продуктивності процесорного елемента, а, отже, і обраного СВІС сигнального процесора.

На сьогоднішній день загальноновизнана необхідність застосування як основного обчислювального елемента спеціалізованих СВІС сигнальних процесорів, що задовольняють розглянуті вище вимоги, і дозволяють ефективно вирішувати широкий клас задач оброблення сигналів. В даний час на ринку широко представлені СВІС сигнальних процесорів з фіксованою комою (в основному 16-розрядні) і 32-розрядні СВІС з плаваючою комою. Тому при виборі СВІС перш за все необхідно визначити розрядність обчислень і форму представлення чисел.

Розрядність обчислень в процесорі сигналів визначається, в основному, необхідним динамічним діапазоном пристрою оброблення сигналів. Динамічний діапазон пристрою для систем безпеки та моніторингу повинен бути не менше 90 дБ [20, 21]. Подібне значення не досягне для 16-розрядних процесорів з фіксованою комою, тому що помилки округлення обмежують динамічний діапазон для розглянутих завдань величиною порядку 60 дБ. Крім того, використання формату з фіксованою комою створює проблеми масштабування у процесі оброблення РС, що значною мірою ускладнює програмування. Тому як основна СВІС процесора для побудови пристрою оброблення РС має використовуватися 32-розрядну СВІС з плаваючою комою.

На сьогоднішній день основними конкуруючими СВІС подібного типу є СВІС сімейства TMS320 фірми Texas Instruments і СВІС фірми Analog Devices (обидві фірми – США). Основні технічні характеристики перерахованих СВІС наведені в табл. 4.3 [13].

Наступним важливим параметром СВІС сигнального процесора є його реальна продуктивність при виконанні алгоритмів оброблення сигналів. Для зменшення складності програмування і зниження втрат продуктивності порівняно з номінальною доцільно вибирати процесор, що забезпечує розв'язання найбільшої паралельної гілки кожного з алгоритмів за заданий час без міжпроцесорного обміну інформацією. Як видно з табл. 4.3, максимальну пікову продуктивність серед розглянутих мають СВІС ADSP-21160 фірми Analog Devices і TMS320C67

фірми Texas Instruments. Часи виконання основних алгоритмів оброблення сигналів при використанні цих процесорів дуже близькі, хоча внутрішня структура має істотні відмінності.

Таблиця 4.3 – СВІС сигнальних процесорів з плаваючою комою

Параметр	AD14160	ADSP-21160	TMS320C67
Фірма	Analog Devices	Analog Devices	Texas Instruments
Час циклу, нс	25	10	6
Номінальна продуктивність, Мфлоп/с	480	600	1000
Внутрішнє ОЗП	4×64К×32×2	64К×32×2	16К×32
Внутрішнє ПЗП	–	–	–
Програмний КЕШ	4×32×48	32×48	2К×256
Кількість каналів ПДП	10	14	4
Час обчислення ШПФ, 1024 точки, мс	0,15	0,09	0,12

Окрім продуктивності, для створення ефективної багатопроцесорної системи велике значення має ще низка параметрів, таких як обсяг внутрішнього оперативного запам'ятовувального пристрою (ОЗП), конфігурація та можливості прямого доступу до пам'яті, підтримка багатопроцесорної роботи і т. д. За цими параметрами СВІС ADSP-21160 краща. Її основні переваги такі:

- наявність спеціальної, апаратно реалізованої функції, що дозволяє прискорити виконання алгоритму ШПФ – додавання/віднімання за один такт роботи процесора;
- більший обсяг двопортової внутрішньої пам'яті, що дозволяє в більшості випадків обходитися без додаткової зовнішньої пам'яті, і зменшує швидкість обміну даними і реальну продуктивність;
- наявність розвинених вбудованих засобів для організації багатопроцесорних систем;
- малу глибину конвеєра команд, що істотно підвищує продуктивність при виконанні умовних переходів і обробленні переривань;
- підтримка прямого доступу до пам'яті без зупинки обчислювального ядра, що дозволяє ефективно поєднувати операції обчислень і введення-виведення інформації;

- простий алгебраїчний асемблер, що дозволяє розробляти програми оброблення з максимальним використанням наявної продуктивності СВІС.

Ці властивості дозволяють СВІС ADSP-21160 мати більш високу продуктивність при виконанні алгоритму ШПФ порівняно з СВІС TMS320C67, хоча час циклу у першій більший, ніж у другій.

Розглянемо детальніше структуру ППО, що реалізує архітектурні принципи, необхідні для систем безпеки та моніторингу. Розглянута схема носить загальний характер, однак при оцінці числових параметрів будемо вважати для визначеності, що ППО повинен оброблювати набір РС, наведених у першому розділі.

Нехай, як і раніше, на вхід ППО надходять масиви даних від сумарного та двох різницевого каналів системи безпеки та моніторингу [23, 24]. У режимі виявлення ППО виконує оброблення тільки сумарного каналу, в режимі ідентифікації – всіх трьох каналів. Структура ППО представлена на рис. 4.10 і містить такі функціональні вузли:

- вхідний розподільник інформації;
- обчислювальний модуль (ОМ) з чотирьох процесорних елементів (ПЕ);
- контролер видачі інформації, що реалізує виведення результатів оброблення на фоні обчислень;
- процесор керування;
- пристрій синхронізації та контролю.



