

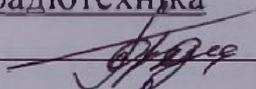
Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій

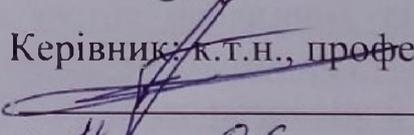
МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у
телекомунікаційних системах»

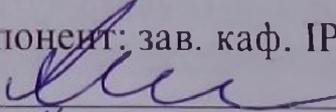
Виконала: студентка 2-го курсу,
групи ТСМ-23мз
спеціальності 172 – Електронні комунікації
та радіотехніка

 Гордієнко Я.С.

Керівник: к.т.н., професор каф. ІКСТ
 Бортник Г.Г.

« 11 » 06 2025 р.

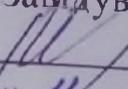
Опонец: зав. каф. ІРТС, д.т.н., проф.

 Осадчук О.В.

« 11 » 06 2025 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІКСТ

 д.т.н., проф. Кичак В.М.

« 11 » 06 2025 р.

Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)

Галузь знань - 17 – Електроніка, автоматизація та електронні комунікації
(шифр і назва)

Спеціальність - 172 – Електронні комунікації та радіотехніка
(шифр і назва)

Освітньо-професійна програма - Телекомунікаційні системи та мережі

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІКСТ

д.т.н., професор В.М. Кичак

“21” 03 2025 року

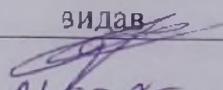
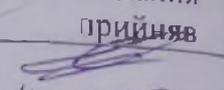
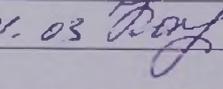
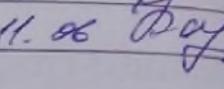
З А В Д А Н Н Я **НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ ЗДОБУВАЧЦІ**

Гордієнко Яні Сергіївні

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах,
керівник роботи Бортник Геннадій Григорович, канд. техн. наук, професор
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджена наказом вищого навчального закладу від “20” 03 2025 року № 96
2. Строк подання студентом роботи 09 червня 2025 року
3. Вихідні дані до роботи смуга частот первинних сигналів: 0,3–3,4 кГц;
динамічний діапазон первинних сигналів: 60 дБ; пік-фактор первинних сигналів:
8; нелінійність АЦП: не вище 0,25 ОМР; число розрядів: 8 – 14; види модуляцій:
АМ; БАМ; ОБС; КАМ; ЧМ; ФМ; при розробці цифрових демодуляторів сигналів
електрозв'язку слід максимально використовувати стандартні та уніфіковані
вузли; режим функціонування цифрових демодуляторів сигналів – в реальному
масштабі часу.
4. Зміст текстової частини: аналіз цифрових демодуляторів у телекомунікаційних
системах з багаторівневим квантуванням сигналів; розробка структур цифрових
демодуляторів сигналів на базі БАМ, ОСМ, КАМ, ЧМ і ФМ; дослідження
перспективних реалізацій цифрових демодуляторів сигналів; економічна
частина.
5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень):
несинхронні цифрові АДМ, структурні електричні схеми; результати
дослідження цифрових АДМ; цифрові демодулятори сигналів БАМ, структурні
електричні схеми; цифрові демодулятори сигналів ОБС, структурні електричні
схеми; цифрові демодулятори сигналів КАМ, структурні електричні схеми;
цифрові частотні демодулятори, структурні електричні схеми; блок-схеми
алгоритму синтезу цифрових демодуляторів сигналів.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
пеціальна частина	Бортник Г.Г., офесор кафедри ІКСТ	 21.03.25	 11.06.25
Економіка	Кавецький В.В., к.е.н	 21.03.25	 11.06.25

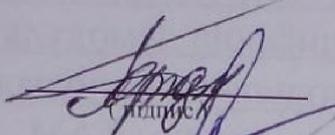
7. Дата видачі завдання 21 березня 2025 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

Зміст етапів магістерської кваліфікаційної роботи	к виконання лів роботи	Приміть
робота технічного завдання	03.2025р.	
лічне обґрунтування розробки	03.2025р.	
ліз цифрових демодуляторів сигналів	04.2025р.	
робота структур цифрових демодуляторів алів	05.2025р.	
лідження перспективних реалізацій зових демодуляторів сигналів	.05.2025р.	
ліз економічної ефективності розробки	05.2025р.	
рмлення пояснювальної записки та тративної частини	06.2025р.	
моконтроль МКР	06.2025р.	
ередній захист МКР, опонування МКР	06.2025р.	
іст МКР ЕК	.06.2025р.	

Здобувачка

Керівник роботи


(підпис)

Гордієнко Я.С.

Бортник Г.Г.

АНОТАЦІЯ

Гордієнко Я.С. Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – електронні комунікації та радіотехніка, освітня програма – телекомунікаційні системи та мережі. Вінниця: ВНТУ, 2025. 118 с.

На укр. мові. Бібліогр.: 17 назв; рис.: 25; табл. 13.

Робота присвячена дослідженню методів підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах. Виконано аналіз особливостей використання ЦОС в демодуляторах сигналів телекомунікаційних систем. Здійснено розробку цифрових демодуляторів сигналів з амплітудними та кутовими видами модуляцій. Виконано розробку рекомендацій щодо реалізації цифрових демодуляторів у телекомунікаційних системах та їх оптимізації.

Робота містить п'ять розділів. У першому розділі виконано аналіз цифрових демодуляторів у телекомунікаційних системах з багаторівневим квантуванням сигналів. У другому розділі виконано розробку цифрових демодуляторів сигналів з АМ, БАМ і ОБС. У третьому розділі виконано розробку цифрових демодуляторів сигналів з кутовою модуляцією. У четвертому розділі виконано дослідження перспективних реалізацій цифрових демодуляторів. У п'ятому розділі виконано економічне обґрунтування доцільності реалізації даної науково-дослідної роботи.

Ключові слова: цифрове оброблення сигналів, телекомунікаційна система, цифровий демодулятор, аналого-цифровий перетворювач, цифро-аналоговий перетворювач

ABSTRACT

Gordienko Y.S. Increasing the efficiency of digital signal demodulators in telecommunication systems. Master's qualification work in specialty 172 - electronic communications and radio engineering, educational program - telecommunication systems and networks. Vinnytsia: VNTU, 2025. 118 p.

In Ukrainian. Bibliography: 17 titles; fig.: 25; tab. 13.

The work is devoted to the study of methods for increasing the efficiency of digital signal demodulators in telecommunication systems. The features of the use of DSPs in signal demodulators of telecommunication systems have been analyzed. Digital signal demodulators with amplitude and angular types of modulation have been developed. Recommendations for the implementation of digital demodulators in telecommunication systems and their optimization have been developed.

The work contains five sections. The first section analyzes digital demodulators in telecommunication systems with multilevel signal quantization. The second section develops digital signal demodulators with AM, BAM and OBS. The third section develops digital signal demodulators with angular modulation. The fourth section studies promising implementations of digital demodulators. The fifth section provides an economic justification for the feasibility of implementing this research work.

Keywords: digital signal processing, telecommunication system, digital demodulator, analog-to-digital converter, digital-to-analog converter

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП.....	8
1 АНАЛІЗ ЦИФРОВИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ У ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ З БАГАТОРІВНЕВИМ КВАНТУВАННЯМ СИГНАЛІВ	12
1.1 Аналіз особливостей використання ЦОС в демодуляторах сигналів телекомунікаційних систем	12
1.2 Обґрунтування аналізу основних видів модуляції в телекомунікаційних системах	16
1.3 Аналіз цифрових амплітудних демодуляторів	17
1.4 Порівняння цифрових АДМ за обчислювальними витратами	36
2 РОЗРОБКА ЦИФРОВИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ СИГНАЛІВ З БАМ, ОБС І КАМ	39
2.1 Цифрові демодулятори сигналів з БАМ	39
2.2 Цифрові демодулятори сигналів з ОБС.....	41
2.3 Цифрові демодулятори сигналів з КАМ.....	44
2.4 Аналіз обчислювальних витрат цифрових демодуляторів сигналів з БАМ, ОБС і КАМ.....	48
3 РОЗРОБКА ЦИФРОВИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ СИГНАЛІВ З КУТОВОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ.....	51
3.1 Цифровий ФДМ з лінійною характеристикою	51
3.2 Квадратурний цифровий ФДМ з лінійною детекторною характеристикою.....	54
3.3 Цифрові частотні демодулятори	56
3.4 Дослідження обчислювальних витрат у цифрових ФДМ і ЧДМ з багаторівневим квантуванням	64
4 ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕРСПЕКТИВНИХ РЕАЛІЗАЦІЙ ЦИФРОВИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ	74
4.1 Цифрові демодулятори амплітудномодульованих та частотомодульованих сигналів на базі оптимальної нелінійної фільтрації	74
4.2 Реалізація цифрових демодуляторів у телекомунікаційних системах та їх оптимізація	78
5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	83
5.1 Оцінювання наукового ефекту	83

5.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи	86
5.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи	97
5.4 Висновки по розділу.....	99
 ВИСНОВКИ.....	 100
 СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	 102
 ДОДАТКИ.....	 104
Додаток А (обов'язковий) Ілюстративна частина.....	105
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових запозичень.....	118

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АДМ	–	амплітудний демодулятор
АМ	–	амплітудномодульовані сигнали
АРП	–	автоматичне регулювання підсилення
АФ	–	аналоговий фільтр
АЦП	–	аналого-цифровий перетворювач
АЧХ	–	амплітудно-частотна характеристика
БАМ	–	сигнали з балансною амплітудною модуляцією
ВЦФ	–	вузькосмуговий цифровий фільтр
ДПФ	–	дискретне перетворення Фур'є
ІС	–	інтегральні схеми
КАМ	–	сигнали з квадратурною амплітудною модуляцією
КГ	–	керований генератор
МП	–	мікропроцесори
НВІС	–	надвелика інтегральна схема
ОЗП	–	оперативний запам'ятовувальний пристрій
ОМР	–	одиниця молодшого розряду
ОБС	–	сигнали з однією бічною смугою
ПГ	–	перетворювачі Гільберта
ПІФ	–	пропорційно-інтегруючий фільтр
ПЗ	–	програмне забезпечення
ЦАП	–	цифроаналоговий перетворювач
ЦОП	–	цифровий обчислювальний пристрій
ЦОС	–	цифрова обробка сигналів
ЦФ	–	цифровий фільтр
ЧМ	–	частотномодульовані сигнали
ФАПЧ	–	фазове автопідстроювання частоти
ФМ	–	фазомодульовані сигнали
ФЧХ	–	фазо-частотна характеристика

ВСТУП

Актуальність теми. Цифрове оброблення аналогових і цифрових сигналів як нова науково-технічна область сформувалася давно. Цьому напрямку завдячують успіхи у галузі електронних комунікацій, компонентної бази і комп'ютерної техніки [1].

На сучасному етапі існування електронних комунікацій та радіотехніки що основним чинником їх розвитку є конвергенція аналогових і цифрових методів передавання, розширене виробництво цифрової компонентної бази для потреб аналогового та цифрового оброблення сигналів (ЦОС). Тут спостерігаються науково-технічні напрями, що знаходяться у тісній взаємодії і форсують розвиток цих галузей науки та техніки. Магістерська кваліфікаційна робота присвячена питанням застосування ЦОС в телекомунікаційних системах цифрового типу. Незважаючи на значний прогрес розвитку у цій області, на сьогодні існує ряд невирішених завдань, що стримує широке застосування ЦОС в телекомунікаційних системах [2].

Одна з найважливіших задач - це збільшення частотного діапазону цифрових компонентів. Ці проблеми існують при створенні телекомунікаційних систем, що передають сигнали з шириною спектра в десятки та сотні мегагерц. Для систем зв'язку з каналами, що є гаусовими, в яких діє білий шум, засоби на базі ЦОС у даних системах можна реалізувати на перспективній компонентній базі, що передбачає використання в них принципів аналого-цифрового перетворення з великою швидкістю та середнім значенням роздільної здатності. Проте проте створення цифрових засобів телекомунікаційних систем є не простою задачею. У цих системах введено додаткові вузли на інтегральних мікросхемах, що спричиняє до ускладнення процесу виготовлення та мікромініатюризації. Окрім того, внаслідок малорозрядного аналого-цифрового перетворення у таких засобах підвищуються енергетичні затрати на 3-7 дБ порівняно із засобами на базі аналогових методів оброблення сигналів. Вирішення зазначених задач виконується як шляхом створення

надшвидкодійних АЦП з числом розрядів від 4 до 6, так шляхом пошуку ефективніших алгоритмів оброблення та схемних рішень блоків цих приймачів.

Для випадку негаусівського каналу зв'язку з багатопроменевістю та потужними зосередженими завадами застосування малорозрядних АЦП у приймачах неприпустимо, тому що потрібно застосовувати АЦП з високою кількістю розрядів від 12 до 14. Швидкодія таких АЦП набагато менша, ніж у малорозрядних АЦП. Окрім того, перетворення аналогового сигналу у цифровий з великим кроком рівнів квантування вимагає підвищення рівня перетворення сигналу до десятків вольт. А це у свою чергу різко посилює вимоги до лінійності аналогового тракту оброблення приймача до АЦП. Внаслідок зазначених чинників динамічний діапазон приймачів з ЦОС завжди виявляється вузьким динамічного діапазону аналогових приймачів. При фіксованій розрядності АЦП його можна розширити за рахунок підвищення частоти дискретизації. При цьому понижується нижня границя динамічного діапазону. Таке зростання частоти дискретизації обмежується швидкодією багаторозрядних АЦП та цифрової компонентної бази.

Для розв'язання цих протиріч проводяться пошуки схемних і програмних рішень у приймачах з ЦОС, що спрямовані на звуження діапазону змін амплітуд вхідних сигналів АЦП з наступним його збільшенням на вихідній шині (цифрові компресори та експандери). Водночас, спостерігаються спотворення у прийнятих сигналах, явище накладання, ускладнюються алгоритми оброблення.

На базі вищенаведених міркувань актуальними задачами являються розроблення практичних методик для побудови демодуляторів сигналів цифрового типу, що дають змогу створювати телекомунікаційні системи з цифровим обробленням сигналів, які мають поліпшені технічні та експлуатаційні характеристики.

Аналіз останніх досліджень. Теорія та застосування ЦОС охоплюють різні напрямки розвитку телекомунікаційних системах. У сфері цифрового спектрального аналізу сигналів у телекомунікаційних системах потрібно зазначити праці [3, 4].

У розробку теорії та нових алгоритмів, орієнтованих на телекомунікаційні системи з ЦОС, а також розробку теорії та створення засобів і систем з ЦОС, значний внесок внесли роботи [5, 6].

У теоретичних й експериментальних дослідженнях цифрових систем передачі, цифрових синтезаторів частот та цифрових методів вимірювань в телекомунікаційних системах великий вклад внесли роботи [7, 8].

Перераховані задачі, що виникають при використанні ЦОС у демодуляторах різноманітного типу мають відповідні особливості.

Специфічні задачі розв'язуються на базі впровадження нових алгоритмів оброблення сигналів та застосування ефективних структурно-схемотехнічних рішень. Технічні задачі розв'язуються на базі методів побудови швидкодійних АЦП, ЦАП та цифрової компонентної бази з покращенням їх технічних параметрів та зменшенням вартості.

Мета і завдання роботи. Метою даної магістерської кваліфікаційної роботи є підвищення ефективності телекомунікаційних систем за рахунок цифрової демодуляції сигналів.

Для досягнення цієї мети протягом проведення теоретичних та експериментальних досліджень висувались **такі задачі:**

- дослідження цифрових демодуляторів в телекомунікаційних системах з багаторівневим квантуванням сигналів;
- дослідження цифрових демодуляторів сигналів на базі БАМ, ОБС і КАМ;
- дослідження цифрових демодуляторів сигналів з кутовою модуляцією;
- дослідження перспективних реалізацій цифрових демодуляторів.

Об'єкт дослідження є процеси оброблення сигналів у цифрових демодуляторах телекомунікаційних систем.

Предметом досліджень є методи та засоби оброблення сигналів у цифрових демодуляторах телекомунікаційних систем.

Методи досліджень базуються на використанні: теорії дискретної фільтрації для синтезу фільтрів у цифрових демодуляторах сигналів, теорії аналого-цифрового перетворення для отримання цифрових сигналів; теорії

цифрового оброблення сигналів для розроблення цифрових демодуляторів сигналів; евристичного синтезу для розробки структур цифрових демодуляторів сигналів; комп'ютерного моделювання для перевірки отриманих теоретичних положень роботи.

Новизна одержаних результатів:

а) вперше запропоновано критерій оптимізації для цифрових демодуляторів сигналів в телекомунікаційних системах;

б) вперше запропоновано вирази для оцінювання програмних витрат цифрових демодуляторів сигналів;

в) вперше запропоновано вирази для визначення лінійності цифрових демодуляторів сигналів.

Апробація результатів магістерської кваліфікаційної роботи. Основні розділи роботи доповідались та обговорювались на 54-й науково-технічній конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету у 2025 році.

1 АНАЛІЗ ЦИФРОВИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ У ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ З БАГАТОРІВНЕВИМ КВАНТУВАННЯМ СИГНАЛІВ

1.1 Аналіз особливостей використання ЦОС в демодуляторах сигналів телекомунікаційних систем

Широкий розвиток методів ЦОС отримав в розробленні телекомунікаційних систем, призначених для передавання та приймання сигналів з частотою Найквіста каналами з обмеженою смугою пропускання.

Останніми роками спостерігається стрімке зростання впровадження методів ЦОС в широкосмугових телекомунікаційних системах. Це обумовлено рядом важливих технічних факторів. У телекомунікаційних системах спостерігається збільшення кількості класів сигналів, що передаються трактами цих систем. Класичні амплітудна модуляція (АМ) і частотна модуляція (ЧМ) доповнюються таким видом модуляції, як односмугова модуляція (ОБС), водночас у багатьох системах використовується ЧМ вузькосмугового типу. З'явилися швидкодійні АЦП і ЦАП з високою роздільною здатністю, а також цифрові процесори сигналів.

Набули широкого поширення телекомунікаційні та радіотехнічні системи з цифровою формою подання інформації. При цьому радіотехнічні телекомунікаційні системи забезпечується різноманітними сервісними можливостями.

Телерадіомовні системи є теж досить поширеними. Це дає можливість стверджувати, що методологія цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах стає технічно та економічно обґрунтованою внаслідок широких функціональних можливостей. У складних телекомунікаційних системах процесори з ЦОС можуть виконувати різні функції залежно від роботи цих засобів (фільтри, демодулятори, стереодекоди, еквалайзери і т.і.).

Не менш масовими є телекомунікаційні системи для передачі телевізійних сигналів. Використання методів ЦОС у телевізійних засобах сповільнюється внаслідок таких чинників: широка смуга робочих частот первинного

телевізійного сигналу; складність за структурою телевізійного сигналу; наявність в спектрі первинного телевізійного сигналу різних частотних складових: сигналу забраження, звукомовлення та синхронізації. Такі чинники призводять до ускладнення алгоритмів цифрового оброблення телевізійних сигналів.

Таким чином, в телекомунікаційних системах передачі телевізійних сигналів цифрова обробка є перспективною. Це обумовлено тим, що телевізійний сигнал є зручним через особливості структури цього сигналу у часовій і частотній області. Цифрова методологія побудови широко використовуються в телекомунікаційних системах передачі телевізійних сигналів. Це стало моливим завдяки широкого впровадження ЦОС на базі цифрових сигнальних процесорів в телекомунікаційних системах передачі телевізійних сигналів.

У зв'язку з цим актуальною є розробка засобів ЦОС, що можуть функціонувати у складі цифрових телекомунікаційних систем.

У даній роботі виконується дослідження цифрових детемодуляторів сигналів з такими видами модуляцій: АМ, БАМ, ОБС, КАМ, ЧМ і ФМ.

Вхідні блоки приймальної частини телекомунікаційної системи з ЦОС є здійснюють такі основні функції: фільтрація прийнятих радіосигналів, демодуляція цих сигналів; післядетекторне оброблення сигналів у демодуляторах.

Вхідна аналогова підсистема телекомунікаційної системи виконує такі функції: попереднє фільтрування за частотою вхідних сигналів, додаткове підсилення відфільтрованих сигналів до значень, що дають можливість у подальшому перетворити їх у цифрові сигнали.

Вхідні засоби систем з ЦОС залежно від функціональної приналежності будуються на різних структурах. У магістерській роботі розробляються найважливіші цифрові засоби вихідних підсистем телекомунікаційної системи з ЦОС, які називають цифровими обчислювальними пристроями (ЦОП) . Місце

ЦОП у складі телекомунікаційної системи з ЦОС пояснюється структурою засобів цифрового оброблення сигналів, наведеної на рис. 1.1.

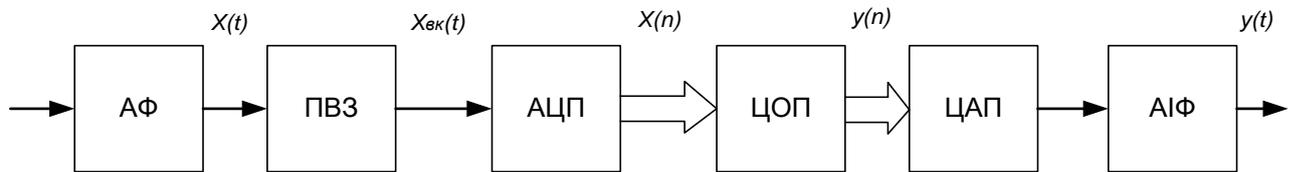


Рисунок 1.1 - Узагальнена структура засобів ЦОС

Ця структура містить наступні засоби: аналоговий фільтр (АФ), пристрій вибірки та зберігання (ПВЗ), АЦП, ЦОП, цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП), аналоговий інтерполяційний формувач (АІФ). Перший вхідний блок АФ застосовується для фільтрування спектра вхідного сигналу і подавлення паразитних спектральних складових.

На рис. 1.2 представлена структура трансформації неперервного сигналу у цифровий код із заданим значенням періоду дискретизації. Це перетворення має наступні етапи:

- дискретизацію у часі;
- квантування за рівнем;
- процес кодування сигналу.

Праналізуємо дискретизацію вхідного неперервного сигналу, який подається на аналоговий вхід пристрою вибірки та зберігання з виходу фільтра нижніх частот. Пристрій вибірки та зберігання фіксує миттєві значення аналогового сигналу у моменти відліку на часовий інтервал, що достатній для його трансформації у цифровий код. Таке перетворення називається дискретизацією. Дискретизацією називають процес трансформації неперервного аналогового сигналу за рівнем і у часі, у сигнал, що неперервний за рівнем, але дискретизований у часі. Такий сигнал характеризується рівнями, що відповідають рівням аналогового сигналу у детерміновані часові моменти. Ці сигнали підлягають дискретизації з постійним часовим інтервалом T_d . Вихідні

відліки ПВЗ надходять на вхід АЦП, де вони перетворюються в цифрові коди $x(n)$, що подаються на вхід ЦОП.

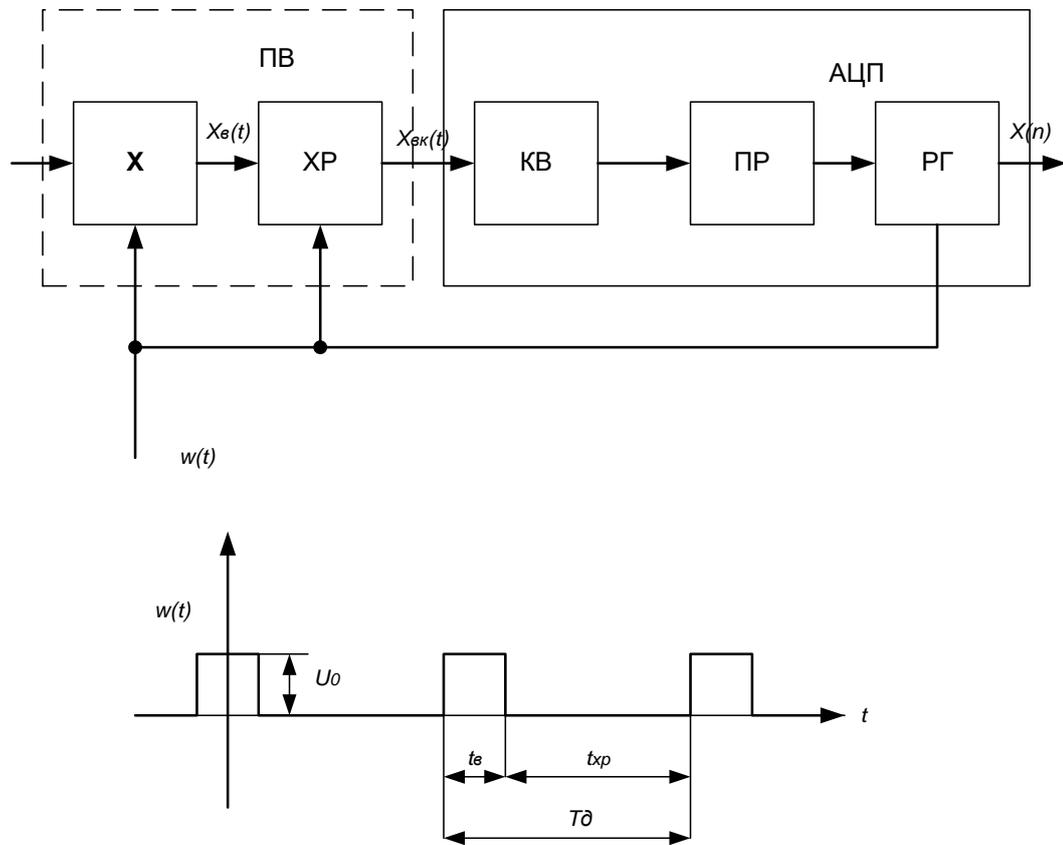


Рисунок 1.2 - Структура процесу перетворення неперервного сигналу в аналого-цифровому перетворювачі

Основними параметрами засобів цифрової обробки сигналів в телекомунікаційних системах є:

- максимальна тактова частота ЦОП f_{TM} або час виконання однієї команди t_k ;
- максимальний обсяг комірок пам'яті даних N_{DM} ;
- максимальний обсяг ОЗП;
- кількість шин введення-виведення ЦОП;
- кількість двійкових розрядів АЦП, ЦАП і ЦОП;
- режим роботи ЦОП;
- час перетворення АЦП і ЦАП t_{ac} , t_{ca} ;
- час вибірки та зберігання ПВЗ t_B , $t_{зб}$;

- диференційна нелінійність АЦП і ЦАП;
- значення апертурної похибки ПВЗ;
- споживана потужність засобів.

Швидкодія відноситься до найважливіших параметрів засобів з ЦОС. У ЦОП, побудованому за зосередженою структурою одна програмна команда реалізується за декілька часових тактів генератора $t_T = \frac{1}{f_{TM}}$. Між значенням частоти f_{TM} та часовим інтервалом реалізації 1-ї команди t_k існує залежність, що представляється формулою $t_k = \frac{k}{f_{TM}}$. - де $k = 1,2,3,4$ - кількість тактів на виконання однієї команда у ЦОП. Якщо в ЦОП застосовується конвеєрне оброблення, то кількість k зменшується, що створює умови для зменшення часового інтервалу, необхідного для реалізації 1-ї команди.

Граничні обсяги ОЗП та програм N_{DM} , N_{PM} обмежуються не лише об'ємом пам'яті ЦОП, але й розрядністю його адресних шин. В ЦОП можуть бути загальні та окремі шини операндів й адресних сигналів. Кількість двійкових розрядів ЦОП, АЦП і ЦАП безпосередньо впливає точність оброблення та динамічний діапазон сигналів, що підлягають обробці.

1.2 Обґрунтування аналізу основних видів модуляції в телекомунікаційних системах

Всі телекомунікаційні сигнали можна розділити на два класи: сигнали-носії аналогової інформації та сигнали-носії цифрової інформації. Проаналізуємо демодулятори сигналів цифрового типу, що промодульовані неперервними повідомленнями. До них відносяться [9]:

- амплітудно-модульовані сигнали (АМ-сигнали),
- балансно-амплітудно-модульовані сигнали (БАМ-сигнали),
- сигнали з односмуговою модуляцією (ОСМ-сигнали),
- сигнали на базі квадратурної АМ (КАМ-сигнали),
- фазо-модульовані сигнали (ФМ-сигнали),

- частотно-модульовані сигнали (ЧМ-сигнали).

В роботах розглянуто структури, характеристики і технічні показники аналогових і цифрових демодуляторів наведених сигналів. Проте в них не знайшли належного відображення питання порівняльного оцінювання обчислювальних витрат та якісних показників цифрових демодуляторів, розроблених за різноманітними схемами [10-12]. Розглянемо способи побудови цифрових демодуляторів наведених сигналів та виконаємо аналіз виникаючих в цих демодуляторах спотворень і порівняємо їх за параметрами спотворень і обчислювальних витрат.

В результаті даного аналізу отримаємо умови для розробки цифрових демодуляторів аналогових сигналів. Показник ефективності демодуляторів цифрового типу враховує мінімальні часові витрати на реалізацію програм E_d або E_c при заданих показниках точності оброблюваних сигналів і параметрів завадостійкості.

1.3 Дослідження амплітудних демодуляторів цифрового типу

Амплітудні демодулятори (АДМ) використовуються для формування сигналу з напругою, пропорційною значенню промодульованого сигналу. АДМ цифрового типу можна будувати на базі відомих АДМ аналогового типу та поділяються на 2 класи: АДМ несинхронного класу і АДМ синхронного класу. АДМ несинхронного класу в свою чергу бувають нелінійними (квадратичними) та лінійними. АДМ синхронного класу виконують функції лінійних детекторів.

На рис. 1.3 наведено структури несинхронних цифрових АДМ: квадратичного (а, б), з блоком отримання модулів з відліків сигналу (в, г, д), з цифровим фільтром ФНЧ (е), квадратурного з КСГ (ж), квадратурного з ПГ (з).

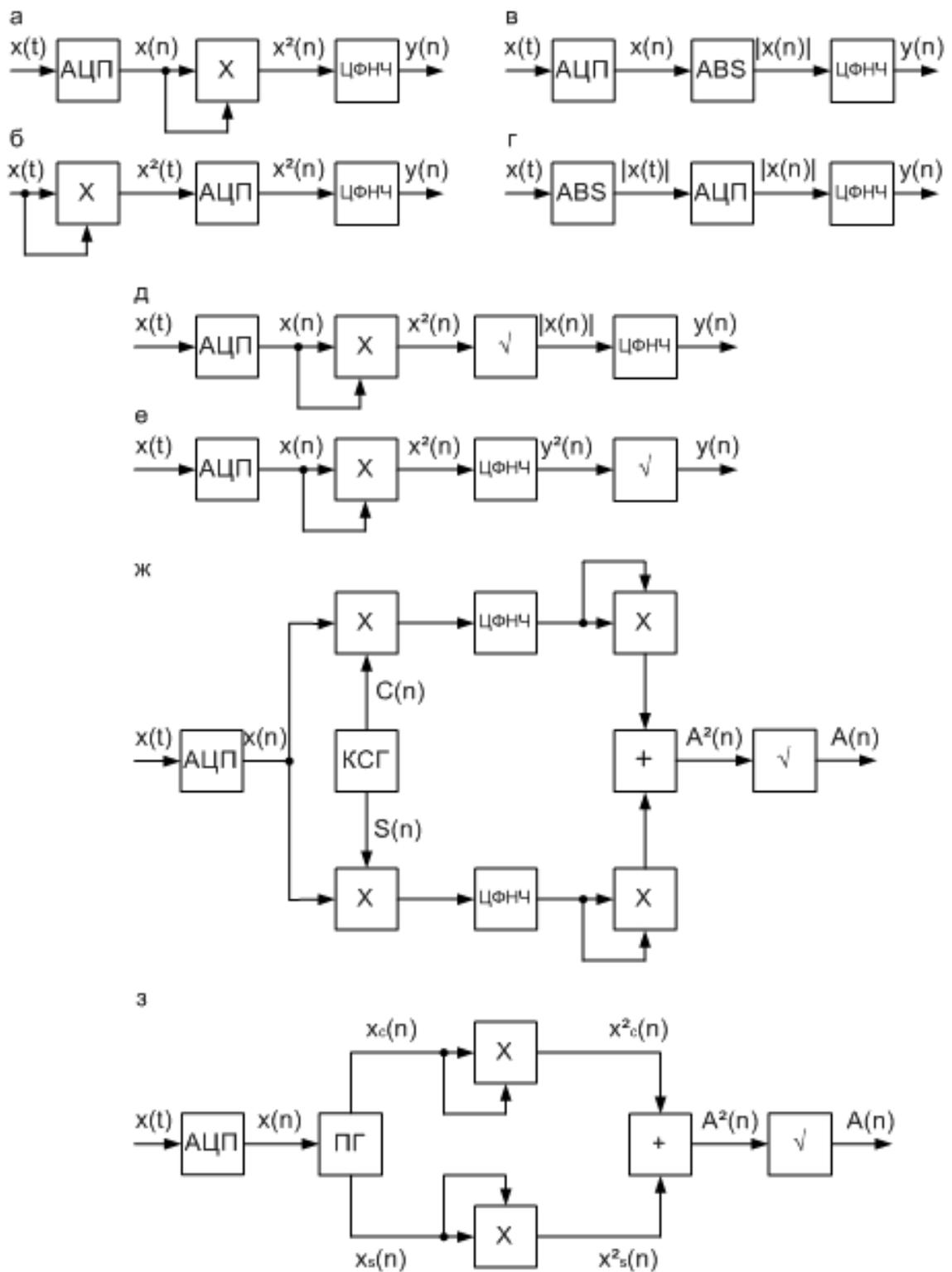


Рисунок 1.3 – Структури несинхронних АДМ

Для аналізу квадратичного АДМ застосовуємо операцію перестановлення. З цією метою в структурі на рис. 1.3а змінюються місцями АЦП і квадратор. Таке

перетворення представлено на рис. 1.3б. За вихідним сигналом схеми на рис. 1.3а та 1.3б вважаються ідентичними, тому що на вхід цифрового фільтра нижніх частот (ЦФНЧ) у цих структурах подаються еквіваленти потужностей відліків оброблюваного сигналу.

