


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


МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА


на тему:

«Підвищення ефективності синхронних фазових демодуляторів систем
синхронізації телекомунікаційних мереж»

Виконав: студент 2-го курсу,
групи ТКС-21м
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

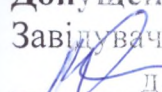
 Терез О. О.

Керівник: д.т.н., проф. Кичак В.М.
 «16» 12 2022 р.

Опонент: д.т.н., професор каф. ІРТС
Осадчук О.В.
 «16» 12 2022 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІКСТ

 д.т.н., проф. Кичак В.М.

«16» 12 2022 р.

Вінниця ВНТУ – 2022 рік

Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)
Галузь знань - 17– Електроніка та телекомунікації

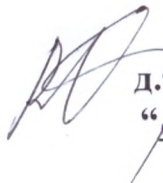
(шифр і назва)

Спеціальність - 172 – Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва)

Освітньо-професійна програма - Телекомунікаційні системи та мережі

ЗАТВЕРДЖУЮ

 Завідувач кафедри ІКСТ
д.т.н., професор В.М. Кичак
"14" 09 2022 року

З А В Д А Н Н Я НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Терезу Олександрю Олексійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Підвищення ефективності синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних мереж

керівник роботи Кичак Василь Мартинович, д. т. н., проф.

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від "14" 09 2022 року № 203

2. Строк подання студентом роботи 12 грудня 2022 року

3. Вихідні дані до роботи: Відношення сигнал/шум на виході СФД 20-30дБ, Відношення сигнал/шум на вході-0-30дБ, Перехідна складова похибки 0,01-0,05, тривалість перехідних процесів-0,5мс, Порогова дисперія фазової похибки-0,25рад².

4. Зміст текстової частини: техніко-економічне обґрунтування доцільності розробки синхронно-фазового демодулятора для телекомунікаційних систем; аналіз методів підвищення ефективності синхронно-фазових демодуляторів у телекомунікаційних системах; удосконалення методів підвищення ефективності синхронно-фазового демодулятора у телекомунікаційних системах; огляд практичної реалізації методів підвищення ефективності синхронно-фазових демодуляторів для телекомунікаційних систем.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень) Структурна схема пристрою цифрової демодуляції бінарних фазоманіпульованих сигналів, Частотна характеристика пристрою цифрової когерентної демодуляції бінарних фазоманіпульованих сигналів, Частотна характеристика пристрою цифрової когерентної демодуляції бінарних фазоманіпульованих сигналів, Схема СФД у змінних станів і графіки перехідних, Структурні схеми класичного і модифікованого СФД, Середні значення та виграші ВСШ_{вих} СФД модифікованого СФД

6. Консультанти розділів роботи


Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Кичак В.М., проф. кафедри ІКСТ	14.09.2022	16.12.2022
Економічна частина	Кавецький В.В. доцент кафедри ЕТІВМ	14.09.2022	16.12.2022
Охорона праці та БНС	Дембіцка С.В. Проф. каф. БЖДПБ	14.09.2022	16.12.2022

7. Дата видачі завдання 01 вересня 2022 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

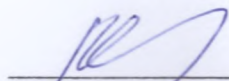
№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Розробка технічного завдання	12.09.2022р.	
2.	Техніко-економічне обґрунтування розробки	19.09.2022р.	
3.	Аналіз методів і засобів підвищення ефективності безпроводних мереж	07.10.2022р.	
4.	Розробка методу підвищення ефективності безпроводних мереж	28.10.2022р.	
5.	Дослідження параметрів і характеристик покращених безпроводних мереж	18.11.2022р.	
6.	Аналіз економічної ефективності розробки	25.11.2022р.	
7.	Охорона праці та безпека життєдіяльності	02.12.2022р.	
8.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	09.12.2022р.	
9.	Нормоконтроль МКР	12.12.2022р.	
10.	Попередній захист МКР, опонування МКР	14.12.2022р.	
11.	Захист МКР ЕК	19.12.2022р.	

Студент


(підпис)

Терез О.О.

Керівник роботи


(підпис)

Кичак В.М.

АНОТАЦІЯ

Терез О. О. Підвищення ефективності синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних мереж: магістерська кваліфікаційна робота – Вінниця: ВНТУ 2022 р., 128 - стор., 23 – рис., 12 – табл., 23– бібл. – українською мовою.

В даній магістерській кваліфікаційній роботі проведено аналіз впливу зовнішніх завад на характеристики синхронно-фазового демодулятора, який надасть можливість покращити методи підвищення завадостійкості СФД.

Покращено метод підвищення точності синхроннофазового демодулятора завдяки коригування по зовнішній задавальній дії, яка в свою чергу дозволяє мінімізувати вплив перехідного процесу без порушення стійкості . Покращено метод підвищення точності за допомогою введення ще одного розімкненого каналу керування з неединичним зворотнім зв'язком, що дозволяє підвищити порядок астатизму синхронного фазового демодулятора. А також запропоновано структурну схему СФД, для підвищення стійкості до завад відношення сигналу до шуму на виході у 1,2 разів.

ANNOTATION

Terez O. O. Increasing the efficiency of synchronous phase demodulators of synchronization systems of telecommunication networks: master's thesis - Vinnytsia: VNTU 2022, 128 - page, 23 - figure, 12 - table, 23 - bibl. - In ukrainian.

In this master's qualification work, an analysis of the influence of external disturbances on the characteristics of a synchronous-phase demodulator was carried out, which will provide an opportunity to improve the methods of improving the immunity of the SFD. The method of increasing the accuracy of the synchronous phase demodulator due to the adjustment of the external setting action has been improved, which in turn allows to minimize the influence of the transient process without breaking the stability. The method of increasing accuracy is improved by introducing another open-loop control channel with non-unity feedback, which allows increasing the order of astatism of the synchronous phase demodulator. And also the structural scheme of the SFD is proposed to increase the resistance to interference of the signal-to-noise ratio at the output by 1.2 times.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	8
ВСТУП.....	9
1 ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНЕ ОБҐРУНТУВАННЯ ДОЦІЛЬНОСТІ РОЗРОБКИ СИНХРОННО-ФАЗОВОГО ДЕМОДУЛЯТОРА ДЛЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ.....	12
1.1 Обґрунтування технічної задачі на теперішньому етапі розвитку науки, техніки та технологій.....	12
1.2 Аналіз існуючих синхронно-фазових демодуляторів.....	22
1.3 Показники якості синхронно-фазових демодуляторів систем зв'язку.....	25
2 ПІДВИЩЕННЯ ШВИДКОДІЇ СИНХРОННО-ФАЗОВИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ У КЛАСІ КОМБІНОВАНИХ СИСТЕМ.....	33
2.1 Оцінювання впливу зовнішніх завад на характеристики синхронно-фазових демодуляторів.....	33
2.2 Мінімізація квадратичної інтегральної оцінки якості СФД за допомогою розімкненого зв'язку.....	46
2.3 Аналіз нелінійного СФД із нелінійністю в замкненому контурі.....	58
3 МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИНХРОННО-ФАЗОВИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ.....	61
3.1 Проектування синхронного фазового демодулятора приймача FM сигнал...61	
3.2 Зниження шумового порогу СФД.....	71
3.3. Підвищення ВСПІ на виході СФД.....	74
4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	77
4.1 Оцінювання наукового ефекту.....	78
4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи.....	81
4.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи.....	92
4.4 Висновок до розділу 4.....	93
5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	95
5.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	95
5.2. Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.....	97
5.3. Спеціальна та санітарна обробка при радіаційному забрудненні.....	102

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	104
Додаток А (обов'язковий) Технічне завдання.....	108
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових запозичень.....	115
Додаток В (обов'язковий) Структурна схема пристрою цифрової демодуляції бінарних фазоманіпульованих сигналів.....	117
Додаток Г (обов'язковий) Частотна характеристика пристрою цифрової когерентної демодуляції бінарних фазоманіпульованих сигналів.....	119
Додаток Д (обов'язковий) Частотна характеристика пристрою цифрової когерентної демодуляції бінарних фазоманіпульованих сигналів.....	121
Додаток Е (обов'язковий)Схема СФД у змінних станів і графіки перехідних.	123
Додаток Ж (обов'язковий) Структурні схеми класичного і модифікованого СФД.....	125
Додаток К(обов'язковий) Середні значення та виграші ВСШ _{вих} СФД модифікованого СФД.....	127

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ВФ — виділювач фронтів імпульсів;

ЦАП — цифро-аналоговий перетворювач;

ЦФД — цифровий фазовий дискримінатор зі східчасто-пилкоподібною дискримінаційною характеристикою;

ЦІД і ЦІВ — цифрові інтегратори каналів додавання і віднімання (реверсивні лічильники);

ЦКГ — цифровий керований генератор.

ФАП — фазове автоматичне підстроювання;

ФНЧ — вихідний фільтр нижніх частот;

ФП — формуючий пристрій;

СФД — синхронно-фазовий демодулятор;

ПУД і ПУВ — пристрої усереднення в каналах додавання і віднімання;

ПКЧД і ПКЧВ — перетворювачі код — частота каналів додавання і віднімання (синтезатори частот);

ПДВ — пристрій додавання і віднімання;

ОД — основний подільник (місцевий генератор);

ОГ — опорний генератор;

РЛ — реверсивний лічильник;

ВСТУП

Системи фазової синхронізації широко використовуються в телекомунікаційних та радіотехнічних системах. Одним із основних елементів, який використовується в системах фазової синхронізації є синхронно-фазовий демодулятор. Методи фазової синхронізації широко використовуються в системах імпульсно-кодової модуляції, при демодуляції цифрових фазо модульованих сигналів у синтезаторах частоти, де за допомогою фазового автопідстроювання розв'язується задача стабільності частоти вихідного коливання.[1,2]

Актуальність теми. Від показників якості системи фазового автопідстроювання залежить ефективність систем зв'язку, правильність переданої інформації від джерела до одержувача і т.ін. Якість системи фазового автопідстроювання частоти в значній мірі залежить від параметрів синхронно-фазових демодуляторів, які суттєво впливають на точність, швидкодію на завадозахищеність цифрових систем передавання інформації.[3]

Питання поліпшення основних показників якості системи фазового автопідстроювання частоти, а саме точності в усталених режимах і швидкодії є особливо актуальним.

Аналіз останніх досліджень. Вирішення проблеми підвищення точності й швидкодії систем ФАП присвячено багато праць вітчизняних і зарубіжних учених. Успіхи розвитку теорії системи ФАП пов'язані з такими іменами, як В.К. Стеклова, Л.Н. Беркман, Белюстіна Л.П., Капранов М.В., Артим А.Д., Шахгільдян В.В., Первачев С.В., Кривицький Б.Х., Зайцев Г.Ф., Скляренко С.М., Жорджишський М.І., Вітербі В.Д., Поліщук В.Г. та ін.

Внесок у розвиток теоретичних засад фазових систем синхронізації, розробку синхронно-фазових демодуляторів, методів їх оптимального синтезу, методів забезпечення завадостійкості та точності синхронно- фазових вимірювачів, методів аналізу впливу завад внесли такі вчені: І.А Кожін, М.М. Мілих, І.С.Щербина, А.П. Бондарев, Л.М. Белюстіна, Р.Бест, Ван Тріс Г., Е.Д. Вітербі, Ф. Гарднер, В.Еган, М.І.Жодзішський, А.Г.Зюко, В.Кроупа, В.К.Стеклов, В.В.Шахгільян.

Проте, залишилися нерозв'язаними задачі, які обмежують можливості застосування існуючих методів аналізу цих пристроїв. Існуючі методи оптимізації параметрів ФАПЧ забезпечують підвищення точності швидкодії та завадостійкості виключно за рахунок погіршення динамічних характеристик пристрою. Ці методи вимагають від проектувальника апріорно задавати параметри завад і не гарантують збереження працездатності за умов зміни цих параметрів на етапі експлуатації. Крім того, методи аналізу впливу детермінованих і випадкових завад є несумісним як за постановкою задачі, так і за формою подання результатів. [4,5]

Таким чином, подальше проведення теоретичних і прикладних досліджень для розробки методів підвищення швидкодії та точності синхронно-фазових демодуляторів зі збереженням їх динамічних властивостей є актуальною науково-прикладною задачею.[6]

Завданням цієї праці є проведення аналізу існуючих методів підвищення швидкодії та точності, чутливості цифрових та цифро-аналогових синхронно-фазових демодуляторів при збереженнях їх динамічних властивостей в синхронних та усталених режимах.

Метою кваліфікаційної роботи є дослідження можливих шляхів підвищення швидкодії та чутливості синхронно-фазових демодуляторів при збереженні їх динамічних властивостей в синхронних та усталених режимах.

Для досягнення поставленої мети дослідження у роботі необхідно розв'язати такі задачі:

- провести аналіз методів та засобів демодуляції дискретних сигналів з допомогою синхронно-фазових цифрових та цифро-аналогових демодуляторів;
- провести аналіз структурних схем синхронно-фазових демодуляторів;
- провести аналіз методів підвищення швидкодії дискретних частотно модульованих сигналів;
- провести дослідження впливу зовнішніх завад на показники якості синхронно-фазових демодуляторів;
- удосконалити методи підвищення швидкодії та чутливості синхронно-

фазових демодуляторів;

- проаналізувати економічну ефективність проведеного дослідження;
- здійснити аналіз питань охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях.

Об'єктом досліджень є процеси частотного перетворення модульованих сигналів у синхронно-фазових демодуляторах.

Предметом дослідження є методи та засоби підвищення швидкодії та чутливості при обробці інформації в синхронно-фазових демодуляторах.

Методи досліджень базуються на основах теорії кіл і сигналів, теорії фільтрації, теорії завадостійкості, теорії оптимального приймання в каналах зв'язку, методах математичного та комп'ютерного моделювання.

Наукова новизна одержаних результатів полягає в наступному:

- удосконалено метод підвищення швидкодії шляхом корегування по зовнішній задавальній дії, що дає можливість зменшити вплив перехідного процесу без порушення стійкості синхронно-фазового демодулятора;
- удосконалення методу підвищення точності шляхом введення додаткового розімкненого каналу керування з неединичним зворотнім зв'язком, що дало можливість підвищити порядок астатизму.

Практичне значення одержаних результатів полягає в наступному:

- запропонована структурна схема синхронно-фазового демодулятора, яка забезпечує підвищення швидкодії та чутливості синхронно-фазових демодуляторів відношення сигналу до шуму в кінцевому результаті в 1,2 разів;

Апробація результатів магістерської кваліфікаційної роботи Матеріали досліджень доповідались на науковому семінарі кафедри інфокомунікаційних систем і технологій Вінницький Національний Технічний Університет у 2022 р.

ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНЕ ОБҐРУНТУВАННЯ ДОЦІЛЬНОСТІ РОЗРОБКИ СИНХРОННО-ФАЗОВОГО ДЕМОДУЛЯТОРА ДЛЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

1.1 Обґрунтування технічної задачі на теперішньому етапі розвитку науки, техніки та технологій

Розвиток телекомунікаційних систем, вимірювальної техніки та засобів керування полягає в збільшенні функціоналу приладів та підвищення їх точності, швидкодії та завадостійкості, а також зниження вартості на їх виробництво.

Технологічна революція на межі ХХ та ХХІ ст. змусила людство перейти до нової фази свого розвитку, а саме до інформаційного суспільства. Завдяки цьому стає можливим поступове створення інформаційних інфраструктур, в яких телекомунікації є важливим елементом.[7,8]

Одним із найважливіших векторів розвитку телекомунікацій є побудова системи синхронізації, тому важливим є побудова сучасних систем передачі та оброблення інформації, а саме синхронно-фазовим демодуляторам.

Згідно з критерієм ідеального спостерігача [9], приймач вважається оптимальним, при умові, що він забезпечує мінімальні значення ймовірності помилки. У разі передаванні дискретних первинних сигналів b_i середня ймовірність помилки $P_{ном}$ розраховується як математичне очікування ймовірності помилки $P_{ном}(b_i)$ кожного із первинних сигналів

$$P_{ном}(b_i) = M[P_{ном}(b_i)] = \sum_{i=1}^m P(b_i)P_{ном}(b_i) \quad (1.1)$$

де m – число первинних сигналів;

$P(b_i)$ – ймовірність передавання сигналу b_i .

Тоді критерій ідеального спостерігача можна записати так:

$$\min P_{ном} = \min \sum_{i=1}^m P(b_i)P_{ном}(b_i). \quad (1.2)$$

Критерій ідеального спостерігача є досить простим, але він має деякі недоліки [9]. Критерій допускає, що будь-які помилки є однаково небажаними, але таке припущення не раціональне, адже помилка в молодших розрядах менш небажана, ніж помилка в старших розрядах. Тому краще застосовувати критерії оптимальності, які можуть врахувати міру небажаності різних помилок.

Як відомо існують модулятори когерентного і некогерентного прийому. Когерентними демодуляторами прийнято називати такі де модулятори, в яких в тій або іншій мірі використовується інформація про фазу сигналу. Некогерентними демодуляторами називаються такі, в яких інформація про фазу сигналу зовсім не використовується, в кращому випадку використовується лише інформація про фазу суміші сигналу і завад [6].

Крім того, демодулятори поділяються і по виду сигналів, для демодуляції яких вони призначені: Демодулятори сигналів амплітудної, частотної, фазової телеграфії, а також демодулятори простих і складних сигналів.

Простими будемо вважати такі сигнали, при передачі яких кожному повідомленню c , відповідає визначене значення одного параметра (або набору параметрів) даного сигналу. При використанні складних сигналів кожному повідомленню c , відповідає деяка послідовність значень тих або інших параметрів.

Наприклад при двійковій частотній демодуляції простий сигнал характеризується двома різними частотами, а складний сигнал - визначеною послідовністю (комбінацією) частотноманіпульованих коливань. Хоча складний сигнал завжди може бути представлений у вигляді послідовності простих сигналів, не завжди демодулятор таких сигналів можна представити у вигляді простого демодулятора, який виробляв би послідовність рішень про прості коливання C , із яких складаються складні повідомлення C_c . Така послідовна демодуляція дуже часто призводить до значних втрат.

Субоптимальними називаються такі демодулятори, які в результаті будь-яких обмежень не являються оптимальними, але достатньо близькі до них по своїх характеристиках.

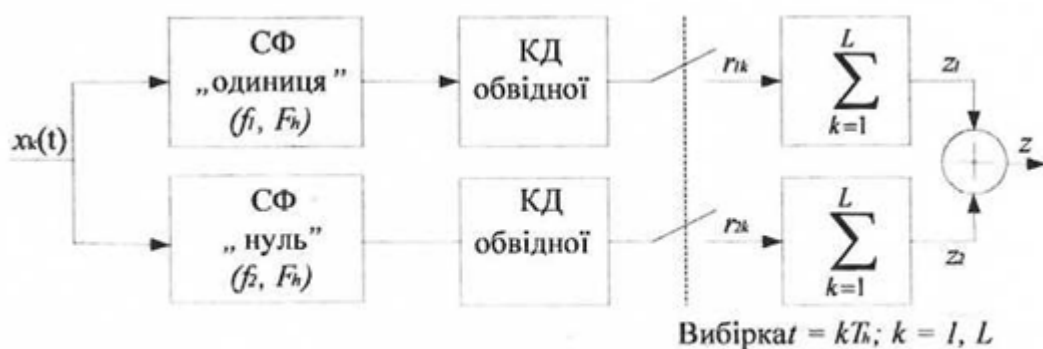
Методи субоптимальної демодуляції FSK можуть бути розділені на дві

основні категорії: демодуляція на основі частотного детектора і демодуляція на основі смугових фільтрів. Ранні розробки частотноманіпульованих сигналів (FSK) демодуляторів ґрунтувалися на частотному детекторі [6].

Технічна реалізація синтезованих оптимальних і квазіоптимальних алгоритмів адаптивного розрізнення сигналів з вбудованою бітовою псевдовипадковою перестройкою робочої частоти (ППРЧ) досить складна. Тому в наш час з ППРЧ і частотним рознесенням інформаційних символів широко використовуються квазіоптимальні схеми обробки [9], які за завадостійкістю практично не поступаються оптимальним алгоритмам, але набагато простіші в реалізації.

В якості квазіоптимальних схем обробки сигналів з внутрішньобітовою ППРЧ можуть застосовуватися різні типи двоканальних демодуляторів з «м'яким» і «жорстким» порогом прийняття рішення [10]. Застосування сигналів з ППРЧ і частотним рознесенням символів може бути ефективним тільки при використанні в демодуляторі нормування (зважування) прийнятих субсимволів.

Типові структурні схеми таких демодуляторів зображені на рис.1.1, а-г, де представлені: демодулятор з квадратичним детектуванням і лінійним складанням вибірок (рис.1.1, а); демодулятор з квадратичним детектуванням і нелінійним складанням вибірок (рис.1.1, б); демодулятор з квадратичним детектуванням і нормуванням вибірок м'яким обмежувачем (рис.1.1, в); самонормуючий демодулятор з квадратичним детектуванням (рис.1.1, г).