Рисунок 4.10 – Структура ППО

Кількість необхідних обчислювальних модулів може змінюватись залежно від потреб конкретної системи безпеки та моніторингу. Для РС, що розглядаються в цій роботі, потрібно три обчислювальних модуля.

Основним елементом ППО є обчислювальний модуль (рис. 4.11). Він має у своєму складі чотири ідентичних процесорних елементи, кожен з яких містить СВІС сигнального процесора ADSP-21160 і буферний ЗП типу FIFO для накопичення результатів оброблення, під'єднаний до одного з лінк-портів. Це дозволяє отримувати результати оброблення незалежно з кожного процесора у режимі прямого доступу без втрати продуктивності. Процесори пов'язані один з одним як по загальній шині, так і через лінк-порти і загальний ОЗП.

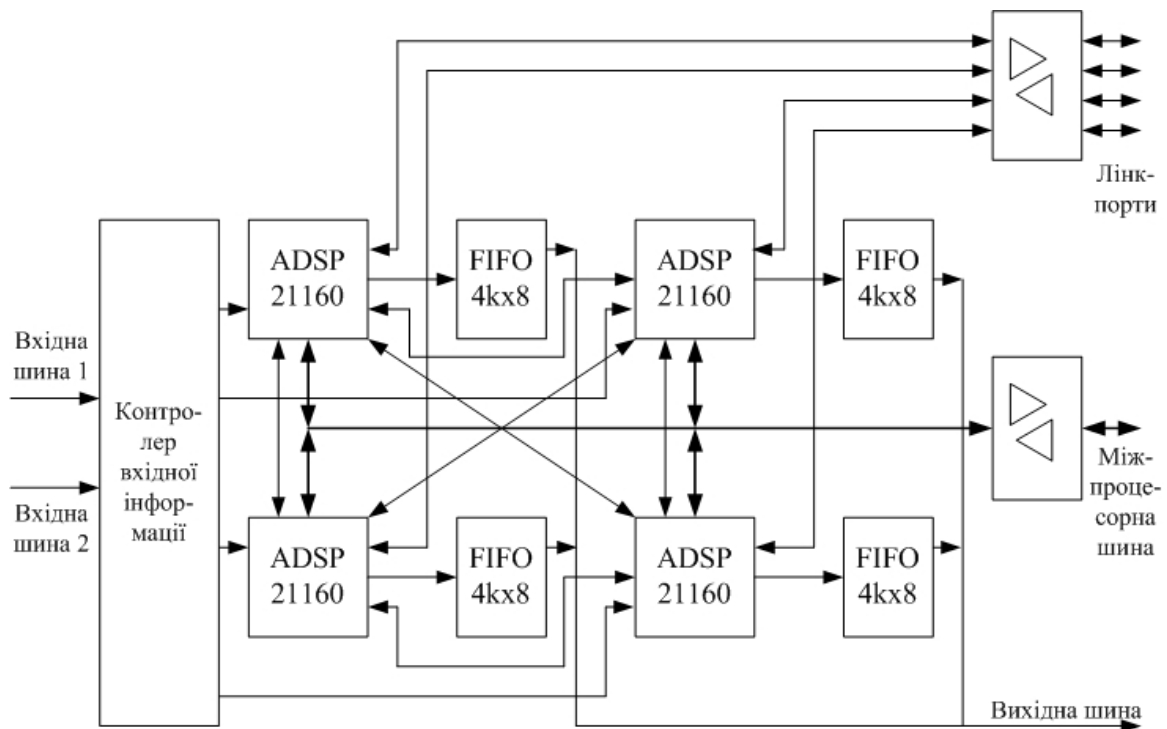


Рисунок 4.11 – Структура обчислювального модуля

Контролер вхідної інформації розподіляє вхідні вибірки сигналу за процесорними елементами та їх запис через лінк-порти у внутрішню пам'ять процесорів у режимі прямого доступу. Порядок запису визначається зручністю ініціалізації першого підалгоритму оброблення РС. Як вхідний БЗП використовується внутрішня пам'ять СВІС сигнального процесора. Контролер вхідної інформації виконаний на базі ВІС

програмованої логіки. Окрім того, на комірці розміщені зовнішні інтерфейси, що дозволяють здійснювати пересилання даних в інші пристрої ППО як паралельною шиною за командами процесора керування, так і через лінк-порти.

Номінальна продуктивність обчислювального модуля – 2400 Мфлоп/с, а загальна продуктивність ППО для трьох обчислювальних модулів – 7,2 Гфлоп/с. При необхідності продуктивність може бути легко збільшена шляхом встановлення додаткових обчислювальних модулів.

Другим найбільш важливим модулем пристрою є процесор керування. Його завданнями є отримання та оброблення керувальної інформації, керування всіма вузлами пристрою, а також виконання підалгоритмів оброблення РС, для яких не знайдено або не існує способів розпаралелювання. Для уніфікації технічних рішень процесор керування також доцільно розробляти на базі СВІС сигнального процесора, що використовується в обчислювальних модулях.

Як зазначено раніше, ППО має конвеєрну структуру на рівні виконання завдань, що надходять послідовно. Часова діаграма конвеєра для постійної тривалості періоду оброблення показана на рис. 4.12.