Проаналізуємо роботу квадратичного АДМ для випадку вхідного АМ-сигналу, промодульованому гармонічним коливанням частотою Ω та глибиною модуляції m . У цьому випадку

$$x(t) = A(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (1.1)$$

де A , ω_0 – амплітуда та частота носійної АМ-сигналу.

На виході квадратора отимаємо

$$x^2(t) = \frac{A^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2} + 2m \cos \Omega t + \frac{m^2}{2} \cos 2\Omega t \right) (1 + \cos 2\omega_0 t). \quad (1.2)$$

З виразу (1.2) зрозуміло, що частотний спектр сигналу у два рази ширший спектра сигналу $x(t)$, тому частоту дискретизації для квадратичного АД потрібно обирати з такої умови:

$$F_d \geq 2 \cdot 2\Pi = 8 \cdot F_B, \quad (1.3)$$

де $\Pi = 2F_B$ – смуга частот АМ-сигналу;

F_B – граничне значення частоти вхідного сигналу.

В результаті процесу оброблення сигналу в ЦФНЧ на його виході отримаємо у цьому спектрі сигнал, який отримано з (1.2)

$$y(t) = K_0 \frac{A^2}{2} \left[1 + \frac{m^2}{2} + 2m(1 - \varepsilon_1) \cos \Omega t + \frac{m^2}{2} (1 - \varepsilon_2) \cos 2\Omega t \right], \quad (1.4)$$

де K_0 – значення коефіцієнта передавання ЦФНЧ;

$\varepsilon_1, \varepsilon_2$ – значення відхилень АЧХ ЦФНЧ на частотах Ω і 2Ω .

З (1.4) маємо формулу для обчислення коефіцієнта 2-ї гармоніки

$$K_{r2} = \frac{m}{4} \cdot \frac{1 - \varepsilon_2}{1 - \varepsilon_1}. \quad (1.5)$$

З виразу (1.5) видно, що в квадратичного АДМ коефіцієнт $K_{Г2}$ великий та може досягати значення 0,25 у відносних одиницях за умови, що $m = 1$.

АДМ лінійного типу (див. рис. 1.3в-з) дають змогу зменшити рівень нелінійних спотворень у демодульованому сигналу. Виконаємо аналіз АДМ лінійного типу у розгорнутому вигляді. На рис. 1.3в наведено структуру, що відображає перетворення у цифровому АДМ. На вході АДМ діє аналоговий знакозмінний сигнал $x(t)$. На виході АЦП з нього формуються знакозмінні цифрові відліки $x(n)$ з періодом дискретизації $T_D = 1/F_D$. Ці цифрові відліки надходять на блок ABS, на виході якого отримуємо модулі $|x(n)|$ одного знаку. Випрямлені відліки надходять на вхід цифрового ФНЧ (ЦФНЧ), який фільтрує постійний рівень з масиву модулів $|x(n)|$ (див. рис. 1.4). Для аналізу цього АДМ застосовується операція перестановлення.

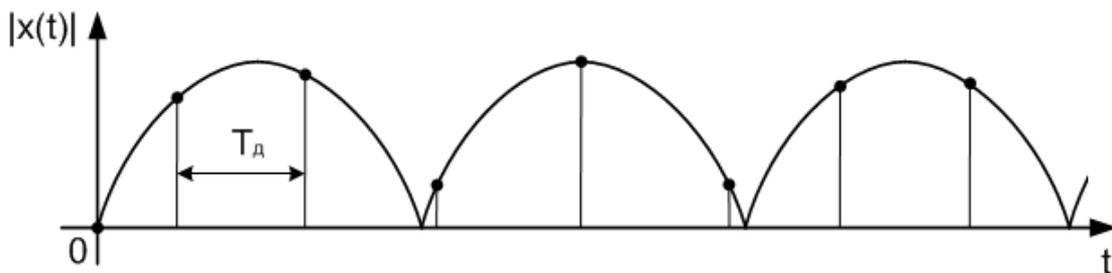


Рисунок 1.4 – Часові відліки сигналу синусоїдального типу

На рис. 1.3г наведено структуру АДМ, де пристрої АЦП і ABS переставлено місцем розташування в структурі. Можна переконатись, що структура на рис. 1.3г за вихідним сигналом еквівалентна структурі на рис. 1.3в. У структурі неперервний сигнал спочатку демодулюється. У результаті такого попереднього оброблення на виході блоку ABS отримуємо сигнал $|x(t)|$. На базі цього сигналу у блоці АЦП формуються цифрові коди одного знаку $|x(n)|$. Вихідні коди АЦП подаються на вхід ЦФНЧ, як у структурі, що зображена на рис. 1.3в.

Для випадку представлення вхідного сигналу синусоїдальної форми: частотний спектр демодульованого сигналу буде містити постійну складову $A_0=2A/\pi$ та гармонічні частоти w_0 з амплітудами A_k , які визначаються за виразом

$$A_k = \frac{-4A \cos^2 k \frac{\pi}{2}}{\pi(k^2 - 1)}, \quad (1.6)$$

де A – амплітуда вхідного сигналу,

$k = 1, 2, 3 \dots$ - номери гармонік.

При зсувенні фази вибірки на $\pi/2$ відносно сигналу отримаємо $x(t)=A\cos w_0 t$. Спектр сигналу містить постійну складову та вищі складові з частотами w_0 й відповідними рівнями

$$\dot{A}_k = \frac{-4\dot{A} \cos k \frac{\pi}{2}}{\pi(k^2 - 1)}. \quad (1.7)$$

Відмінність (1.7) від (1.6) полягає в чергуванні знаків перед параметром амплітуди A_k . Такий характер чергування веде до змінювання значень вихідної постійної складової ЦФНЧ залежно від того, як співвідносяться за фазою вхідний сигнал та вибірка.

На рис. 1.5 представлено спектр сигналу $|A\sin w_0 t|$, що сформований при виконанні операції згортання спектрів відповідно оброблених відліків $|x(n)|$ для різного значення m_f . Пунктиром на рис. 1.5а виділено траєкторію згортки гармошкою вихідного спектра сигналу $|x(t)|$ при різних співвідношеннях $m_f = F_d/F_0$.

З рис. 1.5б видно, що в результаті згортки внаслідок дії ефекту накладання значення постійної складової залежить від амплітудних коефіцієнтів A_k вищих гармонік. Залежно від того, як вибірка та сигнал сформовані за фазою, співвідношення між рівень постійної складової у наведеному спектрі змінюється. Тому в частотній області на корисні складові накладаються компоненти постійного типу, що виникають від усіх вищих гармонік – від другої,

четвертої, шостої і т.і. Внаслідок відмінності (1.7) від (1.6), їх рівні додаються до амплітуди сигналу.

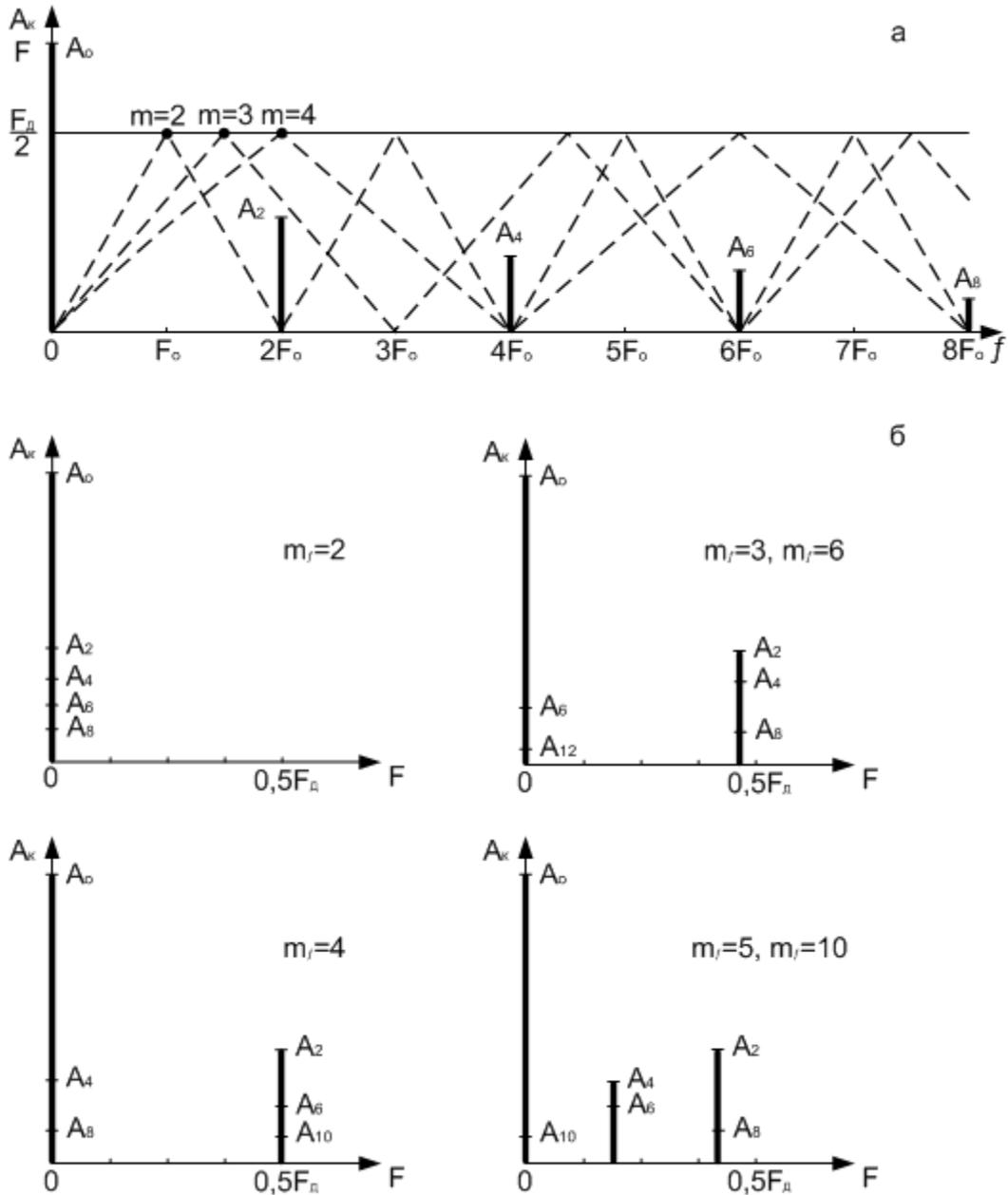


Рисунок 1.5 – Спектр випрямленого гармонічного сигналу (а) та наведені спектри сигналу (б)

При будь-яких значеннях індексів кутової модуляції границі амплітуд сигналів знаходяться за виразами, що виникають з (1.6), (1.7), рис. 1.4 та рис. 1.5б.

$$A_{0\min} = \frac{A}{m_f} \sum_{i=0}^{m_f-1} \left| \sin \frac{2\pi}{m_f} i \right|, \quad (1.8)$$

$$A_{0\max} = \frac{A}{m_f} \sum_{i=0}^{m_f-1} \left| \sin \left[\frac{2\pi}{m_f} (i + \delta) \right] \right|. \quad (1.9)$$

Числові значення амплітуд сигналів для змінних m_f , що отриман за виразами (1.8) і (1.9) наведено у табл. 1.1.

Таблиця 1.1 – Значення A для різних значень m_f

m_f	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
$A_{0\min}$	0	0,57	0,5	0,61	0,57	0,62	0,6	0,6	0,61	0,63	0,62	0,63	0,6
$A_{0\max}$	1,0	0,66	0,7	0,64	0,66	0,64	0,65	0,64	0,64	0,63	0,63	0,63	0,63
$M_{\Pi}, \%$	79	7,1	16,1	2,4	7,1	1,3	3,8	0,8	2,4	0,7	1,2	0,5	1,1

В таблиці також наведені значення коефіцієнтів паразитної АМ.

На рис. 1.6. представлено графік залежності M_{Π} від індекса кутової модуляції.

Якщо задатися допустимим значенням $M_{\Pi} \leq 2,5\%$, то відношення $F_{\text{Д}}/F_0 \geq 9$. Для усунення паразитних бічних складових в наведеному спектрі сигналу на базі АМ, потрібно дотримуватись така правила: $F_{\text{Д}} \leq F_0/2$. Звідси мінімальне значення цього співвідношення $F_{\text{Д}}/F_0 = 18$. Тоді маємо

$$F_{\text{Д}} \geq 18F_{\text{В}}. \quad (1.10)$$

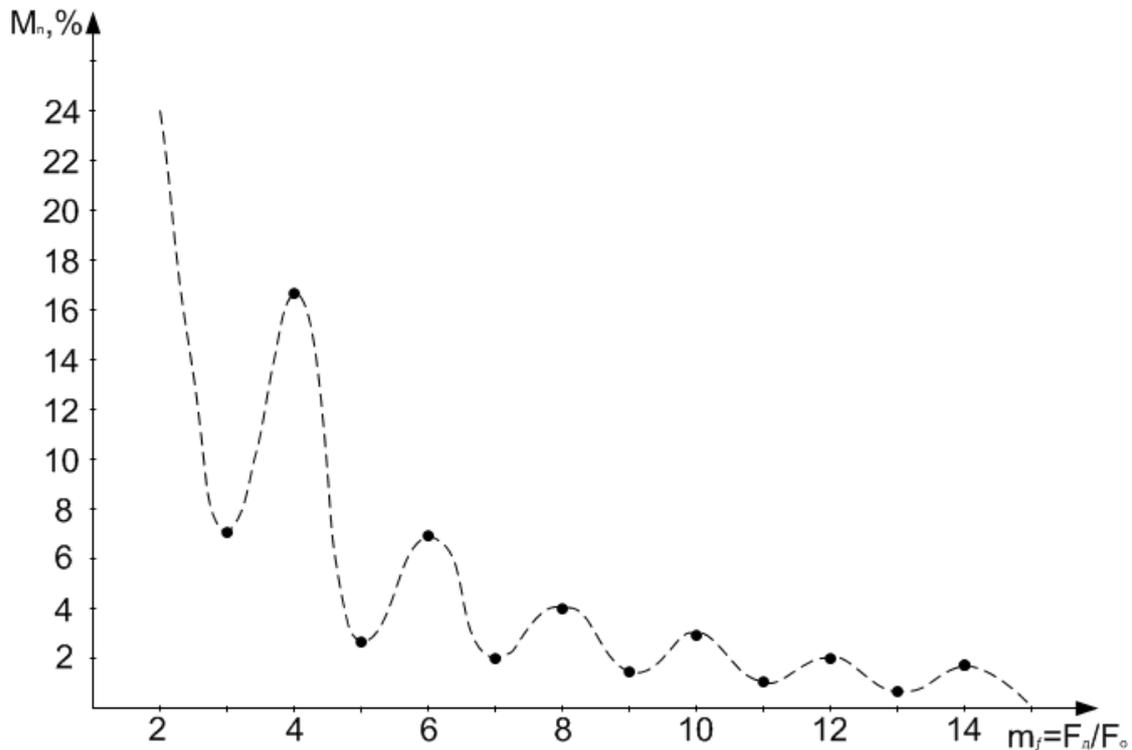


Рисунок 1.6 – Залежність параметра паразитної АМ від значення m_f у АДМ цифрового типу

З (1.10) слідує, що в цифровому АДМ з блоком взяття модулів з цифрових відліків сигналу частота дискретизації повинна бути у 18 разів вищою частоти модульовального сигналу F_B . Така вимога звужує область застосування такого АДМ, оскільки засоби ЦОС працюють у реальному часі, коли потрібно мати мале значення F_D/F_B . До переваг АДМ на рис. 1.3в можна віднести малі програмні витрати, якщо застосувати прості ЦФНЧ.

Побудований за структурою на рис. 1.3д цифровий АДМ еквівалентний цифровому АДМ, побудованому за структурою рис. 1.3в. Якщо у структурі на рис. 1.3д виконати переставлення ЦФНЧ і вузла знаходження радикала, то утвориться цифровий АДМ лінійного типу з ЦФНЧ, структуру якого подано на рис. 1.3е. Водночас, значення коефіцієнта нелінійних спотворень 2-ї гармоніки у даному АДМ буде меншим, ніж за виразом (1.5), тому що вузол знаходження радикала вирівнює характеристику демодуляції. Рівень нелінійних спотворень у даному АДМ залежить від точності знаходження радикала, а також від рівня

нерівномірності форми АЧХ і ГЧЗ фільтра нижніх частот у смузі пропускання. За постійного значення ГЧЗ, що є характерним для ЦФНЧ нерекурсивного типу, значення $K_{Г2}$ можна визначити за виразом, який отримано при аналізі з методом 3-х ординат [14]

$$K_{Г2} = \frac{A_{\max} + A_{\min} - 2A_0}{2(A_{\max} - A_{\min})}, \quad (1.11)$$

$$\text{де } A_{\max} = \left[(I+m)^2 - 2m\left(\varepsilon_1 - \frac{m}{4}\varepsilon_2\right) \right]^{1/2},$$

$$A_0 = \left(1 + \frac{m^2}{2}\varepsilon_2 \right)^{1/2}, \quad (1.12)$$

$$\text{де } A_{\min} = \left[(I-m)^2 + 2m\left(\varepsilon_1 - \frac{m}{4}\varepsilon_2\right) \right]^{1/2}.$$

Вирази (1.12) отримані з виразу (1.4) для $A^2=2$, $K_0=1$ при $\Omega t=0$, $\pi/2$ та π відповідно. Якщо у (1.12) не добувати квадратний корінь, то при $\varepsilon_1=\varepsilon_2$ вирази (1.11) та (1.5) збігаються та дають такий результат $K_{Г2} = \frac{m}{2}$. Аналіз (1.4) та розрахунки з (1.11) і (1.12) показують, що $K_{Г2}$ менше при використанні ЦФНЧ зі спадом АЧХ у смузі високих частотах.

З (1.4) слідує залежність між ε_1 і ε_2 для випадку визначення точної величини радикала:

$$1 - \varepsilon_2 = \frac{(1 - \varepsilon_1)^2}{1 + 0,5m^2\varepsilon_2}. \quad (1.13)$$

З цього виразу при низьких значеннях індекса кутової модуляції маємо таке співвідношення: $\varepsilon_2 \approx 2\varepsilon_1$.

Для випадку складного модулювального сигналу рівень нелінійних спотворень як комбінації різних частотних компонентів за такої фільтрації не

знижується, а спотворення форми АЧХ зумовить виникнення лінійних спотворень демодульованого сигналу.

Структуру АД квадратурного типу з керованим генератором наведено на рис. 1.3ж. Цифрові вибірки з вихідної шини АЦП, що є еквівалентами вхідного АМ-сигналу подаються на 2 перемножувача. На інші входи перемножувачів подаються вихідні вибірки КСГ. Значення частоти КСГ обирається такою, що дорівнює значенню частоти носійної амплітудномодульованого сигналу. Проаналізуємо процеси, що відбуваються в даному АДМ.

Для випадку однотональної гармонічної модуляції АМ-сигналу складові гармонік у наведеному спектрі описуються формулами

$$\begin{aligned}x(t) &= 2(1 + m \cos \Omega t) \sin(\Omega_0 t + \theta_0) \\c(t) &= \cos \Omega_0 t \\s(t) &= \sin \Omega_0 t\end{aligned}$$

Тоді для вхідних сигналів ФНЧ цифрового типу отримаємо такі вирази

$$\begin{aligned}x(t) \cdot \tilde{n}(t) &= (1 + m \cos \Omega t) [\sin \theta_0 + \sin(2\Omega_0 t + \theta_0)] \\x(t) \cdot s(t) &= (1 + m \cos \Omega t) [\cos \theta_0 - \cos(2\Omega_0 t + \theta_0)]\end{aligned}$$

Вихідні сигнали ФНЧ цифрового типу у робочій смузі мають такі низькочастотні складові

$$\begin{aligned}x_s(t) &= (1 + m \cos \Omega t) \sin \theta_0 \\x_c(t) &= (1 + m \cos \Omega t) \cos \theta_0\end{aligned}$$

Після взяття даних складових у квадрат, додавання і знаходження радикалу від суми отримаємо на виході АДМ таку обвідну амплітудномодульованого сигналу

$$A(t) = [x_c^2(t) + x_s^2(t)]^{1/2} = 1 + m \cos \Omega t.$$

До характеристик і параметрів ЦФНЧ у даному АДМ висуваються такі вимоги:

- еквівалентність форми АЧХ цих фільтрів, що просто виконати шляхом цифрової реалізації;
- високий рівень подавлення у смузі верхніх частот спектра.

У випадку справедливості співвідношення $F_0 = F_{\text{д}}/4$ та використанні ідеального ЦФНЧ зі смугою пропускання $0 - F_{\text{в}}$ у даному АДМ можна отримати бажане значення співвідношення $F_{\text{д}}/F_{\text{в}}$.

Недоліком наведеного АДМ можна вважати достатню складність структурної реалізації демодулятора.

На рис. 1.3з представлена структура цифрового АД квадратурного типу з ПГ. При використанні нерекурсивного ПГ виникають амплітудно-частотні спотворення у синусоїдальній складовій вихідного сигналу.

При модуляції АМ-сигналу синусоїдою частотою Ω і амплітудою носійної $A=I$ косинусоїдальна та синусоїдальна компоненти в наведеному спектрі на виходах ПГ описуються так:

$$\begin{aligned} x_c(t) &= \cos\Omega_0 t + \frac{m}{2} \cos(\Omega_0 - \Omega)t + \frac{m}{2} \cos(\Omega_0 + \Omega)t, \\ x_s(t) &= (1 - \varepsilon_0) \sin\Omega_0 t + \frac{m}{2} (1 - \varepsilon_H) \sin(\Omega_0 - \Omega)t + \frac{m}{2} (1 - \varepsilon_B) \sin(\Omega_0 + \Omega)t, \end{aligned} \quad (1.14)$$

де $\varepsilon_0, \varepsilon_H, \varepsilon_B$ – значення відхилень.

На рис. 1.7 наведено векторні представлення сигналів, що розраховуються згідно (1.14).

З цих діаграм отримаємо вирази для розрахунку значень $A_{\text{макс}}$, A_0 та $A_{\text{мін}}$:

$$\begin{aligned} A_{\text{макс}} &= \left\{ (1+m)^2 + \left[1 - \varepsilon_0 + m - m \left(\frac{\varepsilon_B + \varepsilon_H}{2} \right) \right]^2 \right\}^{1/2}, \\ A_0 &= \left\{ 1 + (1 - \varepsilon_0)^2 + \left[\frac{m}{2} (\varepsilon_B - \varepsilon_H) \right]^2 + m(\varepsilon_B - \varepsilon_H) \right\}^{1/2}, \\ A_{\text{мін}} &= \left\{ (1-m)^2 + \left[1 - \varepsilon_0 - m + m \left(\frac{\varepsilon_B + \varepsilon_H}{2} \right) \right]^2 \right\}^{1/2}. \end{aligned} \quad (1.15)$$

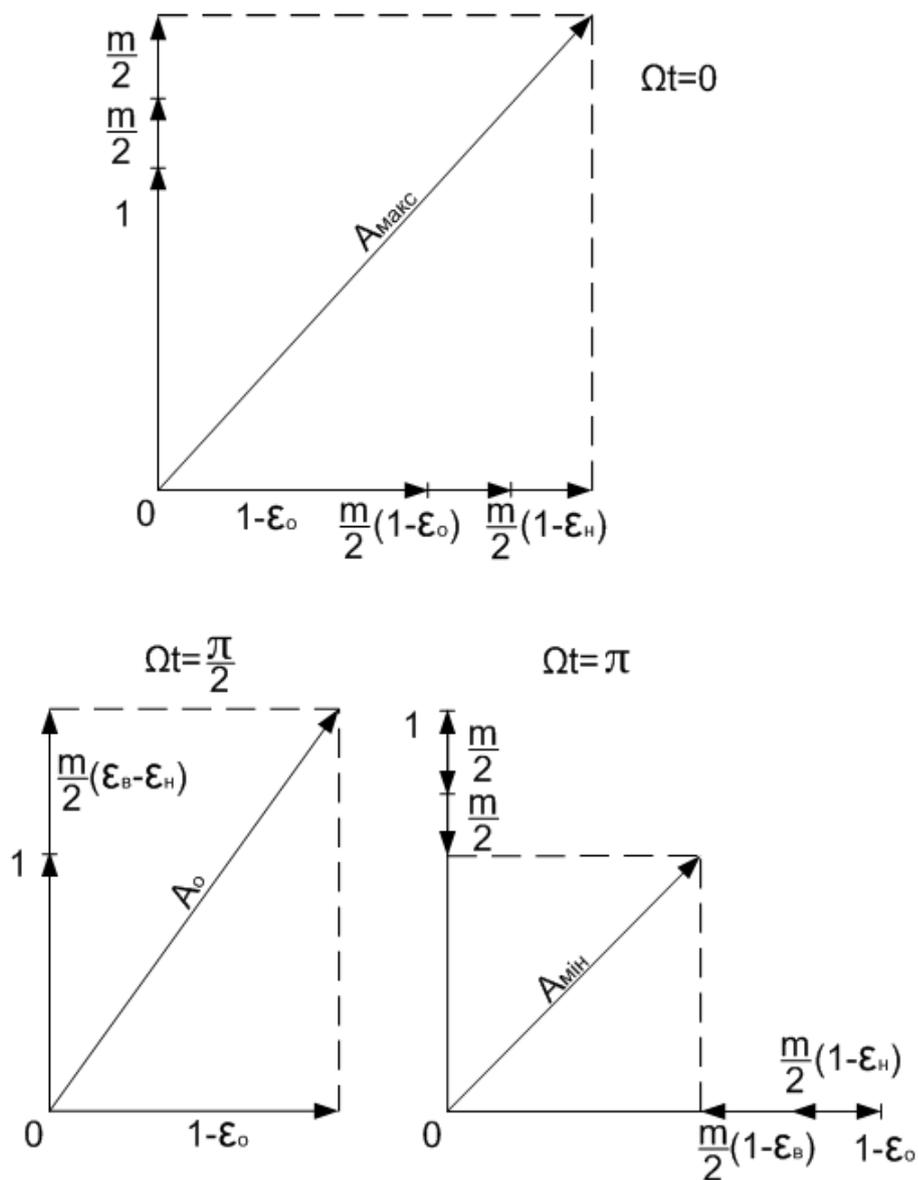


Рисунок 1.7 – Векторні діаграми АМ-сигналу за наявності амплітудно-частотних спотворень у ПГ

Підставивши ці значення у (1.14), отримаємо значення $K_{Г2}$ при будь-яких значеннях F_0 , m для АМ сигналу.

У даному випадку потужність обвідної амплітудномодульованого сигналу змінюється згідно закону:

$$A^2(t) = (1 + m \cos \Omega t)^2 + [1 + m(1 - \varepsilon) \cos \Omega t]^2. \quad (1.16)$$

Підставляючи у вираз (1.16) значення $\Omega t = 0, \pi/2, \pi$, отримуємо значення A_{\max}, A_0 та A_{\min} відповідно, які після підстановки у вираз (1.11) визначають значення коефіцієнта $K_{Г2}$ у квадратурному АДМ при вказаному частотному випадку. На рис. 1.8 для цього випадку наведено залежності $K_{Г2}$ від ε при різному значенні глибини модуляції m . Пунктиром вказано результати розрахунку $K_{Г2}$ методом дискретного перетворення Фур'є (ДПФ).

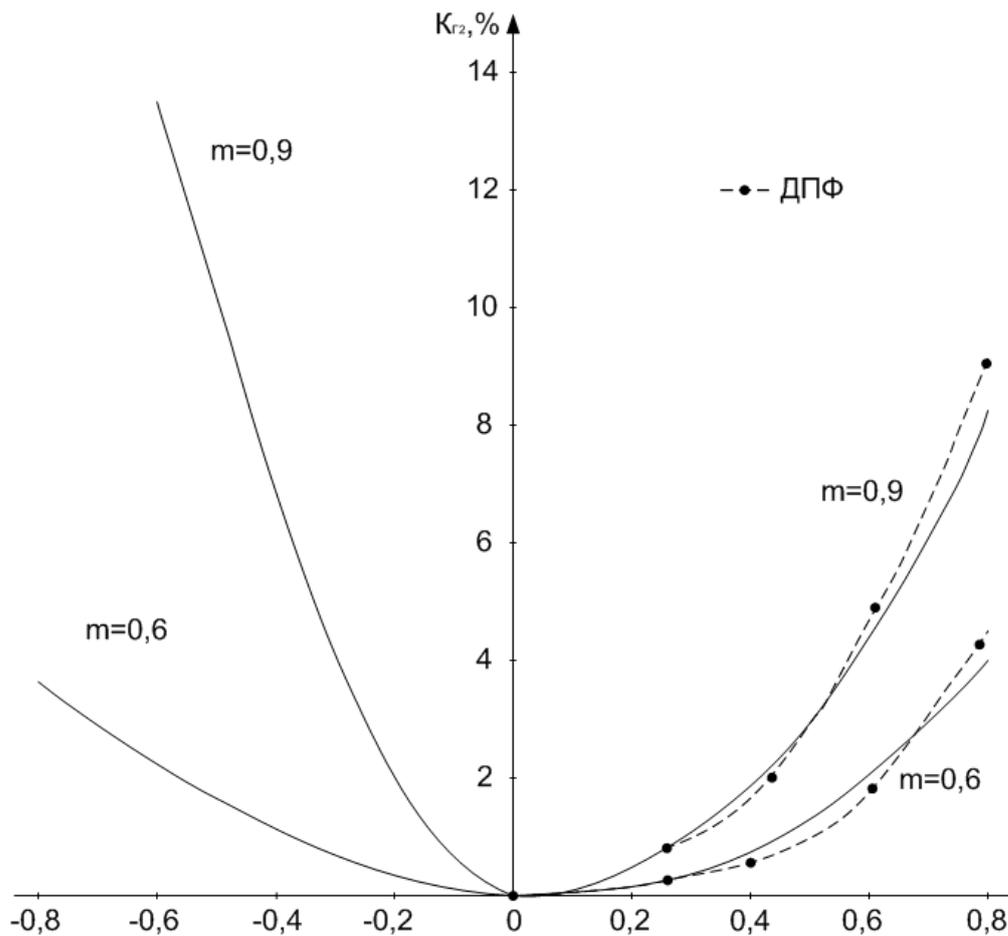


Рисунок 1.8 – Залежність значення $K_{Г2}$ від ε у квадратурному АДМ цифрового типу з ПГ

З рис. 1.8 видно, що при $\varepsilon > 0$ значення $K_{Г2}$ менше. Тому в даному АДМ ефективніше використовувати ПГ з симетричним спаданням форми АЧХ у 2 сторони відносно резонансної частоти F_0 .

$$A_S = 1 + \frac{m}{2} \cos(\varphi - \varepsilon \hat{\Delta} I) + \frac{m}{2} \cos(\varphi - \varepsilon \hat{\Delta} \hat{A}). \quad (1.19)$$

Граничні значення амплітуд у (1.18) не відповідають значенню $\varphi = 0$. Це зрозуміло з виразів (1.4) та (1.16). Для визначення параметрів A_{\min} та A_{\max} згідно (1.18) з урахуванням (1.19) знайдемо похідну $dA^2(\varphi)/d\varphi$. У результаті маємо рівняння трансцендентного типу $\frac{dA^2(\varphi)}{d\varphi} = 0$. Розв'язавши це рівняння, маємо 2 значення аргумента φ_1 і φ_2 . Підставляємо значення φ_1 і φ_2 у вираз (1.18) та в результаті отримуємо радикал. Потім визначаємо максимальне та мінімальне значення параметрів амплітуд. Величина A_0 знаходиться тся згідно виразу (1.18). Підставляємо одержані максимальне та мінімальне значення параметрів амплітуд у (1.11) та визначимо параметри $K_{\Gamma 2}$ для будь-яких відомих значень F_0 , m і F амплітудномодульованого сигналу.