а)

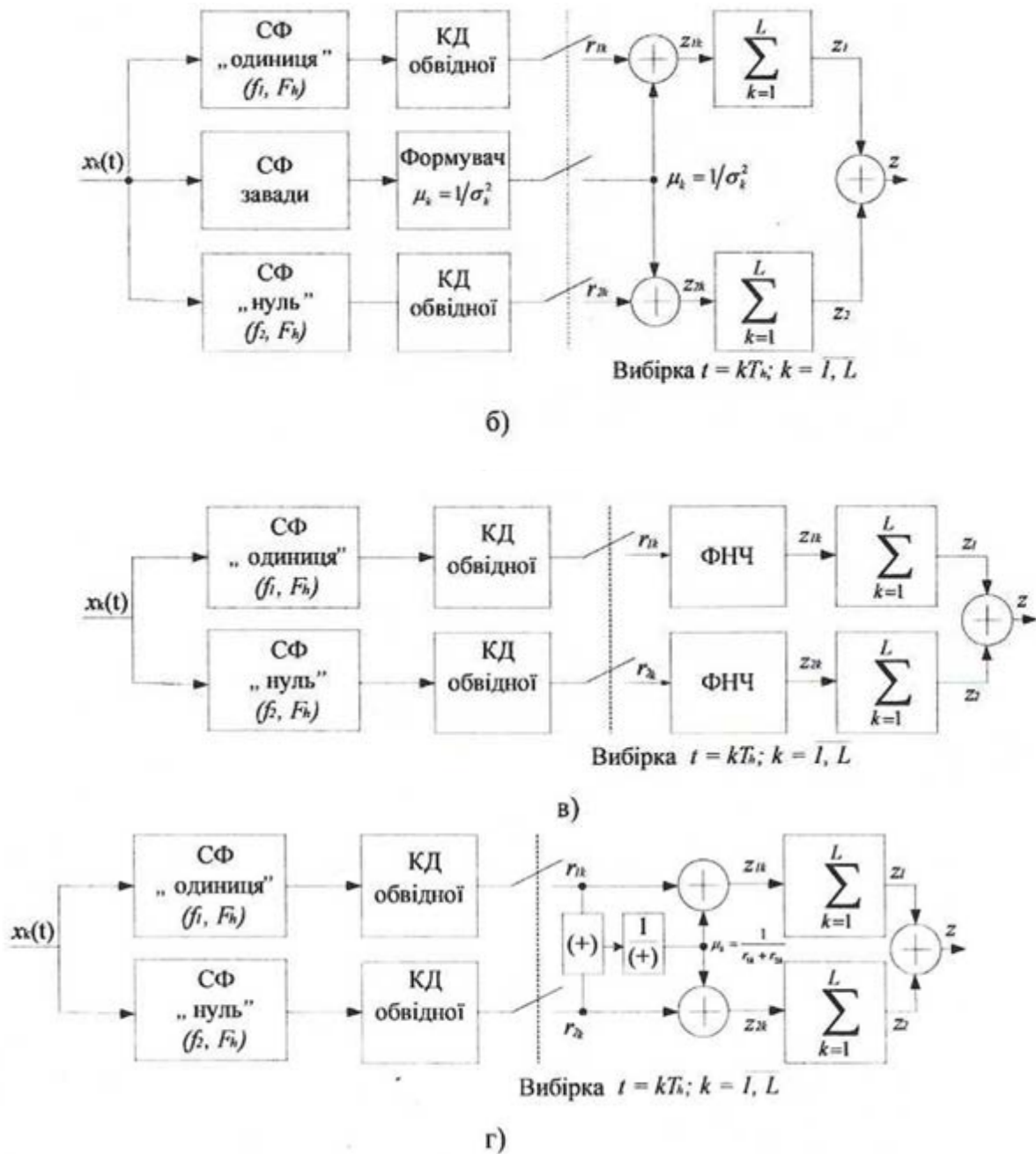


Рисунок 1.1 – Структурні схеми демодуляторів: а) демодулятор з квадратурним детектуванням і лінійним складанням вибірок; б) демодулятор з квадратичним детектуванням і нелінійним складанням вибірок; в) демодулятор з квадратичним детектуванням і нормуванням вибірок м'яким обмежувачем; г) самонормуючий демодулятор з квадратичним детектуванням.

Для прийняття інформаційного рішення в аналізованих демодуляторах використовується схема з м'яким порогом рішення, в якій спочатку здійснюється додавання субсимволів, а потім - вироблення рішення щодо прийнятого біта інформації. Нагадаємо, що в схемі з жорстким порогом

рішення спочатку виробляються частинні розв'язки щодо прийнятого субсимвола, а потім - рішення в цілому по всьому біту інформації.

Рішення по прийнятому біту інформації в кожному з демодуляторів приймається у відповідності зі значенням вихідної статистики яке порівнюється з пороговим (нульовим) рівнем.

$$z = z_1 - z_2, \quad (1.3)$$

При $z \geq 0$ приймається рішення на користь символу 1, а при $z < 0$ – на користь символу 0. Рішення буде прийняте з помилкою, якщо при передачі символу 1 (сигналу на частоті f_1) виявиться, що $z < 0$ і навпаки, при передачі символу 0 (сигналу на частоті f_2) – $z \geq 0$.

Аналіз завадостійкості демодуляторів розглядається стосовно до сигналів з внутрішньобітовою ППРЧ і не випадковою двійковою ЧМ в умовах дії шумової завади в частині смуги. В якості моделі придушення приймемо, що суміжні канали (канали «одиниці» і «нуля») при їх рівномірному розподілі в загальній смузі частот W_S або одночасно придушуються завадою з імовірністю γ або не придушуються з імовірністю $(1-\gamma)$. Таким чином, в даному біті інформації завадою може бути придушене l із L частотних елементів, $l=1,2,3,\dots,L$. На решту $(L-l)$ впливають тільки власні шуми приймача $n(t)$. [10]

При вибраній моделі придушення середньої імовірності помилки на біт P_E для системи радіозв'язку з ППРЧ і частотним рознесенням біта у загальному випадку визначається з відомого виразу

$$P_E = \sum_{l=0}^L \binom{L}{l} \gamma^l (1-\gamma)^{L-l} P_i(E; \gamma|l) \quad (1.4)$$

Де L/l – число сполучень, l по L ; $P_i(E; \gamma|l)$ -множник обчислення відношення на біт у разі придушення завад l символів із L яка залежить від типу демодулятора.

З (1.4) випливає, що аналіз завадостійкості системи радіозв'язку з внутрішньобітовою ППРЧ полягає в знаходженні множника обчислення відношення на біт $P_i(E; \gamma|l)$ і подальшій оцінці середньої імовірності на біт P_E параметрів і характеристик радіозв'язку та станції завад $P_E =$

$$P_E(\gamma, L, E_S/G_j, E_S/G_0)$$

Шумова завада в частині смуги, як було прийнято вище, може бути представлена у вигляді зосередженого по смузі гауссівського шуму $J(t)$, потужність P_j якої обмежена і рівномірно розподілена в смузі γW_s [11]

$$\sigma^2 = P_j / (\gamma W_s) F_h = G_j F_h / \gamma \quad (1.5)$$

Де G_j - середня спектральна щільність потужності шумової завади в межах загальної смуги W_s , $G_j = P_j / W_s$; F_h - смуга пропускання каналу демодулятора.

Для аналізу завадостійкості систем радіозв'язку діючий на вході демодулятора сукупний сигнал представимо у вигляді

$$x_k(t) = \begin{cases} s_k(t) + J_k(t) + n_k(t) & \text{з імовірністю } \gamma, \\ s_k(t) + n_k(t) & \text{з імовірністю } (1 - \gamma); \end{cases} \quad (1.6)$$

$$(k - 1)T_h \leq t \leq kT_h, k = \overline{1, L}$$

$s_k(t)$ – сигнал, що несе інформацію,

$$x_k(t) = \begin{cases} \sqrt{2P_s} \cos(2\pi f_1 t - \varphi_k) & \text{для символу 1} \\ \sqrt{2P_s} \cos(2\pi f_2 t - \alpha_k) & \text{для символу 0} \end{cases}$$

де φ_k, α_k - випадкові фази, рівномірно розподілені в межах $[0, 2\pi]$.

Оскільки було прийнято, що завада $J(t)$ власні шуми приймача $n(t)$ є гауссовськими процесами, то на виході смугових фільтрів демодулятора, які поділяють частотні елементи символів (1 і 0) і мають прямокутну АЧХ із смугою пропускання:

$$F_h = \frac{1}{T_h}$$

та центральними частотами

$$f_1, f_2 \gg F_h, |f_1 - f_2| = F_h, \quad (1.7)$$

ці процеси можна представити у вигляді квадратурних складових:

$$J_k(t) = J_{ck}(t) \cos \omega_i t + J_{sk}(t) \sin \omega_i t \quad (1.8)$$

$$n_k(t) = n_{ck}(t) \cos \omega_i t + n_{sk}(t) \sin \omega_i t$$

$$i = 1, 2; k = \overline{1, L}$$

Де $J_{ck}(t), J_{sk}(t), n_{ck}(t), n_{sk}(t)$ – статистично незалежні гаусові випадкові величини із середнім значенням, рівним нулю, і дисперсією

$$D\{J_{ck}(t)\} = D\{J_{sk}(t)\} = \sigma_k^2; D\{n_{ck}(t)\} = D\{n_{sk}(t)\} = \sigma_0^2 \quad (1.9)$$

Використовуючи результати робіт [9], виконаємо аналіз завадостійкості систем радіозв'язку з внутрішньобітовою ППРЧ і не випадковою двійковою ЧМ для наведених вище структурних схем типових демодуляторів в умовах дії шумової завади в частині смуги. Така завада при обраній моделі придушення системи радіозв'язку з ППРЧ може розглядатися як нестационарна.

Демодулятори на основі частотного детектора обробляють FSK сигнал як звичайний ЧМ сигнал з двійковою модуляцією. На рис. 1.2 показана блок-схема такого демодулятора. Спочатку сигнал піддається фільтрації для придушення позасмугових перешкод, потім сигнал обмежується для усунення паразитної амплітудної модуляції. Обмежений сигнал частотно детектується для отримання позитивної вихідної напруги для частоти mark і негативної - для частоти space. Продетектований сигнал піддається низькочастотній фільтрації для придушення шумових компонент на частотах вище швидкості передачі даних, і, нарешті, схема обмежувача (компаратор) перетворює позитивну напругу в рівень логічної одиниці, а негативну - в рівень логічного нуля [12].

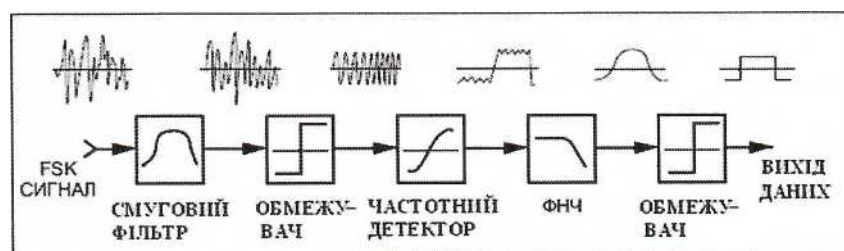


Рисунок 1.2 – FSK демодулятор на основі частотного детектора

Даний тип демодулятора є дуже популярним через відносну простоту і некритичність в налаштуванні. Демодулятори на основі PLL є більш сучасними, проте, їх характеристики є дуже близькими до характеристик звичайних частотних детекторів. Для невеликого класу сигналів, спеціально пристосованих до PLL демодуляції, такі демодулятори мають кращі параметри у порівнянні зі звичайними частотними детекторами. Демодулятори на основі частотного детектора дещо ускладнюються при роботі з FDM, а для роботи з переміжними (перемежаючимися) FDM сигналами взагалі не підходять. Вони також зазвичай не використовуються з DFSK сигналами.

Частотні детектори не є оптимальними в тому сенсі, що забезпечують гірші параметри при детектуванні сигналу, ніж це теоретично можливо. Для того щоб переконатися в цьому, потрібно розглянути спектр типового FSK сигналу. Як показано на рис. 1.3, практично вся енергія посилок mark і space зосереджена в смузі, ширина якої дорівнює подвоєній швидкості передачі, центрованої щодо частоти mark і space відповідно. На рис. 1.4 показаний спектр при наявності завад. Сигнал завади з частотою f_A пригнічується, тому що він не потрапляє в смугу пропускання вхідного фільтра частотного детектора. Сигнал завади з частотою f_e пригнічується завдяки дії обмежувача, в результаті домінує сигнал з максимальним рівнем (ефект «захоплення» частотного детектора). Проте сигнал перешкоди з частотою f_c має високий рівень і лежить в смузі пропускання вхідного фільтра, в результаті він робить повністю неможливою демодуляцію корисного сигналу. У разі селективного згасання, як показано на рис. 1.5, незважаючи на те, що сигнал space має більший рівень, ніж внутрішньо смугова завада, амплітуда сигналу mark, ослаблена в результаті селективного згасання, менше амплітуди внутрішньосмугової завади. Тому під час передачі сигналу mark демодуляція буде повністю порушена. Набагато важче показати графічно ефект дії широкосмугової шумової завади. Коли обвідна шуму досягає значення амплітуди FSK сигналу, демодуляція порушується.

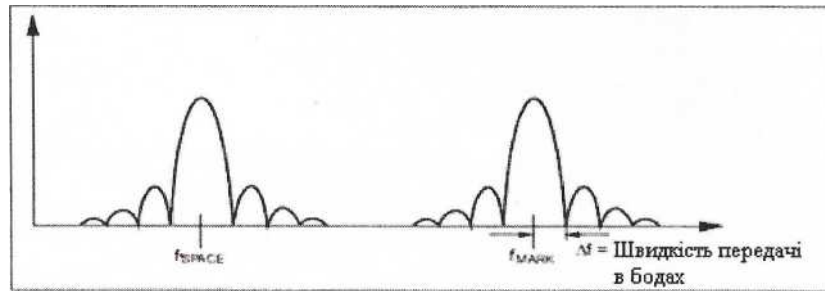


Рисунок 1.3 – Спрощений спектр типового двійкового FSK сигналу

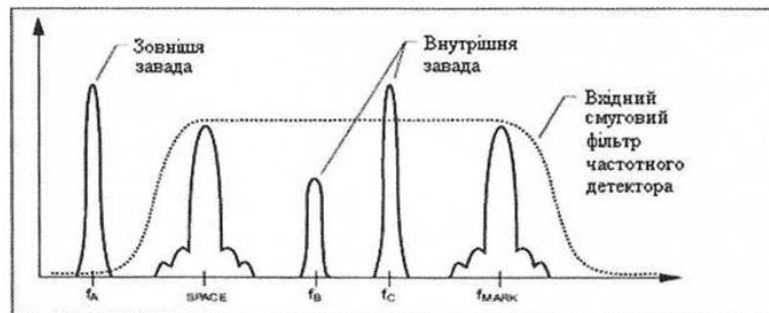


Рисунок 1.4 – Спектр FSK сигналу з внутрішньосмуговими і поза смуговими завадами

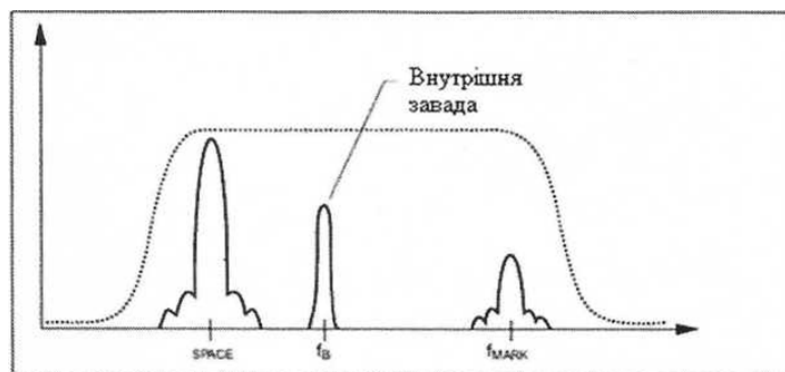


Рисунок 1.5 – Спектр FSK сигналу з внутрішньосмуговою завадою і селективним затуханням

Порівняння спектру FSK сигналу зі спектром сигналу завади, до якої чутливий частотний детектор, приводить до висновку, що характеристики частотного детектора значно погіршені через відносно широку смугу пропускання. У смугу пропускання включена значна частина спектру, яка не містить енергії корисного сигналу, що, очевидно, не є оптимальним при демодуляції FSK.

Демодуляція FSK на основі фільтрів є спробою оптимально узгодити параметри FSK сигналу зі структурою демодулятора для мінімізації рівня помилок демодуляції. Спрощений спектр для демодулятора на основі фільтрів зображений на рис. 1.6. Правильний вибір характеристик фільтрів залежить не тільки від параметрів сигналу, але і від характеру перешкод. Класичний демодулятор на основі смугових фільтрів є оптимальним для когерентної FSK в умовах перешкод у вигляді білого гаусівського шуму. Інші види де'модуляторів на основі фільтрів використовуються для некогерентної FSK та/або нестахостичного шуму.[12]

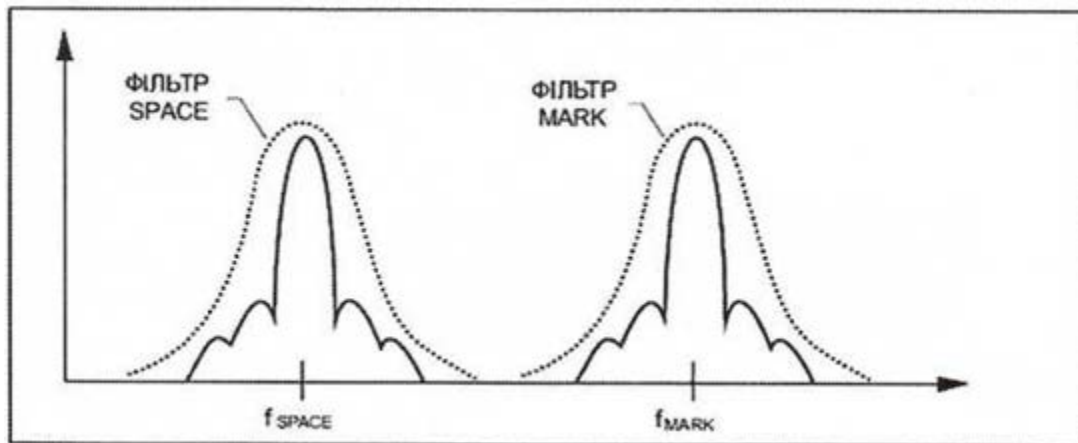


Рисунок 1.6 – Спрощений спектр FSK сигналу при демодуляції

Блок-схема найпростішого демодулятора на основі смугових фільтрів для когерентної FSK показана на рис. 1.7.

У цього демодулятора вихідні сигнали фільтрів порівнюються, і якщо рівень сигналу на виході фільтра mark більше, ніж на виході фільтра space, приймається рішення, що передається сигнал mark. Аналогічно детектується сигнал space. Демодулятор на основі смугових фільтрів є оптимальним, оскільки характеристики фільтрів узгоджені з характеристиками переданого сигналу. У результаті ослаблення корисного сигналу буде мінімальним при максимальному ослабленні шумів. Для білого шуму оптимальний фільтр має імпульсну характеристику, рівну зверненому в часі елементу вхідного сигналу.

Оскільки некогерентна FSK є набагато більш поширеною порівняно з когерентною FSK, потрібно, щоб демодулятор був нечутливим до фази.

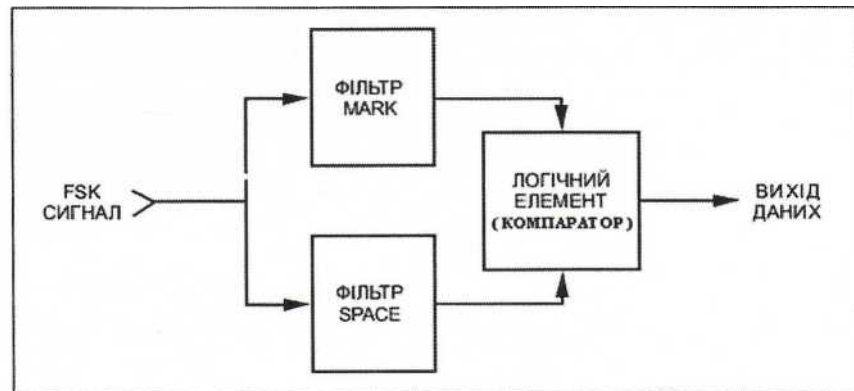


Рисунок 1.7 – FSK демодулятор на основі фільтрів

Оптимальна демодуляція некогерентної FSK може бути здійснена шляхом виділення обвідних вихідних сигналів фільтрів. Демодулятор цього типу зображений на рис. 1.8. Виходи фільтрів сигналів mark і space надходять на детектори обвідної, а потім порівнюються для виявлення сигналу з великим рівнем. Зауважте, що інформація про фазу при цьому не вимагається. З «правильною» формою АЧХ фільтрів характеристики цього типу демодуляторів наближаються до теоретично оптимальних для некогерентної FSK. «Правильною» АЧХ фільтрів для умов завад у вигляді білого шуму є та, яка має форму, відповідну спектру переданого сигналу. Для «прямокутної» FSK модуляції ця форма відповідає смуговим фільтрам з АЧХ у вигляді функції sine, центрованої за частотою сигналу mark або space. На жаль, припущення про завади, як про білий шум, не вірно в більшості реальних випадків.

1.2 Аналіз існуючих синхронно-фазових демодуляторів

Синхронно-фазові демодулятори застосовуються для приймання первинних сигналів b_1 та b_2 тривалістю T_s сигналами $S_1(t)$ та $S_2(t)$, які сформовані

методом фазової маніпуляції (ФМ-2) каналом з адативним гаусовим шумом. Алгоритм оптимального когерентного приймання має вигляд:[13]

$$\int_0^T Z(t)S_1(t)dt \underset{b_2}{\overset{b_1}{\gtrless}} 0. \quad (1.10)$$

де $Z(t)$ - суміш сигналу та завади.

Алгоритм являє собою рівняння, яке вказує на необхідність виконання над прийнятою сумішшю сигналу та завади $Z(t)$ для визначення первинного сигналу, що передається.

Якщо провести детальний аналіз виразу (1.1) для випадку використання фазової маніпуляції, зрозуміємо, що прийнятий сигнал із завадою $Z(t)$ необхідно перемножити з копіями переданих сигналів $S_1(t)$ і $S_2(t)$, добуток проінтегрувати на інтервалі сигналу T_1 і потім порівняти результати інтегрування.