Цифри на діаграмі означають номер завдання, інформація якого обробляється на цьому відрізку часу. Довжина конвеєра за даними становить три такти, або етапи: один такт, що збігається з зондуванням, і два такти після зондування. На першому етапі здійснюється приймання інформації від АЦП і розподілення її по обчислювальних модулях із записом у вхідні БЗП процесорних елементів. Виконання алгоритмів оброблення проводиться на етапі 2 конвеєра. Оброблення закінчується записом результатів у вихідні БЗП. На етапі 3 проводиться видача результатів.

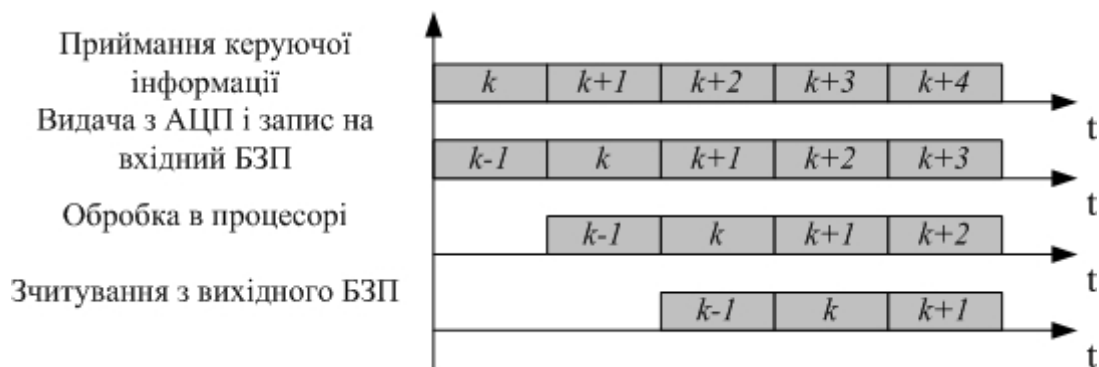


Рисунок 4.12 – Часова діаграма роботи конвеєра

Довжина конвеєра по керуванню становить чотири такти: до трьох розглянутих додається такт на отримання і переробку керувальної інформації. Часова діаграма наочно демонструє необхідність поєднання операцій введення-виведення і оброблення інформації.

Організація конвеєра для випадку постійної тривалості періоду зондування не викликає труднощів. При цьому в якості БЗП зазвичай використовуються два банки ЗП з об'ємом, рівним максимальному об'єму V інформації, що отримується за одне зондування.

Проте в сучасних системах безпеки та моніторингу послідовні такти можуть істотно відрізнитися за тривалістю, об'ємом оброблюваної інформації і алгоритмами оброблення.

Існує два способи керування конвеєром: синхронний і асинхронний. При синхронному способі керування організовується таким чином, щоб на будь-якому етапі конвеєра забезпечити затримку, рівну максимальній тривалості T такту оброблення. При асинхронному способі зчитування з БЗП починається негайно після виконання двох умов: запис у БЗП інформації даного оброблення закінчено, і процесор вільний. При асинхронному керуванні затримка конвеєра залежить від передісторії, від обчислювального завантаження процесора і, як правило, не передбачувана.

БЗП конвеєра зі змінним тактом може бути реалізовано у вигляді циклічного буфера в двопортовому ОЗП або у вигляді трьох банків однопортових ОЗП. В обох випадках загальний необхідний об'єм ОЗП не перевершує $3V$, де V – максимальний об'єм інформації за зондування. При двопортовому ОЗП для широкого класу вхідних потоків інформації об'єм може бути знижено до одного V . Для розглянутого конвеєра оброблення РС у системах моніторингу об'єм не перевищує $2V$.

Одним з найбільш важливих завдань при реалізації оброблення РС на багатопроцесорному пристрої є розробка алгоритмів, що допускають ефективно розпаралелювання і найбільш повне використання наявної продуктивності. Основну увагу при цьому необхідно приділяти алгоритмам оптимальної фільтрації РС в режимі виявлення, внаслідок великих об'ємів оброблюваної інформації. Ці алгоритми використовують два способи розпаралелювання, що відповідають двом методам оброблення сигналу – кореляційно-фільтровому методу і його моди-

фікаціям при обробленні квазінеперервних РС і методу узгодженої фільтрації в частотній області при обробленні імпульсних РС з використанням секціонованої згортки. Для першого методу кожен процесорний елемент обробляє один або кілька каналів, для другого – одну або декілька секцій сигналу. Аналогічним чином розпаралелюються і алгоритми порогового оброблення.

Перед початком періоду оброблення пристрій отримує пакет командної інформації, що задає режим оброблення. Запис сигналу у вхідну пам'ять починається через деякий час після закінчення випромінювання і триває до кінця періоду оброблення.

Оптимальна фільтрація імпульсного РС здійснюється методом узгодженої фільтрації в частотній області з використанням секціонованої згортки. При цьому кожний процесорний елемент обробляє дві секції по 1024 відліки, що органічно поєднується з внутрішньою структурою СВІС сигнального процесора, що має в своєму складі два арифметичних пристрої.

Необхідне секціонування вхідного сигналу та розподіл між процесорними елементами виконується за допомогою контролерів вхідної інформації, що входять до складу обчислювальних модулів, за даними процесора управління. Загальна кількість секцій дорівнює 12, отже, необхідно шість процесорних елементів двох обчислювальних модулів. Для кожної секції виконується перетворення в частотну область за допомогою алгоритму ШПФ порядку 1024. Отримані спектральні складові перемножуються на частотну характеристику оптимального фільтра і вагову функцію для зменшення рівня бічних пелюсток функції невизначеності. Потім ці відліки перетворюються в часову область за допомогою алгоритму зворотного ШПФ порядку 1024. У результаті отримуються 525 відліків.