У даному випадку розв'язанням рівняння $\frac{dA^2(\varphi)}{d\varphi} = 0$ є значення $\varphi_1 = -0,5\varepsilon_\Phi$.

Підставимо φ_1 , φ_0 і φ_2 у вираз (1.18) і при знаходженні квадратного кореня отримуємо вирази для обчислення значень A_{\max} , A_0 та A_{\min}

$$\begin{aligned} A_{\max} &= 1 + m \cos 0,5\varepsilon_\Phi \\ A_0 &= \left(1 + m^2 \sin^2 0,5\varepsilon_\Phi\right)^{1/2}, \\ A_{\min} &= 1 - m \cos 0,5\varepsilon_\Phi \end{aligned} \quad (1.20)$$

Підставимо ці вирази у (1.11) і отримуємо вирази для розрахунку $K_{\Gamma 2}$

$$K_{\Gamma 2} = \frac{\left(1 + m^2 \sin^2 0,5\varepsilon_\Phi\right)^{1/2} - 1}{2m \cos 0,5\varepsilon_\Phi}. \quad (1.21)$$

Побудовані за цим виразом залежності $K_{\Gamma 2}$ від ε_Φ наведено на рис. 1.10. Пунктирною лінією вказано залежності, що побудовані за допомогою використання методу дискретного перетворення Фур'є.

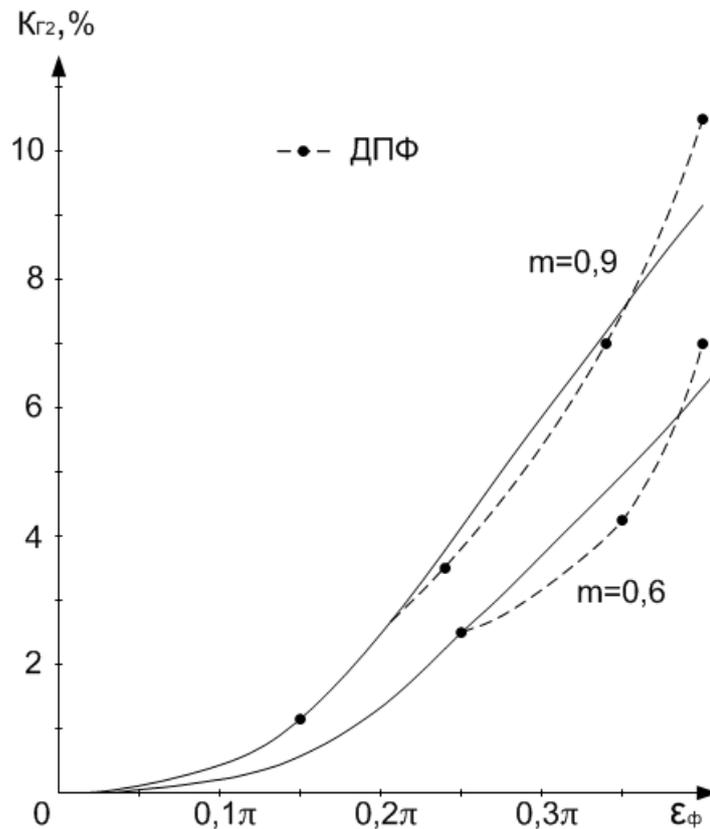


Рисунок 1.10 – Залежність значення $K_{Г2}$ від значення ϵ_{Φ} у цифровому АДМ квадратурного типу з внесеними ПГ фазочастотними спотвореннями

Введемо параметр, який характеризує рівень широкосмуговості ПГ

$$K_{ПГ} = \frac{0,5F_D}{\Pi_{ПГ}} = \frac{F_D}{4F_B},$$

тоді для такого АД потрібно забезпечити виконання умови: $F_D/F_B = 4 K_{ПГ}$.

Отже, в АДМ квадратурного типу при виконанні умови $F_0=0,25F_D$ значення $F_D/\Pi = 2$, тобто дорівнює межі Найквіста.

На рис. 1.11 зображено структури синхронних АДМ цифрового типу. Спочатку проаналізуємо АДМ синхронного класу з вузькосмуговим фільтром для селекції опорної складової, структура якого зображена на рис. 1.11а. На виходах широкосмугового ПГ2 у наведеному спектрі отримаємо квадратурні складові з сигналу

$$\begin{aligned} x_c(t) &= A(t) \cos(\Omega_0 t + \Theta_0) \\ x_s(t) &= A(t) \sin(\Omega_0 t + \Theta_0) \end{aligned} \quad (1.22)$$

Вихідний сигнал вузькосмугового ПП1 з квадратурними складовими носійної має такий вигляд

$$\begin{aligned} x_{0c}(t) &= A_0 K_{\text{ПФ}} \cos(\Omega_0 t + \Theta_0 + \varphi_0), \\ x_{0s}(t) &= A_0 K_{\text{ПФ}} \sin(\Omega_0 t + \Theta_0 + \varphi_0), \end{aligned}$$

де A_0 – значення амплітуди носійної сигналу,

$K_{\text{ПФ}}$ – значення коефіцієнт передавання на носійній частоті,

φ_0 – значення фазового зсуву опорного коливання відносно носійної.

Аналізуючи процеси, що продемонстровані на рис. 1.11а, отримаємо

$$x_c(t)x_{0c}(t) + x_s(t)x_{0s}(t) = A_0 K_{\text{ПФ}} A(t) \cos \varphi_0 = K_{\text{АД}} \cdot A(t).$$

З цього виразу видно, що коефіцієнт передавання демодулятора залежить від значення амплітуди носійної, значення коефіцієнта передавання фільтра та значення фазового зсуву. Для значення $\varphi_0 = 0$ вихідний сигнал демодулятора максимальний, а при значенні $\varphi_0 = \pi/2$ вихідний сигнал АД взагалі відсутній.

Відхилення параметрів ПП2 спонукають до виникнення високочастотних вихідних пульсацій демодулятора, а неідеальність параметрів ВЦФ призводить до нелінійних спотворень.

Нелінійні спотворення сигналу у даному демодуляторі обумовлені неповним подавленням бічних смуг в спектрі сигналу на виході ВЦФ. Значення коефіцієнта другої гармоніки визначається виразом [16]

$$K_{\Gamma 2} = \frac{m}{2} \frac{K_F / K_0}{\sqrt{1 + 2(K_F / K_0) \cos \varphi_F + (K_F / K_0)^2}}, \quad (1.23)$$

де K_0 та K_F – значення коефіцієнтів передавання ВЦФ на резонансній частоті та при частотному рознесенні відносно значення частоти модуляції;

φ_F – значення фазового зсуву, що вноситься ВЦФ при рознесенні на F .

Аналізуючи вираз (1.23) можна стверджувати, що у разі використання ВЦФ з вузькосмуговою АЧХ $K_{\Gamma 2} \rightarrow 0$.

Тепер проаналізуємо синхронний АДМ з керованим генератором сигналів косиноїдально/синусоїдальної форми, структура якого зображена на рис. 1.11б.

За умови рівності частот генератора сигналів та носійної частоти сигналу на базі АМ, на вихідній шині УКСГ отримаємо у наведеному спектрі

$$c(t) = \cos(\Omega_0 t + \Theta_0), s(t) = \sin(\Omega_0 t + \Theta_0). \quad (1.24)$$

На виходах ПГ отримаємо квадратурні складові з АМ-сигналу, подані в (1.22). Тоді, виконавши аналіз відповідно до рис. 1.11б, отримаємо

$$y(t) = x_C(t)c(t) + x_S(t)s(t) = A(t). \quad (1.25)$$

Тобто, вихідний сигнал АДМ є еквівалентний вхідному модульовальному АМ-сигналу.

Увімкнення пропорційно-інтегровального фільтра з інтегратором ідеального типу дає змогу послабити вплив на функціонування АДМ чинників, обумовлених нестабільністю частоти Ω_0 . Водночас, неідеальність характеристик ПГ повністю не можливо усунути. Отриманий за допомогою методу 3-х ординат вираз для $K_{Г2}$ в АДМ має такий вигляд [17]

$$K_{Г2} = \frac{m}{32} (\pi c A_0 \varepsilon_A)^2 \left[\frac{1+m}{(2 - \pi c A_0 (1+m))^2} + \frac{1-m}{(2 - \pi c A_0 (1-m))^2} \right], \quad (1.26)$$

де c – значення коефіцієнта передавання пропорційного кола ППФ,
 ε_A – значення амплітудної похибки ПГ.

Результати розрахунків виразу (1.26) та результати моделювання вказують, що рівень нелінійних спотворень в АДМ з УКСГ набагато нижчий, ніж у проаналізованих раніше АДМ. Витрати на програмну реалізацію АДМ цифрового типу за структурами рис. 1.3д,е,ж та 1.11а,б знайдемо у подальших дослідженнях.

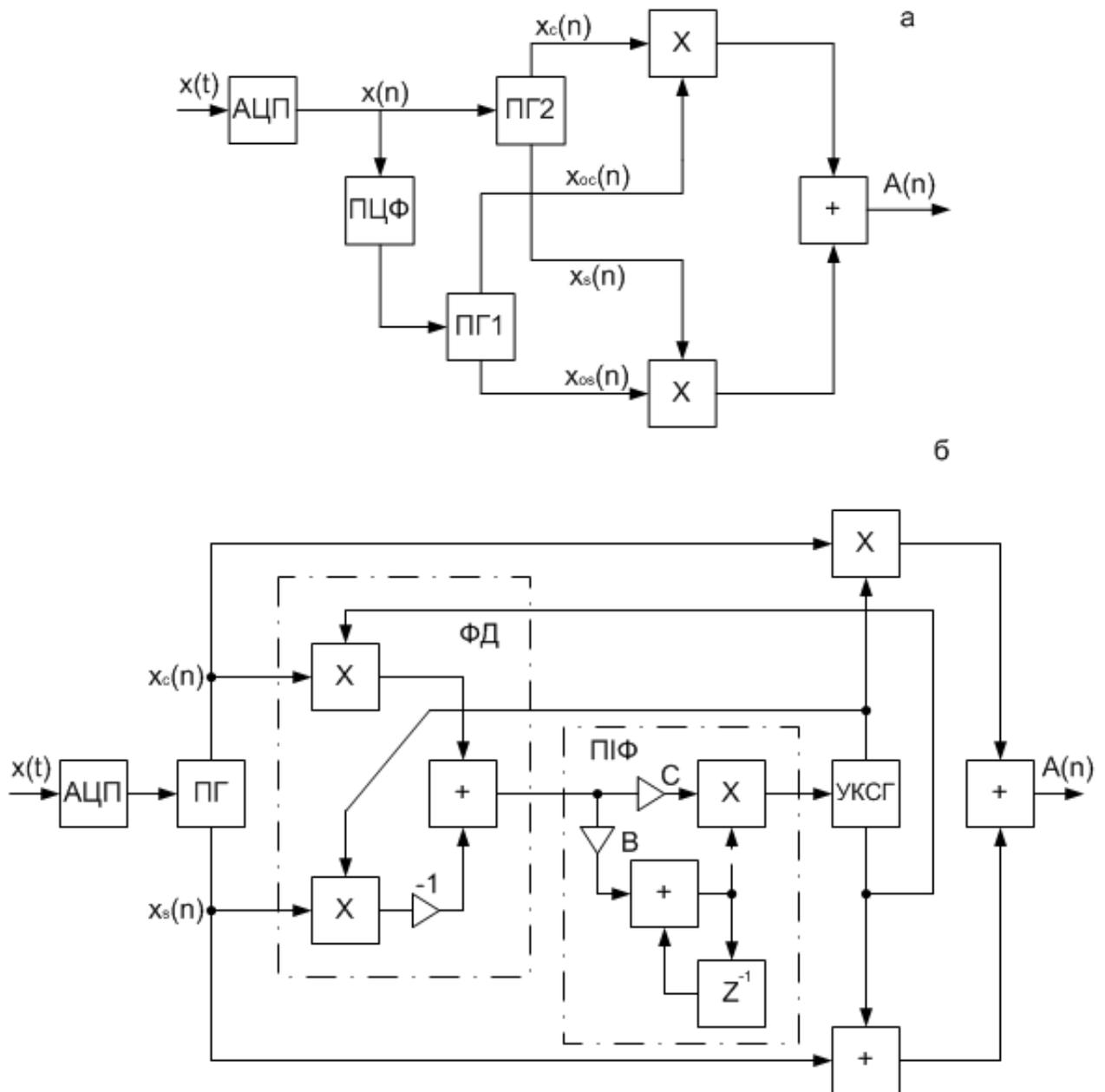


Рисунок 1.11 – Структури цифрових АДМ синхронного типу

У всіх структурах АДМ квадратурного типу при виборі значення частоти F_0 значення частоти дискретизації повинно підпорядковуватися умові Найквіста, тобто: $F_D \geq 2F_C$, водночас в інших типах демодуляторів ця частота повинна перевищувати критерій Найквіста, про що засвідчує проведений аналіз.

1.4 Порівняння цифрових АДМ за обчислювальними витратами

Для аналізу цифрових АДМ за обчислювальними витратами візьмемо до уваги те, що розрядність ЦОП визначається з урахуванням вимогам до форми АЧХ смугових фільтрів цифрового типу, що вмикаються перед АДМ та слугують для частотної селекції АМ-сигналів. Тому вважається, що для усіх АДМ цифрового типу число двійкових розрядів однакове і аналіз демодуляторів виконаємо згідно значення $E_D = QN_{ПД}$ для відповідних параметрів точності.

Як показник точності вважаємо значення коефіцієнта гармонік чи значення коефіцієнта паразитної амплітудної модуляції. АДМ квадратичного типу для демодуляції сигналів з АМ не застосовується внаслідок великого значення коефіцієнта нелінійних спотворень. У цифровому АДМ з вузлом знаходження модуля сигналу (рис. 1.3в) виникає паразитна АМ з глибиною $M_{П}$. Для АМ-сигналу прийнято мінімально можливе відношення у наведеному спектрі $F_0/F_B = 1$, тоді $F_0 = F_B = 0,5\Pi_C$. З графіку на рис. 1.6 визначимо параметр $m_{f1} = F_D/F_0$, при якому коефіцієнт $M_{П}$ нижче заданого. Тоді параметр дорівнює $Q = F_D/\Pi_C = 2 \cdot m_{f1}$. Параметр $N_{ПД}$ визначимо при використанні в АДМ рекурсивного ЦФНЧ

$$N_{ПД} = N_{П} + N_{Д} = 20R_2 + 1 \approx 20R_2.$$

Тоді значення E_D для АДМ на рис. 1.3 визначимо за формулою

$$E_D = 40m_{f1} \cdot R_2.$$

Наприклад, при $M_{П} \leq 2\%$ з рис. 1.6 маємо $m_{f1} = 10,5$, тоді при числі ланок у ЦФНЧ $R_2 = 2$ отримаємо

$$E_D = 21 \cdot 40 = 840.$$

В АДМ з цифровим ФНЧ (рис.1.3е) за рахунок підняття відліків до квадрату діапазон бічних смуг розширяється у два рази, тому мінімально можливе значення дорівнює $Q = F_D/\Pi_C = 4$. Але при $Q = 4$ в АДМ необхідно ідеальний ЦФНЧ, у якого $R_2 \rightarrow \infty$, тому значення $Q > 4$. Для цього АДМ на базі рис. 1.3е отримаємо формулу для E_D при використанні рекурсивного ЦФНЧ

$$E_D = QN_{III} = Q(20R_2 + 5q_1 + k + 3).$$

Розрахунки згідно (1.11) вказують, що для значень $Q = 5$ і $K_{Г2} \leq 3\%$ маємо параметр $R_2 = 4$, $q_1 = 4$, $k = 3$. Звідси маємо: $E_D = 490$. У АДМ квадратурного типу з КСГ (рис. 1.3ж) граничне значення, що дорівнює $Q = F_D / ПС = 2$ також непридатне, тому що при цьому $R_2 \rightarrow \infty$. На базі рис. 1.3ж при використанні КСГ на базі ГП отримаємо формулу для розрахунку E_D у даному АДМ

$$E_D = Q(40R_2 + 6 + 5q_1 + k + 3 + 8q + 13).$$

Розрахунки згідно (1.11) вказують, що при $Q = 4$ та $K_{Г2} \leq 3\%$ параметри $R_2 = 4$, $q_1 = q = 4$, $k = 3$. Тоді отримаємо $E_D = 520$. Для АДМ квадратурного типу з ПГ (рис. 1.3з) проаналізуємо 2 випадки, при яких ПГ вносить похибки у квадратурні складові.

З рис. 1.8 при $K_{Г2} = 2\%$ та $m = 0,9$ маємо значення $\epsilon_A = 0,4$. Таке значення похибки дає ПГ нерекурсивного типу з порядком $N = 5$ при $Q \leq 2$. Звідси на базі рис. 1.3з отримаємо

$$E_D = Q(4N + 2 + 4 + 5q_1 + k + 3).$$

Для $q_1 = 2$ та $k = 3$ маємо значення $E_D = 150$.

В АДМ, що використовує в якості ПГ 1 елемент затримки, з рис. 1.3з отримаємо $E_D = Q(6 + 4 + 5q_1 + k + 3)$.

Цей ПГ дає таке значення фазової похибки: $\epsilon_\Phi = \pi/Q$, тоді $Q = \pi / \epsilon_\Phi$. Користуючись рис. 1.9, задаємо $K_{Г2} = 2\%$ і в результаті отримаємо $\epsilon_\Phi \approx 0,18 \pi$. Тоді для $q_1 = 3$ та $k = 2$ отримаємо таке значення: $E_D = 240$.

Тепер знайдемо значення E_D для АДМ синхронного типу. Для АДМ, представленого на рис. 1.11а отримаємо:

$$E_D = Q(20R_2 + 4N_1 + 2 + 4N_2 + 2 + 3),$$

де N_1 і N_2 – відповідно значення порядків 1-го і 2-го генераторів.

Розрахунки згідно (1.23) показують, що при $K_{Г2} \leq 2\%$ і $Q = 2,2$ значення $R_2 = 2$, $N_1 = 2$, $N_2 = 6$, тоді отримаємо:

$$E_D = 2,2(40 + 10 + 26 + 3) \approx 130.$$

Для АДМ на рис. 1.11б отримаємо

$$E_d = Q(4N + 2 + 4 + 7 + 4 + 13 + 8q).$$

Розрахунки згідно (1.25) показують, що при $K_{Г2} = 2\%$ та $Q = 2,1$ значення $N = 2$, $q = 3$, тоді отримаємо

$$E_d = 2,1(10 + 28 + 24) \approx 128.$$

Виконані розрахунки значення E_d для цифрових АДМ засвідчують про те, що при заданій точності $M_{П} = K_{Г2} = 2\%$ і $E_d = \min$ у цифровому АДМ синхронного типу з УКСГ. Слід зазначити, що при жорсткіших показниках точності, різниця між значеннями E_d для АДМ синхронного типу з УКСГ та іншими класами демодуляторів зростає ще значніше. Як правило в АДМ синхронного типу немає кореляції між сигналом і завадою, тому їх завадостійкість виявляється вищою. Отже, АДМ синхронного типу з УКСГ можна рекомендувати для телекомунікаційних систем з ЦОС.

Обчислювальні витрати $E_d = p E_d = pQN_{ПД}$ пов'язують вартісні і якісні показники телекомунікаційних систем з ЦОС. Для ефективних ЦФ необхідно АЦП, ЦАП і ЦОП з великим числом двійкових розрядів. Параметр Q пов'язаний з параметром прямокутності форми АЧХ ФНЧ цифрового типу та частотним параметром ПГ таким виразом $Q = 2(K_{П} + 1)$. Водночас, параметр прямокутності форми АЧХ ФНЧ цифрового типу та параметром широкосмуговості ПГ залежать від значення R_2 , R_1 , N використаних фільтрів. Чим більші кількісні параметри задаються, тим вищі мають бути значення R_2 , R_1 і N . А це у свою чергу підвищує розрядність, обсяг ОЗП, робочу частоту компонентів і в кінцевому результаті збільшує вартість телекомунікаційних систем з ЦОС.

2 РОЗРОБКА ЦИФРОВИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ СИГНАЛІВ З

БАМ, ОБС І КАМ

2.1 Цифрові демодулятори сигналів з БАМ

Сигнали з балансною амплітудною модуляцією (БАМ) описуються таким виразом

$$x(t) = a(t) \cdot A_0 \cos(\Omega_0 t + \varphi_0), \quad (2.1)$$

де $a(t)$ – модульовальний сигнал частіше всього з нульовим математичним очікуванням, тобто без постійної складової, тому: $-1 \leq a(t) \leq 1$, A_0 , Ω_0 , φ_0 – постійні амплітуда, частота та початкова фаза сигналу–переносника повідомлення.

БАМ-сигнали мали обмежене використання внаслідок складності реалізації демодуляторів цих сигналів. З виразу (2.1) видно, що за відсутності в модульовальному сигналі постійної складової в частотному спектрі БАМ-сигналу немає частоти носійного колювання. У спектрі БАМ-сигналу присутні лише бічні складові модульовального сигналу, тому коефіцієнт енергетичної надлишковості у цього сигналу кращий, ніж для спектра АМ-сигналу, в якому більша частина потужності спектра відповідає складовій носійної частоти. Для відновлення носійної Ω_0 в демодуляторі БАМ-сигналу існує кілька методів. Перший метод відновлення базується на додаванні до БАМ-сигналу частки носійної складової. Інші методи дають можливість відновлення носійної складової із БАМ-сигналу.

Розглянемо методи побудови цифрових демодуляторів БАМ-сигналів.

На рис. 2.1 наведено структури двох когерентних демодуляторів сигналів з БАМ – з ФНЧ (а) і з ПГ (б).

Нехай цифровий генератор генерує складові в спектрі сигналу $c(t)$, когерентного з (2.1), то цифровий ФНЧ на виході формує

$$x(t) \cdot c(t) = 0,5A_0 \cdot a(t). \quad (2.2)$$

В структурі на рис. 2.1б на виходах ПГ отримаємо

$$\begin{aligned} x_c(t) &= a(t)A_0 \cos(\Omega_0 t + \varphi_C), \\ x_s(t) &= a(t)A_0 \sin(\Omega_0 t + \varphi_C), \end{aligned} \quad (2.3)$$

а на виходах УКСГ

$$\begin{aligned} c(t) &= \cos(\Omega_0 t + \varphi_r), \\ s(t) &= \sin(\Omega_0 t + \varphi_r). \end{aligned} \quad (2.4)$$

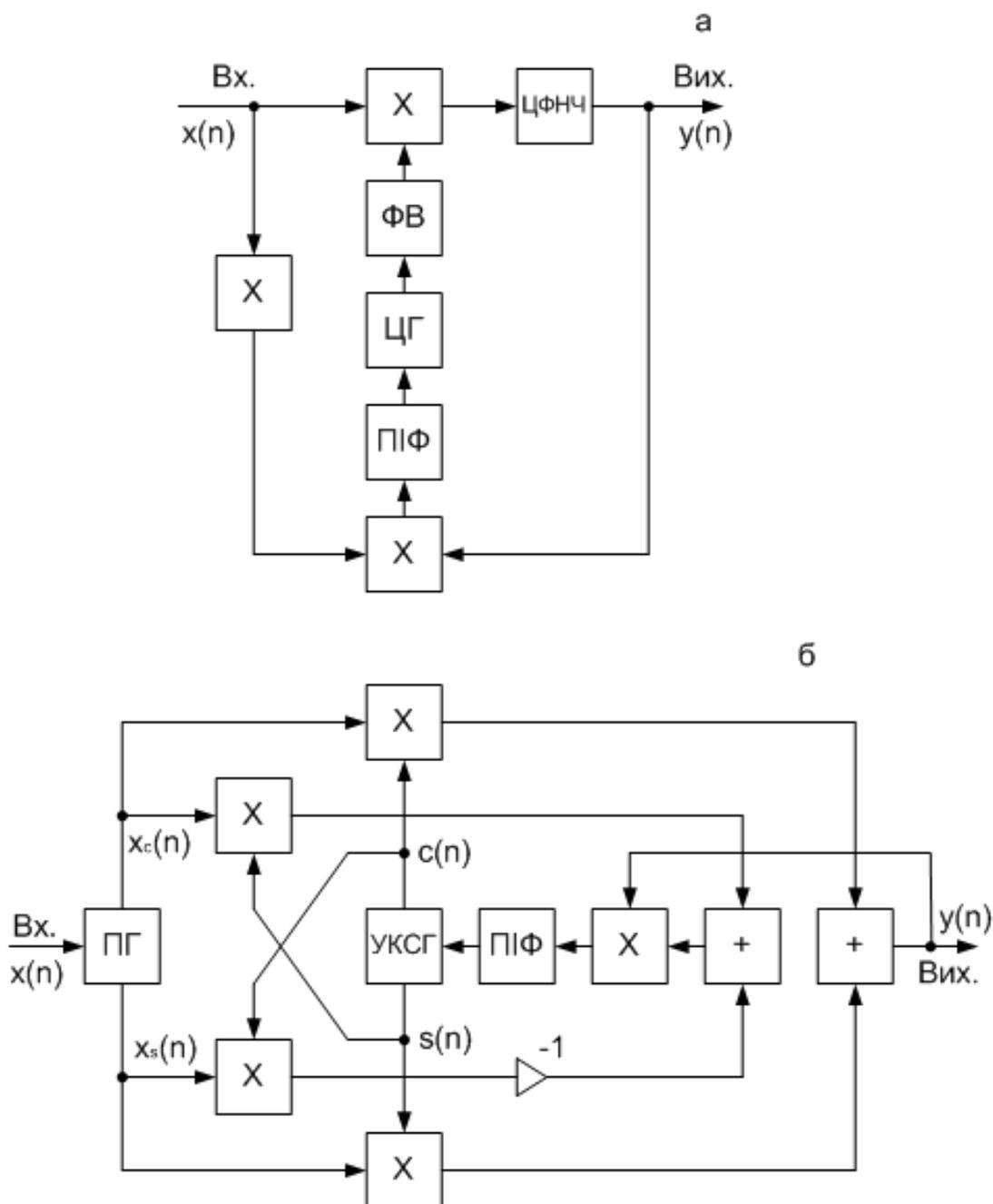


Рисунок 2.1 – Структури цифрових демодуляторів сигналів з БАМ

Тоді відповідно до структури на рис. 2.1б на виході демодулятора маємо

$$w(t) = a(t)A_0 \cos(\varphi_C - \varphi_T), \quad (2.5)$$

а вихідний сигнал пропорційно-інтегровального фільтра (ПФ) дорівнює

$$V(t) = \dot{a}^2(t)A_0^2 \cos(\varphi_{\tilde{N}} - \varphi_{\tilde{A}}) \sin(\varphi_{\tilde{N}} - \varphi_{\tilde{A}}). \quad (2.6)$$

Для знаходження когерентного з носійною частотою сигналу $x(t)$ використовується пристрій фазового автоналаштування частоти під значення фази носійного коливання. Виходячи з (2.1), за відсутності у модульованого сигналу $a(t)$ постійної складової у спектрі сигналу з БАМ носійної немає. Для її відновлення в демодуляторах на рис. 2.1 використовується структура, функціонування якої засновано на перемноженні сигналу на демодульований сигнал. Тоді після виконання процедури перемноження цих сигналів, маємо

$$x_1(t) = x(t)a(t) = a^2(t)A_0 \cos(\Omega_0 t + \varphi).$$

Носійна складова частоти використовується в структурах демодуляторів на рис. 2.1 для налаштування генераторів. Лінія затримки (ЛЗ) та фазообертач (ФО) в структурі на рис. 2.1а подавляють затримки у цифровому ФНЧ.

У структурі ПФ є ідеальний інтегратор, що обумовлює коло ФАПЧ астатичним до фазових похибок. Звідси в установленому режимі значення різниці фаз $\varphi_C - \varphi_T = 0$ та вирази (2.5) і (2.6) перетворюються у такий вигляд

$$w(t) = a(t)A_0, v(t) \rightarrow 0. \quad (2.7)$$

Проте через дію завад і дестабілізуючих чинників умови (2.2) точно не виконуються, тому існують флуктуації різниці фаз $\varphi_C - \varphi_T$ біля нуля.

2.2 Цифрові демодулятори сигналів з ОБС

Цифрові демодулятори сигналів з однією бічною смугою (ОБС) також можна побудувати за різноманітними схемами. Сигнали з однією бічною смугою (нижньою або верхньою) описуються такими виразами

$$x_{f\hat{A}}(t) = \hat{a}(t)\hat{A}_0 \cos(\Omega_0 t + \varphi_0) + \hat{a}(t)\hat{A}_0 \sin(\Omega_0 t + \varphi_0), \quad (2.8)$$

$$x_{\hat{A}\hat{A}}(t) = \hat{a}(t)\hat{A}_0 \cos(\Omega_0 t + \varphi_0) - \hat{a}(t)\hat{A}_0 \sin(\Omega_0 t + \varphi_0), \quad (2.9)$$

де $a(t)$, $\hat{a}(t)$ – сигнали, спряжені за Гільбертом є нормованими модульовальними сигналами;

A_0 , Ω_0 , φ_0 – значення амплітуди, частоти та початкової фази квадратурних сигналів.

На рис. 2.2 наведено дві структури демодуляторів сигналів з ОБС: з фільтром нижніх частот (а) та квадратурна схема демодулятора з ОБС (б).