Якщо $\int_0^T Z(t)S_1(t)dt > 0$, то передавався сигнал $S_1(t)$ та відповідний йому первинний сигнал b_1 .

Якщо $\int_0^T Z(t)S_1(t)dt < 0$, то передавався сигнал $S_2(t)$ та відповідний йому первинний сигнал b_2 .

Структурна схема когерентного демодулятора сигналів для випадку застосування фазової маніпуляції наведена на рис.1.8

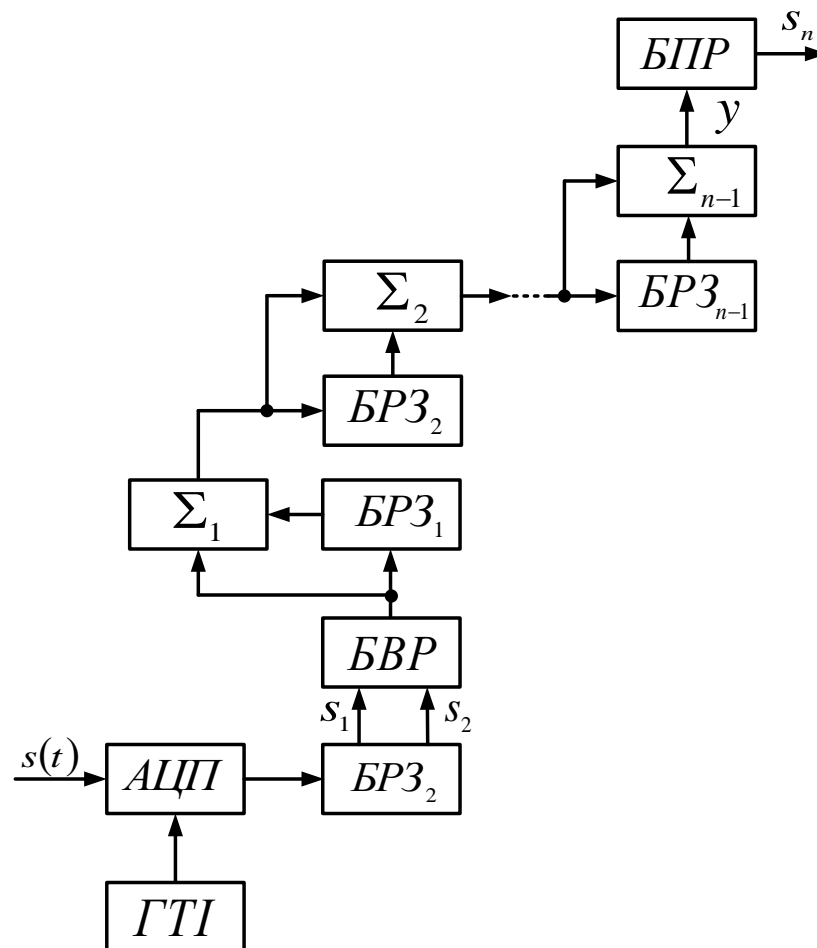


Рисунок 1.8 – Структурна схема пристрою цифрової демодуляції бінарних фазоманіпульованих сигналів

Використання фазової маніпуляції для побудови демодуляторів зумовлено тим, що фазова маніпуляція характеризується мінімальною ймовірністю помилки $P_{пом}$ при оптимальному отриманні дискретних сигналів, яку можна розрахувати за наступним виразом

$$P_{пом} = 0,5 + \Phi_0(\sqrt{2}h), \quad (1.11)$$

де $h = \sqrt{\frac{E_x}{N_0}}$ - відношення енергії сигналу E_x до спектральної густини потужності сигналу; $\Phi_0(z)$ - табульований інтеграл ймовірності.

Наведені в [1] вирази для розрахунку ймовірності помилки $P_{\text{пом}}$ для частотної та амплітудної маніпуляції свідчать, що мінімальне значення помилки має місце у випадку фазової маніпуляції.

Порівняння завадостійкості приймання дискретних сигналів, наведені в праці [2], показують, що найбільшою завадостійкістю характеризуються пристрої із фазоманіпульованими сигналами, а найменшою - із амплітудно-маніпульованими сигналами.

Частотну характеристику демодулятора (рис. 1.9) можна відобразити у вигляді

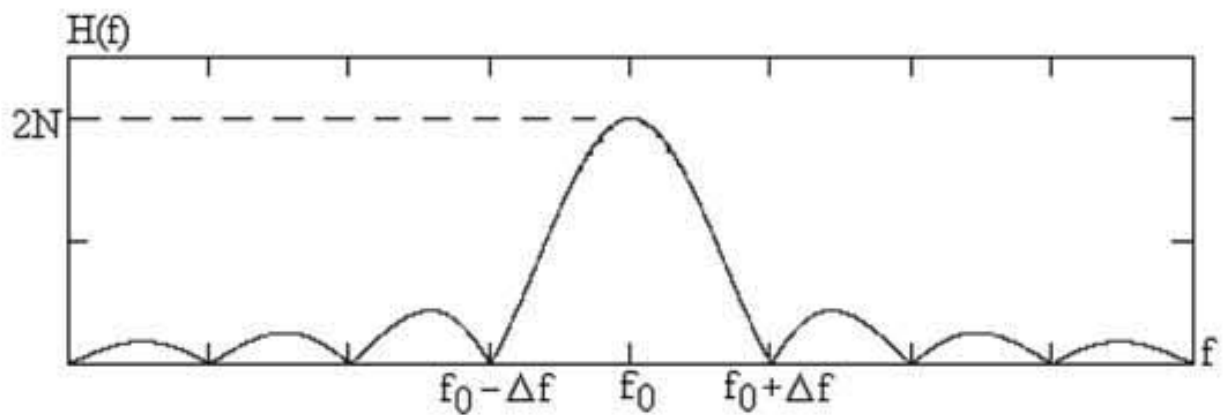


Рисунок 1.9 – Частотна характеристика пристрою цифрової когерентної демодуляції бінарних фазоманіпульованих сигналів

1.3 Показники якості синхронно-фазових демодуляторів систем зв'язку

Синхронні фазові демодулятори широко використовуються в сучасних телекомунікаційних системах та засобах керування. Від якості синхронних фазових демодуляторів залежить результативність роботи засобів зв'язку. Якість СФД залежить від точності, завадостійкості та швидкості обробки інформації.

Завадостійкість синхронно-фазових демодуляторів [14] (СФД) можна визначити за складовими похибок, а саме модуляційними та шумовими складовими. Модуляційна та динамічна похибка визначається випадковою і регулярною складовими. Зазвичай, повідомлення, що передається, є

випадковим процесом, в такому разі динамічна похибка залежить від дисперсії або середньо-квадратним відхиленням, що в свою чергу зумовлене непередбачуваними змінами модулюючої функції.

Регулярна складова динамічної похибки за довготривалий проміжок часу може отримувати непередбачувані зміни, тому краще при довготривалих вимірах використовувати середнє значення квадратичної похибки $\overline{\Delta\varphi_\delta^2}$ [10]. При цьому усереднення проводиться по множині або по часу.

Значення модуляційної похибки визначається виразом

$$\Delta\varphi_\delta(t) = \alpha(t) - \beta(t), \quad (1.12)$$

де $\alpha(t)$ - вхідне діяння (задавальне діяння - фаза вхідного сигналу); $\beta(t)$ - вихідний сигнал (фаза вихідного сигналу керованого генератора або фазообертача).

Враховуючи, що $\beta(t) = K_3(p)\alpha(t)$, отримаємо

$$\Delta\varphi_\delta(t) = [1 - K_3(p)]\alpha(t) = K_{\Delta\varphi_\delta}(p)\alpha(t), \quad (1.13)$$

де $K_3(p)$ - оператор СФД у замкненому стані,

$$K_3(p) = \frac{\beta(t)}{\alpha(t)} = \frac{K_p(p)}{1 + K_p(p)};$$

$K_{\Delta\varphi_\delta}(p)$ - оператор СФД щодо похибки,

$$K_{\Delta\varphi_\delta}(p) = \frac{\Delta\varphi_\delta(t)}{\alpha(t)} = \frac{1}{1 + K_p(p)};$$

$K_p(p)$ - оператор СФД у розімкненому стані,

$$K_p(p) = \frac{\beta(t)}{\Delta\varphi_\delta(t)};$$

$$p = d / dt .$$

Розрахувати динамічну похибку $\Delta\varphi_\delta(t)$ за данною формулою (1.13) досить важко. Тому, краще використати метод коефіцієнтів похибок [11]. Для цього оператор системи щодо похибки зображають у вигляді ряду

$$K_{\Delta\varphi_\delta}(p) = D_0 + D_1p + D_2p^2 + \dots + D_np^n, \quad (1.14)$$

де $D_0, D_1, D_2, \dots, D_n$ - коефіцієнти похибки.

Коефіцієнти похибок визначаються так [90]:

$$\begin{aligned} D_0 &= \lim_{p \rightarrow 0} [K_{\Delta\varphi_\delta}(p)]; \\ D_1 &= \lim_{p \rightarrow 0} \frac{1}{p} [K_{\Delta\varphi_\delta}(p) - D_0]; \\ D_2 &= \lim_{p \rightarrow 0} \frac{1}{p^2} [K_{\Delta\varphi_\delta}(p) - D_0 - D_1p]; \\ D_n &= \lim_{p \rightarrow 0} \frac{1}{p^n} [K_{\Delta\varphi_\delta}(p) - \sum_{l=0}^{n-1} D_l p^l] \end{aligned} \quad (1.15)$$

З урахуванням (1.14) маємо

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_\delta(t) &= D_0\alpha(t) + D_1 \frac{d\alpha(t)}{dt} + D_2 \frac{d^2\alpha(t)}{dt^2} + \dots + D_n \frac{d^n\alpha(t)}{dt^n} = \\ &= \Delta\varphi_{\delta_0}(t) + \Delta\dot{\varphi}_\delta(t) + \Delta\ddot{\varphi}_\delta(t) + \dots + \Delta\varphi^n(t) \end{aligned}$$

де $\Delta\varphi_{\delta_0}(t)$ - статична похибка (статична складова похибки),

$$\Delta\varphi_{\delta_0}(t) = D_0\alpha(t);$$

$\Delta\dot{\varphi}_\delta(t), \Delta\ddot{\varphi}_\delta(t)$ - швидкісна і прискорена складові похибки,

$$\Delta\dot{\phi}_o(t) = D_1 \frac{d\alpha(t)}{dt}, \quad \Delta\ddot{\phi}_o(t) = D_2 \frac{d^2\alpha(t)}{dt^2}.$$

При умові, що на вході в СФД знаходиться завада, тоді точність визначається дисперсією шумової похибки. Цей метод передбачає [11], що завада є випадковим процесом і має певну спектральну щільність $S_{\Pi}(\omega)$, а СФД окреслюється лінійним диференціальним рівнянням, тоді дисперсія шумової похибки визначається виразом

$$\zeta_u^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} S_{\Pi}(\omega) k_{\PhiД}^2 |K_3(j\omega)|^2 d\omega, \quad (1.16)$$

де $k_{\PhiД}$ - коефіцієнт перетворення фазового дискримінатора $k_{\PhiД} = \frac{du}{d\alpha}$;

$$K_3(j\omega) = K_3(p) \Big|_{p=j\omega}.$$

Наступним важливим елементом якості СФД є завадостійкість. СФД відзначається високою завадостійкістю за рахунок покращення їх порогових властивостей.

Загалом під завадостійкістю системи зв'язку відзначають здатність цієї системи до впізнання чи відновлювання сигналу із певною достовірністю під час дії завад.

Досить складно визначити завадостійкість всієї системи зв'язку, тому краще спочатку визначити завадостійкість різних ланок системи окремо. Стійкість системи до завад залежить від повідомлення, рівня та характеристики завади та параметрів складових частин системи.

Потенційна та реальна завадостійкості [12]. Під потенційною завадостійкістю мається на увазі характеристика максимальної завадостійкості для заданих сигналів та завад. Цей параметр забезпечує спеціально сконструйований оптимальний (найкращий) приймач. Потенційна завадостійкість визначає ту граничну якість, яку можна дістати в заданій

системі зв'язку, але неможливо перевищити ніяким обробленням для існуючої завади.

Реальна завадостійкість[12] – це завадостійкість системи зв'язку чи окремих її ланок з урахуванням реального виконання та настройки окремих блоків каналу електров'язку (передавальний та приймальний тракти, лінія зв'язку, кодек, модем тощо). Адже теоретично та технологічно не всі блоки каналу зв'язку можна виготовити ідеальними із заздалегідь визначеними параметрами. Крім того, завжди є похибки установлення параметрів окремих ланок системи зв'язку і завжди менша за теоретичну (граничну) потенційну завадостійкість. Основи теорії потенційної завадостійкості розробив у 1946 р. академік В.О.Котельников. У ній вирішуються три основні задачі:

1) синтез оптимального приймача, тобто знаходження правила його роботи та структурної схеми, що забезпечують найкращу в тому чи іншому розумінні якість приймання;

2) аналіз роботи оптимального приймача, тобто обчислення якості приймання сигналів (повідомлень), яка забезпечується цим приймачем;

3) порівняння потенційної та реальної завадостійкості.

Кількісна міра завадостійкості[12]. Для теоретичних розрахунків як потенційної, так і реальної завадостійкості застосовуються прямі методи оцінки якості.

У разі передавання дискретних первинних сигналів для обчислень використовують ймовірність помилки

$$P_{ном}(b_i) = \lim_{N_з \rightarrow \infty} N_{ном} / N_з \quad (1.17)$$

де, як і у випадку визначення коефіцієнта помилок, $N_{ном}$ - число помилково прийнятих первинних сигналів, $N_з$ - загальне число переданих первинних сигналів.

У разі передавання неперервних первинних сигналів $b(t)$ завадостійкість вимірюється середньоквадратичним відхиленням прийнятого сигналу від переданого:

$$\widetilde{\varepsilon^2(t)} = \lim_{T_n \rightarrow \infty} \frac{1}{T_c} \int_0^{T_n} [\hat{b}(t) - b(t)]^2 dt \quad (1.18)$$

де T_n - час передавання (чи тривалість) сигналу; $b(t), \hat{b}(t)$ - відповідно переданий та прийнятий сигнали. Різниця $\hat{b}(t) - b(t)$ визначає відмінність прийнятого сигналу від переданого і фізично означає заваду на виході приймача. Тому $\widetilde{\varepsilon^2(t)}$ - середня потужність завади на виході приймача, тобто $\widetilde{\varepsilon^2(t)} = P_{з.вих.}$. Звичайно дія завади визначається в порівнянні із сигналом за відношенням сигнал-завада на виході приймача $\rho_{вих.}$. Кількісно $\rho_{вих.}$ дорівнює відношенню середніх потужностей сигналу та завади на виході приймача:

$$\rho_{вих.} = P_{с.вих.} / P_{з.вих.} \quad (1.19)$$

Якщо відношення сигнал-завада виразити в децибелах, то дістанемо різницю рівнів сигналу та завади.

Таким чином, відношення сигнал-завада на виході приймача $\rho_{вих.}$ (1.19) поряд із середньоквадратичною похибкою $\widetilde{\varepsilon^2(t)}$ (1.11) є кількісною мірою завадостійкості передавання неперервних первинних сигналів.

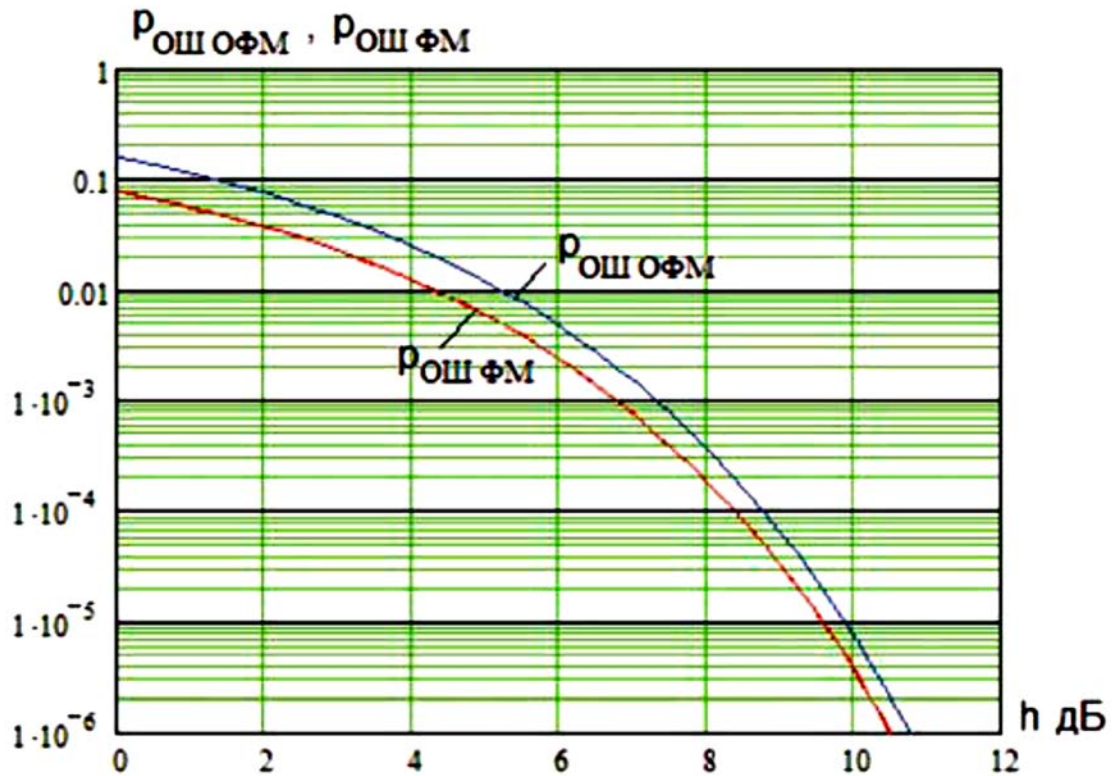


Рисунок 1.10 – Частотна характеристика пристрою цифрової когерентної демодуляції бінарних фазоманіпульованих сигналів

Перевагою СФД є висока завадостійкість завдяки покращенню їхніх порогових властивостей[12]. Підвищення завадостійкості слідкуючих демодуляторів і відповідно покращення їх порогових властивостей пов'язано зі зменшенням імовірності зриву слідкування (стрибків 2π рад). Основні ознаки зриву слідкування: 1) стрибки фази $2\pi n$ рад у вхідному сигналі при надходженні ЧМ- або ФМ-сигналу під дією завад; 2) зрив слідкування в самому демодуляторі під дією завад і модуляції. Як критерії зриву використовуються: імовірність появи зриву $P_{зр}$ за час T_0 ; середній час роботи до зриву синхронізації $\tau_{зр}$; середня кількість зривів за одиницю часу.

Синтез СФД, працюючих в умовах сильних завад, виконується для зменшення ймовірності появи зриву. Завадостійкість СФД може оцінюватися також за значенням порогової дисперсії фазової похибки $\zeta_{\Delta\varphi}^2$. Як відомо [3], значення $\zeta_{\Delta\varphi\text{пор}}^2$ зазвичай беруть таким, що дорівнює $\zeta_{\Delta\varphi}^2 = 0,25 \text{ рад}^2$.

Вважається, що при такому значенні $\zeta_{\Delta\varphi}^2$ забезпечується близький до лінійного режим роботи і допустима ймовірність зриву слідкування.

Наступним важливим параметром якості СФД є його швидкодія[12], яка визначається тривалістю перехідних процесів в колах демодулятора. Звичайно вважають, що перехідний процес закінчився, якщо остаточна напруга від нього приблизно складає 0,1 від усталеного значення. Намагання підвищити швидкодію СФД традиційними методами призводить до збільшення динамічних похибок, що спричиняє потребу компромісного налаштування таких СФД. Тому існує необхідність пошуку шляхів підвищення швидкодії СФД одночасно з підвищенням їх динамічної точності в усталених режимах.

2 ПІДВИЩЕННЯ ШВИДКОДІЇ СИНХРОННО-ФАЗОВИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ У КЛАСІ КОМБІНОВАНИХ СИСТЕМ

2.1 Оцінювання впливу зовнішніх завад на характеристики синхронно-фазових демодуляторів

Точність системи автоматичного управління, у тому числі й точність СФД, визначається похибкою не тільки в динамічному усталеному, але й у перехідному режимах. У розділі на підставі умови інваріантності перехідної складової похибки пропонується методика синтезу оператора розімкненого компенсаційного каналу СФД за умови зменшення перехідної складової похибки СФД.

Через те що компенсаційний канал, який відповідає абсолютній інваріантності перехідної складової похибки, фізично не реалізується, постає задача розробки методів підвищення точності СФД у перехідних режимах при неповній інваріантності. Одним з таких методів є метод компенсації повільно згасаючих компонент перехідної складової похибки за допомогою зв'язку по задавальному діянню. Цей метод дає змогу підвищувати точність СФД у перехідних режимах незалежно від характеру зміни задавального діяння.

У комбінованих СФД завдяки відсутності суперечності між умовами точності (інваріантності) і стійкості можливе значне підвищення показників якості перехідного процесу. Унаслідок цього у розділі розв'язується задача зменшення часу перехідного процесу при одиничному стрибку фази і частоти вхідного сигналу класичним методом і методом простору станів. При цьому оцінюється чутливість синтезованого комбінованого СФД.

Пропонується непряма оцінка якості перехідного процесу СФД за допомогою квадратичних інтегральних оцінок.