Далі відбувається обчислення модулів отриманих відліків, порогове оброблення, формування зв'язних областей, що перевищили поріг, і визначення їх параметрів, при чому два останні алгоритми виконуються процесором керування. Крім того, формується вихідний масив амплітуд відгуків узгоджених фільтрів для видачі на пристрої індикації.

Час виконання усіх підалгоритмів оброблення РС в ППО наведено в табл. 4.4.

Таблиця 4.4 – Час виконання алгоритмів оброблення РС

Алгоритм	Час оброблення, мкс	
	Імпульсний РС	Квазі-неперервний РС
Перетворення формату вхідного масиву	4	8
Вагове оброблення вхідного масиву	-	4
ШПФ	20	59
Множення на частотну характеристику	4	-
Вагове оброблення спектра сигналу	2	-
Зворотне ШПФ	21	-
Внутрішньо-імпульсне когерентне накопичення	–	21
Обчислення модулів масиву фільтрів	5	9
Формування масиву відгуків узгоджених фільтрів	1	1
Порогове оброблення зі стабілізацією	8	15
Вимірювання параметрів модуляції	7	7
Знаходження швидкості маніпуляції	3	-
Обчислення сигналів помилок	1	1
Всього	76	125

У таблиці не враховано час на підготовку і пересилання керуючої інформації, який є дуже малим порівняно з часом оброблення. Загальний час виконання завдання менший періоду оброблення і, отже, забезпечується робота в реальному масштабі часу.

Розглянуті в розділі методи побудови програмованих процесорів оброблення радіосигналів є результатом роботи зі створення пристроїв оброблення широкого класу РС. Описані принципи побудови ППО дозволяють розробити універсальні багатопроцесорні пристрої в класі задач оброблення радіосигналів, архітектура яких практично не залежить від виду оброблюваних сигналів. Конкретне виконання визначається лише необхідною продуктивністю, необхідним об'ємом пам'яті, протоколами обміну з зовнішніми пристроями та рівнем застосовуваної елементної бази.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Довгий С. О. Сучасні телекомунікації / С. О. Довгий, О. Я. Савченко, П. П. Воробієнко. – К. : Український видавничий центр, 2002. – 520 с.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – М. : Вильямс, 2003. – 1104 с.
3. Панфилов И. П. Цифровая связь. / И. П. Панфилов, В. К. Стеклов, Н. Л. Бирюков и др. – К. : Техніка, 1992. – 228 с.
4. Дансмор Б. Справочник по телекоммуникационным технологиям / Б. Дансмор, Т. Скандьер. – М. : Вильямс, 2004. – 640 с.
5. Хелд Г. Технологии передачи данных. / Г. Хелд. – СПб. : Питер, 2003. – 720 с.
6. Радзиевский В. Г. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех / В. Г. Радзиевский, П. А. Трифонов. – М. : Радиотехника, 2009. – 288 с.
7. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник / под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Радиотехника, 2007. – 512 с.
8. Деев В. В. Методы модуляции и кодирования в современных системах связи / В. В. Деев. – СПб. : Наука, 2007. – 267 с.
9. Методи та засоби первинного цифрового оброблення радіосигналів : монографія / Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський, В. М. Кичак. – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 168 с.
10. Бортник Г. Г. Методи та засоби обробки високочастотних сигналів : монографія / Бортник Г. Г., Кичак В. М. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1998. – 132 с.
11. Волков Л. Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики : учеб. пособие / Л. Н. Волков, М. С. Немировский, Ю. С. Шинаков. – М. : ЭКО-ТРЕНДЗ, 2005. – 392 с.
12. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С. Л. Марпл-мл. – М. : Мир, 1990. – 584 с.
13. Айфичер Э. Цифровая обработка сигналов: практический подход / Айфичер Эммануил С., Джервис Барри У. – М. : Вильямс, 2004. – 992 с.

14. Гольденберг Л. М. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие для вузов / Л. М. Гольденберг, Б. Д. Матюшкин, М. Н. Поляк. – М. : Радио и связь, 1990. – 256 с.
15. Лайонс Ричард. Цифровая обработка сигналов / Ричард Лайонс. – 2-е издание. – М.: Бином-Пресс, 2006. – 656 с.
16. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко. – СПб. : Питер, 2003. – 604 с.
17. Смит С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников. / С. Смит. – М. : Додэка XXI, 2008. – 720 с.
18. Лэй Э. Цифровая обработка сигналов для инженеров и технических специалистов. / Э. Лэй. – М. : Группа ИДТ, 2007. – 336 с.
19. Радзиевский В. Г. Теоретические основы радиоэлектронной разведки / В. Г. Радзиевский, А. А. Сирота. – М. : Радиотехника, 2004. – 432 с.
20. Рембовский А. М. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / А. М. Рембовский, А. В. Ашихмин, В. А. Козьмин. – М. : Телеком, 2010. – 624 с.
21. Куприянов А. И. Радиоэлектронные системы в информационном конфликте / А. И. Куприянова, А. В. Сахаров. – М. : Вузовская книга, 2003. – 528 с.
22. Леньшин А. В. Бортовые системы и комплексы радиоэлектронного подавления / А. В. Леньшин. – Воронеж : Научная книга, 2014. – 590 с.
23. Цветнов В. В. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие / В. В. Цветнов, В. П. Демин, А. И. Куприянов. – М. : Изд-во МАИ, 1998. – 248 с.
24. Радиоэлектронная борьба. Цифровое запоминание и воспроизведение радиосигналов и электромагнитных войн / под ред. А. И. Куприянова. – М. : Вузовская книга, 2009. – 360 с.
25. Мартиросов В. Е. Теория и техника приема дискретных сигналов ЦСПИ / В. Е. Мартиросов. – М. : Радиотехника, 2005. – 136 с.
26. Бортник Г. Г. Дискретизація вузькосмугових сигналів / Г. Г. Бортник, С. Г. Бортник, О. В. Стальченко // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2005. – № 2. – С. 45–48.