Проаналізуємо роботу даних демодуляторів. В демодуляторі на рис. 2.2а цифровий генератор формує сигнал $c(t) = \cos \Omega_0 t$. Тоді на виході помножувача при $F_0 \leq F_D/4$ отримаємо такий сигнал $x(t)$:

$$x(t) = x_{f\hat{A}}(t) \cdot \hat{n}(t) = 0,5a(t)\hat{A}_0 \cos \varphi_0 \pm 0,5\hat{a}(t)\hat{A}_0 \sin \varphi_0 + \quad (2.10)$$

$$+ 0,5a(t)\hat{A}_0 \cos(2\Omega_0 t + \varphi_0) \pm 0,5\hat{a}(t)\hat{A}_0 \sin(2\Omega_0 t + \varphi_0).$$

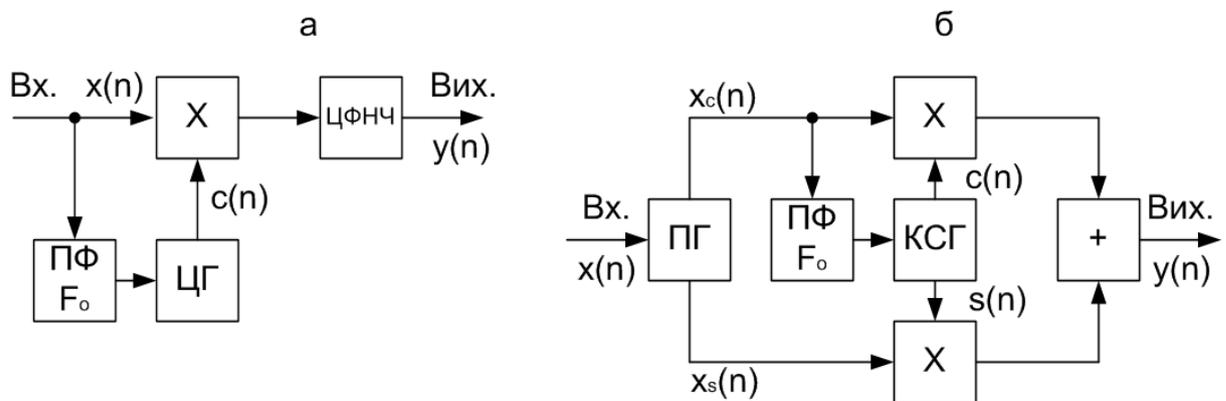


Рисунок 2.2 – Структури цифрових демодуляторів ОБС-сигналів

Для випадку, коли спектри НЧ- і ВЧ-складових у (2.10) не накладаються, то вихідний сигнал $y(t)$ ідеального ЦФНЧ отримаємо у такому вигляді

$$y(t) = 0,5\hat{A}_0 [a(t) \cos \varphi_0 \pm \hat{a}(t) \sin \varphi_0] \quad (2.11)$$

При передаванні синусоїди зі значенням частоти $\Omega = 2\pi F$ отримаємо сигнал $a(t) = \cos\Omega t$, $\hat{a}(t) = \sin\Omega t$. Звідси у відповідності з виразом (2.11) на виході ЦФНЧ маємо

$$y(t) = 0,5\dot{A}_0 \cos(\Omega_0 t \mp \varphi_0). \quad (2.12)$$

Знаки \pm у формулах (2.10), (2.11) і (2.12) та у наступних виразах відповідають прийманню сигналів $x_{\text{НБ}}(t)$ чи $x_{\text{ВБ}}(t)$.

У сигналі $c(t)$ початкова фаза дорівнює 0, тому фаза φ_0 в (2.12) є різницею між фазами сигналів місцевих генераторів і залишками носійної сигналів $x_{\text{НБ}}(t)$ чи $x_{\text{ВБ}}(t)$.

Якщо частота місцевого генератора у демодуляторі не дорівнює частоті залишку носійної, то фаза φ_0 у (2.10) і (2.11) є залежною від часових інтервалів. Тому у демодульованому сигналі частотний спектр зміщується відносно спектра сигналу $a(t)$ на значення частоти зсування $\Omega_{\text{СВ}} = \Omega_0 - \Omega_{\text{ген}}$.

Виконаємо аналіз роботи демодулятора квадратурного типу, що зображено на рис. 2.2б. Він містить перетворювач Гільберта (ПГ) та косинусо-синусоїдальний генератор (КСГ) що генерує в наведеному спектрі сигнали: $c(t)$ та $s(t)$.

Для випадку подачі до ПГ вхідних сигналів $x_{\text{НБ}}(t)$ чи $x_{\text{ВБ}}(t)$ на вихідній шині маємо

$$x_{\dot{I}A}(t) = \dot{a}(t)\dot{A}_0 \cos(\Omega_0 t + \varphi_0) + \dot{\hat{a}}(t)\dot{A}_0 \sin(\Omega_0 t + \varphi_0), \quad (2.13)$$

$$x_{\dot{A}A}(t) = \dot{a}(t)\dot{A}_0 \cos(\Omega_0 t + \varphi_0) - \dot{\hat{a}}(t)\dot{A}_0 \sin(\Omega_0 t + \varphi_0). \quad (2.14)$$

Тоді вихідний сигнал демодулятора, що на рис. 2.2б при умові: $F_0 \leq F_{\text{д}}/2$, буде у такому вигляді

$$y(t) = x_{\dot{N}}(t)c(t) + x_{\dot{S}}(t)s(t) = \dot{A}_0 [a(t)\cos\varphi_0 \pm \hat{a}(t)\sin\varphi_0], \quad (2.15)$$

який збігається з виразом (2.12) для демодуляторів ОБС- сигналів на базі ФНЧ цифрового типу. Демодулятор квадратурного типу дозволяє відновити ОБС-

сигнали з граничною згідно межі Найквіста шириною спектра сигналу $a(t)$.

Для усунення ефекту перенесення спектра сигналу $y(t)$ відносно вхідного сигналу застосовують системи фазового автоналаштування частоти місцевих генераторів в демодуляторах ОБС за сигналом залишку носійної F_0 , що заміщується у сигнали $x_{\text{НБ}}(t)$ та виділяється в демодуляторі вузькосмуговим фільтром ПФ. В демодуляторах з ФАПЧ-генераторів значення $F_{\text{СД}} \rightarrow 0$. Такі демодулятори сигналів з ОБС працездатні у каналах з ефектом Доплера.

2.3 Цифрові демодулятори сигналів з КАМ

Сигнали з квадратурною амплітудною модуляцією (КАМ) описується таким виразом

$$x_{\text{КАМ}}(t) = a_1(t)A_0 \cos(\Omega_0 t + \varphi_0) + a_2(t)A_0 \sin(\Omega_0 t + \varphi_0), \quad (2.16)$$

де $a_1(t)$ і $a_2(t)$ – модульовальні сигнали;

A_0 , Ω_0 , φ_0 – значення амплітуди, частоти та початкової фази квадратурних переносників модульовальних сигналів.

З цього виразу видно, що при усередненому значенні цих двох сигналів, що дорівнює 0, у спектрі вихідного сигналу $x_{\text{КАМ}}(t)$ відсутня складова носійної частоти.

Для забезпечення синхрорежиму у генераторах демодуляторів КАМ-сигналів, у сигнал $x_{\text{КАМ}}(t)$ вводиться складова носійної частоти. Це здійснюється різними методами. У модульовальних засобах до КАМ-сигналу $a_1(t)$ чи $a_2(t)$ вводять частотну складову з метою забезпечення у частотному спектрі сигналу на базі КАМ складової носійної частоти.

У демодуляторах ОБС-сигналів можуть бути нестабільності частоти у генераторах носійних сигналів, а в демодуляторах КАМ-сигналів модульовальні сигнали $a_1(t)$ і $a_2(t)$ повинні бути точно відновлені з точністю до значення початкової фази φ_0 .

На рис. 2.3 наведено структуру демодуляторів сигналів з КАМ на базі ЦФНЧ (а) та квадратурного демодулятора сигналів з КАМ (б). Проаналізуємо їх функціонування.

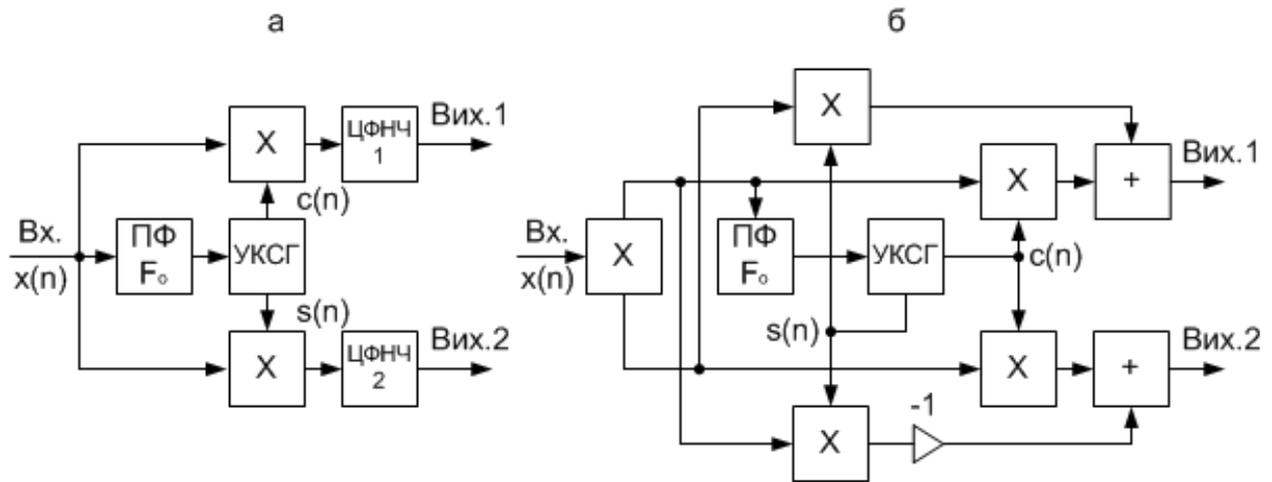


Рисунок 2.3 – Структури цифрових демодуляторів КАМ-сигналів

В структурі на рис. 2.3а УКСГ формує такі вихідні сигнали $c(t)$ та $s(t)$, що обробляються у колах ФАПЧ та є когерентними з модульовальними сигналами: $a_1(t)$ і $a_2(t)$. В результаті цього, на виходах перемножувачів маємо два сигнали у такому вигляді

$$x_1(t) = x_{КАМ}(t) \cdot c(t) = 0,5A_0a_1(t) + 0,5A_0a_1(t) \cos(2\Omega_0t + 2\varphi_0) + 0,5A_0a_1(t) \sin(2\Omega_0t + 2\varphi_0), \quad (2.17)$$

$$x_2(t) = x_{КАМ}(t) \cdot s(t) = 0,5A_0a_2(t) + 0,5A_0a_2(t) \cos(2\Omega_0t + 2\varphi_0) + 0,5A_0a_2(t) \sin(2\Omega_0t + 2\varphi_0). \quad (2.18)$$

Якщо спектри низькочастотних та високочастотних складових у (2.17) і (2.18) не перекриваються, то вихідні сигнали ідеальних ЦФНЧ1 і ЦФНЧ2 мають такий вигляд

$$y_1(t) = 0,5A_0a_1(t), y_2(t) = 0,5A_0a_2(t). \quad (2.19)$$

З цих виразів випливає, що при відновленні в демодуляторах сигналів з КАМ когерентних з сигналами-переносниками повідомлень сигналів $c(t)$ та $s(t)$, що передаються на одній носійній F_0 сигнали $a_1(t)$ і $a_2(t)$ розділяються повністю.

Квадратурний демодулятор сигналу з КАМ на рис. 2.3б має ПГ. Якщо на його вхід подається сигнал $x_{\text{КАМ}}(t)$, то на його виходах отримаємо сигнал у такому вигляді

$$x_{\bar{N}}(t) = \hat{a}_1(t)\hat{A}_0 \cos(\Omega_0 t + \varphi_0) + \hat{a}_2(t)\hat{A}_0 \sin(\Omega_0 t + \varphi_0), \quad (2.20)$$

$$x_S(t) = \hat{a}_1(t)\hat{A}_0 \sin(\Omega_0 t + \varphi_0) - \hat{a}_2(t)\hat{A}_0 \cos(\Omega_0 t + \varphi_0), \quad (2.21)$$

де $\hat{a}_1(t)$ та $\hat{a}_2(t)$ – сигнали, що спряжені за Гільбертом відносно сигналів $a_1(t)$ і $a_2(t)$.

Звідси відповідно до схеми на рис. 2.3б маємо два вихідні сигнали у такому вигляді

$$y_1(t) = x_C(t)c(t) + x_S(t)s(t) = \frac{A_0}{2} [a_1(t) + \hat{a}_1(t)] + [a_1(t) - \hat{a}_1(t)]\cos(2\Omega_0 t + 2\varphi_0) + [a_2(t) - \hat{a}_2(t)]\sin(2\Omega_0 t + 2\varphi_0) \quad (2.22)$$

$$y_2(t) = x_C(t)c(t) - x_S(t)s(t) = \frac{A_0}{2} [a_2(t) + \hat{a}_2(t)] + [a_2(t) - \hat{a}_2(t)]\cos(2\Omega_0 t + 2\varphi_0) + [a_1(t) - \hat{a}_1(t)]\sin(2\Omega_0 t + 2\varphi_0) \quad (2.23)$$

При малій крутості сигналів $a_1(t)$ і $a_2(t)$ відносно сигналів носійних частот одержимо $a_1(t) \approx \hat{a}_1(t)$ та $a_2(t) \approx \hat{a}_2(t)$. Звідки можна записати:

$$y_1(t) \approx A_0 a_1(t), y_2(t) \approx A_0 a_2(t). \quad (2.24)$$

Отже, можна стверджувати, що лише для сигналів $a_1(t)$ і $a_2(t)$, що мають вузький частотний спектр, можна використовувати демодулятор квадратурного типу без використання на виходах ФНЧ цифрового типу. Інакше демодулятори необхідно під'єднувати до входів ФНЧ цифрового типу і тоді структура демодулятора КАМ-сигналу буде подібною до класичної структури на рис. 2.3а. Спектри смуг низькочастотних та високочастотних складових також не повинні

перекриватися, тому квадратурна структура сигналу з КАМ не дозволяє зменшити відношення $Q = F_d / П_c$ порівняно зі звичайною схемою.

Дійсно, якщо два незалежних сигнали мають спектри шириною $F_d/2$, то спектр повного інформаційного сигналу дорівнює F_d . При застосуванні квадратурної АМ, спектр сигналу $x_{КАМ}(t)$ має таку ж ширину $F_d/2$. Але квадратурна структура повинна була б функціонувати при ширині спектра $F_d/2$, так як і структура квадратурного демодулятора сигналу з ОБС. Однак цього не відбувається. Інакше це б увійшло у протиріччя з теоремою відліків Найквіста.

Проте вимоги до коефіцієнта послаблення фільтрів у смузі загородження для квадратурної структури менш жорсткіші, оскільки рівень високочастотних складових при вузькосмугових $a_1(t)$ та $a_2(t)$ менший, ніж для КАМ, тому структура ЦФНЧ у квадратурній схемі простіша.

2.4 Аналіз обчислювальних витрат цифрових демодуляторів сигналів з БАМ, ОБС і КАМ

Аналіз різних схем цифрових демодуляторів сигналів з БАМ, ОБП-сигналів і КАМ-сигналів виконаємо згідно параметрів $E_d = Q N_{пд}$, припустивши, що необхідне число розрядів даних для всіх структур є однаковою. В цих демодуляторах не спостерігаються в структурах сигналів нелінійних спотворень. Звідси задається критерій якості за точністю оброблення, що дорівнює відношенню рівнів ВЧ складових $y_{вч}$ у частотному спектрі вихідного сигналу демодуляторів до значення корисної НЧ компоненти $y_{нч}$. Отже потрібно задавати значення $v = y_{вч} / y_{нч}$.

Високочастотні складові на виходах демодуляторів вважаються паразитними сигналами. Вони виникають внаслідок неідеальності характеристик ФНЧ та ПГ.

У демодуляторах мінімізація величини Q можлива за умови $F_0 = F_d/4$. Для демодулятора сигналу з БАМ на базі ЦФНЧ (рис. 2.1а) значення $v = I/A_3$, де A_3 - послаблення фільтра у смузі загородження. При $F_0 = F_d/4$ мінімальне відношення Q в цьому демодуляторі дорівнює $Q = 2(K_n + 1)$, де K_n - коефіцієнт прямокутності характеристики ЦФНЧ. Тоді відповідно зі структурою на рис. 2.1а при застосуванні у структурі демодулятора цифрового ФНЧ рекурсивного типу, ЛЗ нерекурсивного типу і цифрового генератора з ФВ на основі ГП маємо таку формулу для розрахунку E_d :

$$E_d = 2(K_n + 1)(20R_2 + 4R_2 + 21 + 4q).$$

У цій формулі число біквдратних ланок у фільтрі R_2 залежить від параметрів v і K_n . При $v = 10^{-2}$ і $K_n = 1,5$ та при використанні еліптичного ЦФНЧ параметр $R_2 = 3/2$. Тоді при $q=3$ отримаємо

$$E_d = 2(60 + 12 + 21 + 12) = 525.$$

У квадратурній структурі демодулятора БАМ-сигналів (рис. 2.2б) характеристики ПГ залежать від параметрів v і Q . Зниження значень цих параметрів висуває високі вимоги до показника точності та характеристики широкосмуговості ПГ. Параметр точності ПГ оцінюється значенням амплітудною похибки E_A для E_ϕ , а показник широкосмуговості характеризується таким коефіцієнтом

$$K_{\text{ПГ}} = F_d / 2\pi_c = 0,5Q, \text{ звідки } Q = 2K_{\text{ПГ}}.$$

При використанні в структурі на рис. 2.2б ПГ нерекурсивного типу та УКСГ на базі ПГ відповідно з цим рисунком маємо

$$E_{\text{дн}} = 2K_{\text{ПГ}}(4N + 2 + 12 + 8 + 8q + 13).$$

При застосуванні ПГ рекурсивного типу маємо

$$E_{\text{др}} = 2K_{\text{ПГ}}(12R + 12 + 8q + 13).$$

Значення N і R_1 у цих виразах залежать від $K_{\text{ПГ}}$ та $v = E_A = E_\Phi$. $K_{\text{ПГ}} = 1,25$ та $v = I_0^{-2}$ маємо $N = 16$, $R_1 = 4$. За умови, що значення $q = 3$, отримаємо

$$E_{\text{ДН}} = 2,5(54 + 4I + 24) = 298$$

$$E_{\text{ДР}} = 2,5(48 + 4I + 24) = 283.$$

Для широкопasmового перетворювача Гільберта є справедливою така нерівність $E_{\text{ДН}} > E_{\text{ДР}}$, а при $K_{\text{ПГ}} > 1,5$ маємо $E_{\text{ДН}} < E_{\text{ДР}}$. Водночас структура демодулятора квадратурного типу з БАМ за обчислювальними витратами завжди є ефективнішою. Аналіз демодуляторів ОБП-сигналів за значенням $E_{\text{Д}}$ виконаємо без урахування впливу кола ФАПЧ.

Для структури на рис. 2.2а при $F_0 = F_{\text{Д}}/4$ виконується умова $Q = 2(K_{\text{П}} + I)$. Тоді при застосуванні цифрового генератора на основі ГП маємо

$$E_{\text{Д}} = 2(K_{\text{П}} + I)(R_2 + I_0 + 4q).$$

При $v = I_0^{-2}$ число $R_2 = 3/2$. Звідси задаємо значення $q = 3$ і для структури на рис. 2.2а отримаємо

$$E_{\text{Д}} = 5(60 + 22) = 4I_0.$$

У квадратурній структурі демодулятора з ОБС (рис. 2.2б) кількісні показники ПГ також залежать від значень v і Q . При використанні в структурі нерекурсивного ПГ і КСГ на базі ГП маємо

$$E_{\text{ДН}} = 2K_{\text{ПГ}}(4N + 2 + 5 + 8q + I3).$$

При використанні рекурсивного ПГ маємо

$$E_{\text{ДР}} = 2K_{\text{ПГ}}(I2R_1 + 5 + 8q + I3).$$

При $K_{\text{ПГ}} = 1,25$ та $v = I_0^{-2}$ з $I, 2, I2/$ маємо $N = 16$, $R_1 = 4$.

Тоді при $q = 3$ відповідно отримаємо

$$E_{\text{ДН}} = 2,5(54 + 20 + 24) = 245.$$

$$E_{\text{ДР}} = 2,5(48 + I8 + 24) = 225,$$

що також менше, ніж в структурі на рис. 2.3а. Зазначимо, що ПГ рекурсивного привносять фазочастотні спотворення, а ПГ нерекурсивного типу характеризуються лінійною формою ФЧХ. Звідси за високих вимог до ступеня фазових спотворень в структурах квадратурного типу слід застосовувати нерекурсивні ПГ.

В демодуляторах цифрового типу КАМ-сигналів процес виконання синхронізації УКСГ є важливим. Звідси при знаходженні значень E_d в даних структурах оцінюємо витрати на кола ФАПЧ та ФД.

В структурі демодулятора сигналів з КАМ на рис. 2.3а при $F_0 = F_d/4$ відношення $Q = 2(K_{\Pi} + 1)$. Смуговий фільтр можна реалізувати на базі ЦФ рекурсивного типу 2-го порядку. Звідси, використовуючи рис. 2.3а та рис. 2.3 маємо:

$$E_d = 2(K_{\Pi} + 1)(20 + 40R_2 + 3 + I_2 + 8q + I_3).$$

При $v = 10^{-2}$ і $K_{\Pi} = 1,5$ параметр $R_2 = 3$. Тоді при $q = 3$ отримаємо $E_d = 5(140 + 28 + 24) = 960$.

У структурі демодулятора КАМ на рис. 2.3 при $F_0 = F_d/4$ також виконується співвідношення $Q = 2(K_{\Pi} + 1)$, тому для цієї структури отримаємо формули для $E_{дн}$ та $E_{др}$ відповідно при $v = 10^{-2}$, $K_{\Pi} = 1,5$:

$$E_{дн} = 5(40R_2 + 8q + 4N + 54) = 1260,$$

$$E_{др} = 5(40R_2 + 8q + 12R_1 + 48) = 1200.$$

3 РОЗРОБКА ЦИФРОВИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ СИГНАЛІВ З КУТОВОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

3.1 Цифровий ФДМ з лінійною характеристикою

У роботі [10] були розглянуті демодулятори КМ-сигналів та КМн-сигналів, що побудовані на ЦОП з кількістю двійкових розрядів, що дорівнюють один біт. Перевагами таких ЦОП є висока швидкодія, простота, високі технічні й експлуатаційні характеристики, водночас вони мають ряд недоліків. Такі ЦОП не використовуються для реалізації цифрових фільтрів. На базі цих обчислювачів не можна побудувати демодулятори сигналів з АМ, БАМ, ОБП і КАМ, тому що в цих сигналах інформація міститься в зміні амплітуди сигналу. З наведених чинників засоби ЦОС з бінарним квантуванням не можуть забезпечити багаторежимність функціонування і тому знаходять обмежене застосування. ЦОП з багаторівневим квантуванням є універсальними і можуть демодулювати сигнали з кутовою модуляцією.

Сигнали з кутовою модуляцією діляться на фазомодульовані (ФМ) та частотномодульовані (ЧМ). Аналітично ФМ-сигнали описуються за таким виразом

$$X_{\text{ФМ}}(t) = A_0 \cos [\Omega_0 t + \varphi_{\text{М}} a(t) + \varphi_0], \quad (3.1)$$

де A_0, Ω_0, φ_0 - амплітуда, центральна частота та початкова фаза ФМ-сигналу, $\varphi_{\text{М}}$ - значення індексу фазової модуляції, рад., $a(t)$ - нормований модульовальний сигнал, $-1 \leq a(t) \leq 1$.

Задача фазового демодулятора (ФДМ) - виділити з ФМ-сигналу модульовальний сигнал $a(t)$. Значення $\varphi_{\text{М}} a(t)$ в (3.1) є показником невідповідності фази ФМ-сигналу відносно значення фази немодульованого носійного коливання

$$X_{\text{ОП}}(t) = A_{\text{ОП}} \cos (\Omega_0 t + \varphi_{\text{ОП}}), \quad (3.2)$$

де A_{OP} , Ω_0 , φ_{OP} - амплітуда, частота і початкова фаза носійного коливання.

Частоти Ω_0 в (3.1) та (3.2) однакові, а значення $\varphi_{OP} - \varphi_0 = \frac{\pi}{2}$. Звідси можна вважати, що ФДМ призначено отримання сигналу, пропорційного значенням різниць фаз між промодульованим сигналом і носійним коливанням.

На рис. 3.1 приведено структуру ФДМ на базі перемножувача та ФНЧ цифрового типу, що має ОГ опорного сигналу.

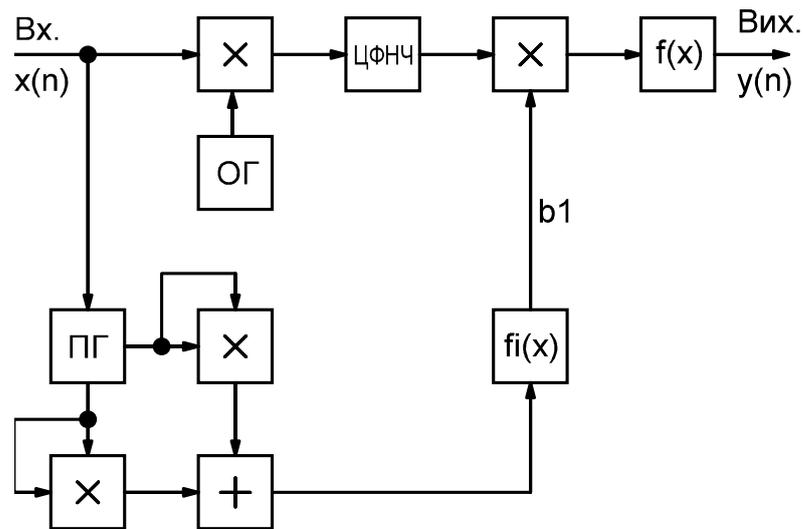


Рисунок 3.1 – Структура цифрового ФДМ з лінійною детекторною характеристикою

Проаналізуємо роботу цієї структури. На виході перемножувача з урахуванням (3.1) та (3.2) отримаємо сигнал $X_1(t)$

$$X_1(t) = X_{FM}(t)X_{OP}(t) = \frac{1}{2}A_0A_{OP} \cos[\varphi_M a(t) + \varphi_0 - \varphi_{OP}] + \frac{1}{2}A_0A_{OP} \cos [2\Omega_0 t + \varphi_M a(t) + \varphi_0 + \varphi_{OP}]. \quad (3.3)$$

У разі, якщо низькочастотні та високочастотні складові спектра у $X_1(t)$ не перекриваються при $F_0 \leq F_D/4$, то на виході ідеального ЦФНЧ отримаємо сигнал $y(t)$ у такому вигляді

$$y(t) = \frac{1}{2}A_0A_{OP} \sin \varphi_M a(t). \quad (3.4)$$

З цього виразу слідує, що вихідний сигнал ФДМ на основі перемножувача та ФНЧ цифрового типу залежить від різниці значень фаз між вхідним та носійним коливаннями і від значень амплітуд цих сигналів.

Вираз (3.4) представляє характеристику демодуляції ФДМ на базі перемножувача і ФНЧ цифрового типу. Інколи нелінійність характеристики демодуляції ФДМ є допустимою. Інакше для її лінеаризації необхідно забезпечувати стабільність амплітуд A_0 та $A_{0П}$ сигналів на входах перемножувача та виконувати нелінійне функціональне перетворення типу $f(x)$.

Для випадку, коли забезпечена стабільність амплітуд A_0 і $A_{0П}$, тоді (3.4) запишемо у вигляді

$$y = v \sin \varphi, \quad (3.5)$$

де $\varphi = \varphi_m a(t)$,

$v = 0,5A_0A_{0П}$.

Перемножимо $y(t)$ на коефіцієнт $v_1 = 1/v$ (див. рис. 3.1) та отримаємо $y_1 = v_1 y = \sin \varphi$. Для значення y_1 застосуємо нелінійне функціональне перетворення виду $f(x) = \arcsin x$ і отримаємо

$$y_2 = \arcsin y_1 = \arcsin (\sin \varphi). \quad (3.6)$$

Якщо індекс $y_m \leq \frac{\pi}{2}$, то значення φ змінюється у межах від $-\frac{\pi}{2}$ до $\frac{\pi}{2}$, коли значення y_2 в (3.6) буде дорівнювати

$$y_2 = \varphi = \varphi_m a(t). \quad (3.7)$$

Характеристика демодуляції ФДМ з усталеними значеннями амплітудам $A_0A_{0П}$ та перетворенням нелінійного типу як у виразі (3.6), набуває лінійності при значеннях $\varphi_m \leq \frac{\pi}{2}$.

Функція $\arcsin x$ представиться нескінченним рядом, таким чином:

$$\arcsin x = x + \frac{x^3}{6} + \frac{3x^5}{40} + \frac{5x^7}{168} + \dots \quad (3.8)$$

Для наближеного визначення $\arcsin x$ можна обмежитися двома чи трьома членами ряду (3.8), тоді з (3.6) з урахуванням (3.8) отримаємо

$$y_2 \approx y_1 + \frac{y_1^3}{6} + \frac{3}{40} y_1^5, \quad (3.9)$$

де $y_2 = v_1 y$, y – вихідний сигнал ЦФНЧ в схемі ФДМ на рис. 3.1.

Можна розкласти (3.9) на базі поліномів T_m :

$$y_1 = T_1, y_1^3 = (3 T_1 + T_3)/4, y_1^5 = (10 T_1 + 5 T_3 + T_5)/16$$

та знайти оптимальний з точки зору похибки ряд. Запишемо (3.9) у такій формі:

$$y_2 = y_1 \left(1 + y_1^2 \left(\frac{1}{6} + \frac{3}{40} y_1^2 \right) \right). \quad (3.10)$$

З (3.10) слідує, що для визначення функцій $\arcsin x$, обмежених 3-ма членами ряду, необхідно здійснити 4 множення та 2 додавання.

Процес стабілізації значення амплітуди $A_{0П}$ носійного коливання є не складним. Стабілізацію значення амплітуди A_0 вхідного сигналу $x_{фм}(t)$, який отримано на виході каналу зв'язку зі змінним за випадковим законом коефіцієнтом передачі, здійснюють за допомогою амплітудних обмежувачів.

3.2 Квадратурний ФДМ цифрового типу з лінійною детекторною характеристикою

На рис. 3.2 приведено структуру квадратурного ФДМ.

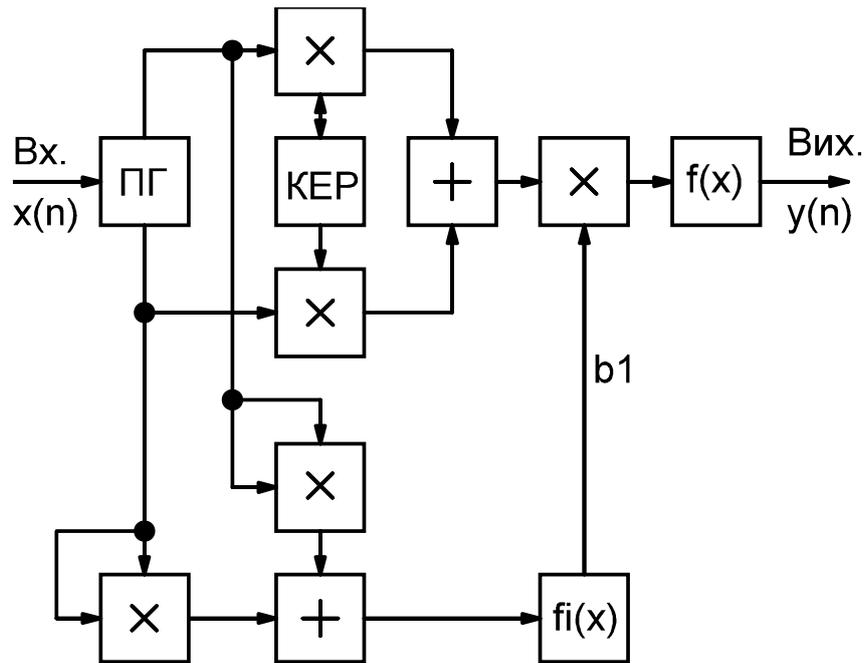


Рисунок 3.2 – Структура квадратурного цифрового ФДМ з лінійною детекторної характеристикою

Такий ФДМ містить: перетворювач Гільберта ПГ, опорний косинусо-синусний генератор КСГ, що представлено таким чином:

$$c(t) = A_{on} \cos(\Omega_0 t + \varphi_{on}), \quad (3.11)$$

$$s(t) = A_{on} \sin(\Omega_0 t + \varphi_{on}). \quad (3.12)$$

На виходах ПГ маємо наступне

$$X_c(t) = A_o \cos[\Omega_0 t + \varphi_m a(t) + \varphi_0], \quad (3.13)$$

$$X_s(t) = A_o \sin[\Omega_0 t + \varphi_m a(t) + \varphi_0]. \quad (3.14)$$

Тоді відповідно до схеми на рис. 3.2 на виході суматора маємо

$$y(t) = X_c(t) C(t) + X_s(t) S(t) = A_0 A_{оп} \cos[\varphi_m a(t) + \varphi_0 - \varphi_{оп}]. \quad (3.15)$$

Якщо виконується умова $\varphi_{оп} - \varphi_0 = \pi/2$, тоді

$$y(t) = A_0 A_{оп} \sin \varphi_m a(t). \quad (3.16)$$

За умов рівності початкових фаз $\varphi_0 = \varphi_{0П}$ сигнал $y(t)$ визначимо за виразом

$$y(t) = X_c(t)S(t) - X_s(t)C(t) = A_0 A_{0П} \sin \varphi_m a(t). \quad (3.17)$$

Отже, детекторна характеристика квадратурного ФДМ є теж синусоїдальною, тобто нелінійною. Для її лінеаризації можна використати описані вище нелінійні функціональні перетворення $f(x) = \arcsin x$.