Методика синтезу розімкненого компенсаційного каналу управління з умови підвищення швидкодії СФД

Як відомо [28, 30], похибка СФД визначається виразом

$$\Delta\varphi(t) = \sum_{k=1}^{\mu} B_k e^{q_k t} + \sum_{i=1}^m A_i e^{\lambda_i t} = \Delta\varphi_{\text{в}}(t) + \Delta\varphi_{\text{п}}(t) \quad (2.1)$$

де $B_k, A_i, \Delta\varphi_B(t), \Delta\varphi_P(t)$ – складові похибки,

$$B_k = \frac{D_{\Delta\varphi}(q_k)R_\alpha(q_k)}{F_{\Delta\varphi}(q_k)F'_\alpha(q_k)}; \quad A_i = \frac{D_{\Delta\varphi}(\lambda_i)R_\alpha(\lambda_i)}{F'_{\Delta\varphi}(\lambda_i)F_\alpha(\lambda_i)};$$

$$\Delta\varphi_B(t) = \sum_{k=1}^{\mu} B_k e^{q_k t}; \quad \Delta\varphi_P(t) = \sum_{l=1}^m A_l e^{\lambda_l t};$$

$$F'_\alpha(q_k) = \left. \frac{dF_\alpha(s)}{ds} \right|_{s=q_k}; \quad F'_{\Delta\varphi}(\lambda_i) = \left. \frac{dF_{\Delta\varphi}(s)}{ds} \right|_{s=\lambda_i}$$

q_k - полюси зображення задавального діяння $\alpha(s)$; λ_i - полюси передавальної функції СФД щодо похибки оператора $K_{\Delta\varphi}(s)$.

Складова $\Delta\varphi_B(t)$ при аналітичному розв'язанні рівняння є розв'язком неоднорідного рівняння і являє собою вимушену складову похибки СФД. Вимушена складова похибки визначається полюсами зображення задавального діяння (коренями рівняння $F_\alpha(s) = 0$), а також передавальною функцією СФД щодо похибки.

Складова похибки $\Delta\varphi_P(t)$ є перехідною складовою похибки за нульових початкових умов.

З виразу (2.1) видно, що перехідна складова похибки $\Delta\varphi_P(t)$ визначається полюсами передавальної функції СФД щодо похибки (коренями характеристичного рівняння системи $F_{\Delta\varphi}(s) = 0$) і початковими значеннями A_i її компонент.

Зміна коренів характеристичного рівняння СФД для одержання сприятливого перехідного процесу може досягатися зміною коефіцієнтів полінома $F_{\Delta\varphi}(s)$ - коефіцієнтів лівої частини рівняння СФД. Однак коефіцієнти цього полінома зазвичай вибирають з умови компромісної настройки, і тому можливості їх зміни в напрямку, що забезпечує зменшення перехідної складової похибки, обмежені.

На перехідну складову похибки СФД можна також впливати зміною початкових значень A_i її компонент. Якщо початкові значення всіх компонент

перехідної складової похибки зробити рівними нулеві ($A_i = 0, i = 1, 2, \dots, m$), то $\Delta\varphi_{\Pi}(t) = 0$.

Відповідно до виразу (2.1) для зменшення до нуля початкового значення A_i i -ї компоненти перехідної складової похибки потрібно, щоб при підстановці кореня λ_i характеристичного рівняння СФД $F_{\Delta\varphi}(s) = 0$ у поліном $D_{\Delta\varphi}(s)$, останній перетворювався в нуль: $D_{\Delta\varphi}(\lambda_i) = 0$, тобто щоб корінь λ_i також був коренем рівняння $D_{\Delta\varphi}(s) = 0$.

Якщо чисельник і знаменник передавальної функції СФД щодо похибки $K_{\Delta\varphi}(s)$ розкласти на множники:

$$K_{\Delta\varphi}(s) = \frac{D_{\Delta\varphi}(s)}{F_{\Delta\varphi}(s)} = \frac{a_0(s-\lambda'_1)(s-\lambda'_2)\dots(s-\lambda'_m)}{c_0(s-\lambda_1)(s-\lambda_2)\dots(s-\lambda_m)} \quad (2.2)$$

де λ'_i - корені рівняння $D_{\Delta\varphi}(s) = 0$; λ_i - корені рівняння $F_{\Delta\varphi}(s) = 0$, то вимога компенсації i -ї компоненти перехідної складової похибки зводиться до виконання рівності

$$\lambda'_i - \lambda_i \quad (2.3)$$

Якщо справджуються умови (2.3), тоді чисельник і знаменник виразу (2.2) скорочуються на $(s - \lambda_i)$:

$$K_{\Delta\varphi}(s) = \frac{a_0(s-\lambda'_1)(s-\lambda'_2)\dots(s-\lambda'_{m-1})}{c_0(s-\lambda_1)(s-\lambda_2)\dots(s-\lambda_{m-1})} \quad (2.4)$$

і знижується порядок рівняння СФД.

Для зменшення до нуля початкових значень A_i ($i = 1, 2, \dots, m$) усіх компонент перехідної складової похибки потрібно, щоб при підстановці кожного з коренів λ_i рівняння $F_{\Delta\varphi}(s) = 0$ у поліном $D_{\Delta\varphi}(s)$ останній перетворювався в нуль [$D_{\Delta\varphi}(l) = 0$;], тобто необхідно, щоб усі нулі

полінома $F_{\Delta\varphi}(s)$ знаменника передавальної функції СФД щодо похибки $K_{\Delta\varphi}(s)$ були нулями полінома $D_{\Delta\varphi}(s)$ його чисельника:

$$\lambda_i' - \lambda_i, \quad i = \overline{1, m}. \quad (2.5)$$

Передавальна функція СФД щодо похибки в цьому разі

$$K_{\Delta\varphi}(s) = \frac{D_{\Delta\varphi}(s)}{F_{\Delta\varphi}(s)} = a_0/c_0 = k_{\Delta\varphi}, \quad (2.6)$$

а похибка СФД визначається його вимушеною складовою:

$$\Delta\varphi(s) = \Delta\varphi_e(s) = k_{\Delta\varphi}\alpha(s). \quad (2.7)$$

Нова форма інваріантності (2.7), запропонована проф. Г. Ф. Зайцевим [25], показує шляхи усунення перехідної складової похибки СФД.

У загальному випадку зображення перехідної складової похибки СФД при $\nu \geq 1$ визначається виразом

$$\Delta\varphi_n(s) = N_0 K_{\Delta\varphi_0}(s) s^{\nu-1} \quad (2.8)$$

де N_0 амплітуда стрибка задавального діяння $\alpha(t)$; ν - порядок астатизму СФД.

Переходячи до оригіналу, одержуємо

$$\Delta\varphi_n(t) = \begin{cases} \sum_{j=1}^n A_j \exp(\lambda_j t), \text{ якщо корені характеристичного} \\ \text{рівняння є простими (некратними);} \\ \sum_{j=1}^e A_j \exp(\lambda_j t) + \sum_{j=e+1}^{(n+e)/2} A_j \exp(\lambda_j t) \sin(\omega_j t + \varphi_j) \\ \text{при } e \text{ простих і } n - e \text{ комплексних кореннях;} \\ \sum_{k=1}^r \sum_{j=1}^{n_k} \frac{A_{k!}}{(n-k)} t^{n_k-1} \exp(\lambda_k t), \text{ якщо корені кратні.} \end{cases}$$

Як впливає з виразу (2.8), значення перехідної складової похибки СФД визначається початковими значеннями A_j , A_{kj} її компонент і абсолютними значеннями дійсних частин коренів λ_j чи λ_k . Так, якщо найближчим до уявної осі комплексної площини є дійсний корінь, то тривалість перехідної о процесу визначається виразом [25] $t_p = (1/\eta) \ln(1/\Delta)$, де η - ступінь стійкості (абсолютне значення дійсної частини найближчого до уявної осі кореня); $\Delta = 0,01 \dots 0,05$.

Якщо найближчими до уявної осі комплексної площини є пара комплексних коренів $-\eta \pm j\psi$, то $t_p \leq (1/\eta) \ln(1/\Delta)$.

У загальному випадку перехідна функція розташовується в області, що обмежена мажорантою і мінорантою: $1 - V(\eta, t) > \beta_n(t) > 1 - V(\eta, t)$, де $1 + V(\eta, t)$ - мажоранта; $1 - V(\eta, t)$ - міноранта:

$$V(\eta, t) = \exp(-\eta t) [1 + \eta t + (\eta t)^2/2! + \dots + (\eta t)^{n-1}/(n-1)!].$$

Змінюючи значення коренів λ_j , λ_k або початкові значення компонент перехідної складової похибки, можна досягти бажаного зменшення складової цієї похибки СФД. Проте можливості зміни цих величин у класі СФД і управлінням по відхиленню обмежені, тому що треба приймати компромісне рішення відносно необхідного запасу стійкості й точності. Ширші можливості в напрямку зменшення перехідної складової похибки мають СФД і комбінованим принципом управління, що містять компенсаційні зв'язки по задавальному діянню чи збуренню.

Суть пропонованої методики синтезу компенсаційного зв'язку по заливальному діянню за умови компенсації початкових значень повільно згасаючих компонент перехідної складової похибки є такою. Нехай серед коренів характеристичного рівняння замкненої частини комбінованого СФД міститься група коренів, що має малі за абсолютним значенням дійсні частини відповідно до критерію $t_{p0} \leq (1/\eta) \ln(1/\Delta)$, де t_{p0} - заданий час регулювання. Компоненти перехідної складової похибки, що відповідають цій групі коренів, будуть повільно згасати порівняно з іншими компонентами. Характеристичне рівняння замкненого контуру в цьому разі:

$$F_s(s) = F_{01}(s)F_{02}(s) \quad (2.9)$$

де $F_{01}(s), F_{02}(s)$ - співмножники характеристичного полінома, що відповідають малим (і великим за абсолютним значенням) кореням (дійсним частинам коренів).

Враховуючи вираз (2.9), передавальна функція комбінованого СФД (рис.2.1,а)

$$K_{з,к}(s) = \beta(s)/\alpha(s) = D_3(s)/F_3(s) = D_2(s)D_{31}(s)/[F_{01}(s)F_{02}(s)F_\alpha(s)], \quad (2.10)$$

$$\text{де } D_{31}(s) = D_1(s)F_\alpha(s) + D_\alpha(s)F_1(s).$$

Нулі полінома $F_{01}(s)$ виразу (2.10) можна компенсувати нулями полінома $D_{31}(s)$ відповідним вибором параметрів чисельника $D_\alpha(s)$ і знаменника $F_\alpha(s)$ передавальної функції оператора $K_\alpha(s)$ зв'язку по задавальному діянню. У разі виконання умови $D_{31}(s) = F_{01}(s)F_{noz}(s)$ чи умови

$$F_{01}(s)F_{noz}(s) = D_1(s)F_\alpha(s) + D_\alpha(s)F_1(s) \quad (2.11)$$

Одержуємо

$$D_\alpha(s) = [F_{01}(s)F_{noz}(s) - D_1(s)F_\alpha(s)]/F_1(s) \quad (2.12)$$

$$K_\alpha(s) = [F_{01}(s)F_{noz}(s) - D_1(s)F_\alpha(s)]/F_1(s)F_\alpha(s) \quad (2.13)$$

де $F_{noz}(s)$ - поліном погодження.

Для замкненого контуру управління СФД з порядком астатизму ν у разі введення зв'язку по задавальному діянню з метою компенсації початкових значень повільно згасаючих компонент перехідної складової похибки степінь полінома $F_{noz}(s)$ що забезпечує збереження порядку астатизму, дорівнює $\nu-1$.

Дійсно, для збереження порядку астатизму СФД ν при введенні компенсаційного зв'язку по задавальному діянню степінь нижчої похідної має

бути ν , тобто $D_\alpha(s) = D_{\alpha_0}(s)s^\nu$, де $\lim_{s \rightarrow 0} D_{\alpha_0}(s) \neq 0$. Нехай $\nu = 1$. Аналізуючи вираз (2.12), бачимо, що поліноми $F_{01}(s), D_1(s), F_\alpha(s)$ містять вільні від s члени. Позначимо ці члени відповідно через q'_1, q'_2, q'_3 . Тоді для одержання $D_\alpha(s) = D_{\alpha_0}(s)s^{\nu=1}$ потрібно виконати умову $q'_1 F_{noz}(s) - q'_2 q'_3 = 0$, звідки

$$F_{noz}(s) = q'_2 q'_3 / q'_1 = q_0 s^{\nu-1=0} = q_0 = \text{const.}$$

Аналогічно можна показати, що коли $\nu = 2$:

$$F_{noz}(s) = q_1 s + q_0,$$

і в загальному випадку:

$$F_{noz}(s) = q_{\nu-1} s^{\nu-1} + q_{\nu-2} s^{\nu-2} + \dots + q_1 s + q_0.$$

У разі виконання умови (3.11) передавальна функція комбінованого СФД

$$K_{з,к}(s) = D_2(s)/F_{02}(s)F_\alpha(s) = D_2(s)/F_k(s),$$

а характеристичний поліном СФД

$$F_k(s) = F_{02}(s)F_\alpha(s)$$

Інтенсивність згасання початкових значень компонент перехідної складової похибки визначається коренями рівняння $F_{02}(s) = 0$ і внесеними коренями, зумовленими розв'язком рівняння $F_\alpha(s) = 0$.

Для того щоб корені рівняння $F_\alpha(s) = 0$ слабо впливали на перехідний процес СФД, вони мають братися великими за абсолютними значеннями.

Передавальна функція комбінованого СФД по похибці у разі виконання цієї умови:

$$K_{\Delta\varphi}(s) = 1 - K_\kappa(s) = \frac{[F_{02}(s)F_\alpha(s) - D_\alpha(s)]}{[F_{02}(s)F_\alpha(s)]} = \frac{D_{\Delta\varphi\kappa}(s)}{F_{\Delta\varphi\kappa}(s)}, \quad (2.14)$$

З порівняння формул (2.9) і (2.14) видно, що за допомогою введення зв'язку по задавальному діянню в характеристичному рівнянні СФД поліном $F_{01}(s)$, що відповідає групі коренів з малими за абсолютними значеннями дійсними частинами, можна замінити поліномом $F_\alpha(s)$, що характеризується коренями з великими за абсолютними значеннями дійсними частинами. У разі такої заміни підвищується інтенсивність згасання перехідної складової похибки СФД.

Рекомендується такий порядок синтезу зв'язку по задавальному діянню і умови компенсації початкових значень повільно згасаючих компонент перехідної складової похибки:

складається характеристичний поліном СФД з управлінням по відхиленню і визначаються його корені. У разі наявності одного або групи коренів, дійсні частини яких менші за абсолютними значеннями від дійсних частин інших коренів, приймається рішення компенсувати початкові значення компонент перехідної складової похибки, що відповідають цим кореням, за допомогою зв'язку по задавальному діянню;

характеристичний поліном СФД розбивається на два співмножники $F_{01}(s)$ і $F_{02}(s)$ де $F_{01}(s)$ -співмножник, що відповідає малим за абсолютними значеннями кореням характеристичного рівняння;

вибираються параметри знаменника передавальної функції зв'язку по задавальному діянню $F_\alpha(s)$, до того ж корені рівняння $F_\alpha(s) = 0$ мають бути за абсолютними значеннями більшими від найбільшої за абсолютним значенням дійсної частини кореня характеристичного рівняння початкового СФД з принципом управління по відхиленню;

відповідно до умови (2.11) визначаються параметри чисельника $D_\alpha(s)$ передавальної функції зв'язку по задавальному діянню:

$$D_\alpha(s) = [F_{01}(s)F_{noz}(s) - D_1(s)F_\alpha(s)]/F_1(s) \quad (2.15)$$

відповідно до встановлених значень $F_\alpha(s)$ і $D_\alpha(s)$ визначається вигляд передавальної функції зв'язку по задавальному діянню та спосіб її технічної реалізації.

Розглянемо приклад синтезу передавальної функції розімкненого каналу управління СФД з використанням методу простору станів. Нехай передавальні функції елементів СФД з управлінням по відхиленню визначаються виразами

$$\left. \begin{aligned} K_1(s) &= k_1 \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1} = \frac{D_1(s)}{F_1(s)}, \\ K_2(s) &= \frac{k_2}{s} = \frac{D_2(s)}{F_2(s)} \end{aligned} \right\} \quad (2.16)$$

де $D_1(s) = T_1s + 1$; $F_1(s) = T_2s + 1$; $D_2(s) = k_2$; $F_2(s) = s$.

Враховуючи вираз (2.16), визначаємо передавальну функцію СФД щодо похибки:

$$K_{\Delta\varphi}(s) = \frac{F_1(s)F_2(s)}{D_1(s)D_2(s)+F_1(s)F_2(s)} + \frac{(T_1s+1)s}{(T_2s+1)s+K_1K_2(T_1s+1)} = \frac{D_{\Delta\varphi}(s)}{F_{\Delta\varphi}(s)}, \quad (2.17)$$

Де $D_{\Delta\varphi}(s) = (T_2s + 1)s$; $F_{\Delta\varphi}(s) = k_1k_2(T_1s + 1)+(T_2s + 1)s$.

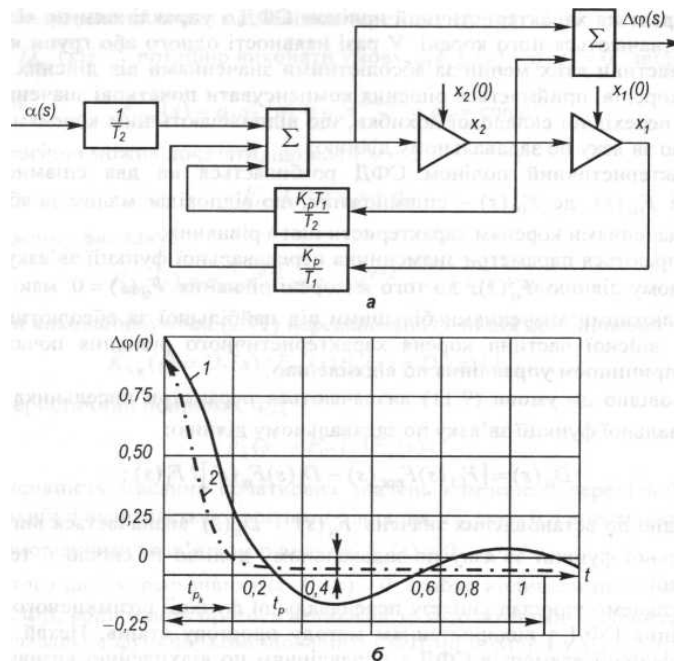


Рисунок. 2.1. – Схема СФД у змінних станів (а) і графіки перехідних процесів (б)

З урахуванням виразу (2.16) зображення фазової похибки має вигляд

$$\begin{aligned} \Delta\varphi(s) = K_{\Delta\varphi}(s) &= \frac{(T_2s^2 + s)\alpha(s)}{T_2s^2 + (k_1k_2T_1 + 1)s + k_1k_2} = \frac{(T_2 + s^{-1})\alpha(s)}{T_2 + (k_pT_1 + 1)s^{-1} + k_p s^{-2}} \\ &= T_2E + Es^{-1} \end{aligned} \quad (2.18)$$

де $E = \alpha(s)/[T_2 + (k_pT_1 + 1)s^{-1} + k_p s^{-2}]$; k_p - коефіцієнт передачі СФД у розімкненому стані, $k_p = k_1k_2$.

З урахуванням виразу (2.18) складаємо схему СФД з управлінням по відхиленню у змінних станів (рис. 2.1, а). Диференціальні рівняння в змінних станів за умови $\alpha(t) = 1(t)$ мають такий вигляд:

$$\begin{cases} \dot{\alpha} = 0; \\ \dot{x}_1 = x_2; \\ \dot{x}_2 = \alpha / \left[T_2 - \frac{k_p T_1 + 1}{T_2} x_2 - \frac{k_p}{T_2} x_1 \right]. \end{cases}$$

У векторно-матричному зображенні матимемо

$$\frac{d\bar{V}}{dt} = A\bar{V},$$

де

$$\bar{V} = \begin{bmatrix} \alpha \\ x_1 \\ x_2 \end{bmatrix},$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{1}{T_2} & -\frac{k_p}{T_2} & -\frac{k_p T_1 + 1}{T_2} \end{bmatrix}.$$

Визначимо розширену матрицю переходу

$$[sI - A] = \begin{bmatrix} s & 0 & 0 \\ 0 & s & -1 \\ -\frac{1}{T_2} & \frac{k_p}{T_2} & s + \frac{k_p T_1 + 1}{T_2} \end{bmatrix}.$$

Для визначення оберненої матриці запишемо визначник

$$[sI - A] = s \left[\frac{(T_2 s^2 + (k_p T_1 + 1)s + k_p)}{T_2} \right].$$

Приєднана матриця має вигляд

$$Adj[sI - A] = \begin{bmatrix} s \left(\frac{k_p T_1 + 1}{T_2} + s \right) + \frac{k_p}{T_2} & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_2} & s \left(s + \frac{k_p T_1 + 1}{T_2} \right) & s \\ \frac{s}{T_2} & -s \frac{k_p}{T_2} & s^2 \end{bmatrix}.$$

Обернена матриця

$$\Phi(s) = [sI - A]^{-1} = \frac{1}{\det[sI - A]} Adj[sI - A];$$

$$\Phi(s) = \frac{1}{s \left[\frac{(T_2 s^2 + (k_p T_1 + 1)s + k_p)}{T_2} \right]} \text{Adj}[sI - A];$$

$$\Phi(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{s} & 0 & 0 \\ \frac{1}{sY_1} & \frac{T_2 s + k_p T_1 + 1}{Y_1} & \frac{T_2}{Y_1} \\ \frac{1}{Y_1} & -\frac{k_p}{Y_1} & \frac{T_2 s}{Y_1} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Де

$$Y_1 = (T_2 s^2 + (k_p T_1 + 1)s + k_p) \quad (2.20)$$

Визначимо корені полінома

$$\lambda_{1,2} = \frac{-(k_p T_1 + 1) \pm \sqrt{(k_p T_1 + 1)^2 - 4T_2 k_p}}{2T_2}.$$

Тоді можемо записати Y_1 в такому вигляді:

$$Y_1 = s^2 + \frac{k_p T_1 + 1}{T_2} s + \frac{k_p}{T_2} = (s - \lambda_1)(s - \lambda_2).$$

Підставивши це значення в (2.19), одержимо

$$\Phi(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{s} & 0 & 0 \\ \frac{1}{(s - \lambda_1)(s - \lambda_2)s} & \frac{T_2 s + k_p T_1 + 1}{(s - \lambda_1)(s - \lambda_2)} & \frac{T_2}{(s - \lambda_1)(s - \lambda_2)} \\ \frac{1}{(s - \lambda_1)(s - \lambda_2)} & -\frac{k_p}{(s - \lambda_1)(s - \lambda_2)} & \frac{T_2 s}{(s - \lambda_1)(s - \lambda_2)} \end{bmatrix}$$

Застосувавши обернене перетворення Лапласа і врахувавши, що

$$\lambda_1 + \frac{k_p T_1 + 1}{T_2} = -\lambda_2; \quad \lambda_2 + \frac{k_p T_1 + 1}{T_2} = -\lambda_1,$$

одержимо обернену матрицю $\Phi(s)$ у такому вигляді:

$$\Phi(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda_1 \lambda_2} + \frac{e^{\lambda_1 t}}{\lambda_1(\lambda_1 - \lambda_2)} - \frac{e^{\lambda_2 t}}{\lambda_2(\lambda_1 - \lambda_2)} & 0 & 0 \\ \frac{e^{\lambda_1 t} - e^{\lambda_2 t}}{\lambda_1 - \lambda_2} & -\frac{\lambda_2 e^{\lambda_1 t} + \lambda_1 e^{\lambda_2 t}}{\lambda_1 - \lambda_2} T_2 & \frac{e^{\lambda_1 t} - e^{\lambda_2 t}}{\lambda_1 - \lambda_2} \\ -k_1 k_2 \frac{e^{\lambda_1 t} - e^{\lambda_2 t}}{\lambda_1 - \lambda_2} T_2 & \frac{\lambda_1 e^{\lambda_1 t} + \lambda_2 e^{\lambda_2 t}}{\lambda_1 - \lambda_2} T_2 & \frac{\lambda_1 e^{\lambda_1 t} + \lambda_2 e^{\lambda_2 t}}{\lambda_1 - \lambda_2} \end{bmatrix}$$

Вектор виходу системи визначається співвідношенням

$$\overline{\Delta\varphi}(t) = \Phi(t - \tau)\overline{V}(0) + \int_0^t \Phi(t - \tau)B\overline{\alpha}(\tau)d\tau. \quad (2.22)$$

Перший доданок формули (2.22) - складова за рахунок ненульових початкових умов $\vec{x}(t)$, другий доданок характеризує реакцію системи на зовнішнє діяння $\vec{a}(\tau)$.