27. Бортник Г. Г. Методи та засоби підвищення ефективності оцінювання фазового дрижання сигналів у телекомунікаційних системах : монографія / Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський, В. М. Кичак. – Вінниця : ВНТУ, 2015. – 140 с.
28. Бортник Г. Г. Методи та пристрої оцінювання характеристик імпульсно-кодових модуляторів широкосмугових сигналів : монографія / Г. Г. Бортник, В. М. Кичак, Н. О. Пунченко. – Вінниця : ВНТУ, 2014. – 147 с.
29. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы / С. И. Баскаков. – 3-е изд. – М. : Высшая школа, 2000. – 462 с.
30. Волощук Ю. І. Сигнали та процеси у радіотехніці : підручник для студентів вищих навчальних закладів, том 2 / Ю. І. Волощук. – Харків : Компанія СМІТ, 2003. – 444 с.
31. Бабак В. П. Обробка сигналів : підручник / В. П. Бабак, В. С. Хандецький, Е. Шрюфер. – К. : Либідь, 1996. – 392 с.
32. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. – М. : Радио и связь, 1982. – 624 с.
33. Раушер К. Основы спектрального анализа / К. Раушер, Ф. Йанссен, Р. Минихольд. – М. : Горячая линия телеком, 2006. – 224 с.
34. Волощук Ю. І. Сигнали та процеси у радіотехніці : підручник для студентів вищих навчальних закладів, том 1 / Ю. І. Волощук. – Харків : Компанія СМІТ, 2003. – 580 с.
35. Гимпилевич Ю. Б. Сигналы и процессы в радиотехнике : учебное пособие / Ю. Б. Гимпилевич. – Севастополь : Изд-во СевНТУ, 2003. – 272с.
36. Бакулев П. А. Радиолокационные и радионавигационные системы : учебное пособие для вузов / П. А. Бакулев, А. А. Сосновский. – М. : Радио и связь, 1994. – 296 с.
37. Бортник Г. Г. Основи теорії багатоканального зв'язку : навчальний посібник / Г. Г. Бортник, С. Г. Бортник, О. В. Стальченко. – Вінниця : ВНТУ, 2010. – 146 с.
38. Бортник Г. Г. Основи теорії передачі інформації : навчальний посібник / Г. Г. Бортник, В. М. Кичак. – Вінниця : ВДТУ, 2002. – 128 с.

39. Пенин П. И. Радиотехнические системы передачи информации: учебное пособие для вузов / П. И. Пенин., Л. И. Филиппов. – М. : Радио и связь, 1984. – 256 с.
40. Прокис Д. Цифровая связь / Д. Прокис ; пер. с англ. под ред. Д. Д. Кловского. – М. : Радио и связь, 2000. – 800 с.
41. Скляр Д. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Скляр Д. ; пер. с англ. под ред. А. В. Назаренко. – М. : Вильямс, 2003. – 1104 с.
42. Бортник Г. Г. Системи доступу : підручник для вузів / Г. Г. Бортник, В. М. Кичак, О. В. Стальченко. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2010. – 308 с.
43. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1989. – 656 с.
44. Дьяконов В. П. Современные измерительные генераторы сигналов / В. П. Дьяконов. – М. : Солон-пресс, 2011. – 378 с.
45. Информационные системы: Табличная обработка информации / Е. П. Балашов, В. Н. Негода, Д. В. Пузанков [и др.]; под ред. Е. П. Балашова и В. Б. Смолова. – Л.: Энергоатомиздат. Ленинград. отд-ние, 1985. – 184 с.
46. Информационные системы: Табличная обработка информации / Е. П. Балашов, В. Н. Негода, Д. В. Пузанков [и др.]; под ред. Е. П. Балашова и В. Б. Смолова. – Л. : Энергоатомиздат. Ленинград. отд-ние, 1985. – 184 с.
47. Кестер У. Проектирование систем цифровой и смешанной обработки сигналов / Уолт Кестер. – М. : Техносфера, 2010. – 328 с.
48. Бортник Г. Г. Методи та засоби аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів : монографія / Г. Г. Бортник, О. Г. Бортник, В. М. Кичак. – Вінниця : ВНТУ, 2013. – 128 с.
49. Крупельницький Л. В. Аналого-цифрові пристрої систем, що самокоригуються, для вимірювань і оброблення низькочастотних сигналів : монографія / Л. В. Крупельницький, О. Д. Азаров ; під. заг. ред. О. Д. Азарова. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005 – 167 с.
50. Грушвицкий Р. И. Аналого-цифровые периферийные устройства микропроцессорных систем / Р. И. Грушвицкий, А. Х. Мурсаев, В. Б. Смоллов. – Л. : Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989. – 160 с.