Квадратурний ФДМ є складнішим в реалізації, ніж ФДМ на базі перемножувача та ЦФНЧ, але в ньому можлива демодуляція сигналу з $F_0 \leq F_d/2$ і відповідно з ширшим спектром, ніж в структурі ФДМ на рис. 3.1.

Водночас для вхідного амплітудного обмежувача ФДМ потрібен ПГ, що вже є у схемі квадратурного ФДМ на рис. 3.2. Для зниження витрат на реалізацію програм перетворювач Гільберта має бути спільним для АО та ФДМ квадратурного типу.

3.3 Цифрові частотні демодулятори

Частотномодульований (ЧМ) сигнал описується наступним виразом

$$X_{чм}(t) = A_0 \left[\Omega_0 t + \Delta\Omega_d \int_0^t a(t) dt + \varphi_0 \right], \quad (3.18)$$

де A_0 , Ω_0 , φ_0 - амплітуда, центральна частота та початкова фаза ЧМ-сигналу, Ω_d - девіація (найбільше відхилення частоти сигналу $X_{чм}(t)$ від середнього значення Ω_0),

$a(t)$ - нормований модульовальний сигнал, $-1 \leq a(t) \leq 1$.

Задача частотного демодулятора (ЧДМ) - відновити з сигналу із ЧМ модульовальний сигнал $a(t)$. Виконаємо аналіз ЧДМ цифрового типу з багаторозрядним аналого-цифровим перетворенням сигналу. Можна навести 3 методи побудови ЧДМ цифрового типу. Перший метод: ЧМ-сигнал

перетворюється у сигнал з амплітудною модуляцією, що повторює закон зміни частоти ЧМ-сигналу з наступною амплітудною демодуляцією.

Другий метод: у ЧМ-сигналі формується додаткова ФМ щодо фази вхідного ЧМ-сигналу з подальшою фазовою демодуляцією, причому носійним коливанням для ФД є вихідний ЧМ-сигнал.

Третій метод: ЧМ-сигнал демодулюється у засобах зі зворотним зв'язком, що стежать за зміною частоти (фази) вхідного ЧМ-сигналу, причому сигнал помилки у петлі керування засобу пропорційний відхиленню частоти сигналу від середнього значення та повторює модульовальний сигнал $a(t)$.

Проаналізуємо побудову цифрових ЧДМ по трьом вказаним методам. На рис. 3.3 приведено структуру ЧДМ на розбалансованих контурах.

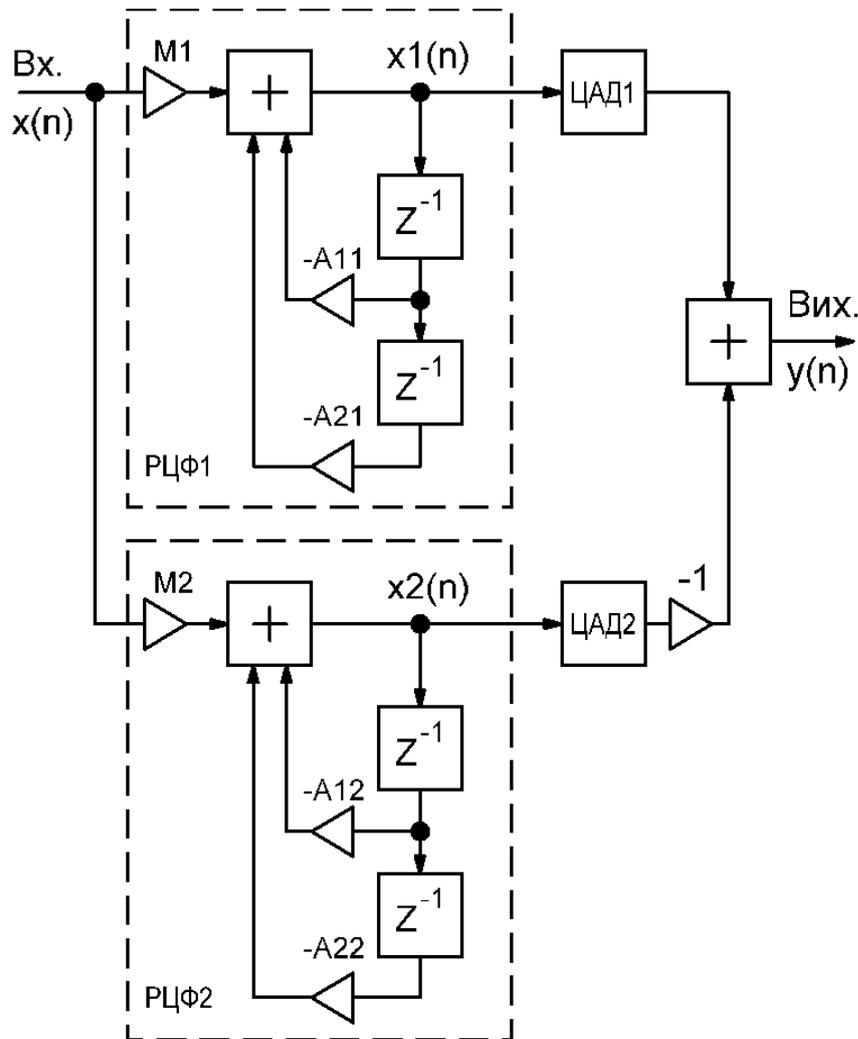


Рисунок 3.3 – Структура цифрового ЧДМ на розбалансованих контурах

В цій структурі реалізовано 1-й метод побудови ЧДМ. Він містить 2 цифрових фільтра рекурсивного типу (РЦФ) 2-го порядку, 2 амплітудних демодулятора цифрового типу ЦАД1, ЦАД2 і цифровий суматор. На рис. 3.4 показано пунктирною лінією АЧХ 1-го РЦФ1 $K_1(\theta)$, 2-го РЦФ2 $K_2(\theta)$ та характеристика демодуляції ЧДМ $y(\theta)$ (суцільною лінією). З цього рисунка видно, що значення частоти резонансу θ_{p1} РЦФ1 обрано вищою середнього проноормованого значення частоти сигналу га базі ЧМ $\theta_0 = \Omega_o T_d$, а проноормоване значення резонансної частоти θ_{p2} РЦФ2 задано нижчим значенням частоти θ_0 .

Характеристика демодуляції ЧДМ на рис. 3.4 представляється виразом

$$y(\theta) = A_0 K_d [K_1(\theta) - K_2(\theta)], \quad (3.19)$$

де K_d - коефіцієнт передавання ЦАД1 та ЦАД2;

$K_1(\theta)$, $K_2(\theta)$ - АЧХ РЦФ1 та РЦФ2.

З метою проходження через 0 характеристики демодуляції на частоті θ_0 , тобто $y(\theta) = 0$, потрібно знайти значення коефіцієнтів РЦФ1 і РЦФ2 для $K_1(\theta_0) = K_2(\theta_0)$. Значення частот θ_{p1} і θ_{p2} розташовані симетрично відносно θ_0 . Відстань $\theta_{p1} - \theta_{p2}$ задає діапазон робочої ділянки детекторної характеристики.

На нерівномірність АЧХ РЦФ1 та РЦФ2 для частоти θ_0 впливає лінійність характеристики демодуляції для заданого діапазону $\theta_{p1} - \theta_{p2}$. При дуже великій нерівномірності $\delta = K_0/K(\theta_0)$ у детекторній характеристиці у частотних межах θ_0 з'являється нелінійність. Це значення при розрахунках РЦФ1 та РЦФ2 повинно бути не вищим значень порядку $3 \div 4$. Рівень нелінійних спотворень у цьому ЧДМ визначаються способом ординат.

На рис. 3.5а наведено структуру автокореляційного ЧДМ.

В ЧДМ автокореляційного реалізовано 2-й метод побудови ЧДМ, тому у вихідному сигналі лінії затримки з'являється зсув фази на значення $\varphi = -\Omega_c \tau_z$ відносно значення фази сигналу на базі ЧМ.

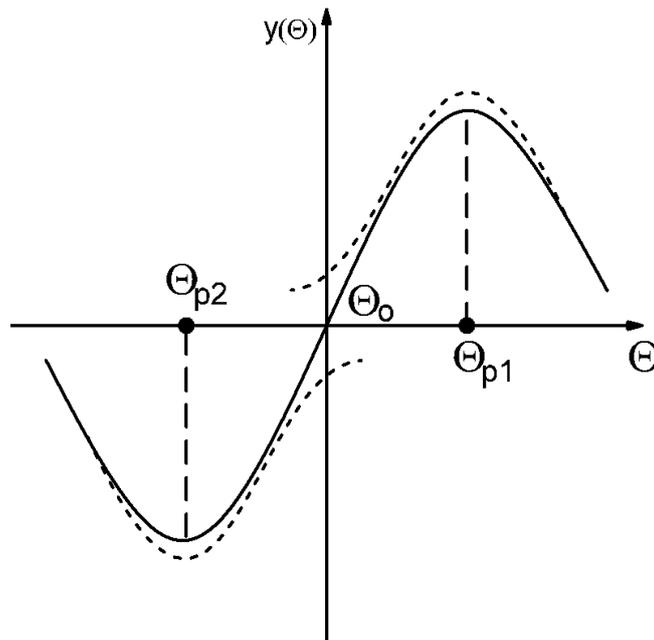


Рисунок 3.4 – Характеристика демодуляції ЧДМ цифрового типу

Нехай на вхід ЧДМ надходить сигнал, що описуваний таким виразом

$$X_c(t) = A_0 \cos(\Omega_c t + \varphi_0). \quad (3.20)$$

Тоді вихідний сигнал лінії зв'язку дорівнює

$$X_{c3}(t) = A_0 \cos[\Omega_c(t - \tau_3) + \varphi_0], \quad (3.21)$$

а на виході ФДМ з ЦФНЧ отримаємо сигнал

$$y(t) = X_c(t) X_{c3}(t) = \frac{A_0^2}{2} \cos \Omega_c \tau_3, \quad (3.22)$$

Цей вираз представляє детекторну характеристику автокореляційного ЧДМ.

З (3.22) слідує, що при ЧМ частота ЧМ-сигналу дорівнює

$$\Omega_c = \frac{d\varphi_c}{dt} = \Omega_0 + \Delta\Omega_d a(t). \quad (3.23)$$

Підставимо це значення в (3.22) та отримаємо

$$y(t) = \frac{A_0^2}{2} \cos [\Omega_0 \tau_3 + \Delta\Omega_d \tau_3 a(t)]. \quad (3.24)$$

Обираємо час затримки τ_3 так, щоб виконувалася умова

$$\Omega_0 \tau_3 = \frac{\pi}{2} (2n - 1), \quad n = 1, 2, 3 \dots \quad (3.25)$$

і з точністю до знаку з (3.24) отримаємо

$$y(t) = \frac{A_0^2}{2} \sin [\Delta\Omega_d \tau_3 a(t)]. \quad (3.26)$$

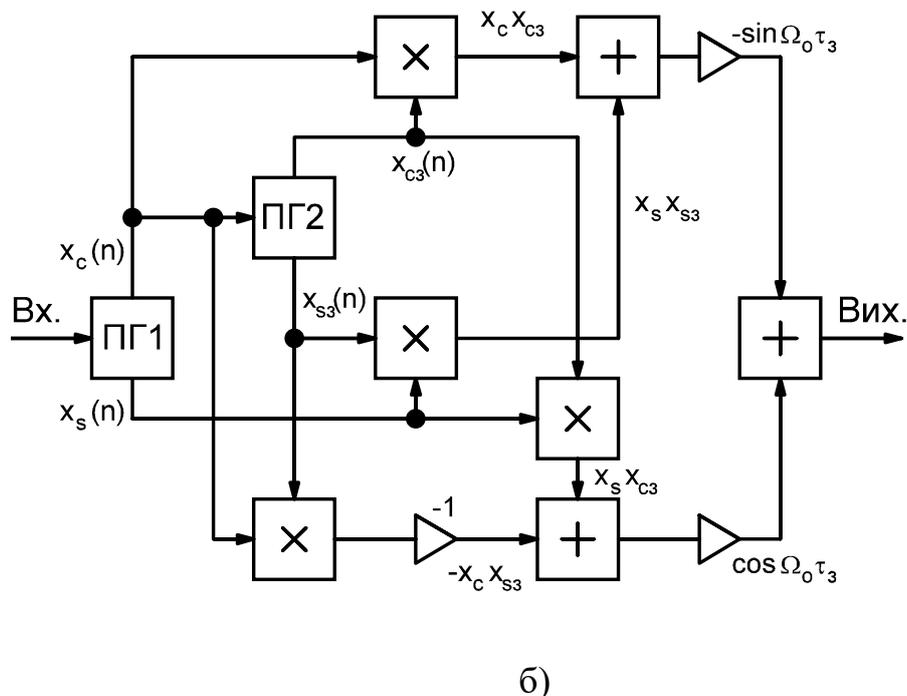
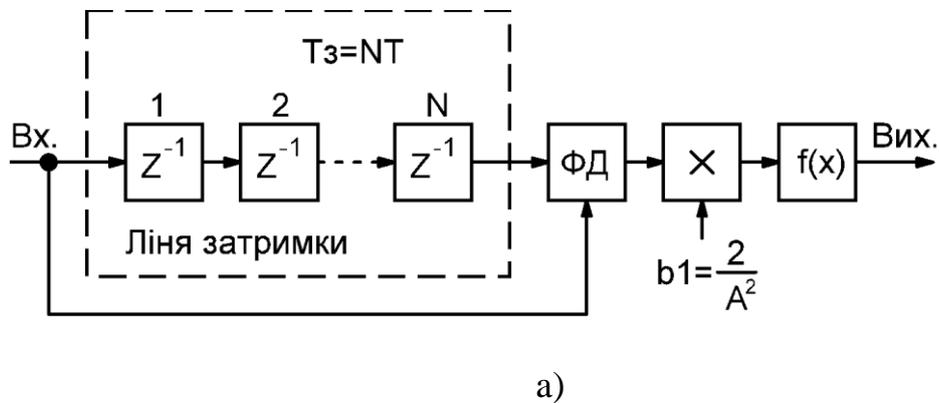


Рисунок 3.5 – Структури автокореляційних цифрових ЧДМ

Цей вираз представляє робочу ділянку детекторної характеристики автокореляційного ЧДМ. Вона синусоїдальної форми, тобто нелінійна. Для її лінеаризації потрібно стабілізувати амплітуду A_0 вхідного сигналу ЧДМ, помножити вихідний сигнал $y(n)$ ФДМ на коефіцієнт $b_1 = 2/A_0^2$ та виконати нелінійне функціональне перетворення типу $f(x) = \arcsin x$.

З виразу (3.26) видно, що крутизна робочої ділянки характеристики демодуляції підвищується зі зростанням часу затримки τ_3 і амплітуди вхідного сигналу. З виразу (3.26) знайдемо ширину Π робочої ділянки детекторної характеристики. Граничні відхилення частоти $\Delta\Omega_d$ визначимо з такого виразу

$$\pm\Delta\Omega_d\tau_3 = \pm\frac{\pi}{2}. \quad (3.27)$$

Звідси маємо

$$\Pi = \frac{2\Delta\Omega_d}{2\pi} = \frac{1}{2\tau_3} = \frac{F_d}{2N}. \quad (3.28)$$

З (3.28) слідує, що робоча частотна смуга характеристики демодуляції ЧДМ автокореляційного типу звужується зі зростанням значення τ_3 .

На рис. 3.5б наведено структуру автокореляційного ЧДМ квадратурного типу. Функції лінії затримки у цьому демодуляторі здійснює другий перетворювач Гільберта, у якому вихідний косинусний сигнал затриманий відносно вхідного сигналу на час $\tau_3 = \frac{N_{\text{пр}}}{2} T_d$, де $N_{\text{пр}}$ - парна кількість елементів затримки у ПГ2. На виходах двох перетворювачів Гільберта отримаємо сигнали в заданому спектрі, а на синусних виходах ПГ1 та ПГ2 маємо спряжені за Гільбертом сигнали:

$$X_s(t) = A_0 \sin(\Omega_c t + \varphi_0),$$

$$X_{s3}(t) = A_0 \sin[\Omega_c(t - \tau_3) + \varphi_0].$$

Тоді відповідно до структури на рис. 3.5б отримаємо сигнали $X_1(t)$, $X_2(t)$, $y(t)$, що представлені такими виразами:

$$X_1(t) = X_c(t) X_{c3}(t) + X_s(t) X_{s3}(t) = A_0^2 \cos \Omega_c \tau_3,$$

$$X_2(t) = X_s(t) X_{c3}(t) - X_c(t) X_{s3}(t) = A_0^2 \sin \Omega_c \tau_3 \quad (3.29)$$

$$y(t) = X_2(t) \cos \Omega_0 \tau_3 - X_1(t) \sin \Omega_0 \tau_3 = A_0^2 \sin(\Omega_c - \Omega_0)\tau_3 = A_0^2 \sin[\Delta\Omega_d \tau_3 a(t)].$$

Ці вирази описують детекторну характеристику автокореляційного ЧДМ, що побудовано за квадратурною структурою (рис. 3.5б). З нього слідує, що цей

ЧДМ не потребує виконання умови (3.25) та дає змогу мати точку переходу характеристики демодуляції через 0 при значенні частоти Ω_0 за будь-яких значень τ_3 та Ω_0 . Підвищення лінійності (3.29) виконується подібним чином, щд і структурі ЧД на рис. 3.5а лише значення коефіцієнта $B_1=I/A_0^2$.

На рис. 3.6 приведено структуру 2-х ПГ, які мають спільні елементи для затримки сигналів. Тому замість дванадцяти достатньо використання дев'яти елементів для затримки сигналів.

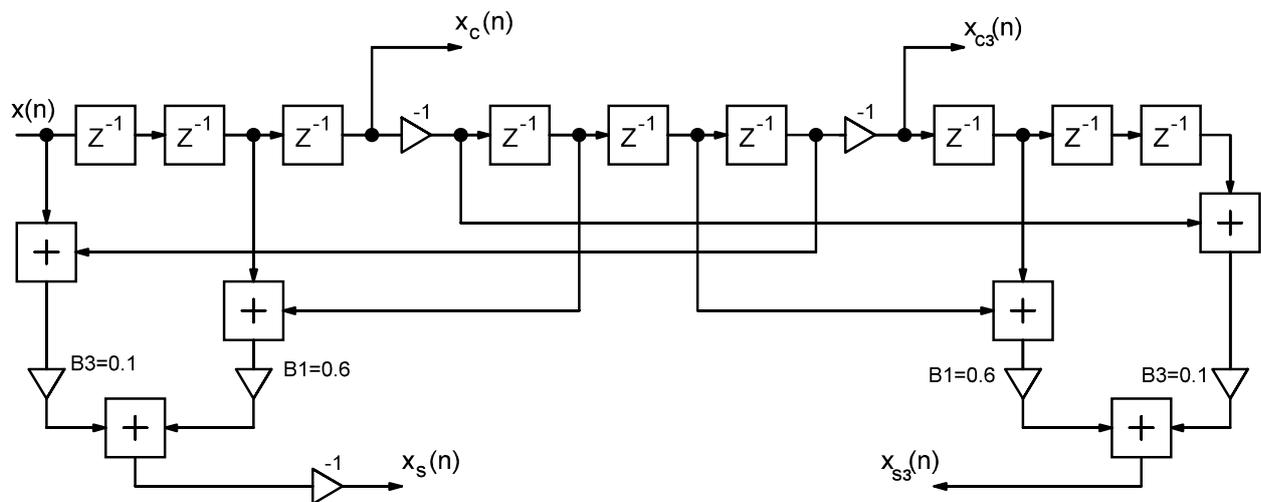


Рисунок 3.6 – Структури двох ПГ зі спільними елементами затримки

Синхронно-фазовий частотний демодулятор (СФДМ) побудовано за третім методом. У ньому демодульований сигнал $a(t)$ утворюється у ланцюзі керування частотою керованого генератора (КГ) у колі фазового автоналаштування частоти (ФАПЧ).

На рис. 3.7 наведено дві схеми СФДМ - звичайна (а) та квадратурна (б). Принцип функціонування цифрових СФДМ такий, як і аналогових СФДМ. Нормальне функціонування СФДМ має місце при синхронізмі за умов, коли частоти вхідного сигналу та керованого генератора однакові.

В усталеному режимі при повільних змінах модульовального сигналу $a(t)$ між фазами вхідного сигналу та керованого генератора виникає така різниця фаз

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{2} \frac{\Delta\Omega}{\Omega_y}, \quad (3.30)$$

до зростання перескоків значень фази УГ і УКСГ, а це формує імпульсні викиди вихідного сигналу $y(t)$.

3.4 Дослідження обчислювальних витрат у цифрових ФДМ і ЧДМ з багаторівневим квантуванням

Цифрові фазові та частотні демодулятори порівнюємо за значеннями $E_d = QN_{\text{пд}}$ при $p = \text{const}$ для всіх типів демодуляторів.

Вище було доведено, що у всіх цифрових ФДМ і ЧДМ з багаторівневим квантуванням робочі ділянки детекторних характеристик нелінійні і без прийняття спеціальних методів найчастіше є відрізками синусоїдальної форми. Синусоїдальна детекторна характеристика вважається симетричною непарною функцією, тому коефіцієнт за другою гармонікою $K_{Г2} = 0$.

Запропоновані методи підвищення лінійності характеристик демодуляції ДМ забезпечують їх симетричність. Тому як показник якості за відновлення сигналів приймається значення коефіцієнта за третьою гармонікою $K_{Г3}$, що при застосуванні способу на базі 5-и ординат знаходиться так:

$$K_{Г3} = \frac{A_{3\text{м}}}{A_{1\text{м}}} = \frac{y_{\text{макс}} - y_{\text{мін}} - 2(y_1 - y_2)}{2(y_{\text{макс}} - y_{\text{мін}} + y_1 - y_2)}$$

Для непарних функцій симетричного типу коректні співвідношення $y_{\text{мін}} = -y_{\text{макс}}$, $y_2 = -y_1$. Тоді коефіцієнт $K_{Г3}$ дорівнює

$$K_{Г3} = \frac{y_{\text{макс}} - 2y_1}{2(y_{\text{макс}} + y_1)}$$

де $y_{\text{макс}} = f(x_2)$, $y_1 = f(x_1)$ - функціональні перетворювачі нелінійного типу $y = f(x) = \sum_{k=0}^{q_2} a_k x^k$ для покращення лінійності характеристики демодуляції.

Зі способу 5-ти ординат отримаємо $x_2 = \sin \varphi_m$, $x_1 = \sin 0,5 \varphi_m$, де φ_m - прийнятий розкрив детекторної характеристики ФДМ і ЧДМ у радіанах. За цим виразом було розраховано та занесено у табл. 3.1 значення коефіцієнта $K_{Г3}$ в %

при коефіцієнтах полінома $q_2 = 1; 3; 5$ та при різних коефіцієнтах a_k у поліномах, що отримані різними методиками.

Таблиця 3.1 - Залежність коефіцієнта за третьою гармонікою від параметрів полінома $f(x)$

Коефіцієнти за третьою гармонікою у % $K_{Г3}$											
φ_M	0	$\frac{\pi}{20}$	$\frac{2\pi}{20}$	$\frac{3\pi}{20}$	$\frac{4\pi}{20}$	$\frac{5\pi}{20}$	$\frac{6\pi}{20}$	$\frac{7\pi}{20}$	$\frac{8\pi}{20}$	$\frac{9\pi}{20}$	$\frac{\pi}{2}$
$a_3=0$ $a_5=0$	0	-0.1	-0.4	-0.9	-1.6	-2.6	-3.9	-5.4	-7.2	-9.5	-12.1
$a_3=1/6$ $a_5=0$	-0.1	-0.1	-0.1	-0.1	-0.3	-0.7	-1.5	-2.6	-4.3	-6.5	-9.4
$a_3=0.29$ $a_5=0$	0	0.08	0.2	0.4	0.5	0.4	0	-0.9	-2.5	-4.7	-7.8
$a_3=1/6$ $a_5=3/40$	0	0	0	-0.1	-0.1	-0.2	-0.6	-1.4	-2.8	-4.9	-7.8
$a_3=0.13$ $a_5=0.15$	0	-0.0	-0.1	-0.1	-0.1	-0.1	-0.3	-0.8	-1.9	-3.8	-6.7
$a_3=1/8$ $a_5=1/4$	-0.0	-0.0	-0.1	0,1	0.2	0.5	0.7	0.5	-0.2	-2.0	-4.9

Коефіцієнт $K_{Г3}$ вказує про фазу 3-ої гармоніки відносно фази 1-ї гармоніки. На рис. 3.8 згідно цієї таблиці побудовано залежності $K_{Г3}$ від φ_M для різних значень q_2 та a_k . З цього рисунка видно, що залежність коефіцієнта $K_{Г3}$ від φ_M пов'язана з параметрами полінома q_2 та a_k . При $q_2 = 1$ та $a_3 = a_5 = 0$ процес підвищення лінійності характеристики демодуляції не працює, тому коефіцієнт $K_{Г3}$ максимальний і визначається так

$$K_{Г3} = \frac{\cos 0,5\varphi_M - 1}{2\cos 0,5\varphi_M + 1}.$$

При $q_2 = 3$ та $a_1 = 1$ можна визначити коефіцієнт a_3 , який забезпечує для коефіцієнта $K_{ГЗ}$ - нуль при певному значенні φ_M .

Для цього прирівнюємо до нуля чисельник у виразі для $K_{ГЗ}$

$$y_{\max} - 2y_1 = 0$$

і при $f(x) = x + a_3x^3$ отримаємо формулу для розрахунку a_3

$$a_3 = \frac{2 \sin 0,5 \varphi_M - \sin \varphi_M}{\sin^3 \varphi_M - 2 \sin^3 0,5 \varphi_M}.$$

Наприклад, при $\varphi_M = 6\pi/20$ отримаємо $a_3 = 0,289$. Такому значенню a_3 відповідає 3-й рядок у табл. 3.1. З табл. 3.1 та рис. 3.8 видно, що при підвищенні порядку полінома коефіцієнт $K_{ГЗ}$ зменшується і підвищується розкрив детекторної характеристики φ_M , за якого $|K_{ГЗ}| \leq K_{ГЗ\text{доп}}$.

Для $q_2 = 5$ та використанні значень коефіцієнтів, взятих зі спеціального ряду $a_3 = 1/6$ і $a_5 = 3/40$ коефіцієнт $|K_{ГЗ}| \leq 1\%$ при $\varphi_M \leq \frac{13\pi}{40}$. При використанні заданих коефіцієнтів полінома Чебишова $a_3 = 0,127$, $a_5 = 0,153$ коефіцієнт $|K_{ГЗ}| \leq 1\%$ при $\varphi_M \leq \frac{13\pi}{40}$. Для значень коефіцієнтів $a_3 = 1/8$, $a_5 = 1/4$ залежність $K_{ГЗ}$, від φ_M набуває коливального характеру, але значення збільшується: $|K_{ГЗ}| \leq 1\%$ при $\varphi_M = \frac{17\pi}{40}$.

Подальше підвищення порядку полінома q_2 призводить до збільшення значення φ_M , але підвищуються і програмні витрати $N_{\text{пд}}$ на виконання функціонального перетворення типу $y = f(x)$, що призводить до збільшення обчислюваних витрат $E_{\text{д}} = QN_{\text{пд}}$.

Оцінимо обчислювальні витрати для ФДМ з ЦФНЧ. Для цього ФДМ при $F_0 = F_{\text{д}}/4$ коректне співвідношення $Q = 2(K_{\text{п}} + I)$, де $K_{\text{п}}$ – значення коефіцієнта прямокутності характеристики ФНЧ цифрового типу. При використанні ПГ нерекурсивного або рекурсивного типу у ЦОП для знаходження значення коефіцієнта на основі рис. 3.8 і табл.3.1 отримаємо

$$E_{\text{дн}} = 2(K_{\text{н}} + 1)(20R_2 + 4N + 2 + 5q + 8 + N_{\text{пдсх}} + 5q_1 + 2K + 9 + 5q_2 + 3),$$

$$E_{др} = 2(K_H + 1)(20R_2 + 12R_1 + 5q + 8 + N_{пдсх} + 5q_1 + 2K + 9 + 5q_2 + 3),$$

де q – значення порядку полінома в ОГ, $N_{пдсх} = 5$,

q_1 – значення порядку полінома при обчисленні коефіцієнта v_1 ,

q_2 – значення порядку полінома, що лінеаризує детекторну характеристику.

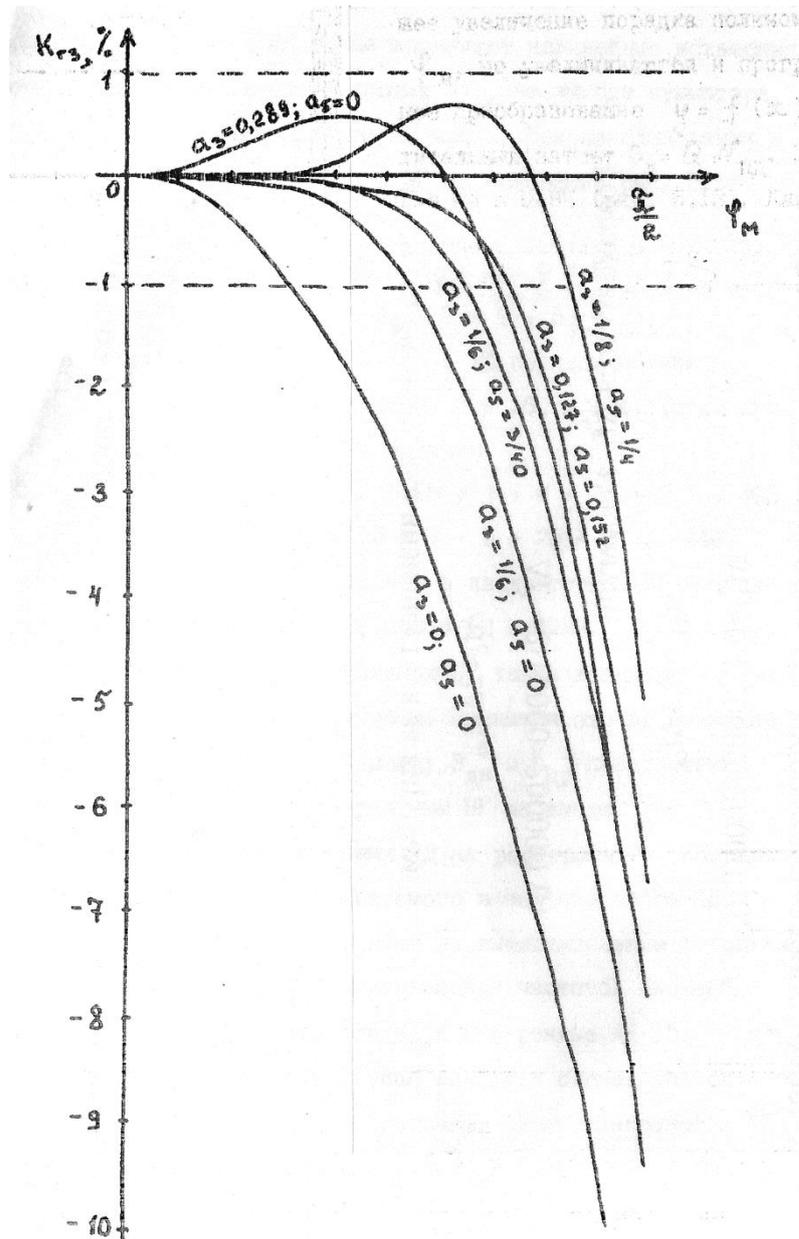


Рисунок 3.8 – Залежність значення коефіцієнта гармонік K_{r3} від коефіцієнтів апроксимувального полінома при детекторній характеристиці синусоїдальної форми

Окрім нелінійних спотворень на виході ФДМ з ЦФНЧ присутні шуми від високочастотних складових сигналу ПВЗ на виході перемножувача. Спотворення від неідеальності ОГ не враховуються, тому що вони незначні. Задаємось коефіцієнтами $v = \text{УВЧ}/\text{УНЧ}$ і $K_{\text{ГЗ}}$, та визначимо число ланок у ЦФНЧ R_2 та порядок полінома q_2 при відомому значенні індекса ФМ $\varphi_m < \pi/2$. При $\varphi_m = 0,4\pi$ і $K_{\text{ГЗ}} \leq 1\%$ з рис. 3.8 слідує, що $q_2 = 5$.