Якщо корені характеристичного рівняння комплексні: $\lambda_{1,2} = -\alpha \pm jb$, то перехідний процес буде коливальним. Підставляючи числові значення a й b та використовуючи пакет прикладних програм, будуємо графік перехідного процесу для цього випадку (рис. 2.1, б, крива 1) за умови $\lambda_{1,2} = -5 \pm j13$. Тривалість перехідного процесу складає $t_p = 1,1$ с.

Вибравши відповідним чином зв'язок по задавальному діянню, можна компенсувати початкові значення повільно згасаючих компонент.

Вибираємо корені рівняння $F_\alpha(s) = 0$ набагато більшими за абсолютними значеннями від коренів характеристичного рівняння початкового СФД з управлінням по відхиленню: $\lambda_{\alpha_1} = -10a$, $\lambda_{\alpha_2} = -10b$. Тоді

$$\begin{aligned} F_\alpha(s) &= \xi(s - \lambda_{\alpha_1})(s - \lambda_{\alpha_2}) = \xi(s + 10a)(s + 10b) \\ &= \xi s^2 + 10s(a + b)\xi + 100ab\xi. \end{aligned}$$

Необхідно виконати умову

$$F_\alpha(s) + D_\alpha(s) = T_2 s^2 + (k_p T_1 + 1)s + k_p. \quad (2.23)$$

Використовуючи (2.23), маємо значення чисельника передавальної функції зв'язку по задавальному діянню:

$$\begin{aligned} D_\alpha(s) &= T_2 s^2 + (k_p T_1 + 1)s + k_p - (\xi s^2 + 10s(a + b)\xi + 100ab\xi) = \\ &= \tau_2 s^2 + \tau_1 s + \tau_0. \end{aligned}$$

Прирівнюючи коефіцієнти лівої і правої частин рівняння, одержимо

$$\tau_2 = T_2 - \xi; \quad \tau_1 = k_p T_1 + 1 - 10(a + b)\xi; \quad \tau_0 = k_p - 100ab\xi.$$

Як відомо, для збереження порядку астатизму СФД потрібно, щоб порядок нижчої похідної від задавального діяння дорівнював порядкові астатизму СФД. Якщо $v=1$, то $D_\alpha(s) = \tau_2 s^2 + \tau_1 s$. Остаточна передавальна функція додаткового розімкненого каналу має вигляд

$$K_\alpha(s) = D_\alpha(s)/F_\alpha(s) = (\tau_2 s^2 + \tau_1 s)/[\xi(s - \lambda_{\alpha_1})(s - \lambda_{\alpha_2})].$$

Виходячи з умови $\tau_0 = 0$, знаходимо $k_p - 100ab\xi = 0$, звідки $\xi = k_p/(100ab)$. Тоді

$$\tau_1 = k_p T_1 + 1 - \frac{10k_p(a+b)}{100ab} = k_p T_1 + 1 - \frac{k_p(a+b)}{10ab};$$

$$\tau_2 = T_2 - k_p/(100ab).$$

Складаємо схему в змінних станів з урахуванням розімкненого каналу, використовуючи пакет прикладних програм, будуємо графік перехідного процесу (рис. 2.1, б, крива 2). Тривалість перехідного процесу складає $t_p=0,2$ с.

Аналізуючи отримані результати, можна зробити висновок, що у разі комплексних коренів характеристичного рівняння СФД без додаткового зв'язку по задавальному діянню (із принципом управління по відхиленню) перехідний процес СФД має коливальний характер (рис. 2.1, б, крива 1). Уведення розімкненого зв'язку з передавальною функцією $K_\alpha(s)$, синтезованою з умови компенсації початкових значень, повільно згасаюча компонента перехідної складової похибки дає змогу одержати аперіодичний перехідний процес і значно зменшити перехідну складову фазову похибку СФД (рис. 2.1, б, крива 2). Тривалість перехідного процесу зменшується в $t_p/t_{pк} = 1,1/0,2 = 5,5$ раз.

Якщо корені характеристичного рівняння дійсні, то для синтезу передавальної функції розімкненого зв'язку по задавальному діянню СФД, щоб звести до нуля початкові значення повільно згасаючих компонент перехідної складової похибки, потрібно ввести k похідних від задавального діяння. Для зменшення одного початкового значення компоненти перехідної складової похибки слід ввести одну похідну від задавального діяння, до того ж порядок цієї похідної відповідно до умови збереження астатизму має дорівнювати порядкові астатизму початкового СФД.

У загальному випадку передавальна функція зв'язку по задавальному діянню має вигляд

$$K_{\alpha}(s) = \frac{\tau_m s^m + \tau_{m-1} s^{m-1} + \dots + \tau_{v+1} s^{v+1} + \tau_v s^v}{d_m s^m + d_{m-1} s^{m-1} + \dots + d_1 s^1 + d_0} = \frac{D_{\alpha}(s)}{F_{\alpha}(s)}$$

2.2 Мінімізація квадратичної інтегральної оцінки якості СФД за допомогою розімкненого зв'язку

Розімкнений зв'язок по задавальному діянню, синтезований з умови компенсації початкових значень повільно згасаючих компонент перехідної складової похибки, істотно поліпшує перехідний процес комбінованого СФД. Непрямою оцінкою цього поліпшення є тривалість перехідного процесу. Більш загальними оцінками перехідних процесів СФД є інтегральні оцінки, що характеризують швидкість згасання і відхилення керованої величини в сукупності. Серед інтегральних оцінок найпоширенішими є квадратична і поліпшена квадратична інтегральні оцінки.

Системи з комбінованим управлінням мають ширші можливості мінімізації квадратичних інтегральних оцінок, ніж системи з управлінням по відхиленню. Розглянемо методику синтезу фізично реалізованого зв'язку по задавальному діянню комбінованого СФД з умови мінімізації квадратичної інтегральної оцінки.

Похибку комбінованого СФД (рис. 2.1, *a*) можна зобразити у вигляді

$$\Delta\varphi_{\kappa}(s) = [D_{\Delta\varphi_0}(s)s^v/F_3(s) - D_{\Delta\varphi_0}(s)s^v/F_{\kappa}(s)]\alpha(s) = \Delta\varphi_{\text{в.к}}(s) - \Delta\varphi_{\text{п.к}}(s),$$

де $\Delta\varphi_{\text{в.к}}(s)$, $\Delta\varphi_{\text{п.к}}(s)$ - зображення вимушеної і перехідної складових похибки. Якщо $\alpha(s) = 1/s$ і $v \geq 1$, то вимушена складова похибки $\Delta\varphi_{\text{в.к}}(t) = 0$.

У цьому разі

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{\kappa}(s) &= \Delta\varphi_{\text{п.к}}(s) = \\ &= D_{\Delta\varphi_0}(s)s^{v-1}/F_3(s) - D_{\Delta\varphi_0}(s)s^{v-1}/F_{\kappa}(s) = K_{\Delta\varphi_0}(s)s^{v-1} - K_{\Delta\varphi_{\alpha}}(s)s^{v-1}, \end{aligned}$$

або

$$\Delta\varphi_{\text{п.к}}(s) = \Delta\varphi_{\text{п.к}_1}(s) - \Delta\varphi_{\text{п.к}_2}(s),$$

де $\Delta\varphi_{\text{п.к}_1}(s) = K_{\Delta\varphi_0}(s)s^{v-1}$; $\Delta\varphi_{\text{п.к}_2}(s) = K_{\Delta\varphi_{\alpha}}(s)s^{v-1}$;

$$K_{\Delta\varphi_0}(s)s^{v-1} - K_{\Delta\varphi_{\alpha_0}}(s)s^{v-1} = K_{\Delta\varphi_{\kappa_0}}.$$

Відповідно до виразу (2.24) квадратична інтегральна оцінка комбінованого СФД

$$\begin{aligned} I_{PK} &= \int_0^{\infty} [\Delta\varphi_{\text{п.к}_1}(t) - \Delta\varphi_{\text{п.к}_2}(t)]^2 dt = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |K_{\Delta\varphi_0}(j\omega)(j\omega)^{v-1} - K_{\Delta\varphi_{\alpha_0}}(j\omega)(j\omega)^{v-1}|^2 d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |K_{\Delta\varphi_{\kappa_0}}(j\omega)(j\omega)^{v-1}|^2 d\omega. \end{aligned} \quad (2.25)$$

Як випливає з виразу (2.24), зображення перехідної похибки комбінованого СФД містить дві складові: $\Delta\varphi_{\text{п.к}_1}(t)$ і $\Delta\varphi_{\text{п.к}_2}(t)$ протилежних знаків. До того ж $\Delta\varphi_{\kappa_1}(t)$ дорівнює перехідній складовій похибки в СФД з управлінням по відхиленню:

$$\Delta\varphi_{\text{п}}(s) = \Delta\varphi_{\text{п.к}}(s) = K_{\Delta\varphi}(s)\alpha(s) = D_{\Delta\varphi_0}(s)s^{v-1}/F_3(s) = K_{\Delta\varphi_0}(s)s^{v-1} \quad (2.26)$$

Отже, у комбінованому СФД можна додатково зменшити перехідну похибку, а значить, і мінімізувати квадратичну інтегральну оцінку за рахунок складової $\Delta\varphi_{\text{п.к}_2}(s)$. Складову $\Delta\varphi_{\text{п.к}_2}(t)$ в бажаному напрямку можна змінити вибором параметрів передавальної функції $K_{\Delta\varphi_{\alpha}}(s)$. У виразі для полінома $D_{\Delta\varphi_{\alpha}}(s)$ чисельник передавальної функції входить у поліном $D_{\alpha}(s)$ передавальної функції зв'язку по задавальному діянню, параметри якого можуть обиратися так, щоб інтегральна квадратична оцінка (2.25) була мінімальною.

У разі $F_{\alpha}(s) = D_2(s)F_1(s)$ передавальна функція комбінованого СФД набуває вигляду

$$K_{\Delta\varphi_{\kappa}}(s) = [F_1(s)F_2(s) - D_{\Delta\varphi_{\alpha}}(s)]/F_3(s) =$$

$$= [D_{\Delta\varphi}(s) - D_{\Delta\varphi_\alpha}(s)]/F_3(s) = [D_{\Delta\varphi_0}(s) - D_{\Delta\varphi_{\alpha_0}}(s)]/F_3(s) \quad (2.27)$$

Або

$$K_{\Delta\varphi_k}(s) = (\sum_{j=v+1}^m a_j s^{j-v} + \sum_{j=v}^v a_{jk} s^{j-v}) s^v / \sum_{j=0}^m c_j s^j, \quad (2.28)$$

де $a_{\gamma_k} = a_\gamma - \tau_\gamma$; $a_{(\gamma-1)_k} = a_{\gamma-1} - \tau_{\gamma-1}, \dots, a_{\gamma_k} = a_\gamma - \tau_\gamma$; τ_j -j-й параметр чисельника $D_\alpha(s)$ передавальної функції $K_{\Delta\varphi_\alpha}(s)$.

Аналізуючи формули (2.27) і (2.28), бачимо, що характеристичний поліном комбінованого СФД (знаменник передавальної функції) збігається з характеристичним поліномом СФД з управлінням по відхиленню, тому що зв'язок по задавальному діянню не вносить нових коренів характеристичного рівняння, тобто не зумовлює появу нових компонент перехідної похибки СФД, оскільки в комбінованому СФД завдяки можливості вибору полінома $D_\alpha(s)$ існують ширші можливості зміни $K_{\Delta\varphi_k}(s)$, а отже, J_{II} , ніж у СФД з управлінням по відхиленню.

Зображення перехідної складової похибки в комбінованому СФД за умови, що задавальне діяння $\alpha(t) = 1(t)$ порядок астатизму $\nu \geq 1$, визначається виразом

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{п.к}(s) &= K_{\Delta\varphi_k}(s) \alpha(s) = \\ &= \left(\sum_{j=\gamma+1}^m a_j s^{j-\nu-1} + \left(\sum_{j=\nu}^v a_{kj} s^{j-\nu-1} \right) s^{\nu-1} / \sum_{j=0}^m c_j s^j \right) = \\ &= D_{\Delta\varphi_0}(s) s^{\nu-1} / F_3(s) = K_{\Delta\varphi_{k_0}}(s) s^{\nu-1}. \end{aligned} \quad (2.29)$$

Щоб визначити J_{IIk} для СФД з управлінням по відхиленню, що має $\nu = 1$ за умови $\alpha(s) = 1/s$, підставляємо значення $K_{\Delta\varphi_0}$ з виразу (2.26) в підінтегральний вираз, попередньо замінивши s на $j\omega$:

$$J_{IIk} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \left(\sum_{i=1}^m a_i (j\omega)^{i-1} \right) s^{\nu-1} / \left[\sum_{i=0}^m c_j (j\omega)^j \right] \right|^2 d\omega, \quad (2.30)$$

а для визначення $J_{IIк}$ комбінованого СФД у вираз (2.25) підставляємо значення $K_{\Delta\varphi_{к0}}(s)$ із (2.29):

$$J_{IIк} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \left[\sum_{i=\gamma+1}^m a_i(j\omega)^{i-1} + \sum_{i=1}^{\gamma} a_{iк}(j\omega)^{i-1} \right] / \left[\sum_{i=0}^m c_i(j\omega)^i \right]^2 d\omega \right|. \quad (2.31)$$

Інтеграли (2.28) і (2.31) для обчислення зводяться до табличного вигляду [30]

$$J_{IIк} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{c(j\omega)c(-j\omega)}{d(j\omega)d(-j\omega)} d\omega,$$

де

$$\begin{aligned} c(j\omega) &= c_{m-1}(j\omega)^{m-1} + c_{m-2}(j\omega)^{m-2} + \dots + c_0; \quad d(j\omega) = \\ &= d_m(j\omega)^m + c_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \dots + d_0. \end{aligned}$$

Визначимо значення $J_{IIк}$ для СФД з принципом управління по відхиленню і комбінованих СФД, описуваних рівняннями, порядок яких $m=3,2,1$, при задавальному діянні $\alpha(t) = 1(t)$. Відповідно до виразу (2.30) для СФД з управлінням по відхиленню третього порядку

$$J_{II3} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \left(\sum_{i=1}^3 a_i(j\omega)^{i-1} \right) / \left[\sum_{i=0}^3 c_j(j\omega)^j \right]^2 d\omega \right|$$

$$J_{II3} = [c_0c_1a_3^2 + c_3c_0(a_2 - 2a_3a_1) + c_2c_3a_1^2] / [2c_0c_3(c_2c_1 - c_0c_3)]. \quad (2.32)$$

Аналогічно для $m=1$ та $m=2$ одержуємо $J_{II2} = (a_2^2c_0 + c_2a_1^2) / (2c_1c_2c_0)$;

$$J_{II1} = a_1^2 / (2c_1c_0).$$

Квадратичну інтегральну оцінку $J_{IIк}$ для комбінованого СФД визначаємо за умови $F_{\alpha}(s) = D_2(s)F_1(s)$, коли в розімкненому каналі управління формується тільки перша похідна задавального діяння $\alpha(t)$. У цьому разі

$$K_{\alpha}(s) = \frac{\tau_1 s}{[D_2(s)F_1(s)]}. \quad (2.33)$$

Тоді для систем третього порядку відповідно до (3.31) при $\nu = 1$ і $\alpha(t) = 1(t)$.

$$J_{II3} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} | [a_3(j\omega)^2 + a_2j\omega + a_{1k}] / [\sum_{i=0}^3 c_j(j\omega)^i] |^2 d\omega, \quad (2.34)$$

де $a_{1k} = a_1 - \tau_1$.

Вираз для J_{II3k} комбінованого СФД відрізняється від відповідного виразу (2.34) для J_{II3} СФД з управлінням по відхиленню тільки коефіцієнтом $a_{1k} = a_1 - \tau_1$. Отже, вираз для квадратичних інтегральних оцінок комбінованих СФД можна одержати з (2.32), замінивши в них a_j на a_{1k} :

$$\left. \begin{aligned} J_{II3k} &= \frac{c_0 c_1 a_3^2 + c_3 c_0 [a_2^2 - 2a_3(a_1 - \tau_1)] c_2 c_3 (a_1 - \tau_1)^2}{2c_0 c_3 (c_2 c_1 - c_0 c_3)} \\ J_{II2k} &= [a_2^2 + c_2(a_1 - \tau_1)^2] / (2c_0 c_1 c_2), \quad J_{II1k} = [(a_1 - \tau_1)^2] / (2c_0 c_1). \end{aligned} \right\} \quad (2.35)$$

Вираз (2.35) можна записати у вигляді

$$J_{IIjk} = J_{IIj} + \Delta J_{IIj}, \quad j = 1, 2, 3 \quad (2.36)$$

де

$$\begin{aligned} J_{II3} &= [\tau_1^2 c_2 c_3 + 2(a_3 c_3 c_0 - c_2 c_3 a_1) \tau_1] / [2c_3 c_0 (c_1 c_2 - c_3 c_0)]; \\ J_{II2k} &= (\tau_1^2 c_2 + 2a_1 c_2 \tau_2) / (2c_0 c_2 c_1), \quad J_{II1k} = [(\tau_1^2 - 2a_1 \tau_1)^2] / (2c_0 c_1). \end{aligned}$$

З виразу (2.36) видно, що інтегральна квадратична оцінка комбінованого СФД - це сума відповідної квадратичної інтегральної оцінки з управлінням по відхиленню J_{IIj} і збільшення ΔJ_{IIj} . Значення і знак збільшення ΔJ_{IIj} можуть змінюватися в широких межах унаслідок зміни параметра τ_1 зв'язку по задавальному діянню.

Оптимальне значення параметра τ_1 , що відповідає мінімуму інтегральної оцінки, визначається з рівняння

$$\frac{\partial J_{IIjk}}{\partial \tau_1} = 0. \quad (2.37)$$

Для системи третього порядку $\tau_{lopt} = (c_2 a_1 - c_0 a_3) / c_2$, а для систем першого і другого порядку $\tau_{lopt} = a_1$.

Відношення J_{IIjk} / J_{IIj} дає змогу оцінити ефективність зв'язку по задавальному діянню. Так, для систем другого і третього порядків з урахуванням (2.35) і (2.36)

$$J_{II2к} / J_{II2} = [1 + (\tau_1^2 c_2 - 2a_1 c_2 \tau_1)] / (a_2 c_0 + c_2 a_1^2); \quad (2.38)$$

$$J_{II3к} / J_{II3} = 1 + [\tau_1^2 c_2 c_3 + 2(a_3 - c_2 c_3 a_1)] / [c_0 c_1 a_3^2 + c_3 c_0 (a_2^2 - 2a_3 a_1) + c_2 c_3 a_1^2]. \quad (2.39)$$

Підставляючи в (2.38) і (2.39) значення τ_{lopt} одержуємо

$$J_{II2к} / J_{II2} = 1 + \Delta_2, \quad J_{II3к} / J_{II3} = 1 + \Delta_3,$$

де $\Delta_2 = -a_1^2 c_2 / (a_2^2 c_0 + c_2 a_1^2)$; $\Delta_3 = (c_2 a_1 - a_3 c_0) / [2c_2 c_0 (c_3 c_0 - c_1 c_2)]$.