51. Lundin H. On external calibration of analog-to-digital converters. / H. Lundin, M. Skoglund, P. Handel // IEEE Workshop on Statistical Signal Processing: proceedings of the conference, Singapore. – August 2001. – P. 377–380.

52. Lundin H. ADC post-correction using limited resolution correction values / H. Lundin, M. Skoglund, P. Handel // IMEKO 10th Workshop on ADC Modeling and Testing: proceedings of the conference, Gdynia/Jurata, Poland, September 2005. – Vol.2. – P. 567–572.

53. Маковий В. А. Расширение динамического диапазона реальных АЦП методами цифровой коррекции / В. А. Маковий // Радиотехника. – 1990. – № 6. – С. 24–27.

54. Lundin H. A criterion for optimizing bit-reduced post-correction of AD converters / H. Lundin, M. Skoglund, P. Handel // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements. – August 2004. – P. 1159–1166.

55. Lundin H. A framework for external dynamic compensation of AD converters / H. Lundin, M. Skoglund, P. Handel // 7th European Workshop on ADC Modeling and Testing: proceedings of the conference, Prague, Czech Republic. – June 2002. — P. 135–138.

56. Шахтарин Б. И. Методы спектрального оценивания случайных сигналов : учебное пособие / Б. И. Шахтарин, В. А. Ковригин. – М. : Гелиос АРВ, 2005. – 248 с.

57. Бортник Г. Г. Цифровий метод спектрального оцінювання випадкових сигналів / Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський, О. В. Стальченко // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2014. – № 2. – С. 108–114.

58. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование / Уолт Кестер. – М. : Техносфера, 2007. – 1016 с.

59. Динамические параметры аналого-цифровых преобразователей и методы их измерений / П. И. Руднев, Б. А. Хаджи, В. Ю. Чернышев, С. Н. Шилов // Радиотехника и электроника. – 1993. – № 10. – С. 1868–1876.

60. Маковий В. А. Расчет аналого-цифрового тракта программно-определяемого радиосредства / В. А. Маковий// Теория и техника радиосвязи. –2010. – № 2. – С. 65–73.

61. Гельман М. М. Системные аналого-цифровые преобразователи и процессоры сигналов / М. М. Гельман. – М. : Мир, 1999. – 559 с.

62. Брагин А. А. Основы метрологического обеспечения аналого-цифровых преобразователей электрических сигналов / А. А. Брагин, А. Л. Семенюк. – М. : Изд.-во стандартов, 1989.– 164 с.

63. Маковий В. А. Нелинейные искажения и интермодуляционная избирательность в аналого-цифровых трактах ДКМВ диапазона / В. А. Маковий // Теория и техника радиосвязи. – 2012 – № 2. – С. 83–94.

64. Маковий В. А. Цифровая коррекция комбинаций в SDR радиостанциях / В. А. Маковий // Теория и техника радиосвязи. – 2012. – № 3. – С. 25–34.

65. Бортник Г. Аналого-цифровий перетворювач з коригуванням похибок на основі фазо-площинної матриці / Г. Бортник, С. Бортник, О. Стальченко // Сучасні проблеми мікроелектроніки, радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПМРТП-2006) : матеріали II Міжнар. науково-техніч. конф., Вінниця, 16–19 лист. 2006 р. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – С. 53–54.

66. Бортник Г. Г. Аналого-цифровий перетворювач з коригуванням похибок на основі фазо-площинної матриці / Г. Г. Бортник, С. Г. Бортник, О. В. Стальченко // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2007. – № 2. – С. 14–21.

67. Бортник Г. Г. Методи та засоби контролю динамічних параметрів аналого-цифрових перетворювачів / Г. Г. Бортник, В. М. Кичак, О. А. Семенюк // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1997. – № 2. – С. 19–28.

68. Кичак В. М. Дослідження тестових сигналів для контролю характеристик аналого-цифрових перетворювачів / В. М. Кичак, С. Г. Бортник, Н. О. Пунченко // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2010. – № 1. – С. 80–84

69. Бортник Г. Аналіз ефективності аналого-цифрового перетворення сигналів у радіотехнічних комплексах спеціального призначення / Г. Бортник, В. Костецький, О. Стальченко // Сучасні проблеми радіотехніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2011) : матер. V міжнар. наук.-техн. конф. – Вінниця : ВНТУ, 2011. – С. 13–14.

70. Бортник Г. Г. Аналіз ефективності аналого-цифрового перетворення сигналів у радіотехнічних комплексах / Г. Г. Бортник,

М. Л. Мінов, О. В. Стальченко // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2011. – № 2 (21). – С. 12–15.

71. Бортник Г. Г. Цифровий пристрій запам'ятовування та відтворення радіосигналів / Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський, Р. М. Вітер // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2019. – № 4. – С. 87–93.

72. Петровский А. А. Методы и микропроцессорные средства обработки широкополосных и быстропротекающих процессов в реальном времени / А. А. Петровский ; под ред. Г. В. Римского. – Минск : Наука и техника. – 1988. – 272 с.

73. Бортник Г. Г. Пристрій первинного оброблення радіосигналів / Г. Г. Бортник, А. В. Коваленко // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2017, – № 1. – С. 81–86.