При $v = 10^{-2}$ і $K_{\text{П}} = 1,5$ маємо $R_2 = 3$, $N = 16$, $R_1 = 4$. Висока точність визначення v_1 з похибкою $< 1\%$ досягається при $q_1 = 5$ і кількості умовних переходів $K = 2$. Тоді при $q = 5$ отримаємо

$$E_{\text{дн}} = 5(60 + 50 + 25 + 8 + 5 + 25 + 4 + 9 + 25 + 3) = 1070,$$

$$E_{\text{др}} = 5(60 + 48 + 25 + 8 + 5 + 25 + 4 + 9 + 25 + 3) = 1060.$$

Різниця між значеннями $E_{\text{дн}}$ і $E_{\text{др}}$ незначна, тому що внесок ПГ у $N_{\text{пд}}$ невеликий.

Тепер визначимо значення $E_d = QN_{\text{пд}}$ для квадратурного цифрового ФДМ. У цьому ФДМ також виникають нелінійні спотворення та шуми від високочастотних складових вихідного сигналу суматора, що присутні внаслідок неідеальності характеристик ПГ та КСГ. Використання у структурі ПГ нерекурсивного та рекурсивного типу на базі рис. 3.14 і табл. 3.1 дає

$$E_{\text{дн}} = 2K_{\text{ПГ}}(4N + 2 + 8q + 13 + 12 + 5q_1 + 2K + 9 + 5q_2 + 3),$$

$$E_{\text{др}} = 2K_{\text{ПГ}}(12R_1 + 8q + 13 + 12 + 5q_1 + 2K + 9 + 5q_2 + 3).$$

При заданих значеннях $\varphi_m = 0,4\pi$ і $K_{\text{ГЗ}} \leq 1\%$ порядок полінома $q_2 = 5$. При $v = 10^{-2}$ і $K_{\text{ПГ}} = 1,25$ отримаємо $N = 16$, $R_1 = 4$. Тоді при $q = q_1 = 5$ та $K = 2$ відповідно маємо

$$E_{\text{дн}} = 2,5(64 + 2 + 40 + 13 + 12 + 25 + 4 + 9 + 25 + 3) = 493,$$

$$E_{\text{др}} = 2,5(48 + 40 + 13 + 12 + 25 + 4 + 9 + 25 + 3) = 448.$$

З отриманих результатів слідує, що у квадратурному ФДМ обчислювальні витрати у два рази нижчі, ніж у ФДМ з ФНЧ цифрового типу.

Внаслідок нелінійності форми ФЧХ в ПГ рекурсивного типу з'являються нелінійні спотворення. З огляду на малу різницю між $E_{дн}$ та $E_{др}$ перевагу надають ФДМ квадратурного типу з використанням на вході нерекурсивного перетворювача Гільберта.

Витрати на обчислювальні операції у цифрових ЧДМ на розбалансованих контурах залежать від типу використаного у ньому цифрового АДМ. Амплітудні ДМ синхронного типу, що є ефективними за обчислювальними затратам, у структурі мають функціонувати у режимі за змінним законом частоти носійної.

У такому режимі формули для обчислення значень коефіцієнтів $K_{г2}$ у синхронних АДМ не застосовуються, тому що у цьому випадку вихідний сигнал залежить від амплітуди та від частоти сигналу. Структури синхронного АДМ і СФД майже однакові. У ЧДМ на розбалансованих контурах два цифрових АДМ, тому за обчислювальними витратами ЧДМ на розбалансованих контурах залежить від типу використаних АДМ.

У автокореляційному ЧДМ на базі лінії затримки число елементів у ЛЗ визначається за виразом

$$N = \varphi_m F_d / \Delta\Omega_d,$$

де $\varphi_m < \pi/2$ – значення розкриву детекторної характеристики у радіанах, в межах якого $K_{гз} < K_{гздоп}$.

Структура ФДМ містить: перемножувач та ФНЧ цифрового типу, що послаблює ВЧ складові ПВЧ на виході перемножувача.

Визначимо зв'язок значення $Q = F_d / \Pi_c$ з параметрами ЧМ-сигналу і демодулятора. Частота дискретизації дорівнює

$$F_d = N \Delta \Omega_d / \varphi_m,$$

а ширина спектра ЧМ-сигналу дорівнює

$$\Pi_c = 2F_b(1 + \Psi),$$

де $\Psi = \Delta F_d / F_b$ - індекс ЧМ,

тоді $Q = N\pi\Psi/[\varphi_m(1 + \Psi)]$.

Окрім того, для цього ЧДМ справедливий вираз:

$$Q = 2(K_{\Pi} + 1),$$

де K_{Π} - коефіцієнт прямокутності характеристики ЦФНЧ у складі ФДМ.

Без застосування лінеаризації детекторної характеристики часові витрати на програмну реалізацію ЧДМ з ЛЗ знаходяться так:

$$E_d = QN_{\text{пд}} = \frac{N\pi\Psi}{\varphi_m(1+\Psi)} (3N + 4 + 20R_2).$$

У цього ЧДМ з середнім значенням частоти сигналу з ЧМ мають задовольнятися такі умови

$$F_0 \leq \frac{F_d}{4}, F_0 = \frac{2n-1}{4N} F_d,$$

де $n = 1, 2, 3 \dots$

З формули для E_d слідує, що витрати на реалізацію обчислень є мінімальними при значенні $N = 1$. Для заданого коефіцієнта $K_{\Gamma 3} \leq 1\%$ слідує $\varphi_m = 3\pi/20$. При $v = (A_3 \sin \varphi_m)$ отримаємо $R_2 = 4$.

Тоді при $\Psi = 2$ і $N = 1$ маємо

$$E_d = \frac{2\pi}{9\pi/20} (3 + 4 + 80) = 387.$$

Підвищення лінійності характеристики демодуляції не дає ефекту зниження витрат на обчислювальні операції, тому що цей ЧДМ працює при $Q = 2(K_{\Pi} + 1) > 4$.

При $\Psi = 2$, $N = 1$ і $\varphi_m = 3\pi/20$ значення $Q = \frac{N\pi\Psi}{\varphi_m(1+\Psi)} = 4,4$. Тому можливостей зменшення значення Q за рахунок підвищення φ_m не має.

У квадратурному автокореляційному ЧДМ значення $Q = F_d/\Pi_c$ пов'язане з параметрами ЧМ-сигналу і демодулятора наступним виразом

$$Q = N_{\text{ПГ}2} \Psi \pi / [2\varphi_{\text{м}}(1 + \Psi)],$$

де $N_{\text{ПГ}}$ - парне число елементів затримки у ПГ.

Окрім того, для цього ЧДМ має виконуватися вираз:

$$Q = 2K_{\text{ПГ}},$$

де $K_{\text{ПГ}}$ - коефіцієнт широкосмуговості ПГ₁.

Без лінеаризації детекторної характеристики та використанні спільних елементів затримки у ПГ₁ та ПГ₂ розраховані витрати у квадратурному автокореляційному ЧДМ визначаються так:

$$E_{\text{д}} = \frac{N_{\text{ПГ}2} \Psi \pi}{2\varphi_{\text{м}}(1 + \Psi)} (4N_{\text{ПГ}1} + 2 + 15).$$

З цього виразу слідує, що $E_{\text{д}} = \min$ при $N_{\text{ПГ}} = 2$.

При заданому коефіцієнті $K_{\text{ГЗ}} \leq 1\%$ значення $\varphi_{\text{м}} = 3\pi/20$. При $v = 10^{-2}$ отримаємо $N_{\text{ПГ}1} = 16$. Звідси для $\varphi = 2$ маємо $E_{\text{д}} = \frac{40}{9} (64 + 2 + 15) = 360$. У квадратурного ЧДМ автокореляційного типу значення $Q > 2$. Звідси за рахунок підвищення лінійності характеристики демодуляції можна зменшити програмні витрати, тому що без лінеаризації при $\varphi_{\text{м}} = 3\pi/20$ і $N_{\text{ПГ}} = 2$ значення $Q = 4,4$.

З рис. 3.8 видно, що при $|K_{\text{ГЗ}}| \leq 1\%$ збільшення $\varphi_{\text{м}}$ у 2 рази можливе при $q_2 = 3$. Тоді значення $Q = 2,2$, що потребує застосування ПГ₁ з коефіцієнтом $K_{\text{ПГ}} = 1,1$.

Для реалізації такого ПГ число $N_{\text{ПГ}1} = 24/2, /12$. Тоді значення $E_{\text{д}}$ дорівнює

$$E_{\text{д}} = \frac{N_{\text{ПГ}2} \Psi \pi}{2\varphi_{\text{м}}(1 + \Psi)} (4N_{\text{ПГ}1} + 2 + 15 + 5q_1 + 2\kappa + 9 + 5q_2 + 3).$$

При $q_1 = 3$, $\kappa = 2$ і $\varphi_{\text{м}} = 0,4\pi$ отримаємо

$$E_{\text{д}} = 2,2(98 + 17 + 15 + 4 + 9 + 15 + 3) = 354,$$

що практично збігається зі значенням $E_{\text{д}}$ без лінеаризації характеристики.

У СФДМ розкрив детекторної характеристики дорівнює

$$\varphi_{\text{м}} = \frac{\pi \Delta f_{\text{д}}}{2 F_{\text{г}}}.$$

Тоді смуга утримання кола ФАПЧ дорівнює

$$F_y = \frac{\pi \Delta f_d}{2 \varphi_m} = \frac{\pi \Psi F_B}{2 \varphi_m}.$$

У разі застосування у структурі ЧДМ генератора на основі ГП частотна смуга дорівнює

$$F_y = \Delta a_\Omega F_d / 2,$$

де $\Delta a_\Omega = CA_0 A_{yГ} / 2 \leq 0,5$ - найбільший приріст коефіцієнта, що надходить на вхід керування частотою УГ.

Тоді $\Gamma_d = 2F_y / \Delta a_\Omega$, звідки значення

$$Q = \frac{F_d}{\Pi_c} = \frac{\Pi\Psi}{2\Delta a_\Omega \varphi_m (1+\Psi)}.$$

Окрім того, значення

$$Q = 2(K_{\Pi} + 1).$$

Обчислювальні витрати у ЧДМ дорівнюватимуть:

$$E_d = Q N_{\text{пд}} = \frac{\Pi\Psi}{2\Delta a_\Omega \varphi_m (1+\Psi)} (4q + 8 + 20R_2),$$

причому $\Delta a_{\Omega\text{макс}} = 0,5$. При $v = 10^{-2}$ і $K_{ГЗ} \leq 1\%$ отримаємо $R_2 = 3$, $\varphi_m = \frac{3\pi}{20}$.

Тоді при $\varphi = 2, q = 5, \Delta a_\Omega = 0,5$ маємо $E_d = \frac{40}{9} (20 + 8 + 60)$, що майже збігається з обчислювальними витратами в автокореляційному ЧДМ з ЛЗ. Враховуючи, що $Q = 4,4 \approx 4$, тоді підвищення лінійності характеристики демодуляції не приведе до зниження витрат на обчислювальні процедури.

В СФДМ квадратурного типу без лінеаризації характеристики демодуляції значення E_d дорівнює

$$E_d = \frac{\Pi\Psi}{2\Delta a_\Omega \varphi_m (1+\Psi)} (4N_{\text{пг}} + 2 + 8 + 8q + 13),$$

де $N_{\text{пг}}$ - кількість елементів затримки у ПГ.

Окрім того, у цьому ЧДМ $Q = 2K_{\text{ПГ}}$. При: $v = 10^{-2}$, $K_{\text{ГЗ}} \leq 1\%$ отримаємо $N_{\text{ПГ}} = 16$ і $\varphi_{\text{М}} = 3\pi/20$.

Звідси для $q = 5$, $\Delta a_{\Omega} = 0,5$ маємо

$$E_{\text{д}} = \frac{40}{9} (64 + 10 + 40 + 13) = 564,$$

що вище, ніж в ЧДМ автокореляційного типу та звичайному СФДМ.

При лінеаризації детекторної характеристики значення $E_{\text{д}}$ буде дорівнювати

$$E_{\text{д}} = \frac{\text{П}\Psi}{2\Delta a_{\Omega}\varphi_{\text{М}}(1+\Psi)} (4N_{\text{ПГ}} + 10 + 5q_1 + 2\kappa + 9 + 5q_2 + 13).$$

При заданих значеннях $v = 10^{-2}$, $K_{\text{ГЗ}} \leq 1\%$ маємо $\varphi_{\text{М}} = 3\pi/10$ (рис. 3.20), $N_{\text{ПГ}} = 24$, $q_2 = 3$. Тоді при $\Psi = 2$, $q = 5$, $q_1 = 3$, $\kappa = 2$ і $\Delta a_{\Omega} = 0,5$ отримаємо

$$E_{\text{д}} = 2,2(96 + 10 + 15 + 4 + 9 + 15 + 3) = 334.$$

Отримане значення $E_{\text{д}}$ для демодуляторів ЧМ-сигналів є мінімальним. Водночас відмінність між витратами на обчислювальні операції в ЧДМ автокореляційного типу і СФДМ є незначною.

4 ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕРСПЕКТИВНИХ РЕАЛІЗАЦІЙ ЦИФРОВИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ

4.1 Цифрові демодулятори АМ- та ЧМ-сигналів на базі оптимальної фільтрації

Методи оптимальної фільтрації інформаційних процесів надають базу для синтезу структур оптимальних демодуляторів різних телекомунікаційних систем [16]. Цей синтез здійснюється в результаті розв'язання інтегро-диференціального рівняння Стратоновича з розв'язанням стохастичного диференціального рівняння Фоккера-Планка-Колмогорова. Для багатовимірному випадку цей метод синтезу зустрічається з труднощами математичного плану, тому на необхідно спрощувати процедуру синтезу. Одним зі спрощень є твердження про значення середньої частоти спектра осигналу ω_0 , що значно більша смуги частотного спектра. Інше спрощення регламентує значення часової затримки у колах, що є малою порівняно з періодом модульовального сигналу.

Ці спрощення є коректними в аналогових демодуляторах. У демодуляторах на базі ЦОС ці спрощення є не коректні, тому що в результаті аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів значення середньої частоти спектра ω_0 може виявитися меншим частотної смуги спектра ВЧ-сигналу, а затримки у ЦФ, АЦП і перемножувачах можуть бути дуже великими.

Тому цифрові структури демодуляторів, що синтезовані на базі оптимальної нелінійної фільтрації при зазначених припущеннях, виявляється неспроможною. Ці структури виявляються або не функціонуючими взагалі, або функціонують з дуже низькими фільтрувальними властивостями.

Тому ставиться задача пошуку шляхів та способів, що дозволяють обійти труднощі, що виникають при цифровій реалізації демодуляторів АМ і ЧМ сигналів на базі оптимальної нелінійної фільтрації.

Амплітудномодульований сигнал з випадковою фазою описується так

$$S(t, \lambda) = [A_0 + m\lambda(t)] \cos [\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (4.1)$$

де $\lambda(t)$, $\varphi(t)$ - випадкові процеси зі спектральними щільностями N_0 та N_φ .

Вирази для оптимальних приймачів амплітудномодульованих сигналів зі значеннями випадкової фази, мають такий вигляд [16]

$$\frac{d\hat{\lambda}}{dt} + d'\hat{\lambda} = 2k_\lambda \frac{m}{N_0} [x(t) \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi}) - 0,5A_0], \quad (4.2)$$

$$\frac{d\hat{\lambda}}{dt} = \frac{-2}{N_0} (A_0 + m\hat{\lambda}) k_\varphi x(t) \sin(\omega_0 t + \hat{\varphi}), \quad (4.3)$$

де $\hat{\lambda}$, $\hat{\varphi}$ - оцінки λ і φ , k_λ , k_φ - коефіцієнти,

$$x(t) = S(t) = n(t)$$

$$\alpha' = \alpha \left(1 + 2 \frac{\sigma_A^2}{\alpha N_0}\right)^{1/2}, \quad k_\lambda = \frac{\alpha N_0}{m^2} \left[\left(1 + \frac{m N_\lambda}{2\alpha^2 N_0}\right)^{1/2} - 1\right], \quad k_\varphi = \left(\frac{0,5 N_0 N_\varphi}{A_0^2 + \sigma_A^2}\right)^{1/2},$$

σ_λ - середньоквадратичне відхилення (СКВ) сигналу λ ,

α - параметр сигналу $\lambda(t)$, $\sigma_A = m\sigma_\lambda$.

Структура, яка втілює ці вирази, представлена на рис. 4.1а. У даній структурі значення постійної ФНЧ дорівнює $RC = T' = 1/\alpha'$.

При цифровій реалізації не вдається звільнитися від складових $2\omega_0$ на виході перемножувачів сигналу $x(t)$ на когерентні складові $\cos(\omega_0 t + \hat{\varphi})$ і $\sin(\omega_0 t + \hat{\varphi})$. Тому застосуємо квадратурну структуру. Ця структура наведена на рис. 4.2б. Вона містить: ПГ, УКСГ та коло керування фазою УКСГ. У цьому колі присутній перемножувач сигналу керування на значення $(A_0 + m\hat{\lambda})$, що отримані в результаті перетворення $\hat{\lambda}$ та заданих значеннях A_0 і m . Для блока інтегрування використано цифровий ФНЧ рекурсивного типу 1-го порядку з параметром $A' = e^{-\alpha' T_d}$. Оскільки значення α' залежні від особливостей сигналу і частотних характеристик шумового процесу, то цифровий ФНЧ має бути адаптивного типу.

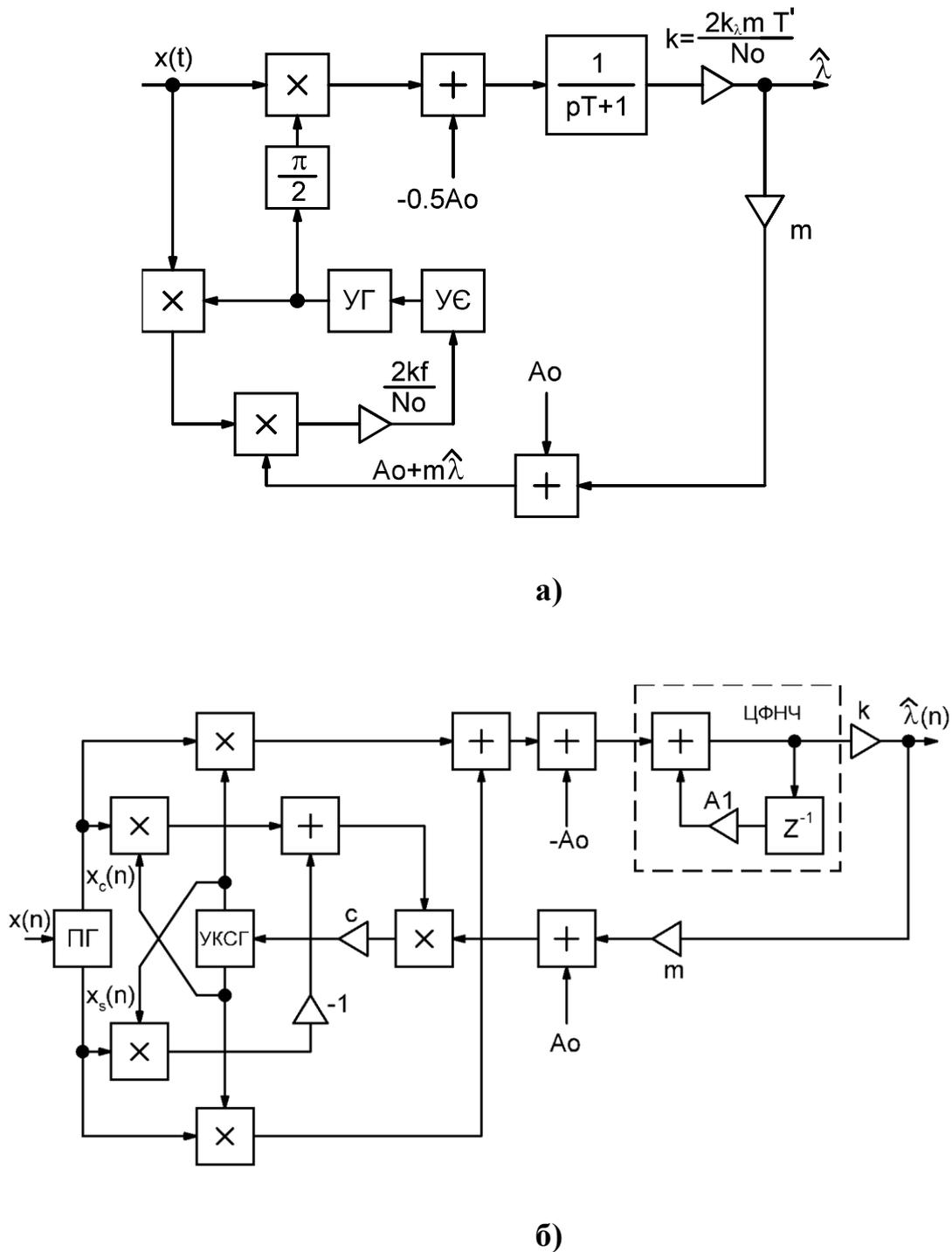


Рисунок 4.1 – Структури аналогового (а) та цифрового (б) оптимальних демодуляторів АМ-сигналів з випадковою фазою

При наявності доплерівського зсуву частоти АМ-сигнал представимо у такому вигляді

$$S(t, \lambda) = [A_0 + m\lambda(t)] \cos [\omega_0 t + \Psi(t)], \quad (4.4)$$

де $\Psi(t) = x(t) + \varphi(t)$,

$x(t)$ – випадкова фаза.

Частотомодульований сигнал з випадковою фазою описується так

$$S(t, \lambda) = A_0 \cos [\omega_0 t + M_4 \int_0^t \lambda(t) dt + \varphi(t)], \quad (4.5)$$

де M_4 – параметр модуляції

Структура аналогового демодулятора ЧМ-сигналу, що реалізує оптимальне приймання, наведена на рис. 4,2а.

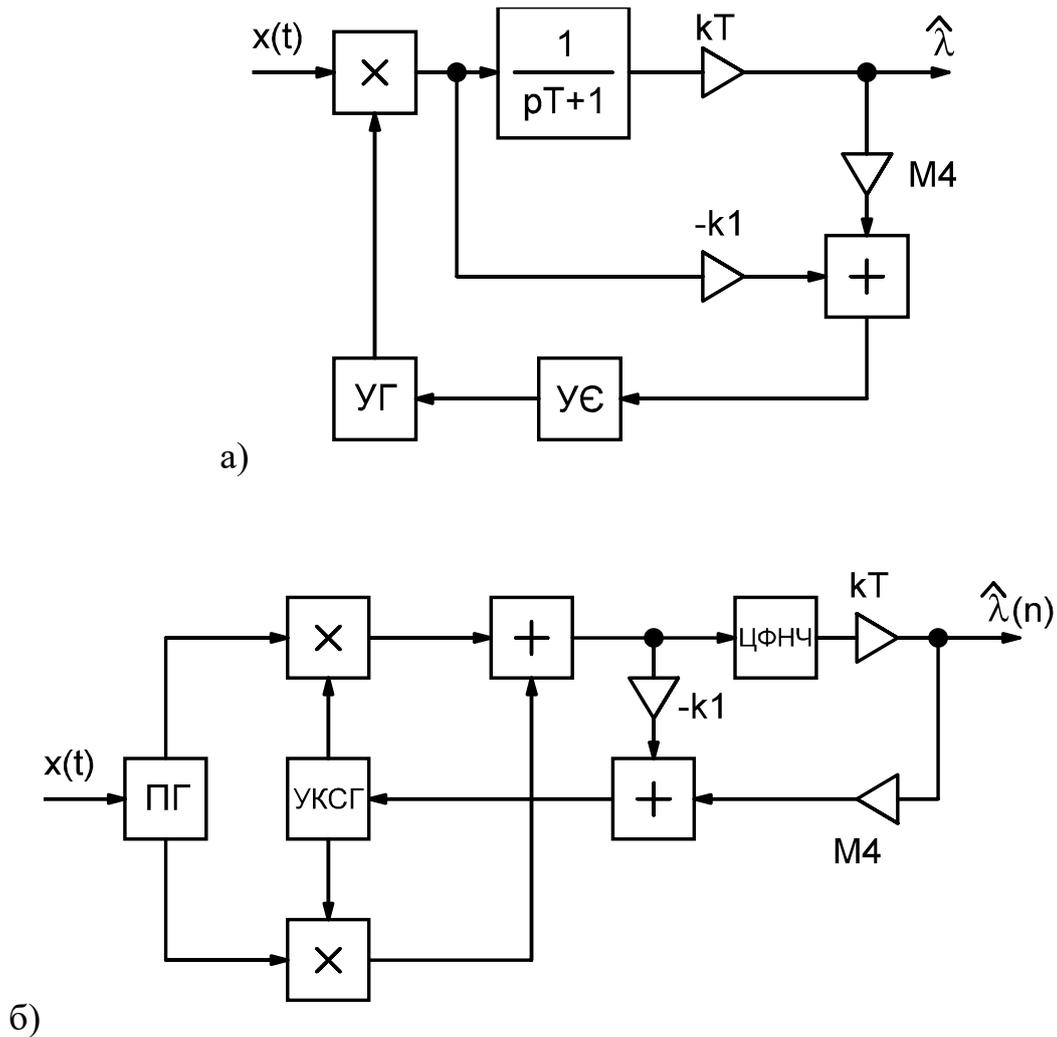


Рисунок 4.2 – Структури аналогового (а) та цифрового (б) оптимальних демодуляторів ЧМ-сигналів з випадковою фазою

На рис. 4.2б наведено структуру цифрового демодулятора оптимального типу сигналу з ЧМ та з випадковим значенням фази. Цей демодулятор створено за квадратурною структурою та містить у колі керування УКСГ пропорційну й інтегровальну ланки. ЧМ-сигнал з випадковою фазою і ефектом Доплера

описується виразом (4.5), в якому сигнал $\lambda(t)$ описується таким двовимірним стохастичним диференціальним рівнянням

$$\frac{d\lambda}{dt} = -\alpha\lambda - \beta x + n(t), \quad (4.6)$$

де $\frac{d\lambda}{dt} = -\beta x + n(t)$.

Сигнал $\lambda(t)$ містить швидкозмінну інформаційну складову, що характеризується коефіцієнтом α та повільнозмінну складову, що характеризується коефіцієнтом β .

Отже, оптимальні демодулятори цифрового типу амплітудно-модульованого та частотно-модульованого сигналів, що синтезовані на базі методів випадкових процесів вимагають використання квадратурних структур. При такій реалізації характеристики блоків цих структур є залежними від параметрів сигналів та шумів.

4.2 Реалізація цифрових демодуляторів у телекомунікаційних системах

Виробництво великих інтегральних мікросхем цифрових сигнальних процесорів (ЦСП) створює практичні умови для побудови засобів цифрового оброблення сигналів з характерними їм перевагам, які за вагогабаритними показниками та енергоспоживанням є ефективнішими аналогових засобів оброблення сигналів.

Ще 20 років тому з'явилися серії ВІС цифрових сигнальних процесорів на базі класичного TMS 320, який є основою побудови телекомунікаційних систем на ЦСП [11]. У цих засобах здійснюється фільтрація, демодуляція, післядетекторне оброблення та інші перетворення сигналів.

Для створення демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах на базі ЦОС у магістерській роботі запропоновано алгоритм синтезу цифрових засобів. Блок-схему цього алгоритму наведено на рис. 4.3.

У програмному блоці "Вихідні данні" формуються технічні вимоги до демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах:

- режими функціонування демодуляторів сигналів і їх кількість N_c ;
- технічні параметри фільтрів демодуляторів сигналів;
- значення спотворень та рівні завадостійкості неперервних сигналів;
- значення спотворень та рівні завадостійкості цифрових сигналів;
- характеристики каналу передавання;
- частотний діапазон роботи аналогового каналу.

У блоці "Аналіз елементної бази" і в подальшому умовному переході виконується перевірка можливості реалізації демодуляторів сигналів на існуючих компонентах: перевірка числа розрядів і робочих частотних параметрів АЦП, ЦАП і ЦСП аналіз існуючих ЦСП за необхідним обсягом пам'яті даних і програм. Якщо всі ці умови виконуються, то обирається оптимальна за споживаною потужністю компонентна база і виконується синтез функціональної електричної схеми демодуляторів сигналів з ЦОС: схеми ЦОП, портів введення-виведення, АЦП, ЦАП і ФНЧ.

За інших умов виконується аналіз оптимальних схемотехнічних варіантів залежно від параметрів ρ , t_k , $N_{\text{пд}}$, $N_{\text{дм}}$, за якими процес перевірки не відбувся.

У випадку непроходження процесу перевірки за числом двійкових розрядів ρ , застосовується ряд розроблених у магістерській роботі заходів, що дозволяють зменшити необхідне число двійкових розрядів АЦП, ЦАП і ЦОП (рис. 4.3).