Таким чином, у кожному конкретному випадку можна визначити зменшення відношення J_{IIjk} / J_{IIj} , обчислюючи відповідне значення Δ .

Якщо зв'язок по задавальному діянню формує в загальному випадку у похідних, тобто

$$K_\alpha(s) = \sum_{j=v}^{\gamma} \tau_j s^j / [D_2(s) F_1(s)], \quad (2.40)$$

то потрібно брати $\gamma - v + 1$ похідних за параметрами τ_j і визначати кожне значення τ_j окремо.

Під час розв'язування задачі синтезу $K_\alpha(s)$ вибиралися оптимальні параметри чисельника $D_\alpha(s)$. Визначимо вплив параметрів знаменника $F_\alpha(s)$ на квадратичні інтегральні оцінки.

Як зазначалося, у загальному випадку передавальну функцію комбінованого СФД (див. рис. 3.1) можна звести до вигляду

$$K_{\Delta\varphi_k}(s) = [D_{\Delta\varphi}(s) / F_s(s) - D_{\Delta\varphi_\alpha}(s)] / F_k(s) = [D_{\Delta\varphi}(s) F_\alpha(s) - D_{\Delta\varphi_\alpha}(s)] / F_k(s),$$

Або

$$K_{\Delta\varphi_k}(s) = \left[D_{\Delta\varphi_k}(s)F_\alpha(s) - D_{\Delta\varphi_{\alpha_0}}(s) \right] s^\nu / F_k(s) = K_{\Delta\varphi_{0_k}}(s)s^\nu, \quad (2.42)$$

де $\lim_{s \rightarrow 0} K_{\Delta\varphi_{0_k}}(s) \neq 0..$

Тоді зображення перехідної складової похибки комбінованого СФД при $\nu \geq 1$ і $\alpha(s) = 1/(s)$:

$$\Delta\varphi_{п.к}(s) = \left[D_{\Delta\varphi_0}(s)F_\alpha(s) - D_{\Delta\varphi_{\alpha_0}}(s) \right] s^{\nu-1} / F_k(s) = K_{\Delta\varphi_{0_k}}(s)s^{\nu-1} \quad (2.43)$$

Для визначення квадратичної інтегральної оцінки комбінованого СФД треба у вираз (2.25) підставити значення $\Delta\varphi_{п.к}(s)$ з формули (2.43), замінивши s на $j\omega$:

$$\begin{aligned} J_{п.к} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\Delta\varphi_{п.к}(j\omega)|^2 d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{D_{\Delta\varphi_0}(j\omega)F_\alpha(j\omega) - D_{\Delta\varphi_{\alpha_0}}(j\omega)}{F_3(j\omega)F_\alpha(j\omega)} - (j\omega)^{\nu-1} \right|^2 d\omega \end{aligned} \quad (2.44)$$

Як видно з формули (2.44), квадратична інтегральна оцінка комбінованого СФД залежить від властивостей полінома $F_\alpha(s)$, а отже, і від можливості фізичної реалізації передавальної функції зв'язку по задавальному діянню. Враховуючи вираз (2.44), бачимо, що початкове значення j -ї компоненти залежить від $F_\alpha(\lambda_j)$ так:

$$A_j = \left[D_{\Delta\varphi_k}(\lambda_j)F_\alpha(\lambda_j) - D_{\Delta\varphi_{\alpha_0}}(\lambda_j) \right] \lambda_j^{\nu-1} / [F'_3(\lambda_j)F_\alpha(\lambda_j)]. \quad (2.45)$$

Отже, параметри знаменника передавальної функції зв'язку по задавальному діянню впливають на значення перехідної складової похибки, змінюючи як початкові значення компонент перехідної складової похибки, так і їхню кількість.

Знайдемо умови, за яких перехідна складова похибки, а отже, й квадратична інтегральна оцінка, не залежать від параметрів знаменника $F_\alpha(s)$ передавальної функції зв'язку по задавальному діянню. На ці умови впливає вигляд полінома $F_\alpha(s)$.

Розглянемо ряд можливих видів передавальної функції зв'язку по задавальному діянню залежно від вигляду полінома $F_\alpha(s)$.

Знаменник передавальної функції зв'язку по задавальному діянню визначається виразом

$$F_\alpha(s) = D_2(s)F_1(s). \quad (2.46)$$

Тоді

$$K_\alpha(s) = D_\alpha(s)/F_\alpha(s) = D_\alpha(s)/D_2(s)F_1(s) \quad (2.47)$$

Такий вигляд передавальної функції зв'язку по задавальному діянню приводить до найпростішого визначення квадратичних інтегральних оцінок комбінованих СФД через квадратичні інтегральні оцінки систем з управлінням по відхиленню із заміною в останніх a_j - коефіцієнтів на $a_j - \tau_j$. Передавальна функція комбінованого СФД у цьому разі визначається виразом (2.27). Характеристичний поліном СФД $F_k(s) = F_3(s)$. Кількість компонент перехідної складової похибки та інтенсивності їхнього згасання визначаються тільки кількістю та абсолютними значеннями коренів характеристичного рівняння $F_3(s) = 0$ СФД з управлінням по відхиленню.

Знаменник передавальної функції зв'язку по задавальному діянню дорівнює чисельникові передавальної функції, тобто

$$F_\alpha(s) = D_2(s) \quad (2.48)$$

Тоді передавальна функція зв'язку по задавальному діянню має вигляд

$$K_\alpha(s) = D_\alpha(s)/D_2(s) \quad (2.49)$$

а передавальна функція комбінованого СФД щодо похибки

$$\begin{aligned} K_{\Delta\varphi_k}(s) &= [1 + K_2(s)K_\alpha(s)]/[1 + K_1(s)K_2(s)] \\ K_{\Delta\varphi_k}(s) &= [F_1(s)F_2(s) - D_\alpha(s)F_1(s)]/F_3(s) \end{aligned} \quad (2.50)$$

Як випливає з формули (2.50), характеристичний поліном комбінованого СФД дорівнює характеристичному поліномові СФД із управлінням по відхиленню: $F_k(s) = F_3(s)$. Отже, як і в першому випадку, інтенсивності згасання початкових значень компонент перехідної складової похибки визначаються тільки коренями характеристичного рівняння $F_3(s) = 0$. У разі мінімізації квадратичної інтегральної оцінки за допомогою зв'язку по задавальному діянню визначаються тільки параметри $D_\alpha(s)$ чисельника передавальної функції зв'язку.

Знаменник передавальної функції зв'язку по задавальному діянню не задовольняє умови (2.46) і (2.48):

$$K_\alpha(s) = \sum_{j=1}^{\gamma} \tau_j s^{j+\nu} / \left(\sum_{j=0}^{\gamma} d_j s^j \right) = D_\alpha(s)/F_\alpha(s).$$

Це найзагальніший випадок: перехідна складова похибки комбінованого СФД і квадратична інтегральна оцінка залежать від параметрів знаменника полінома $F_\alpha(s)$ передавальної функції зв'язку, тобто від умов фізичної реалізації зв'язку. У цьому разі вираз для передавальної функції комбінованого СФД щодо похибки набуває вигляду

$$K_{\Delta\varphi_k} = \frac{a'_{m+\gamma} s^{m+\gamma-\nu} + a'_{m+\gamma-1} s^{m+\gamma-\nu-1} + \dots + a'_{m+\gamma-l} s^{m+\gamma+l-\nu} + \dots + a'_\nu s^\nu}{c'_{m+\gamma} s^{m+\gamma} + c'_{m+\gamma-1} s^{m+\gamma-1} + \dots + c'_0} s^\nu$$

$$K_{\Delta\varphi_k} = K_{\Delta\varphi_{0k}}(s) \quad (2.51)$$

де γ, f, e - степені поліномів відповідно $F_\alpha(s), D_2(s), F_1(s)$. З урахуванням (2.51) вираз перехідної складової похибки системи за умови $\alpha(s) = 1/(s)$ матиме вигляд

$$\Delta\varphi_{jk} = K_{\Delta\varphi_{0k}}(s)s^{\nu-1}. \quad (2.52)$$

Для визначення J_{II2k} комбінованого СФД у вираз (2.25) підставляємо значення $K_{\Delta\varphi_{0k}}(s)s^{\nu-1}$ з формули (2.52), замінивши s на $j\omega$:

$$J_{IIrk} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{a'_r(j\omega)^{r-\nu} + a'_{r-1}(j\omega)^{r-\nu-1} + \dots + a'_q(j\omega)^{q-\nu} + a'_{q-1}(j\omega)^{q-\nu-1} + \dots + a_\nu(j\omega)^{\nu-1}}{c'_r(j\omega)^r + c'_{r-1}(j\omega)^{r-1} + \dots + c'_0} (j\omega)^{\nu-1} \right|^2 d\omega, \quad (2.53)$$

де $r = m + \gamma; q = f + \gamma + e$.

Порівняння виразів (2.31) і (2.53) для квадратичних інтегральних оцінок за умови (2.48) і (2.49) відповідно показує, що в останньому випадку для визначення квадратичної інтегральної оцінки потрібно брати табличний інтеграл порядку $r = m + \gamma$ у, тоді як для СФД з управлінням по відхиленню порядок інтегралу дорівнює m . Наприклад, для системи третього порядку ($m=3$) при введенні фізично реалізованого зв'язку по задавальному діянню $K_\alpha(s) = D_\alpha(s)^{(\gamma)} / F_\alpha(s)^{(\gamma)}$, $\gamma = 2$, при цьому для визначення квадратичної інтегральної оцінки треба брати табличний інтеграл, що відповідає СФД п'ятого порядку $J_{IIrk} = J_{II5k}$.

Використовуючи метод простору станів і пакет прикладних програм, можна одержати квадратичну інтегральну оцінку простішим способом із загальної формули

$$J_{II} = \int_0^{\infty} [\Delta\varphi_{II}(t)]^2 dt. \quad (2.54)$$

Нехай розімкнений канал використовується як диференціальна ланка, оператор якої

$$K_{\alpha}(p) = \frac{\tau_1 p}{d_1 p + d_0} = \frac{D_{\alpha}(p)}{F_{\alpha}(p)}.$$

Тоді схема СФД у просторі станів набуває вигляду, показаного на рис.

2.2.

Рівняння станів зобразимо в матричному вигляді:

$$\dot{\bar{x}} = A\bar{x} + B\bar{u}; \quad \bar{Y}(t) = C\bar{x}(t).$$

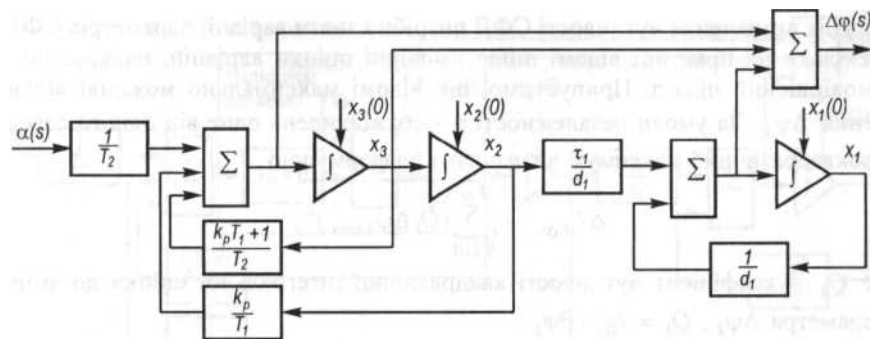


Рисунок. 2.2 – Схема СФД з додатковим каналом управління в змінних станів

Послідовно визначаємо $(sI - A)$, $\det[sI - A]$ матрицю переходу $\Phi(t)$.

Вектор виходу системи

$$\vec{Y}(t) = Y(t) = C\Phi(t - \tau)\vec{x}(0) + \int_0^t C\Phi(t - \tau)B\bar{u}(\tau)d\tau. \quad (2.55)$$

Вважаючи початкові умови нульовими, з (2.55) одержуємо

$$g(t) = \Delta\varphi(t) = \int_0^t C\Phi(t - \tau)B\bar{u}(\tau)d\tau \quad (2.56)$$

Використовуючи пакет прикладних програм, визначаємо $\Delta\varphi(t)$. Підставляючи обчислене значення $\Delta\varphi(t)$ у формулу (2.54), одержуємо інтегральну квадратичну оцінку.

Результати обчислень при підстановці конкретних числових значень є такими: інтегральна оцінка СФД без додаткового розімкненого каналу

$$J_{II} = 0,815, \text{ з додатковим каналом управління } J_{IIk} = 0,5110^{-1}.$$

Отже, уведення розімкненого компенсаційного зв'язку по задавальному діянню дає змогу зменшити квадратичну інтегральну оцінку в комбінованому СФД порівняно з СФД з управлінням по відхиленню в $J_{II}/J_{IIk} = 0,815/0,051 \approx 16$ разів.

Чутливість комбінованих СФД,

синтезованих з умови мінімізації квадратичної інтегральної оцінки

Вважатимемо, що в системі відбулися зміни параметрів ψ_k на $\Delta\psi_k$, де $k = \overline{1, m}$. Варіації $\Delta\psi_k$, природно, спричиняють зміни інтегральної квадратичної оцінки:

$$J_{IIk} = J_{IIk_0} \pm \Delta J_{IIk}.$$

Для визначення чутливості СФД потрібно знати варіації параметрів СФД. Оскільки на практиці відомі лише ймовірні оцінки варіацій, найкращим є ймовірнісний підхід. Припустимо, що відомі максимально можливі відхилення $\Delta\psi_k$. За умови незалежності різних відхилень одне від одного середньоквадратичний максимум визначають за формулою

$$\Delta J_{II\max} = \sqrt{\sum_{k=1}^m (Q_k \Delta\psi_{k\max})^2},$$

Q_k – коефіцієнт чутливості квадратичної інтегральної оцінки до зміни параметра $\Delta\psi_k$, $Q_k = J_{IIk}/\partial\psi_k$.

Тоді для варіаційної квадратичної інтегральної оцінки справджується відношення

$$\Delta J_{II\max} = J_{IIk_0} \pm \sqrt{\sum_{k=1}^m (Q_k \Delta\psi_{k\max})^2}, \quad (2.57)$$

Де

$$J_{IIk} = f(k_1, k_2, \tau_1, T_1, T_2, d_1). \quad (2.58)$$

Враховуючи вираз (2.58), визначаємо функції чутливості комбінованого СФД:

$$Q_1 = \frac{\partial J_{IIk}}{\partial k_1}, Q_1 = \frac{\partial J_{IIk}}{\partial k_2}, Q_1 = \frac{\partial J_{IIk}}{\partial \tau_1}, Q_1 = \frac{\partial J_{IIk}}{\partial T_1}, Q_1 = \frac{\partial J_{IIk}}{\partial T_2}, Q_1 = \frac{\partial J_{IIk}}{\partial d_1}.$$

Підставляючи отримані коефіцієнти чутливості у (2.57), знайдемо значення квадратичної інтегральної оцінки за наявності параметричних збурень.

Отже, методика оцінки впливу параметричних збурень на швидкодію СФД з додатковим каналом управління складається з таких етапів:

визначення квадратичної оцінки за номінальних значень параметрів на основі схем змінних станів та використовуючи пакети програм;

визначення варіацій параметра $\Delta\psi_k$;

обчислення коефіцієнтів чутливості інтегральної квадратичної оцінки до варіацій параметрів;

обчислення середньоквадратичного максимуму інтегральної оцінки демодулятора зі зв'язком по задавальному діянню;

визначення варійованих значень квадратичної інтегральної оцінки.

2.3 Аналіз нелінійного СФД із нелінійністю в замкненому контурі

Як зазначалося, наявність нелінійностей у замкненому контурі СФД істотно впливає на показники якості СФД. Найрозповсюдженішими є нелінійності з кусково-лінійними характеристиками: релейного типу, типу зони чутливості, а також складні нелінійності, які об'єднують типові нелінійності.

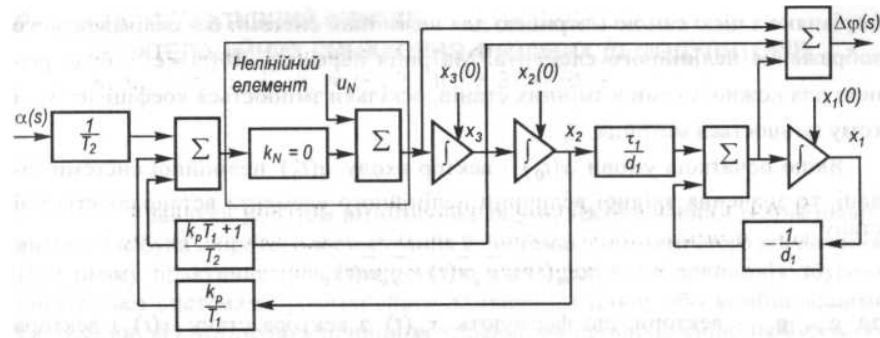


Рисунок 2.3 – Схема нелінійного СФД у змінних станів

В усталених режимах наявність нелінійності може призвести до додаткових фазових похибок, а у перехідних режимах - до збільшення тривалості перехідних процесів.

Схеми нелінійного СФД у змінних станів показано на рис. 2.3. Під нелінійним елементом мається на увазі нелінійність фазового дискримінатора. Зі схеми (рис. 2.3) складається рівняння станів нелінійного СФД. Розв'язання нелінійних рівнянь станів значно спрощується, якщо використовувати еквівалентне лінійне зображення нелінійних елементів. Такий підхід дає змогу досліджувати нелінійні СФД на основі розв'язання сукупності лінійних рівнянь станів з різними початковими умовами.

Для еквівалентної лінійної схеми СФД складається схема в змінних станів, що містить лінійну частину нелінійної системи та еквівалентну схему, місце включення якої відповідає розташуванню нелінійного елемента у системі (рис. 2.3). Зі схеми в змінних станів визначаємо лінійні рівняння станів:

$$\begin{aligned} x(t) &= A_j x(t) + B u(t); \\ y(t) &= C x(t) + D u(t), \quad i = \overline{1, k}. \end{aligned}$$

Визначимо розв'язки цих рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} x(t) &= \Phi_i(t - t_0) x(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi_i(t - \tau) B u_N(\tau) d\tau; \\ y(t) &= C x(t) + D u(t), \end{aligned} \right\} \quad (2.59)$$

де $i = \overline{1, k}$.

Вектор входу $u_N(t)$ містить входи нелінійної системи $u(t)$ і додатковий вхід u_N . Отже, розмірність матриці входу B збільшиться на один стовпець порівняно з цією самою матрицею для нелінійної системи без еквівалентного

зображення нелінійного елемента. Матриця переходу $\Phi_i(t) = e^{A_i t}$, буде різною для кожної схеми в змінних станів, оскільки змінюється коефіцієнт k_N і тому змінюється матриця A_i .

Якщо початкові умови $x(t_0)$ і вектор входу $u(t'_0)$ нелінійної системи задані, то значення вхідної величини нелінійного елемента встановлюється зі стану

$$x_m(t) = \bar{g}_x \bar{x}(t) + \bar{g}_u \bar{u}(t),$$

де \bar{g}_x, \bar{g}_u - вектори, що формують $x_m(t)$ з вектора стану $x(t)$ і вектора входу $\bar{u}(t)$.

На цьому етапі визначається початковий вибір рівнянь стану і відповідного їм розв'язку (2.59), а також значення додаткового входу .

Дослідження динаміки нелінійної системи починається з вибору розв'язання рівнянь стану. Під час розв'язання потрібно контролювати значення $x_m(t)$ нелінійного елемента, що є функцією векторів $\bar{x}(t)$ і $\bar{u}(t)$. При досягненні $x_m(t)$ межі діапазону, на якому мають змінюватися або значення додаткового входу u_N , або коефіцієнт k_N , здійснюється зміна u_N або перехід до інших рівнянь станів відповідно. Застосування нових рівнянь станів та їхніх розв'язків для дослідження динаміки нелінійної системи має починатися з новими початковими умовами, що відповідають значенню вектора $\bar{x}(t)$ наприкінці попереднього діапазону зміни $x_m(t)$.

Отже, контроль вхідного значення $x_m(t)$ нелінійного елемента визначає перехід від одних лінійних рівнянь станів до інших і зміни значення u_N . Послідовне використання різних лінійних рівнянь станів і їхнє стикування початковими умовами уможливорює проведення дослідження динаміки нелінійного СФД на необхідному відрізку часу.

Задаючись числовими значеннями і використовуючи програми дослідження СФД на ЕОМ, можна визначати перехідні процеси нелінійного СФД.

3 МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИНХРОННО-ФАЗОВИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ

3.1. Проектування синхронного фазового демодулятора приймача FM сигналу

У цьому підрозділі наведено результати імітаційного моделювання синхронного фазового демодулятора (СФД). На підставі проведених досліджень розроблено рекомендації стосовно вибору структури та параметрів СФД, які забезпечують підвищення завадостійкості приймання радіосигналу з кутовою модуляцією. Розглянуто два напрямки підвищення завадостійкості - зниження шумового порогу та збільшення індексу кутової модуляції.

Інтерес до використання великих індексів модуляції (μ) викликаний очікуваним збільшенням відношення сигнал-шум (ВСШ) вихідного сигналу. Амплітуда вихідного сигналу росте пропорційно індексу μ , отже його потужність пропорційна μ^2 . Ширина спектральної смуги, а отже потужність шуму у вихідній суміші, росте лінійно з ростом μ , відтак слід очікувати лінійного зростання ВСШ за потужністю зі збільшенням індексу μ . Однак ця закономірність, яка впливає з лінійної теорії фільтрів, практично виконується тільки для малих рівнів шумів та індексів модуляції, внаслідок чого ширококомвні ЧМ станції використовують індекси $\mu < 3,3$ рад.

У цьому підрозділі показана можливість технічної реалізації глибокої кутової модуляції (з індексами до 18 рад) із урахуванням нелінійних явищ в СФД.