74. Бортник Г. Г. Апаратно-програмний засіб первинного оброблення вузькосмугових радіосигналів / Г. Г. Бортник, А. В. Коваленко // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2017. – № 2. – С. 87–90.

75. Бортник Г. Г. Пристрій первинного оброблення радіосигналів / Г. Г. Бортник, А. В. Коваленко // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2017. – № 1. – С. 81–85.

76. Ахмед Н. Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов / Н. Ахмед, К. Р. Рао. – М. : Связь, 1980. – 248 с.

77. Jenq Y. Digital spectra of nonuniformly sampled signals: theories and applications / Y. Jenq // IEEE Trans. on Instrum. and Measurement. – 1990. – № 6. – P. 969–971.

78. Bortnyk G. G. High-processing method of spectral analysis wide-signals / G. G. Bortnyk, V. M. Kychak, M. V. Vasylkivskyi // International Conference on Information and Tele-communication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo). – 2019.– P. 1–4.

79. Бортник Г. Г. Цифровий метод спектрального аналізу широко-смугових сигналів / Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський, А. В. Коваленко / Вісник Хмельницького національного університету. – 2019. – № 3. – С. 92–96.

80. Бортник Г. Г. Цифровий метод спектрального аналізу радіосигналів / Г. Г. Бортник, А. В. Коваленко // Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПРН-2019) : матеріали I

Міжнародної науково-технічної конференції, 14–16 листопада 2019 р. – Вінниця : ВНТУ. – С. 39–40.

81. Васильківський М. В. Оцінювання продуктивності каскадного кодування та цифрової модуляції в телекомунікаційних системах / М. В. Васильківський, О. В. Стальченко // Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПРН-2019) : матеріали I Міжнародної науково-технічної конференції, 14–16 листопада 2019р. – Вінниця : ВНТУ. – С. 88–89.

82. Бортник Г. Г. Метод цифрового спектрального аналізу вузько-смугових сигналів / Г. Г. Бортник, О. Г. Бортник, О. В. Стальченко / Вісник Вінницького політехнічного інституту, 2016, № 4. – С. 97–101.

83. Бортник Г. Г. Спектральний метод оцінювання динамічних параметрів аналого-цифрових перетворювачів / Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський, О. Г. Бортник // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2016. – № 1. – С. 63–67.

84. Бортник Г. Г. Метод цифрового спектрального аналізу у реальному часі / Г. Г. Бортник, О. Г. Бортник, М. В. Васильківський / Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2016. – № 6. – С. 96–100.

85. Бортник Г. Цифровий панорамний аналізатор спектра / Г. Бортник, С. Бортник, В. Костецький // Сучасні проблеми мікроелектроніки, радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПМРТП-2006) : матеріали другої Міжнар. науково-технічної конф., Вінниця, 16–19 лист. 2006 р. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – С. 55–56.

86. Бортник Г. Г. Аналого-цифровий тракт комп'ютерних систем з цифровим обробленням високочастотних сигналів / Г. Г. Бортник, О. В. Стальченко, О. І. Паламарчук // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2015. – № 2 – С. 74–78.

87. Бортник Г. Г. Пристрій аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів / Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський, О. В. Стальченко // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2013. – № 1 – С. 102–105.

88. Бортник Г. Г. Цифровий аналізатор спектра радіосигналів / Г. Г. Бортник, А. В. Коваленко // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2017. – № 3. – С. 83–86

89. Бортник Г. Г. Пристрій запам'ятовування та відтворення радіосигналів / Г. Г. Бортник, Р. М. Вітер // Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПРН-2019)», (СПРН-2019) : матеріали I Міжнародної науково-технічної конференції, 14–16 листопада 2019 р. – Вінниця : ВНТУ. – С. 66–67.

90. Лосев В. В. Микропроцессорные устройства обработки информации. Алгоритмы цифровой обработки / В. В. Лосев. – Минск : Выш. шк. – 1990. – 132 с.

91. Маковий В. А. Имитационное моделирование широкополосного аналого-цифрового тракта программно-определяемых радиоустройств / В. А. Маковий // Теория и техника радиосвязи. – 2011. – № 2. – С. 57 – 68.

92. Бортник Г. Г. Метод визначення динамічних характеристик аналого-цифрових перетворювачів на базі взаємних спектральних відображень / Г. Г. Бортник, А. В. Коваленко // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2016. – № 3. – С. 60–64.

93. Бортник Г. Г. Аналого-цифрові тракти комп'ютерних систем з цифровим обробленням високочастотних сигналів : монографія / Г. Г. Бортник, В. М. Кичак, О. В. Стальченко. – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 140 с.

94. Бортник Г. Г. Метод аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів з додатковим шумоподібним сигналом / Г. Г. Бортник, О. В. Стальченко, К. О. Боярський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2015. – № 1. – С. 100–105.

95. Афонский А. А. Цифровые анализаторы спектра, сигналов и логики / А. А. Афонский, В. П. Дьяконов. – М. : Солон-пресс, 2009. – 248 с.

96. Проектирование специализированных информационно-вычислительных систем / Ю. М. Смирнов, Г. Н. Воробьев, Е. С. Потапов, В. В. Сюзев ; под ред. Ю. М. Смирнова. – М. : Высш. шк., 1984. – 359 с.