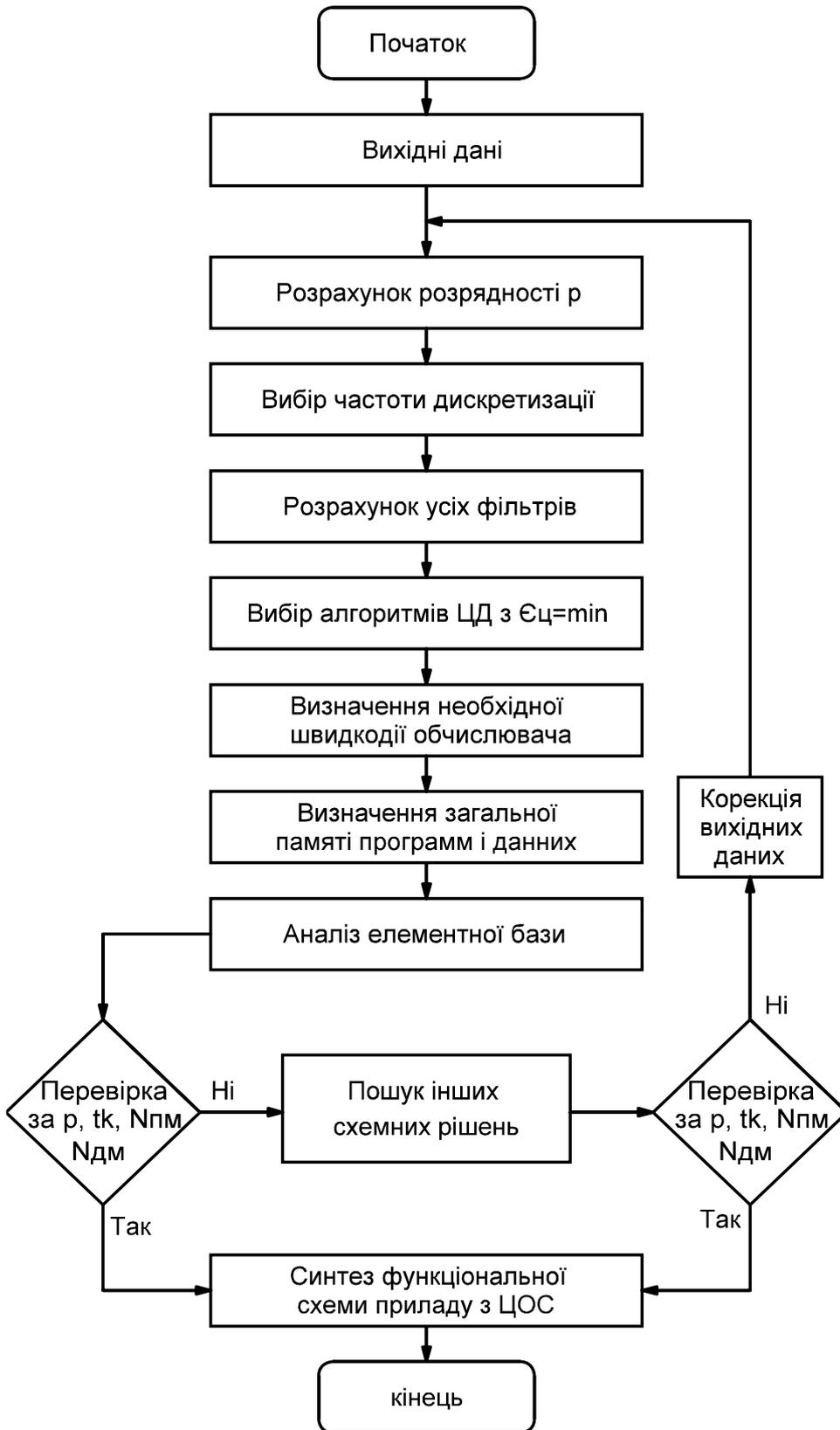


Рисунок 4.2 – Блок-схема алгоритму синтезу демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах з ЦОС

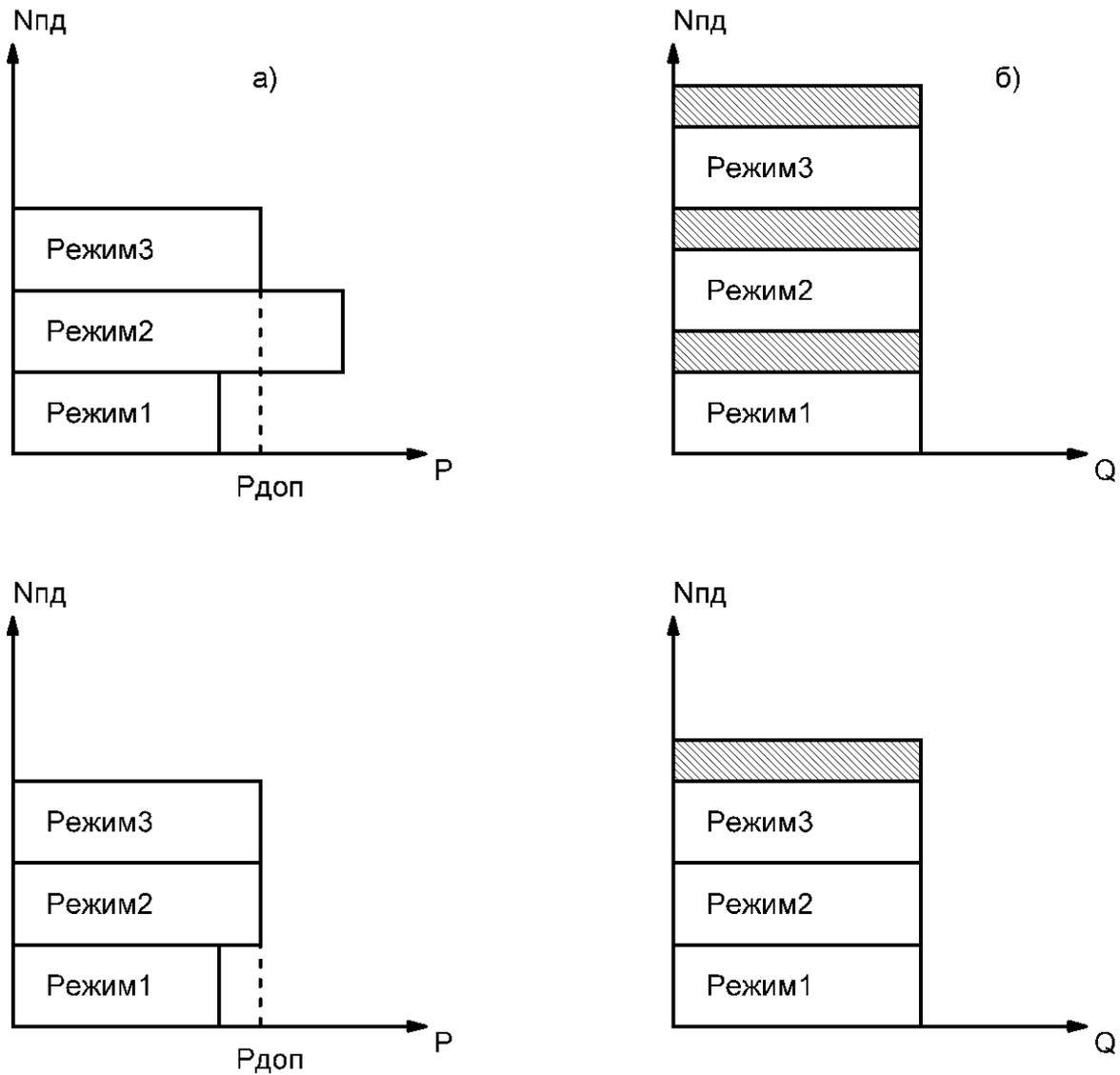


Рисунок 4.3 – Методи зниження обчислювальних витрат:
розмінювання ρ на N_{pd} (а) виділення спільних підпрограм (б)

Перевірка за параметром заданого часу виконання команди:

$$t_k = T_d / N_{п макс},$$

де $N_{п макс}$ – граничний обсяг програми в одному з циклів функціонування.

Якщо усі спроби щодо зниження значення $N_{п макс}$ вичерпано, тоді потрібно використовувати інші структурні рішення ЦОП. Зі значення $N_{п макс}$ можна

прибрати кроки програми на фільтрування та реалізувати фільтр на окремій мікросхемі.

Зі значення $N_{п\ макс}$ можна прибрати підпрограми на синтез квадратурних складових та синтезути ці складові у квадратурному аналого-цифровому перетворювачі.

Ці методи зниження значення $N_{п\ макс}$ призводять до збільшення апаратних витрат.

Якщо перевірка не пройшла за параметром необхідного обсягу для пам'яті програм та даних $N_{пм}$, $N_{дм}$, то можливі різноманітні методи підвищення ефективності роботи ЦОП.

У разі, якщо всі наведені заходи не призвели до оптимального варіанту, тоді коригують вихідні дані та параметри, що перешкоджають процесу синтезу демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах з ЦОС. Тут можливо перенесення на аналогову частину демодуляторів сигналів додаткового функціонального навантаження. Наприклад, якщо використовувати не один, а два або три смугових фільтри в тракці проміжної частоти демодуляторів, то можливе зниження частоти дискретизації для деяких режимів.

Комбіноване використання цифрового та аналогового автоматичного регулювання підсилення, використання змін в алгоритмах цифрового оброблення різних сигналів спільних підпрограм, типових блоків ЦОС і розпаралелювання роботи ЦОП – ці заходи також дозволяють знизити вимоги до розрядності, швидкодії та необхідного обсягу програмної пам'яті ЦОП і усунути невирішені ситуації у процесі створення демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах з ЦОС.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Виконання науково-дослідної роботи завжди передбачає отримання певних результатів і вимагає відповідних витрат. Результати виконаної роботи завжди дають нам нові знання, які в подальшому можуть бути використані для удосконалення та/або розробки (побудови) нових, більш продуктивних зразків техніки, процесів та програмного забезпечення.

Дослідження на тему «Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах» може бути віднесено до фундаментальних і пошукових наукових досліджень і спрямоване на вирішення наукових проблем, пов'язаних з практичним застосуванням. Основою таких досліджень є науковий ефект, який виражається в отриманні наукових результатів, які збільшують обсяг знань про природу, техніку та суспільство, які розвивають теоретичну базу в тому чи іншому науковому напрямку, що дозволяє виявити нові закономірності, які можуть використовуватися на практиці.

Для цього випадку виконаємо такі етапи робіт:

- 1) здійснимо проведення наукового аудиту досліджень, тобто встановлення їх наукового рівня та значимості;
- 2) проведемо планування витрат на проведення наукових досліджень;
- 3) здійснимо розрахунок рівня важливості наукового дослідження та перспективності, визначимо ефективність наукових досліджень.

5.1 Оцінювання наукового ефекту

Основними ознаками наукового ефекту науково-дослідної роботи є новизна роботи, рівень її теоретичного опрацювання, перспективність, рівень розповсюдження результатів, можливість реалізації. Науковий ефект НДР на тему «Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах» можна охарактеризувати двома показниками: ступенем наукової новизни та рівнем теоретичного опрацювання.

Значення показників ступеня новизни і рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи в балах наведені в табл. 5.1 та 5.2.

Таблиця 5.1 – Показники ступеня новизни науково-дослідної роботи виставлені експертами

Ступінь новизни	Характеристика ступеня новизни	Значення ступеня новизни, бали		
		Експерти (ПІБ, посада)		
		1	2	3
Принципово нова	Робота якісно нова за постановкою задачі і ґрунтується на застосуванні оригінальних методів дослідження. Результати дослідження відкривають новий напрям в даній галузі науки і техніки. Отримані принципово нові факти, закономірності; розроблена нова теорія. Створено принципово новий пристрій, спосіб, метод	0	0	0
Нова	Отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних значень (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту). Проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів	58	56	59
Відносно нова	Робота має елементи новизни в постановці задачі і методах дослідження. Результати дослідження систематизують і узагальнюють наявну інформацію, визначають шляхи подальших досліджень; вперше знайдено зв'язок (або знайдено новий зв'язок) між явищами. В принципі відомі положення розповсюджені на велику кількість об'єктів, в результаті чого знайдено ефективне рішення. Розроблені більш прості способи для досягнення відомих результатів. Проведена часткова раціональна модифікація (з ознаками новизни)	0	0	0
Традиційна	Робота виконана за традиційною методикою. Результати дослідження мають інформаційний характер. Підтверджені або поставлені під сумнів відомі факти та твердження, які потребують перевірки. Знайдено новий варіант рішення, який не дає суттєвих переваг в порівнянні з існуючим	0	0	0
Не нова	Отримано результат, який раніше зафіксований в інформаційному полі, та не був відомий авторам	0	0	0
Середнє значення балів експертів		57,7		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів ступінь новизни характеризується як нова, тобто отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних знань (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту) та проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів.

Таблиця 5.2 – Показники рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи виставлені експертами

Характеристика рівня теоретичного опрацювання	Значення показника рівня теоретичного опрацювання, бали		
	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
Відкриття закону, розробка теорії	0	0	0
Глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу	70	72	70
Розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини	0	0	0
Елементарний аналіз зв'язків між фактами та наявною гіпотезою, класифікація, практичні рекомендації для окремого випадку тощо	0	0	0
Опис окремих елементарних фактів, викладення досвіду, результатів спостережень, вимірювань тощо	0	0	0
Середнє значення балів експертів	70,7		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів рівень теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи характеризується як глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу.

Показник, який характеризує рівень наукового ефекту, визначаємо за формулою [17]:

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}}, \quad (4.1)$$

де $k_{\text{нов}}, k_{\text{теор}}$ - показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи, $k_{\text{нов}} = 57,7, k_{\text{теор}} = 70,7$ балів;

$0,6$ та $0,4$ – питома вага (значимість) показників ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи.

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}} = 0,6 \cdot 57,7 + 0,4 \cdot 70,67 = 62,87 \text{ балів.}$$

Визначення характеристики показника $E_{\text{нау}}$ проводиться на основі висновків експертів виходячи з граничних значень, які наведені в табл. 5.3.

Таблиця 5.3 – Граничні значення показника наукового ефекту

Досягнутий рівень показника	Кількість балів
Високий	70...100
Середній	50...69
Достатній	15...49
Низький (помилкові дослідження)	1...14

Відповідно до визначеного рівня наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах», даний рівень становить 62,87 балів і відповідає статусу - середній рівень. Тобто у даному випадку можна вести мову про потенційну фактичну ефективність науково-дослідної роботи.

5.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

5.2.1 Витрати на оплату праці

До статті «Витрати на оплату праці» належать витрати на виплату основної та додаткової заробітної плати керівникам відділів, лабораторій, секторів і груп,

науковим, інженерно-технічним працівникам, конструкторам, технологам, креслярам, копіювальникам, лаборантам, робітникам, студентам, аспірантам та іншим працівникам, безпосередньо зайнятим виконанням конкретної теми, обчисленої за посадовими окладами, відрядними розцінками, тарифними ставками згідно з чинними в організаціях системами оплати праці.

Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників (Z_o) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [17]:

$$Z_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (5.2)$$

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

M_{ni} – місячний посадовий оклад конкретного дослідника, грн;

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, $T_p=22$ дні.

$$Z_o = 18500,00 \cdot 11 / 22 = 8500,03 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.4 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник науково-дослідної роботи "Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах"	18500,00	772,73	11	8500,03
Науковий співробітник (напрямок "Телекомунікаційні системи")	17600,00	750,00	22	16500,00
Технік 1-ї категорії	8700,00	681,82	11	7500,02
Всього				32500,05

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах» розраховуємо за формулою:

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (5.3)$$

де C_i – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, за виконану відповідну роботу, грн/год;

t_i – час роботи робітника при виконанні визначеної роботи, год.

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду C_i можна визначити за формулою:

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (5.4)$$

де M_M – розмір прожиткового мінімуму працездатної особи, або мінімальної місячної заробітної плати (в залежності від діючого законодавства), прийmemo $M_M=8000,00$ грн;

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [17];

K_c – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок робітників першого розряду з нормальними умовами праці виробничих об'єднань і підприємств до законодавчо встановленого розміру мінімальної заробітної плати.

T_p – середнє число робочих днів в місяці, приблизно $T_p = 22$ дн;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

$$C_1 = 8000,00 \cdot 1,00 \cdot 1,15 / (22 \cdot 8) = 52,27 \text{ грн.}$$

$$Z_{p1} = 52,27 \cdot 4,00 = 209,09 \text{ грн.}$$

Таблиця 5.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника грн
Підготовка робочого місця дослідника телекомунікаційних систем	4,00	1	1,00	52,27	209,09
Монтаж дослідної телекомунікаційної системи	5,00	4	1,50	78,41	392,05
Монтаж цифрових засобів оброблення сигналів	4,50	4	1,50	78,41	352,84
Монтаж досліджуваної системи "модулятор-демодулятор"	6,00	5	1,70	88,86	533,18
Формування бази даних дослідження	10,00	2	1,10	57,50	575,00
Контроль ходу фізичного експерименту	8,00	5	1,70	88,86	710,91
Всього					2773,07

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

Додаткову заробітну плату розраховуємо як 10 ... 12% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$Z_{\text{дод}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{дод}}}{100\%}, \quad (5.5)$$

де $H_{\text{дод}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 11%.

$$Z_{\text{дод}} = (32500,05 + 2773,07) \cdot 11 / 100\% = 3880,04 \text{ грн.}$$

5.2.2 Відрахування на соціальні заходи

Нарахування на заробітну плату дослідників та робітників розраховуємо як 22% від суми основної та додаткової заробітної плати дослідників і робітників за формулою:

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{\text{дод}}) \cdot \frac{H_{\text{зн}}}{100\%} \quad (5.6)$$

де H_{zn} – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$Z_n = (32500,05 + 2773,07 + 3880,04) \cdot 22 / 100\% = 8613,70 \text{ грн.}$$

5.2.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах».

Витрати на матеріали на даному етапі проведення досліджень в основному пов'язані з використанням моделей елементів та моделювання роботи і досліджень за допомогою комп'ютерної техніки та створення експериментальних математичних моделей або програмного забезпечення, тому дані витрати формуються на основі витратних матеріалів характерних для офісних робіт.

Витрати на матеріали (M), у вартісному вираженні розраховуються окремо по кожному виду матеріалів за формулою:

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{ej}, \quad (5.7)$$

де H_j – норма витрат матеріалу j -го найменування, кг;

n – кількість видів матеріалів;

C_j – вартість матеріалу j -го найменування, грн/кг;

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$);

B_j – маса відходів j -го найменування, кг;

C_{ej} – вартість відходів j -го найменування, грн/кг.

$$M_1 = 2,000 \cdot 180,00 \cdot 1,11 - 0 \cdot 0 = 399,60 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.6 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Офісний папір 500 80 г\м	180,00	2,000	0	0	399,60
Папір для записів 100 70 г\м	95,00	2,000	0	0	210,90
Органайзер офісний	240,00	2,000	0	0	532,80
Набір офісний (канцелярське приладдя)	165,00	2,000	0	0	366,30
Картридж для принтера	1560,00	1,000	0	0	1731,60
Диск оптичний CD-R	26,00	4,000	0	0	115,44
Flesh-пам'ять 64 GB	260,00	2,000	0	0	577,20
Тека для паперів	120,00	6,000	0	0	799,20
Всього					4733,04

5.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_e), які використовують при проведенні НДР на тему «Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою:

$$K_e = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (5.8)$$

де H_j – кількість комплектуючих j -го виду, шт.;

C_j – покупна ціна комплектуючих j -го виду, грн;

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$).

$$K_e = 1 \cdot 3820,00 \cdot 1,11 = 4240,20 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.7 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Комутатор	1	3820,00	4240,20
Система "модулятор-демодулятор"	2	1050,00	2331,00
Інтерфейсні блоки	2	735,00	1631,70
Всього			8202,90

5.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на виготовлення та придбання спецустаткування необхідного для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, виготовлення, транспортування, монтаж та встановлення.

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою:

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.і}} \cdot K_i, \quad (5.9)$$

де C_i – ціна придбання одиниці спецустаткування даного виду, марки, грн;

$C_{\text{пр.і}}$ – кількість одиниць устаткування відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує доставку, монтаж, налагодження устаткування тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань устаткування.

$$B_{\text{спец}} = 14250,00 \cdot 1 \cdot 1,11 = 15817,50 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 5.8 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Комплект метрологічного обладнання контролю сигналу телекомунікаційних систем	1	14250,00	15817,50
Всього			15817,50

5.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення, (програм, алгоритмів, баз даних) необхідних для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, формування та встановлення.

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою:

$$B_{\text{прог}} = \sum_{i=1}^k C_{\text{инрг}} \cdot C_{\text{прог.і}} \cdot K_i, \quad (5.10)$$

де $C_{\text{инрг}}$ – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, грн;

$C_{\text{прог.і}}$ – кількість одиниць програмного забезпечення відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує інсталяцію, налагодження програмного засобу тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{\text{прог}} = 9650,00 \cdot 1 \cdot 1,11 = 10711,50 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 5.9 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Математичне середовище MatLab (Deep Learning Toolbox)	1	9650,00	10711,50
Прикладне ПЗ Mathematica (Wolfram Neural Network Framework)	1	7690,00	8535,90
Всього			19247,40

5.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню тощо, розраховуємо з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою:

$$A_{\text{обл}} = \frac{C_{\text{обл}}}{T_{\text{в}} \cdot 12} \cdot t_{\text{вик}}, \quad (5.11)$$

де C_0 – балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, грн;

$t_{вик}$ – термін використання обладнання, програмних засобів, приміщень під час досліджень, місяців;

$T_с$ – строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

$$A_{обл} = (36999,00 \cdot 1) / (5 \cdot 12) = 616,65 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Програмно-аналітичний комплекс	36999,00	5	1	616,65
Графічно-обчислювальний комплекс обробки даних	42699,00	5	1	711,65
Обладнання виводу інформації	7800,00	4	1	162,50
Робоче місце дослідника спеціалізоване	7600,00	5	1	126,67
Офісна оргтехніка	8300,00	5	1	138,33
Приміщення лабораторії досліджень телекомунікаційних систем	520000,00	30	1	1444,44
ОС Windows	7650,00	5	1	127,50
Прикладний пакет Microsoft Office	7320,00	5	1	122,00
Всього				3449,74

5.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою:

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (5.12)$$

де W_{yi} – встановлена потужність обладнання на визначеному етапі розробки, кВт;

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

C_e – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн; (вартість електроенергії визначається за даними енергопостачальної компанії), прийmemo $C_e = 11,02$ грн;

K_{eni} – коефіцієнт, що враховує використання потужності, $K_{eni} < 1$;

η_i – коефіцієнт корисної дії обладнання, $\eta_i < 1$.

$$B_e = 0,45 \cdot 185,0 \cdot 11,02 \cdot 0,95 / 0,97 = 917,42 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.11 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Програмно-аналітичний комплекс	0,45	185,0	917,42
Графічно-обчислювальний комплекс обробки даних	0,45	140,0	694,26
Обладнання виводу інформації	0,10	100,0	110,20
Робоче місце дослідника спеціалізоване	0,06	185,0	122,32
Офісна оргтехніка	0,36	3,2	12,70
Комплект метрологічного обладнання контролю сигналу телекомунікаційних систем	0,24	120,0	317,38
Всього			2174,27

5.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників організацій,

які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

Витрати за статтею «Службові відрядження» відсутні.

5.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації

Витрати за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» відсутні.

5.2.11 Інші витрати

До статті «Інші витрати» належать витрати, які не знайшли відображення у зазначених статтях витрат і можуть бути віднесені безпосередньо на собівартість досліджень за прямими ознаками.

Витрати за статтею «Інші витрати» розраховуємо як 50...100% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$I_e = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{ie}}{100\%}, \quad (5.13)$$

де H_{ie} – норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo $H_{ie} = 65\%$.

$$I_e = (32500,05 + 2773,07) \cdot 65 / 100\% = 22927,53 \text{ грн.}$$

5.2.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

До статті «Накладні (загальновиробничі) витрати» належать: витрати, пов'язані з управлінням організацією; витрати на винахідництво та раціоналізацію; витрати на підготовку (перепідготовку) та навчання кадрів; витрати, пов'язані з набором робочої сили; витрати на оплату послуг банків; витрати, пов'язані з освоєнням виробництва продукції; витрати на науково-технічну інформацію та рекламу та ін.

Витрати за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати» розраховуємо як 100...150% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{нзв} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{нзв}}{100\%}, \quad (5.14)$$

де $H_{нзв}$ – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», прийmemo $H_{нзв} = 110\%$.

$$B_{нзв} = (32500,05 + 2773,07) \cdot 110 / 100\% = 38800,43 \text{ грн.}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою:

$$B_{заг} = Z_o + Z_p + Z_{доо} + Z_n + M + K_v + B_{слец} + B_{прз} + A_{обл} + B_e + B_{св} + B_{сп} + I_v + B_{нзв}. \quad (4.15)$$

$$B_{заг} = 32500,05 + 2773,07 + 3880,04 + 8613,70 + 4733,04 + 8202,90 + 15817,50 + 19247,40 + 3449,74 + 2174,27 + 0,00 + 0,00 + 22927,53 + 38800,43 = 163119,67 \text{ грн.}$$

Загальні витрати ZB на завершення науково-дослідної (науково-технічної) роботи та оформлення її результатів розраховується за формулою:

$$ZB = \frac{B_{заг}}{\eta}, \quad (5.16)$$

де η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo $\eta = 0,95$.

$$ZB = 163119,67 / 0,95 = 171704,91 \text{ грн.}$$

5.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи

Оцінювання та доведення ефективності виконання науково-дослідної роботи фундаментального чи пошукового характеру є достатньо складним процесом і часто базується на експертних оцінках, тому має вірогідний характер.

Для обґрунтування доцільності виконання науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах» використовується спеціальний комплексний показник, що враховує важливість, результативність роботи, можливість впровадження її результатів у виробництво, величину витрат на роботу.

Комплексний показник K_p рівня науково-дослідної роботи може бути розрахований за формулою:

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t}, \quad (5.17)$$

де I – коефіцієнт важливості роботи. Прийmemo $I = 4$;

n – коефіцієнт використання результатів роботи; $n = 0$, коли результати роботи не будуть використовуватись; $n = 1$, коли результати роботи будуть використовуватись частково; $n = 2$, коли результати роботи будуть використовуватись в дослідно-конструкторських розробках; $n = 3$, коли результати можуть використовуватись навіть без проведення дослідно-конструкторських розробок. Прийmemo $n = 3$;

T_C – коефіцієнт складності роботи. Прийmemo $T_C = 2$;

R – коефіцієнт результативності роботи; якщо результати роботи плануються вище відомих, то $R = 4$; якщо результати роботи відповідають відомому рівню, то $R = 3$; якщо нижче відомих результатів, то $R = 1$. Прийmemo $R = 4$;

B – вартість науково-дослідної роботи, тис. грн. Прийmemo $B = 171704,91$ грн;

t – час проведення дослідження. Прийmemo $t = 0,08$ років, (1 міс.).

Визначення показників I , n , T_C , R , B , t здійснюється експертним шляхом або на основі нормативів [17].

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t} = \frac{4^3 \cdot 2 \cdot 4}{171,7 \cdot 0,08} = 35,78.$$

Якщо $K_p > 1$, то науково-дослідну роботу на тему «Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах» можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

5.4 Висновок до розділу 5

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах» складають 171704,91 грн. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах» є середній, а дослідження актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи $K_p > 1$, що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

ВИСНОВКИ

У магістерській кваліфікаційній роботі розв'язано задачу підвищення ефективності телекомунікаційних систем за рахунок цифрової демодуляції сигналів.

Здійснено дослідження демодуляторів цифрового типу, що детектують сигнали на базі АМ, БАМ та ОСМ. Виконано аналіз витрат на обчислювальні процедури при побудові цифрових демодуляторів сигналів.

Виконано синтез та аналіз цифрових демодуляторів сигналів на базі ЧМ на базі трьох методів синтезу частотних демодуляторів сигналів цифрового типу. Згідно першого методу ЧМ-сигнал перетворюється у сигнал з АМ, що повторює закон змінювання частоти ЧМ-сигналу з наступною амплітудною демодуляцією. Згідно другого методу у ЧМ-сигналі утворюється додаткова ФМ щодо фази вхідного ЧМ-сигналу з подальшою фазовою демодуляцією, причому носійним коливанням для ФДМ є вихідний ЧМ-сигнал. Згідно третього методу ЧМ-сигнал демодулюється в засобах зі зворотним зв'язком, які відстежують змінювання частоти вхідного сигналу з ЧМ. В результаті значення сигналу помилки у колі керування пристроєм залежить від частотного відхилення частоти сигналу від свого середнього значення та повторює модульовальний сигнал.

Здійснено аналіз перспективних структур демодуляторів сигналів цифрового типу. Доведено, що поява цифрових сигнальних процесорів оброблення сигналів дозволяє створювати демодулятори сигналів на базі ЦОС з притаманними їм перевагам, які за вагогабаритним показниками та енергоспоживанням не перевищують такі ж показники аналогових демодуляторів сигналів.

Доведено, що розробка та створення різних демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах є процесом, що важко представити структурами і програмами, що є адекватними для усіх типів телекомунікаційних засобів.

Водночас для побудови демодуляторів сигналів цифрового типу бази одержаних у магістерській кваліфікаційній роботі рекомендацій можна будувати

алгоритми синтезу, що використовуються на початковому етапі розроблення телекомунікаційних засобів.

У розділі «Економічна частина» відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи є середній, а дослідження актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи $K_p > 1$, що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Шинкарук О. М. Приймання та оброблення сигналів : навчальний посібник / О. М. Шинкарук, В. І. Правда, Ю. М. Бойко. – Хмельницький : ХНУ, 2013. – 366 с.
2. Бортник Г.Г. Цифрова обробка сигналів / Г. Бортник, В. Кичак. – Вінниця: УНІВЕРСАМ-Вінниця, 2006. -167 с.
3. Довгий С. О. Сучасні телекомунікації / С. О. Довгий, О. Я. Савченко, П. П. Воробієнко. – К. : Український видавничий центр, 2002. – 520 с.
4. Бортник Г.Г. Методи та засоби обробки високочастотних сигналів: монографія / Бортник Г.Г., Кичак В.М. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1998. – 132 с. – ISBN 966-7199-23-1.
5. 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.
6. 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.
7. Методи та засоби первинного цифрового оброблення радіосигналів: монографія / Г. Г. Бортник, М.В. Васильківський, В.М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2016. – 168 с.
8. Бабак В.П. Обробка сигналів: підручник / В.П. Бабак, В.С. Хандецький, Е. Шрюфер. – К.: Либідь, 1996. – 392 с.
9. Волощук Ю.І. Сигнали та процеси у радіотехніці: підручник для студентів вищих навчальних закладів, том 1 / Волощук Ю.І. – Харків: Компанія СМІТ, 2003. – 580 с. – ISBN 966-8530-04-7.
10. Бортник Г.Г. Основи теорії багатоканального зв'язку: Навчальний посібник / Г.Г. Бортник, С.Г. Бортник, О.В. Стальченко. – Вінниця : ВНТУ, 2010. – 146 с.
11. Бортник Г. Г. Системи доступу : підручник для вузів / Г. Г. Бортник, В. М. Кичак, О. В. Стальченко. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2010. – 308 с.

12. Бортник Г.Г. Методи та засоби аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів: монографія / Г.Г. Бортник, Г.Г. Бортник, В.М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2013. – 128 с.

13. Крупельницький Л.В. Аналого-цифрові пристрої систем, що самокоригуються, для вимірювань і оброблення низькочастотних сигналів: монографія / Крупельницький Л.В., Азаров О.Д.; під. заг. ред. О.Д. Азарова. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005 – 167 с.

14. 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.

15. 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.

16. 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: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. – 564 с.

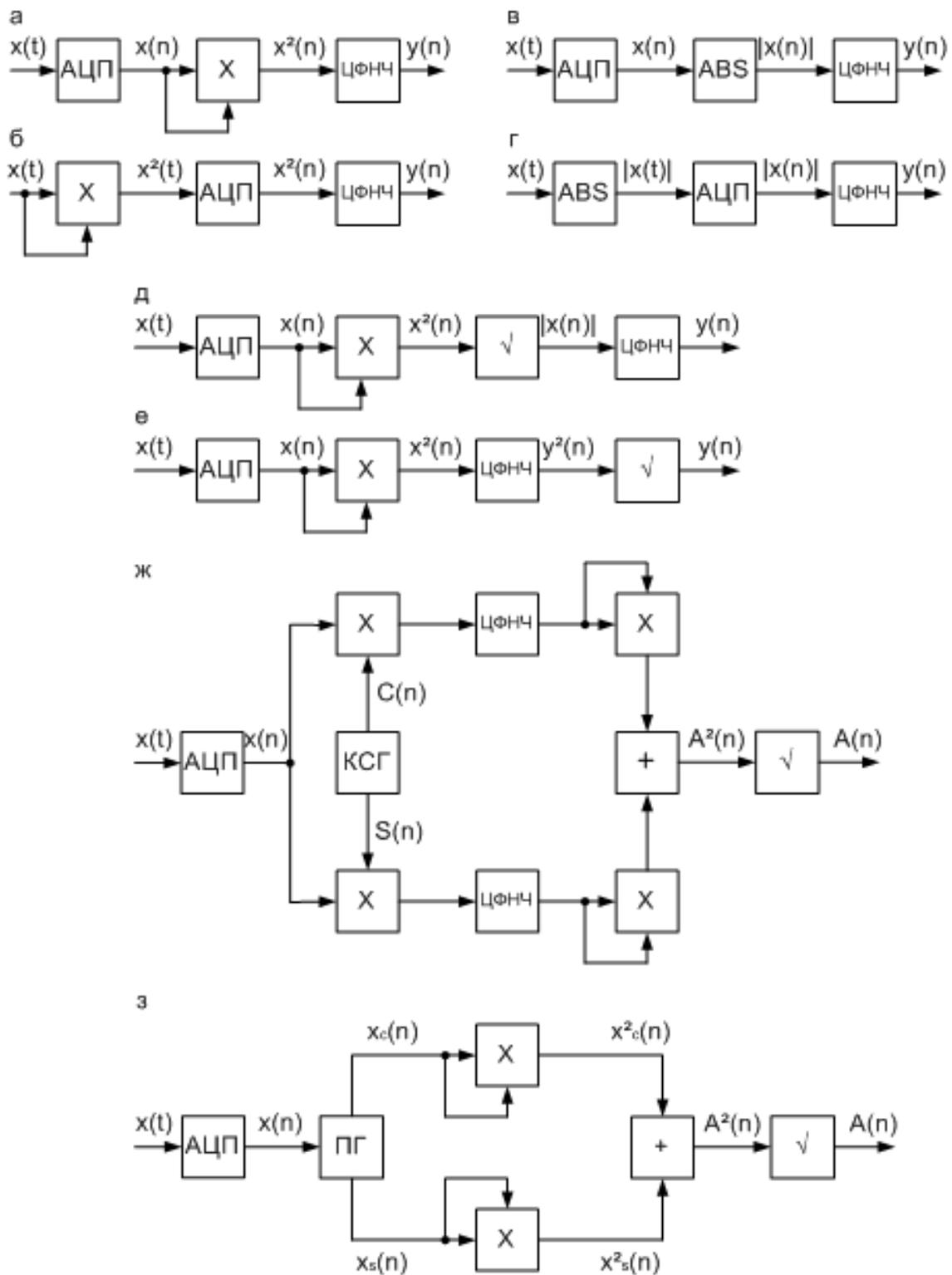
17. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.