В якості модульовального сигналу обраний гармонічний сигнал з частотою 5 кГц. Априорних обмежень на рівень шуму не накладається, оскільки однією із задач проектування є збільшення стійкості СФД до шумової завади.

Лінійний вибір параметрів СФД та порівняльний аналіз.

Структурна схема СФД на основі ФАПЧ другого порядку (рис. 3.1 а) відрізняється від схеми рис. 1.5 наявністю вихідного ФНЧ із шириною смуги пропускання, яка дорівнює верхній частоті модулюючого сигналу. На рис. 3.1б

наведена аналогічна схема із використанням у петлі керування ВСФ та ФВЧ, призначених для підвищення завадостійкості.

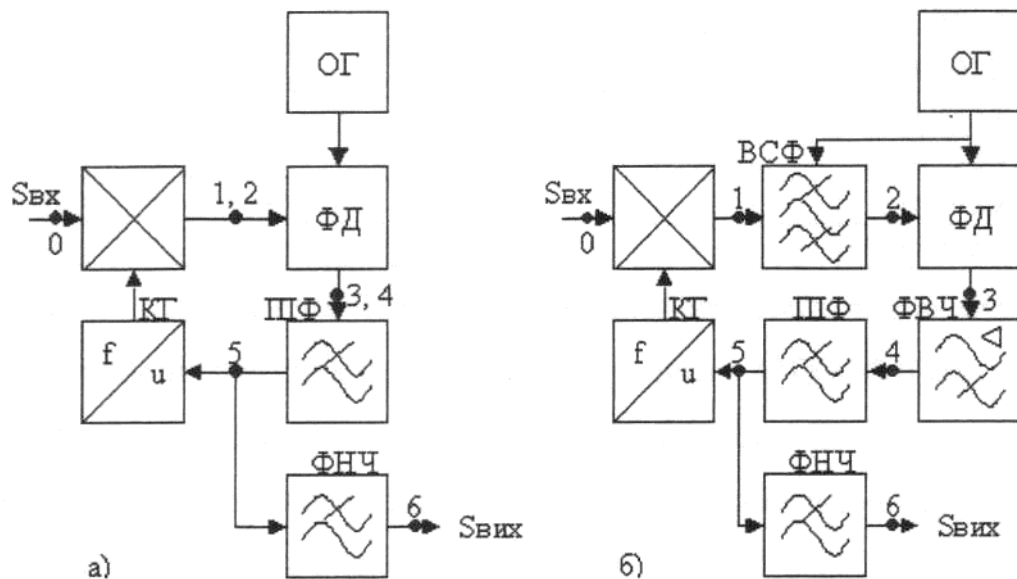


Рисунок. 3.1. – Структурні схеми класичного (а) і модифікованого (б) СФД.

Вхідним сигналом СФД є суміш сигналу проміжної частоти з кутовою модуляцією та шуму:

$$S_{ВХ}(t) = A_0 \cos [\omega_0 t + \mu \sin(\Omega_M t)] + n(t). \quad (3.1)$$

У припущенні про одиничну амплітуду детермінованої складової вхідного сигналу (3.1) його односторонній амплітудний спектр описує вираз

$$S(\omega_0 + k\Omega_M) = J_k(\mu), \quad (3.2)$$

$J_k(\mu)$ -функції Бесселя першого роду k -го порядку від аргументу μ , k - номер гармоніки. Значення відносних амплітуд гармонік, які входять у вираз (3.2), наведені у табл. 3.1 і показують значну нерівномірність спектральних складових ЧМ сигналу в межах спектральної смуги.

Таблиця 3.1 - Відносні амплітуди гармонік ЧМ сигналу.

№	$p=1,00$	$i=3,30$	$\alpha=6,28$	$\alpha=12,56$
0	0,7651	-0,3443	0,2196	0,1565
1	0,4401	0,2207	-0,2132	-0,1556
2	0,1149	0,4780	-0,2875	-0,1813
3	0,0196	0,3588	0,0301	0,0979
4	0,0025	0,1743	0,3162	0,2281
5	0,0003	0,0637	0,3728	0,0474
6	—	0,0188	0,2773	-0,1903
7	—	0,0046	0,1572	-0,2292
8	—	0,0010	0,0731	-0,0652
9	—	0,0002	0,0290	0,1462
10	—	—	0,0101	0,2747
11	—	—	0,0031	0,2912
12	—	—	0,0009	0,2354
13	—	—	0,0002	0,1586
14	—	—	—	0,0929
15	—	—	—	0,0485

Коефіцієнт передавання СФД, як оптимального фільтра, має бути комплексно спряженим зі спектром вхідного сигналу, тобто АЧХ СФД має збігатися з амплітудною спектральною характеристикою вхідного сигналу. Для проведення такого узгодження частотних характеристик розглянемо лінеаризовану схемну модель ФАПЧ, яка наведена на рис. 3.2.

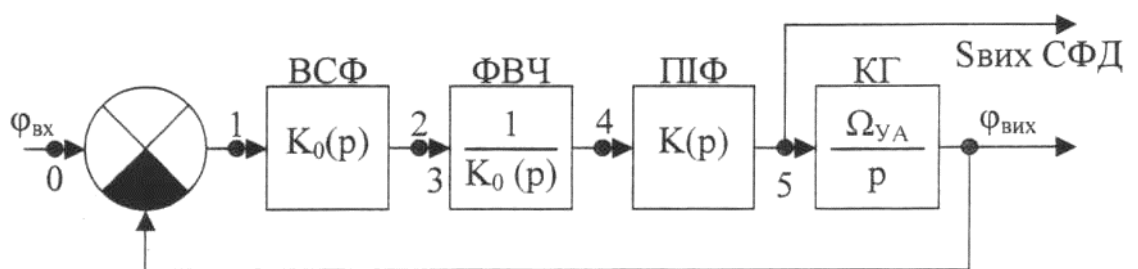


Рисунок 3.2. – Лінеаризована функціональна схема СФД.

Ця модель справедлива за припущення про низький рівень вхідних збурень (індексу модуляції, фазових шумів тощо) та про нульову початкову розстройку частот, тобто точний збіг власної частоти КГ із носійною частотою вхідного сигналу ВСФ.

Коефіцієнт передавання лінеаризованої моделі становить

$$W_1(p) = \frac{\Omega_{yA} K(p)}{p + \Omega_{yA} K(p)} \quad (3.3)$$

де $K(p) = \frac{1 + pmT}{1 + pT}$, $p = i\omega$. Смуга утримання автономної ФАПЧ (Ω_{yA}) має приблизно дорівнювати дев'яти частоті модульованого сигналу, тобто $\Omega_{yA} \approx \mu\Omega_m$. Форма АЧХ $|W_1 p(i\omega)|$ залежить від ширини смуги $\alpha = 1/T$ та коефіцієнта ш ПШФ і є неперервною функцією частоти. Тому АЧХ СФД узгоджена з огинаючою дискретного спектру модульованого сигналу.

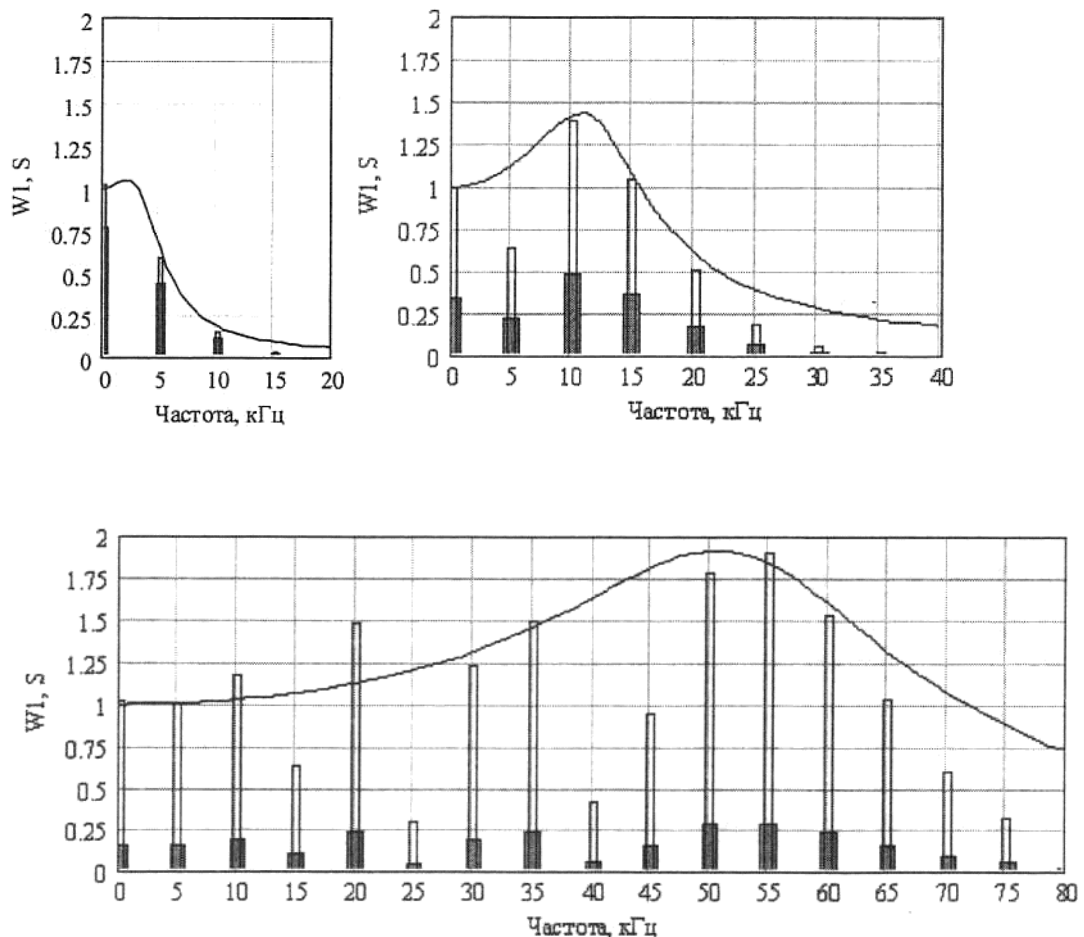


Рисунок 3.3. – Узгодження АЧХ СФД (W_1) зі спектром (S) ФМ сигналу з індексами модуляції $\mu=1$ рад (а), $\mu=3,3$ рад (б) та $\mu=12,56$ рад (в).

Синтезовані значення параметрів Ω_{yA} , α та m , котрі реалізують квазіоптимальну АЧХ для індексів модуляції $\mu=1$, $\mu=3,3$ та $\mu=12,56$, вказані в табл. 3.2 (набори параметрів 1, 2, 3 відповідно). Набір параметрів 2а

відрізняється від набору 2 лише іншими параметрами ВСФ та ФВЧ. Результати узгодження АЧХ СФД і спектру ФМ сигналу з різними індексами модуляції наведено на рис. 3.3. Для зручності порівняння на рис. 3.3 крім відносних амплітуд гармонік сигналу з кутовою модуляцією (темні стовпчики) нанесені їх масштабовані значення (світлі стовпчики). Порівняння показує, що зі збільшенням індексу модуляції якість узгодження погіршується через нерівномірність значень амплітуд гармонік.

Таблиця 3.2 - Синтезовані значення параметрів та відповідні показники завадостійкості СФД

№ набору параметрів	1	2	2а	3
Базовий індекс модуляції, рад.	1,0	3,3	3,3	12,56
Смуга утримання F_{VA} , кГц	4,0	32,0	32,0	120,0
Смуга ФНЧ $\alpha/2\pi$, кГц	4,0	5,0	5,0	25,0
β	1	0,156	0,156	0,208
m	0,2	0,16	0,16	0,04
$\mathfrak{R}(\mu, \Omega_M, \Omega_{VA}, \alpha_0, m_0)$	0,137	0,034	0,034	0,007
Смуга ВСФ та ФВЧ, Гц	500	3500	40	2000
m_0	0,1	0,06	0,08	0,1
Мінімальний енергетичний потенціал сигналу П, кГц	3,65	96	96	169
Порогове ВСШ у смузі	0,74/—1,3	19,05/12,8	19,05/12,8	33,88/15,3
Ω_M , відн. од. / дБ				
ВСШ _{вих} , дБ (при	30,2	31,1	31,1	19,5
ВСШ _{вх} =20дБ)				

Кількісну оцінку якості узгодження дає функціонал

$$\mathfrak{R}(\mu, \Omega_M, \Omega_{VA}, \alpha_0, m_0) = \frac{\sum_k (|J_k(\mu)| \cdot |W_1(k\Omega_M)|)^2}{|J_0(\mu)| \cdot \sum_k |W_1(k\Omega_M)|^2} \quad (3.4)$$

Чисельник функціоналу (3.4) є потужністю ФМ сигналу, який пройшов через фільтр з ЧХ $W_1()$, у знаменник входять нормуючий множник форми спектру (амплітуда нульової гармоніки) та потужність шуму на частотах гармонік. Порівняння значень функціоналу (3.4), наведених у табл. 3.2, підтверджує погіршення узгодження форми АЧХ СФД та спектру ФМ сигналу зі збільшенням індексу модуляції μ , а отже зростання ВСШ у вихідній суміші з поглибленням модуляції має бути меншим, ніж очікуване лінійне збільшення.

Для трьох варіантів синтезованих СФД у табл. 3.2 також наведені результати розрахунку граничних параметрів, отриманих кумулянтним методом за допомогою описаної у Додатку В. 1 програми. Результати показують, що внаслідок розширення смуги СФД з ростом індексу μ зростають вимоги до енергетичного потенціалу (Π) сигналу, який забезпечує синхронний режим пристрою. Порогові значення ВСШ вхідної суміші у смузі модульовального сигналу ($F_M = \Omega_M/2\pi$) розраховані за формулою

$$BCШ_{вх} = 10 \log \Pi / F_M \quad (3.5)$$

Порівняння показує, що використання глибокої модуляції з індексами $\mu=3,3$ рад та $\mu=12,56$ рад вимагає збільшення потужності вхідного сигналу на 14 дБ та 17 дБ (у 25,1 та 50,1 рази) відповідно у порівнянні з шумовим порогом СФД для $\mu=1$ рад.

Для рівня вхідного $BCШ_{вх}=20$ дБ кумулянтним методом розраховані також значення вихідного ВСШ:

$$BCШ_{вих} = 20 \log A_{вих} / \sigma_{вих}, \quad (3.6)$$

де $A_{вих}$ – амплітуда середнього значення частотної похибки, $\sigma_{вих}$ – максимальне СКВ за період модуляції. Ці значення показують, що збільшення індексу μ до 3 рад дає вигреш менше 1 дБ замість очікуваних 10 дБ, а при переході до набору параметрів №3 та $\mu=12,56$ рад $BCШ_{вих}$ зменшується на 10 дБ внаслідок гіршого узгодження. Однак, ці результати кумулянтного аналізу стосуються

сигналу у точці 5 на рис. 3.1 а і не враховують наступної низькочастотної фільтрації.

Детальніше дослідження синтезованих СФД проведено імітаційним моделюванням за допомогою програми, описаної у Додатку В.2. Особливістю програми імітаційного модулювання є спосіб завдання інтенсивності адитивної випадкової завади. Відповідним параметром є дисперсія σ_{BX}^2 шуму у вхідній суміші (3.1). Ця дисперсія є потужністю шуму у смузі модульованого сигналу, яка становить $\Omega_C == \mu\Omega_M$ - Відповідна потужність завади у смузі Ω_M повідомлення абомодульовального сигналу становитиме σ_{BX}^2/μ . Приймавши потужність сигналу A_0^2 у вхідній суміші (3.1) рівною одиниці, отримаємо вираз для розрахунку вхідного ВСШ у смузі модульовального сигналу:

$$\text{ВСШ}_{\text{вх}} = 10 \lg \frac{A_0^2}{\sigma_{BX}^2/\mu} = -10 \lg \frac{\sigma_{BX}^2}{\mu} \quad (3.7)$$

Відношення сигнал/шум на виході синхронного фазового демодулятора $\text{ВСШ}_{\text{вих}}$ визначено за виразом (3.6), але при імітаційному моделюванні СКВ реалізацій сигналу на виході розраховано за формулою

$$\sigma_{\text{ВІХ}i}^2 = \frac{1}{5T_M} \int_{t_0}^{t_0+5T_M} [s_{\text{ВІХ}}(t) - s_{\text{ВІХ}0}(t)]^2 dt \quad (3.8)$$

де $s_{\text{ВІХ}i}(t)$ - і-та реалізація вихідного сигналу,

$s_{\text{ВІХ}0}(t)$ - реалізація за відсутності шуму,

T_M - період сигналу модуляції,

t_0 - початковий момент інтегрування, обраний після закінчення перехідних юцесів.

За амплітуду $A_{\text{вх}}$, яка входить у вираз (3.6), прийнято амплітуду реалізації $s_{\text{ВІХ}0}(t)$. Для кожного набору значень параметрів та рівня $\text{ВСШ}_{\text{вх}}$ проаналізовано $N=20$ реалізацій та розраховано середнє значення $\overline{\sigma_{\text{ВІХ}}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sigma_{\text{ВІХ}i}$ та відхилення $\Delta\sigma_{\text{ВІХ}} = \sup |\sigma_{\text{ВІХ}i} - \sigma_{\text{ВІХ}}|$. Значення $\overline{\sigma_{\text{ВІХ}}}$

використано у виразі (3.6) для розрахунку ВСШвих середнього, а урахування $\Delta\sigma_{ВИХ}$ показало розкид ВСШвих у різних реалізаціях в межах $\pm 1,5..2$ дБ від середнього значення.

Результати імітаційного моделювання пристрою, зображеного на рис. 3.1 а, наведені у табл 3.3 (перші три колонки). Підкреслені жирні значення відповідають ВСШвих на границі шумового порогу відповідного СФД. Порівняння табл. 3.3 та табл. 3.2 показує, що кумулянтний метод досить точно (з похибкою менше 1 дБ) визначає рівень шумового порогу, але в оцінці дисперсії і ВСШвих наявна значна абсолютна похибка, яка сягає 6 дБ (для $ВСШвх=20$ дБ).

Таблиця 3.3 - Результати порівняльного імітаційного моделювання СФД.

№ набору параметрів	1	2	3	1	2	3	2	2а	2а
ВСФ та ФВЧ	—	—	—	+	+	+	+	+	+
Індекс модуляції, рад.	1	3,3	12,5 6	1	3,3	12,5 6	6,28	12,5 6	18
№ кривої на рис.3.4, 3.6 та 3.7	1	2	3	4	5	6	7	8	9
ВСШ вхідне, дБ	ВСШ вихідного сигналу без застосування ФНЧ (точка 5 на рис.3.1), дБ								
-5,6	—	-	-	10,5	-	—	—	—	--
-2,3	15,7	-	-	14,8	-	—	—	—	—
2,3	21,8	-	-	18,1	24,9	—	—	—	—
8,9	25,7	-	-	25,2	25,5	—	27,4	—	—
9,6	26,4	-	-	26,1	26,3	—	31,2	28,2	—
10,2	27,0	-	-	26,5	26,6	11,1	31,7	29,1	—
11,6	28,2	-	-	27,7	27,1	11,9	33,0	30,8	31,0
12,1	28,5	26,7	-	28,0	27,6	12,8	33,8	31,5	32,1

14,7	31,6	29,3	18,6	30,3	29,7	15,6	36,5	34,0	35,3
20,0	36,6	34,2	23,5	35,4	33,4	22,8	37,8	37,2	40,6
30,0	44,3	43,2	32,2	45,1	42,7	32,2	48,4	47,3	50,9
ВСШ вхідне, дБ	ВСШ вихідного сигналу із застосуванням ФНЧ (точка 6 на рис. 3.1), дБ								
-5,6	—	—	—	14,8	—	—	—	—	—
-2,3	15,8	—	—	17,3	—	—	—	—	—
2,3	23,1	—	—	20,4	31,8	—	—	—	—
8,9	27,2	—	—	27,7	32,9	—	36,6	—	—
9,6	27,8	—	—	28,5	34,1	—	37,4	38,0	—
10,2	28,6	—	—	29,4	34,8	23,1	38,1	38,4	—
11,6	29,5	—	—	30,7	35,0	26,2	39,2	40,0	40,6
12,1	30,5	32,9	—	31,3	35,2	28,0	39,8	40,9	42,1
14,7	33,0	36,3	33,9	33,8	39,1	33,6	42,3	43,1	44,3
20,0	37,9	41,5	38,7	38,7	41,6	37,1	47,4	48,2	50,6
30,0	46,7	51,7	48,1	48,6	50,2	47,2	57,5	58,0	60,5

Графічно результати імітаційного моделювання та їх статистичної обробки представлені на рис. 3.4 а у вигляді залежностей значень $ВСШ_{вих}$ від $ВСШ_{вх}$ сигналу без фільтрації (тонкі лінії) та фільтрованого сигналу (потовщені лінії), а на рис. 3.5 б у збільшеному масштабі наведено залежності виграшу (додатні значення) або програшу (від'ємні) $ВСШ_{вих}$. У порівнянні з фільтрованим вихідним сигналом СФД з набором параметрів №1. Вертикальними рисками на рис. 3.4 б вказаний розкид значень $ВСШ_{вих}$ у різних реалізаціях вихідного сигналу з набору $N=20$ реалізацій, прийнятих для статистичної обробки.