97. Bortnyk G. G. Analog-digital path of radio-technical systems with digital processing of high-frequency signals / G. G. Bortnyk, M. V. Vasylykivskyi, V. M. Kychak // Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science (TCSET'2018) :

Proceedings of the Int. Conf., Lviv-Slavsko, Ukraine, February 20–24, 2018. – Lviv: Publishing House of Lviv Polytechnic, 2018. – P. 1–4.

98. Градштейн И. С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / И. С. Градштейн, И. М. Рыжик. – М. : Физматлит, 1963. – 1100 с.

99. Математичні основи теорії телекомунікаційних систем / В. В. Поповський, С. О. Сабурова, В. Ф. Олійник, Ю. І. Лосєв, Д. В. Агєєв та ін. ; за загальною редакцією В. В. Поповського. – Харків : Компанія СМІТ, 2006. – 564 с.

100. Шинкарук О. М. Приймання та оброблення сигналів : навчальний посібник / О. М. Шинкарук, В. І. Правда, Ю. М. Бойко. – Хмельницький : ХНУ, 2013. – 366 с.

101. Васильківський М. В. Підвищення ефективності кодування та модуляції в цифрових системах передачі / М. В. Васильківський, Д. О. Жупанов // Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СППРН-2019) : матеріали I Міжнародної науково-технічної конференції, 14–16 листопада 2019р. – Вінниця : ВНТУ. – С. 70–71.

102. Васильківський М. В. Оцінювання енергетичних характеристик радіоканалів міліметрового діапазону / М. В. Васильківський, О. І. Мельничук, О. В. Стальченко // Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СППРН-2019) : матеріали I Міжнародної науково-технічної конференції, 14–16 листопада 2019 р.– Вінниця : ВНТУ. – С. 80–81.

103. Lundin H. On the estimation of quantizer reconstruction levels / H. Lundin, M. Skoglund, P. Handel // IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference: proceedings of the conference, Ottawa, Canada, May 2005. – Vol.1. – P. 144–149. – ISSN 0018-9456.

104. Giaquinto N. Detection, digital correction and global effect of A/D converters nonlinearities / N. Giaquinto, M. Savino, A. Trotta; in Daponte P. and Michaeli L., editors // International Workshop on ADC Modelling, Slovak Republic, May 1996. – P. 122–127.

105. Carbone P. Statistical efficiency of the ADC sinewave histogram test / P. Carbone, E. Nunzi, D. Petri // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, 2002. – P. 849–852.

106. Lundin H. Analog-to-digital converter error correction using frequency selective tables / H. Lundin, T. Andersson, M. Skoglund, P. Handel // *Radio Vetenskap och Kommunikation (RVK): proceedings of the conference, Stockholm, Sweden.* – June 2002. — P. 487–490.
107. Hummels D. Performance improvement of all-digital wide-bandwidth receivers by linearization of ADCs and DACs / D. Hummels // *Measurement.* – January 2002. – P. 35–45. – ISSN 0032-4140.
108. McNeill J. “Split ADC” Architecture for Deterministic digital background Calibration of a 16-bit 1-MS/s ADC / John McNeill, Michael C. W. Coln, Brian J. Larivee // *IEEE Journal of Solid-State Circuits.* – 2005. – Vol. 40, no. 12. – P. 2437–2445.
109. Мерзликин С. Сверхбыстродействующие АЦП: Особенности архитектуры / С. Мерзликин // *Электроника: НТБ.* – 2008. – № 1. – С. 30–33.
110. Дорофеев П. Современные быстродействующие АЦП с большим динамическим диапазоном / П. Дорофеев, П. Руднев // *Электроника: НТБ.* – 2006. – № 4. – С. 23–25.
111. Никамин В. А. Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи: справочник / В. А. Никамин. – СПб. : КОРОНА принт; М. : Альтекс-А, 2003. – 224 с.
112. Волович Г. И. Микросхемы АЦП и ЦАП: справочник / Г. И. Волович, В. Б. Ежов ; отв. ред. Т. Е. Брод. – М. : Додэка-XXI, 2005. – 432 с.
113. Мячев А. А. Интерфейсы средств вычислительной техники: справочник / А. А. Мячев. – М. : Радио и связь, 1993. – 352 с.
114. Гук М. Аппаратные интерфейсы ПК. Энциклопедия / М. Гук. – СПб. : Питер, 2003. – 528 с.

Наукове видання

**Бортник Геннадій Григорович
Васильківський Микола Володимирович
Кичак Василь Мартинович**

**МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ
ЦИФРОВОГО ОБРОБЛЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ
ДЛЯ СИСТЕМ БЕЗПЕКИ ТА МОНІТОРИНГУ**

Монографія

Редактор С. Малішевська

Оригінал-макет підготовлено Г. Бортником

Підписано до друку 23.07.2020 р.
Формат 29,7×42¼. Папір офсетний.
Гарнітура Times New Roman.
Друк різнографічний. Ум. др. арк. 7,28.
Наклад 95 пр. Зам № В2020-08

Вінницький національний технічний університет,
ІРВЦ ВНТУ,
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,
ВНТУ, ГНК, к. 114.
Тел. (0432) 59-85-32.
press.vntu.edu.ua; *email*: kivc.vntu@gmail.com.

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.

Віддруковано ФОП Барановська Т. П.
21021, м. Вінниця, вул. Порика, 7.
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 4377 від 31.07.2012 р.