ДОДАТКИ

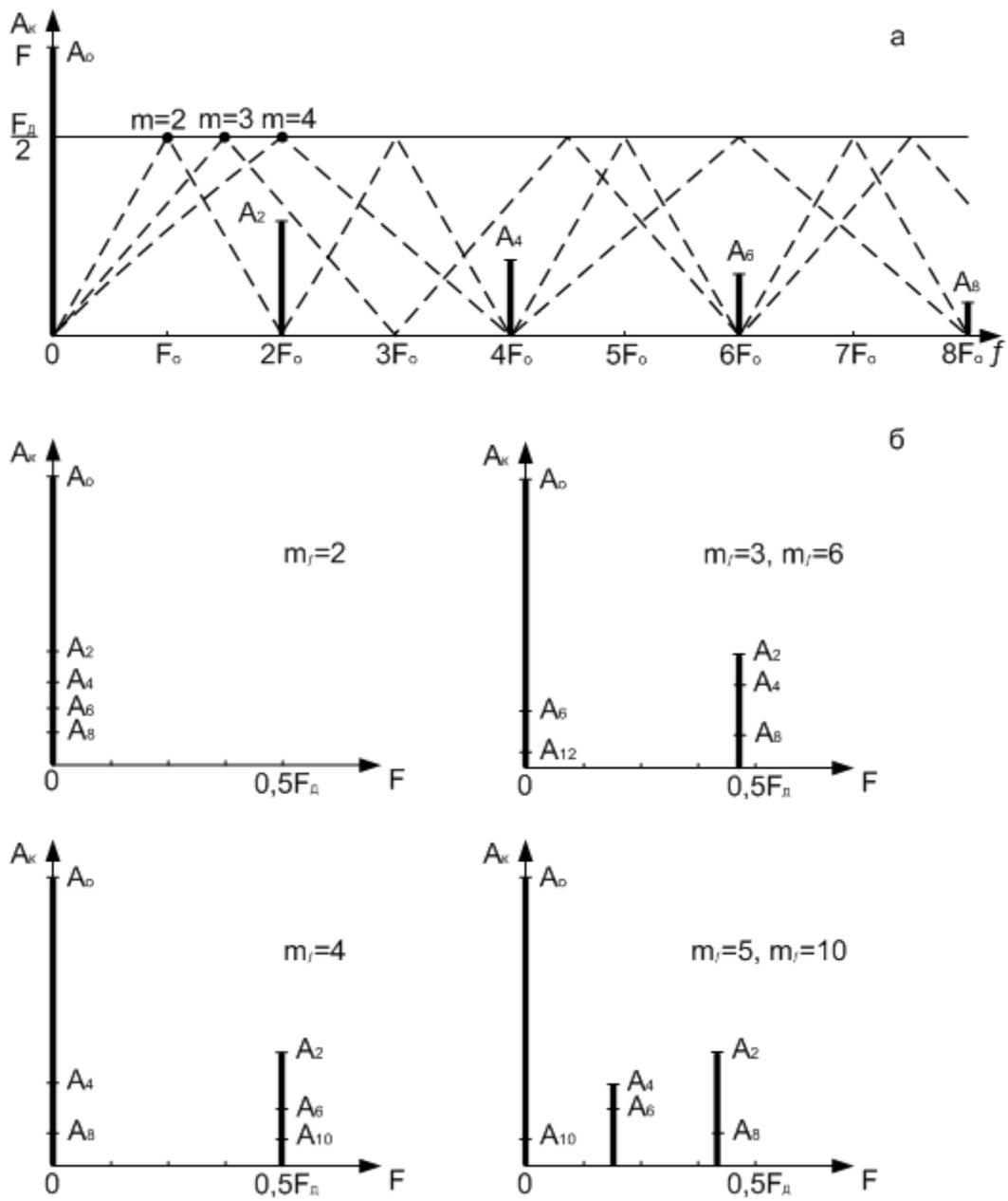
Додаток А
(обов'язковий)

Ілюстративна частина

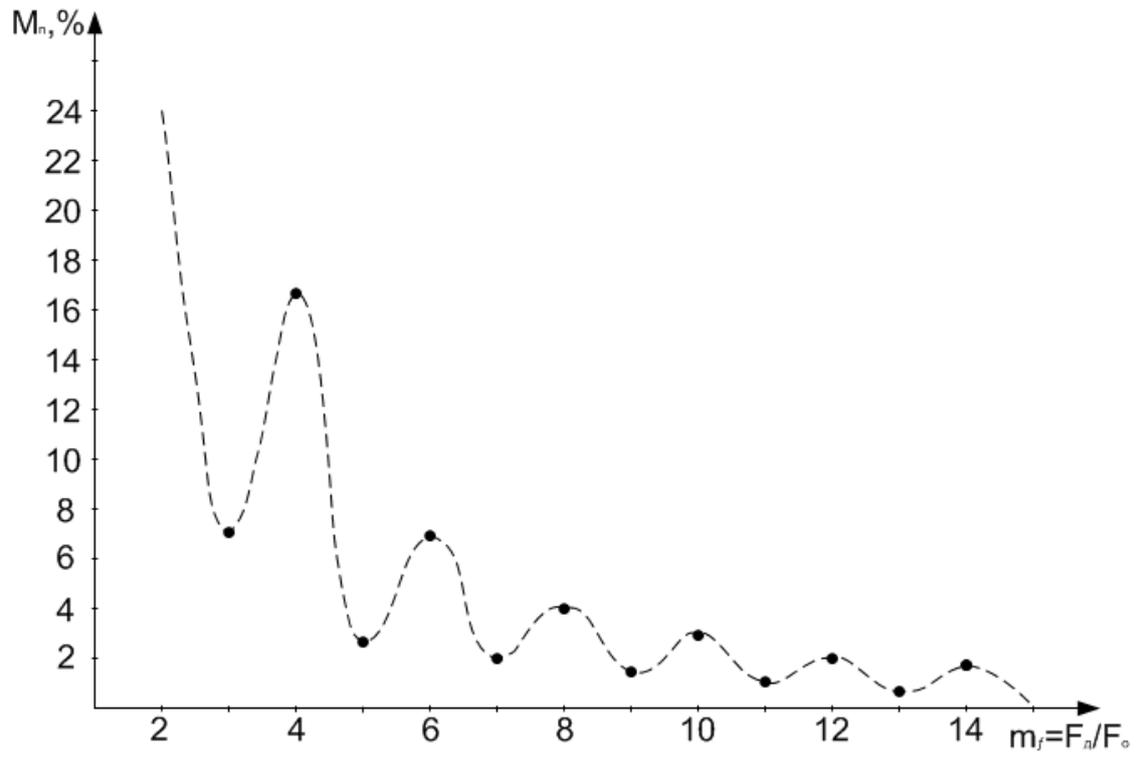
Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у
телекомунікаційних системах
назва магістерської кваліфікаційної роботи



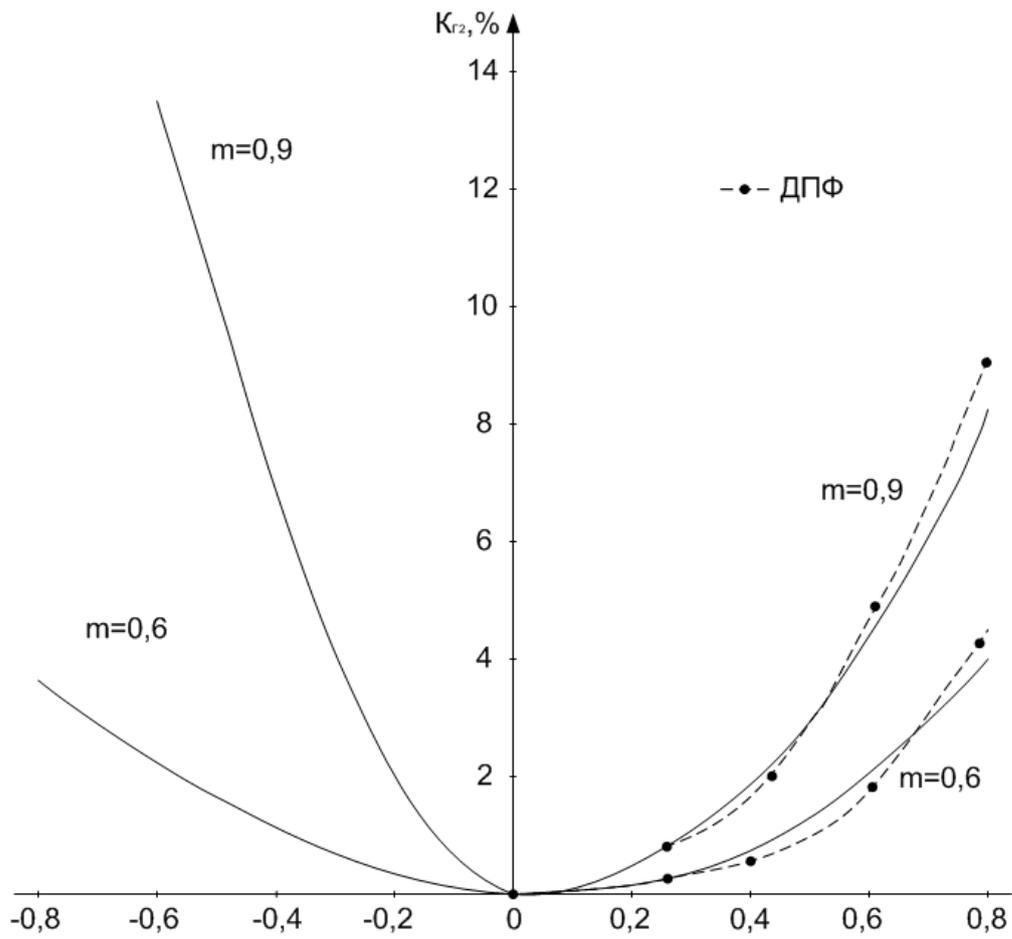
Структури несинхронних амплітудних демодуляторів сигналів



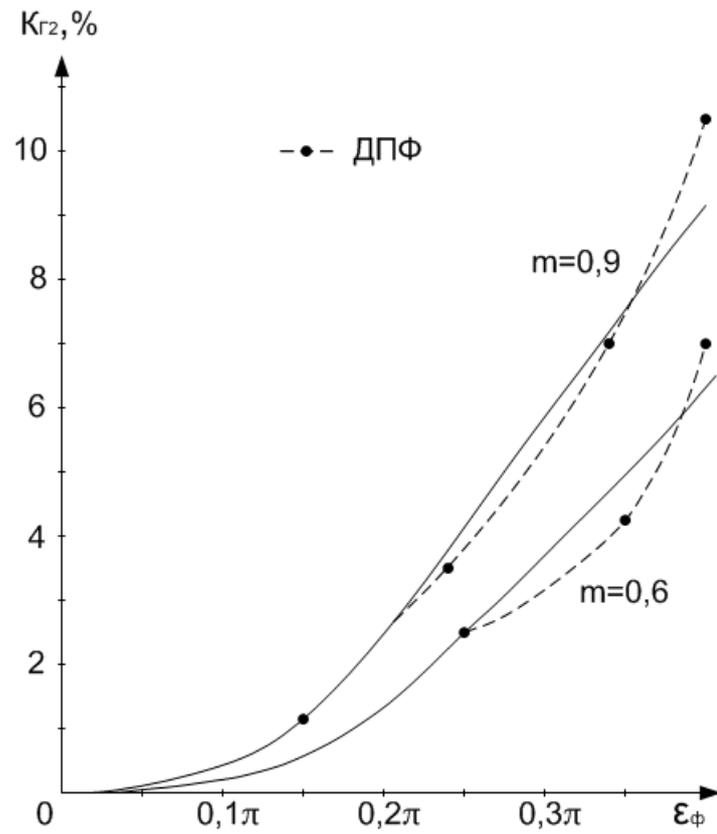
Спектр випрямленого гармонічного сигналу (а) та наведені спектри сигналу (б)



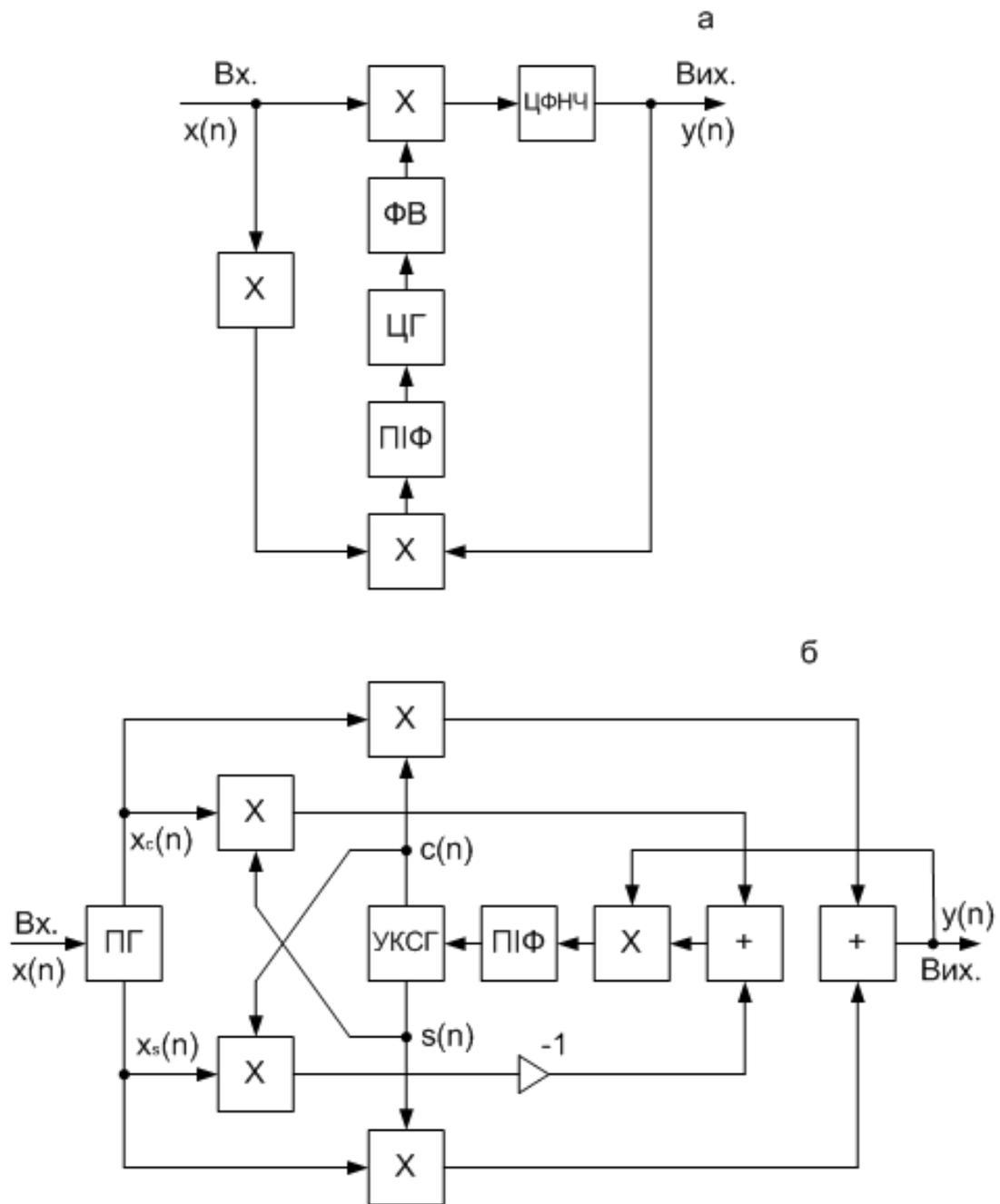
Залежність коефіцієнта паразитної АМ від співвідношення $m_f = F_d/F_0$ у цифрових амплітудних демодуляторах сигналів



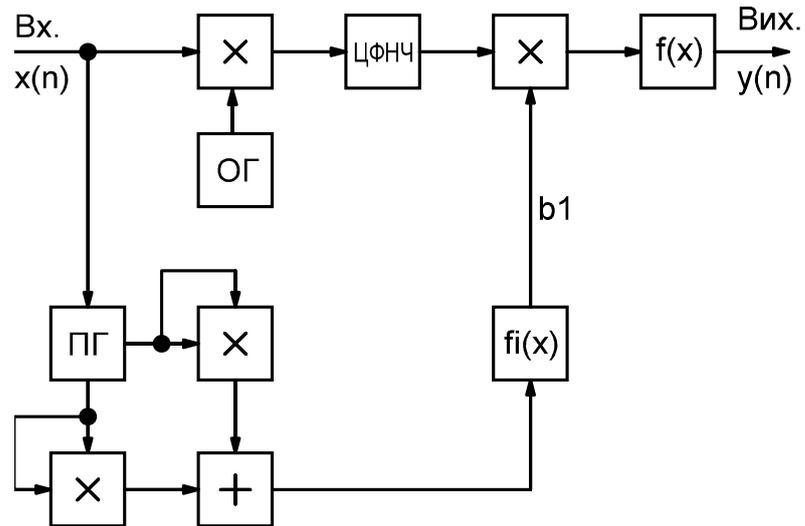
Залежність значення $K_{Г2}$ від ϵ у квадратурному цифровому амплітудному демодуляторі сигналів з ПГ, що вносить амплітудно-частотні спотворення



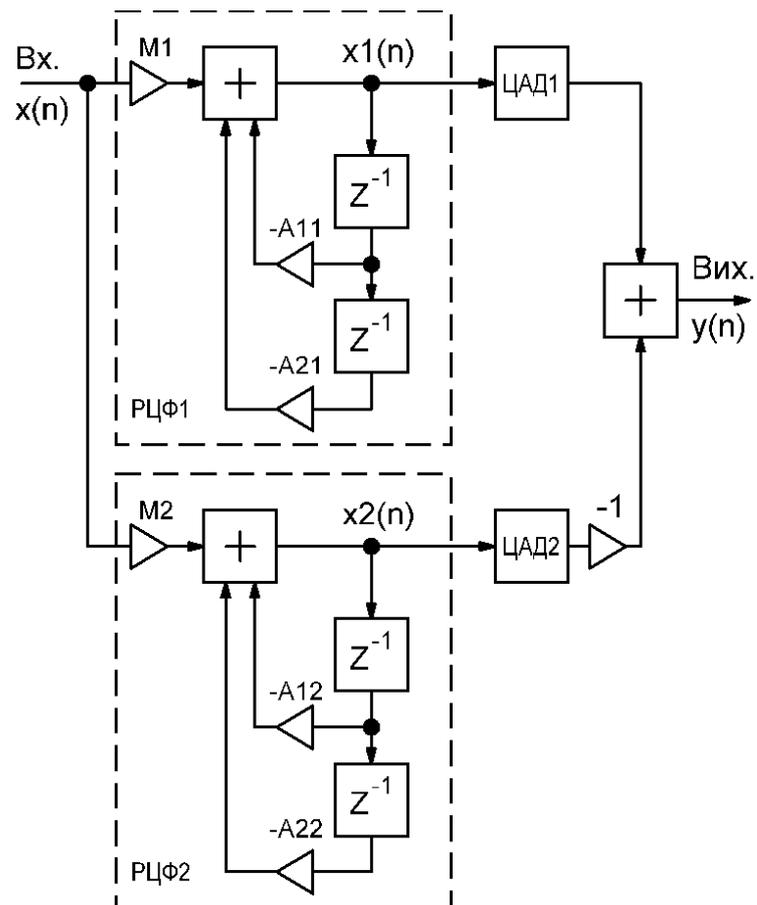
Залежність значення $K_{Г2}$ від ϵ_{Φ} у квадратурному цифровому АДМ з ПГ, що вносить фазочастотні спотворення



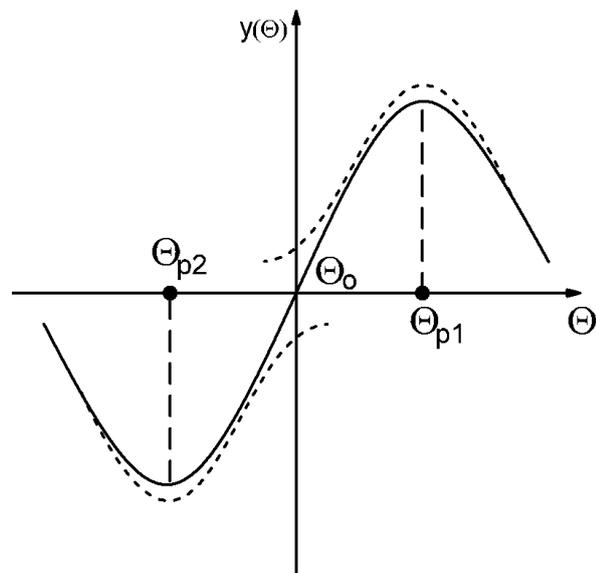
Структури цифрових демодуляторів сигналів з БАМ



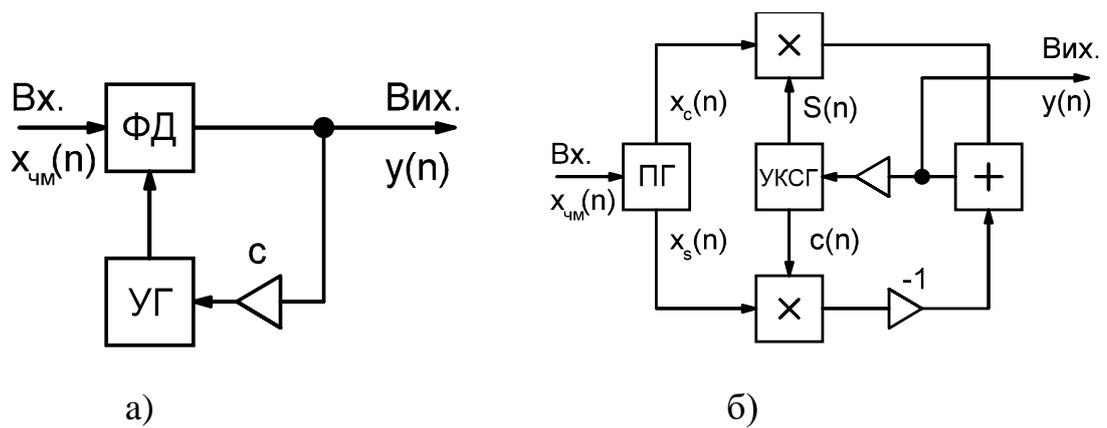
Структура цифрового фазового демодулятора сигналів з лінійною детекторною характеристикою



Структура цифрового частотного демодулятора сигналів на розбалансованих контурах

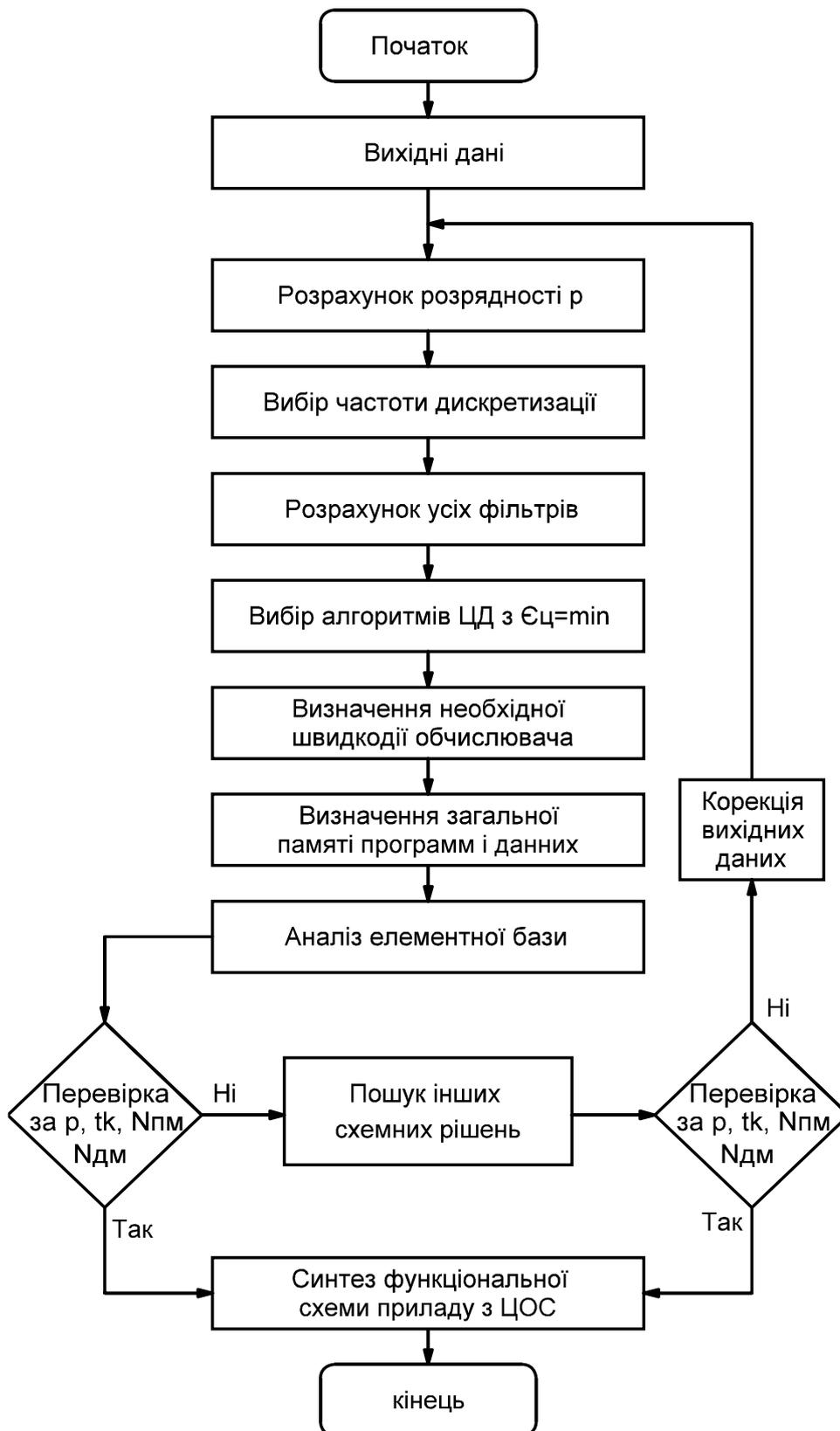


Детекторна характеристика цифрового частотного демодулятора сигналів

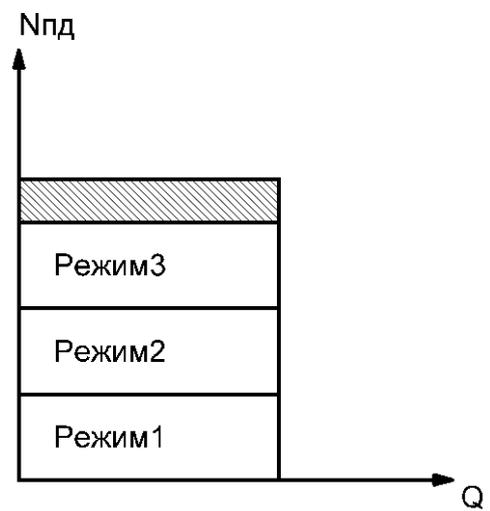
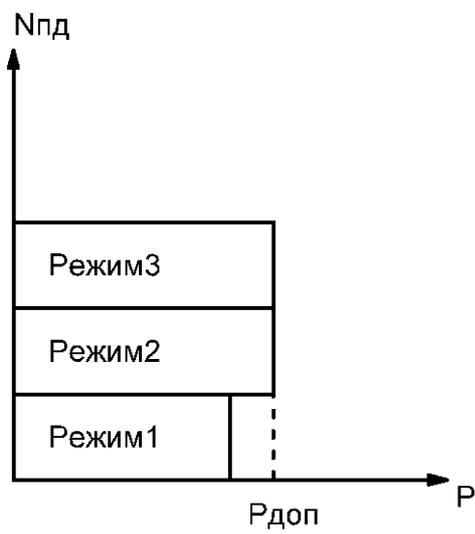
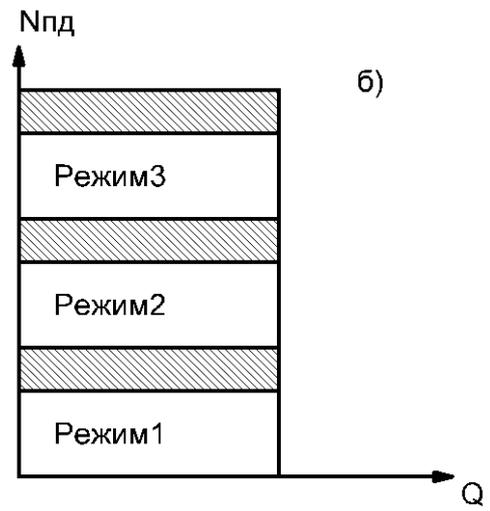
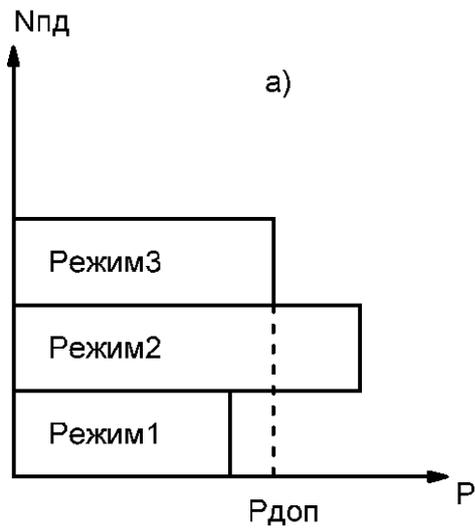


Структури цифрових частотних демодуляторів сигналів

з колами ФАПЧ



Блок-схема алгоритму синтезу демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах з ЦОС



Методи зниження обчислювальних витрат:
розмін ρ на $N_{пд}$ (а) виділення спільних підпрограм (б)

Додаток Б
(обов'язковий)

**Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових
запозичень**

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: Підвищення ефективності цифрових демодуляторів сигналів у телекомунікаційних системах

Тип роботи: магістерська кваліфікаційна робота
(бакалаврська кваліфікаційна робота / магістерська кваліфікаційна робота)

Підрозділ кафедра ІКСТ, факультет ІЕС, група ТСМ-23мз
(кафедра, факультет, навчальна група)

Коефіцієнт подібності текстових запозичень, виявлених у роботі системою StrikePlagiarism 13 %

Висновок щодо перевірки кваліфікаційної роботи (відмітити потрібне)

- Запозичення, виявлені у роботі, є законними і не містять ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації. Роботу прийняти до захисту
- У роботі не виявлено ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації, але надмірна кількість текстових запозичень та/або наявність типових розрахунків не дозволяють прийняти рішення про оригінальність та самостійність її виконання. Роботу направити на доопрацювання.
- У роботі виявлено ознаки плагіату та/або текстових маніпуляцій як спроб укриття плагіату, фабрикації, фальсифікації, що суперечить вимогам законодавства та нормам академічної доброчесності. Робота до захисту не приймається.

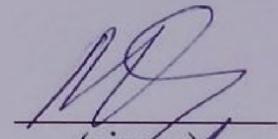
Експертна комісія:

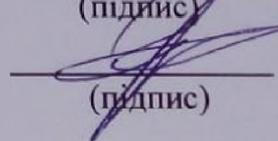
Кичак В.М., завідувач кафедри ІКСТ

(прізвище, ініціали, посада)

Бортник Г.Г., гарант ОПП

(прізвище, ініціали, посада)

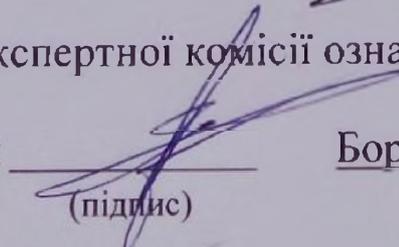

(підпис)


(підпис)

Особа, відповідальна за перевірку  Васильківський М.В.
(підпис) (прізвище, ініціали)

З висновком експертної комісії ознайомлений(-на)

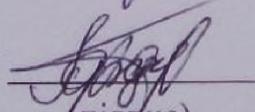
Керівник


(підпис)

Бортник Г.Г., професор кафедри ІКСТ

(прізвище, ініціали, посада)

Здобувач


(підпис)

Гордієнко Я.С.

(прізвище, ініціали)