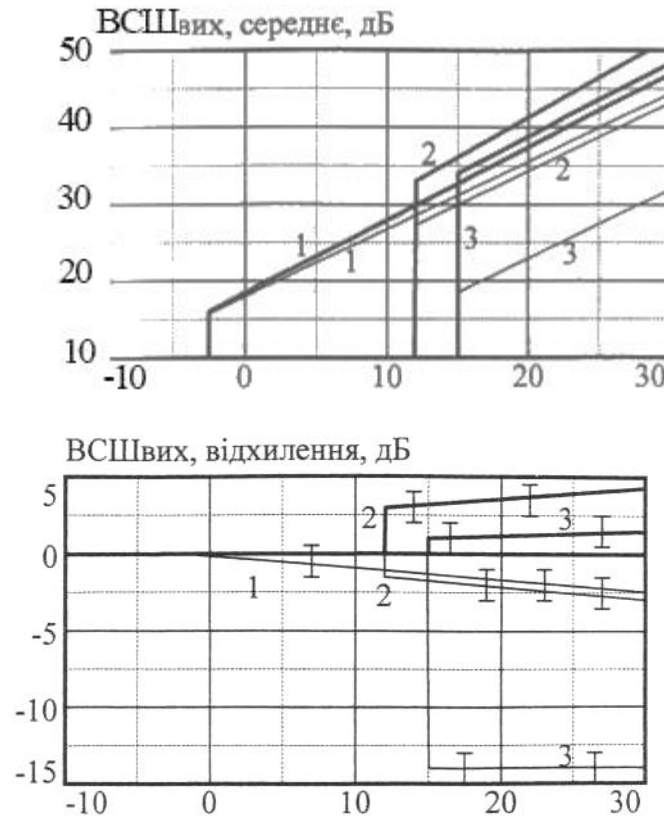


Рисунок 3.4. – Середні значення (а) та виграші (б) $ВСШ_{вих}$ СФД за схемою рис. 3.1 а.

Співставлення результатів, наведених на рис. 3.4 та у Табл. 3.2 і 3.3, показує наступні їх особливості.

1. $ВСШ_{вих}$ сигналу без фільтрації монотонно знижується з ростом індексу, всупереч результатам кумулянтного аналізу, які показують збільшення $ВСШ_{вих}$ при $\mu=3,3$ рад, але відносна похибка ($\pm 0,5$ дБ) менша за статистичний розкид $ВСШ_{вих}$.

2. Ефективність низькочастотної фільтрації значно підвищується зі збільшенням $|i|$ (від 1..2 дБ при $\mu=1$ рад до 12.. 15 дБ при $\mu=12,56$ рад).

3. $ВСШ_{вих}$ фільтрованого сигналу (точка 6 на рис. 3.1а) зростає при збільшенні μ від 1 до 3,3 рад, а при подальшому збільшенні - спадає. Виграш $ВСШ_{вих}$ при $\mu=3,3$ рад становить 3.5 дБ, що менше від очікуваних 10 дБ.

Таким чином, проведене моделювання СФД із класичною схемою (рис. 3.1а) підтвердило адекватність розробленої імітаційної моделі, оскільки результати, отримані за різних індексів модуляції μ , добре узгоджуються з

практичними [106, 111] за такими параметрами, як рівень шумового порогу, ефективність низькочастотної фільтрації та рівень $ВСШ_{вих}$ за високих рівнів вхідного сигналу. З другого боку, результати моделювання демонструють неможливість у рамках класичної схеми СФД значно збільшити $ВСШ_{вих}$ шляхом збільшення модуляції до індексів більше $\mu = 3,3$ рад, що вимагає застосування і дослідження схемотехнічних методів збільшення $ВСШ_{вих}$ та завадостійкості СДФ.

3.2 Зниження шумового порогу СФД.

Знизити шумовий поріг СФД можна шляхом використання схеми, наведеної на рис. 3.1 б. В табл. 3.2 наведені значення параметрів ВСФ та ФВЧ, які мінімізують рівень шумового порогу зі збереженням динамічних та фільтруючих властивостей ФАПЧ для різних індексів модуляції (набори параметрів 1, 2 і 3). Зниження шумового порогу ілюструють наведені на рис. 3.5 осцилограми вихідних сигналів без фільтрації (точки 5 на рис.3.1).

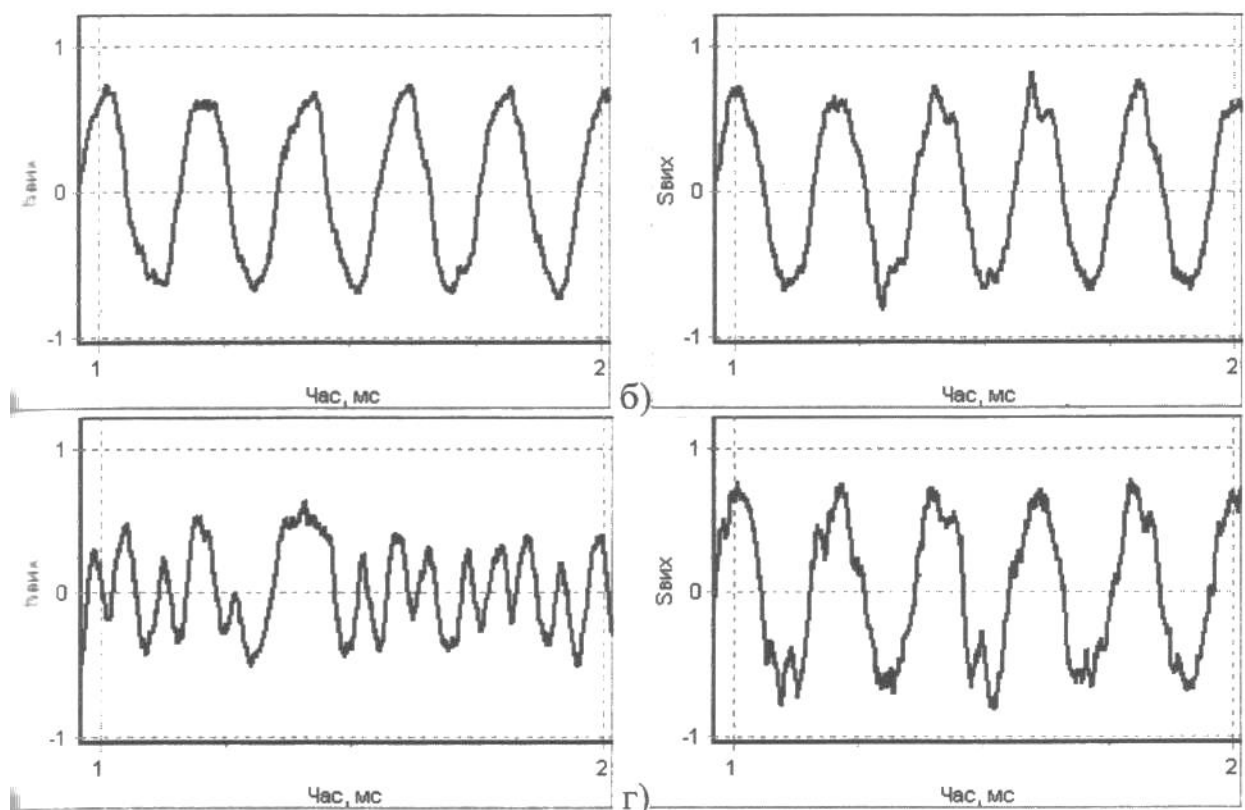


Рисунок 3.5 - Вихідні сигнали СФД зі схемами рис. 3.1 а (а, в) та 3.1 б (б, г) у надпороговій (а, б) та підпороговій (в, г) областях.

Осцилограми показують, що шумова складова вихідного сигналу у СФД рис. 3.1 б залишається пропорційною інтенсивності вхідного шуму за значно менших рівнів $ВСШ_{вх}$, коли схема рис. 3.1 а виходить з синхронного режиму і втрачає працездатність. Шумова складова сигналу без фільтрації у модифікованому СФД дещо більша, ніж у класичному (рис. 3.5 а і б), але спектр шуму на виході модифікованого пристрою через вплив ФВЧ містить більше високочастотних складових, що значно збільшує ефективність низькочастотної фільтрації. Результати імітаційного моделювання СФД за різних значень вхідного ВСШ та статистичної обробки реалізацій вихідних сигналів наведено в табл. 3.3 (колонки 4, 5, 6) та на рис. 3.6. Криві 1 і 4 стосуються індексу модуляції $\mu=1$ лиш. 2 і 5 - $\mu=3,3$ рад, 3 і 6 - $\mu=12,56$ рад; суцільні криві (1, 2, 3) відносяться до класичного СФД, а штрихові (4, 5, 6) до пропонованого; тонкі лінії стосуються сигналу без фільтрації (точка 5 на рис. 3.1), а потовщені - фільтрованого сигналу (точка 6).

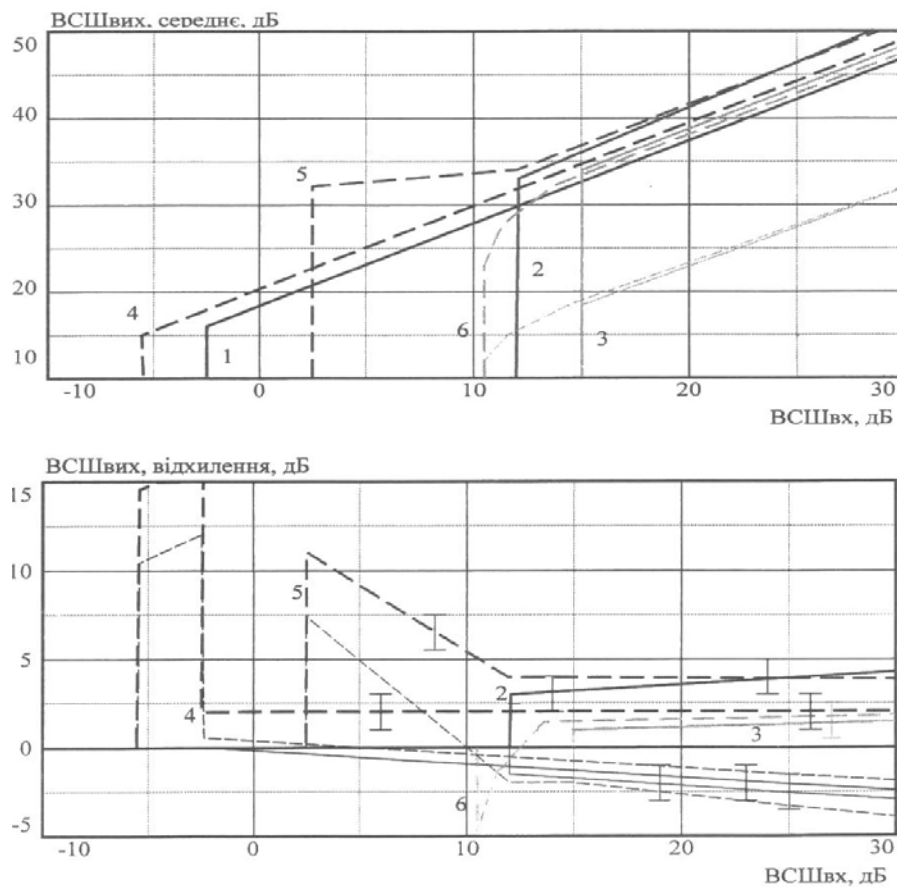


Рисунок 3.6 - Середні значення (а) та виграші (б) $ВСШ_{вих}$ СФД за схемою рис. 3.1 б.

Вище шумового порогу криві 1 і 4, 2 і 5 та 3 і 6 майже однакові, що є наслідком тотожності (5.21) і означає однаковість властивостей класичного і модифікованого СФД за великих значень вхідного ВСШ. Порівняння кривих 1, 2 і 3 проведено у пункті 3.1 і показує, що збільшення індексу модуляції дійсно дає вигреш у $ВСШ_{\text{вих}}$, але значно підвищує шумовий поріг. Це означає, що для використання переваг глибокої модуляції необхідно забезпечити великі рівні відношення сигнал-шум на вході, але при великих $ВСШ_{\text{вх}}$ якість вихідного сигналу цілком достатня і з меншими індексами модуляції.

Порівняння кривих 1 і 4, тобто класичного та модифікованого СФД за малих індексів модуляції, показує, що очікуване зниження шумового порогу дійсно відбувається. Але це зниження не можна вважати значним (5 дБ), крім того, якість сигналу знижується. Отже, зниження шумового порогу з малим індексом модуляції можна рекомендувати лише для систем стеження, в яких збереження синхронізму є значно важливішим показником, ніж $ВСШ$ вихідного сигналу.

З порівняння кривих 2 і 5, тобто класичного та модифікованого СФД за індексу модуляції $\mu = 3,3$ рад, видно, що відбувається значне зниження шумового порогу (біля 10 дБ). Крім того, якість вихідного сигналу, хоча і знижується зі зниженням вхідного $ВСШ$, але залишається досить високою (біля 30 дБ) внаслідок великого індексу модуляції. Отже, застосування пропонованого пристрою для приймання ЧМ сигналів дасть можливість підвищити $ВСШ$ вихідного сигналу, або зменшити необхідну потужність вхідного сигналу та вимоги до параметрів антен.

Нарешті, порівнюючи криві 4 і 5 (модифікований СФД за значень $\mu = 1$ рад і $\mu = 3,3$ рад), можна відмітити, що шумовий поріг зі збільшенням індексу модуляції збільшується лише на 8 дБ порівняно з 15 дБ у класичному СФД внаслідок того, що динамічна похибка фази на входах ФД зменшена за прийнятих параметрів ВСФ в 10..15 разів, і різниця резерву робочої ділянки характеристики ФД модифікованого пристрою при індексах модуляції $\mu = 1$ і $3,3$ є майже такою самою, як різниця резерву ФД класичного СФД при індексах модуляції $\mu = 0,1$ і $0,33$.

Криві 3 та 6 показують, що у модифікованому пристрої збільшення індексу модуляції до 12,56 рад із відповідним узгодженням параметрів СФД приводить до програшу у $ВСШ_{вих}$ порівняно з $\mu=3,3$, як і в класичному пристрої.

Наведені різниці $ВСШ_{вих}$ СФД з набором параметрів №1 та СФД з іншими параметрами (рис. 3.6 б) демонструють більшу ефективність низькочастотної фільтрації у модифікованому СФД. Так, за значень $\mu=3,3$ і $\mu=12,56$ $ВСШ_{вих}$ сигналу без фільтрації є меншим, ніж у випадку $\mu=1$, а фільтрованого сигналу - більшим. Однак, попри значне зниження шумового порогу, отриманий виграш $ВСШ_{вих}$ (2-5 дБ) є незначним і знаходиться практично в межах статистичної похибки.

3.3 Підвищення ВСПІ на виході СФД.

Збільшення амплітуди вхідного сигналу класичного СФД (рис. 3.1а) шляхом збільшення індексу модуляції а без зміни параметрів пристрою є неможливим внаслідок пропорційного зростання різниці фаз на входах ФД та зриву синхронізму через вихід за межі робочої ділянки навіть за відсутності шумів. Застосування модифікованого СФД (рис. 3.1б) усуває небезпеку зриву синхронізму через збільшення динамічної фазової похибки і дає змогу збільшувати індекс модуляції без зміни параметрів пристрою. Параметри СФД, узгодженого із ЧМ сигналом з індексом $\mu=3,3$ рад і пристосованого за допомогою ВСФ та ФВЧ для детектування сигналів з більш глибокою модуляцією, наведено у табл. 3.2 (набори №2 та 2а), а результати імітаційного моделювання з індексами $\mu=6,28$ рад, 12,56 рад та 18 рад - у табл. 3.3 (колонки 7, 8, 9 відповідно). Порівняння показує, що за однакових $ВСШ_{вих}$ збільшення ц від 3,3 до 6,28 рад збільшує $ВСШ$ нефільтрованого вихідного сигналу на 6 дБ, тобто амплітуда вхідного сигналу зростає вдвічі за незмінної дисперсії. Виграш $ВСШ_{вих}$ фільтрованого сигналу також складає 6..7 дБ, а порівняно з індексом $\mu=1$ рад - 9..10 дБ. Графічно ці результати подано на рис. 3.7.

Крива 7 на рис 3.7 показує, що з переходом до $\mu=6,28$ рад від $\mu=3,3$ рад

(крива 5) шумовий поріг модифікованого СФД (набір параметрів №2) зростає більш ніж на 6 дБ, але залишається на 3 дБ нижчим, ніж у класичного (крива 2). Цесупроводжується одночасним збільшенням $ВСШ_{вих}$. Подальше збільшення індексу модуляції до $\mu=12,56$ рад та $\mu=18$ рад збільшує $ВСШ_{вих}$ ще на 1.2 дБ, у цьому випадку параметри ПФ залишаються незмінними, а смугу пропускання ВСФ слід значно звужити (набір параметрів №2а). Залежності порівняльних значень $ВСШ_{вих}$ (рис. 3.7 б) показують, що ріст $ВСШ_{вих}$ зі збільшенням μ до 6,28 рад є статистично стійким, а подальше зростання знаходиться в межах статистичної похибки. Слід відзначити, що виграти у $ВСШ$ вихідного сигналу отримані шляхом застосування модифікованої схеми СФД без збільшення потужності вхідного сигналу. Для відповідного збільшення $ВСШ_{вих}$. У класичній схемі необхідно збільшити потужність на 8.. 10 дБ, тобто у 9.. 10 разів.

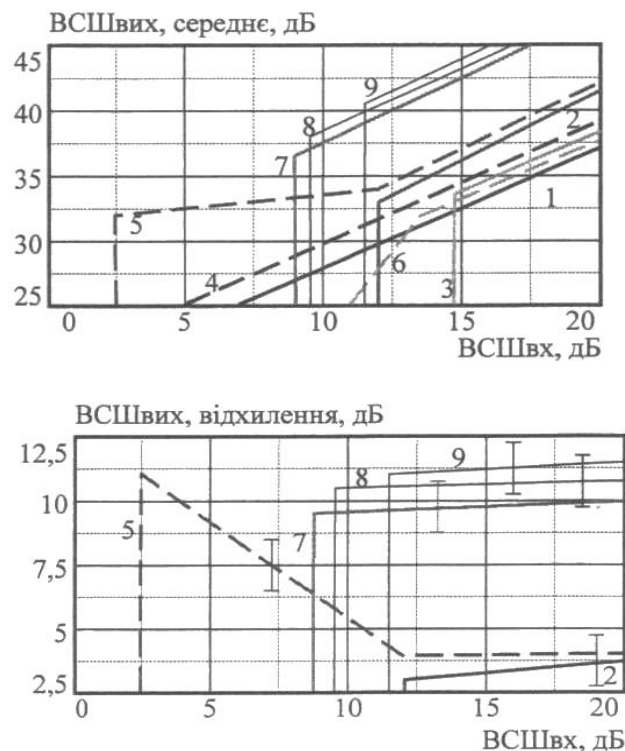


Рисунок 3.7. – Середні значення (а) та виграти (б) $ВСШ_{вих}$ СФД за схемою рис. 3.1 при індексах модуляції $\mu=6,28$ рад (7), 12,56 рад (8) та 18 рад (9).

Таким чином, для підвищення завадостійкості синхронно фазового детектора приймача ЧМ сигналів автор рекомендує використання модифікованої схеми СДФ (рис. 3.1 а) з набором параметрів №2 з табл. 3.2. Без зміни стандарту модуляції, тобто із використанням ЧМ сигналу з індексом модуляції $\mu = 3,3$ рад, застосування такого СДФ дає можливість знизити шумовий поріг (тобто збільшити чутливість приймача) на 10 дБ. За умови зміни стандарту модуляції ЧМ сигналу зі збільшенням індексу до $\mu = 6,28$ рад рекомендований СДФ дозволяє збільшити відношення сигнал-шум вихідного сигналу на 8 дБ без збільшення енергетичних параметрів сигналу на вході приймача.

4 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 синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних мереж» 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.

4.1 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 синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних мереж» 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. 4.1 та 4.2.

Таблиця 4.1 – 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	66	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	55	0	58
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		59,7		

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 4.2 – 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	66	64	65
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	65,0		

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 [36]:

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

де $k_{\text{нов}}, k_{\text{теор}}$ - показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи, $k_{\text{нов}} = 59,7, k_{\text{теор}} = 65,0$ балів;

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

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}} = 0,6 \cdot 59,7 + 0,4 \cdot 65,00 = 61,80 \text{ балів.}$$

Визначення характеристики показника $E_{\text{нау}}$ проводиться на основі висновків експертів виходячи з граничних значень, які наведені в табл. 4.3.

Таблиця 4.3 – 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 синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних мереж», даний рівень становить 61,80 балів і відповідає статусу - середній рівень. Тобто у даному випадку можна вести мову про потенційну фактичну ефективність науково-дослідної роботи.

4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних мереж», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

4.2.1 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 [36]:

$$Z_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (4.2)$$

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.

$$Z_o = 15620,00 \cdot 36 / 22 = 25560,00 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.4 – 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	15620,00	710,00	36	25560,00
Інженер-розробник	15320,00	696,36	28	19498,18

телекомунікаційних систем				
Інженер-дослідник телекомунікаційних мереж	15250,00	693,18	28	19409,09
Консультант	15600,00	709,09	5	3545,45
Технік	7320,00	332,73	17	5656,36
Всього				73669,09

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Підвищення ефективності синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних мереж» розраховуємо за формулою:

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (4.3)$$

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:

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (4.4)$$

де M_M – розмір прожиткового мінімуму працездатної особи, або мінімальної місячної заробітної плати (в залежності від діючого законодавства), прийmemo $M_M=6700,00$ грн;

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б)[36];

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.

$$C_1 = 6700,00 \cdot 1,10 \cdot 1,65 / (22 \cdot 8) = 69,09 \text{ грн.}$$

$$Z_{pl} = 69,09 \cdot 8,64 = 596,97 \text{ грн.}$$

Таблиця 4.5 – 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
Установка обладнання для моделювання та проектування телекомунікаційної мережі	8,64	2	1,10	69,09	596,97
Підготовка робочого місця розробника телекомунікаційних систем	5,60	3	1,35	84,80	474,86
Підготовка серверного обладнання та синхронних фазових демодуляторів	4,80	4	1,50	94,22	452,25
Інсталяція програмного забезпечення для моделювання та розробки систем і мереж	6,10	4	1,50	94,22	574,73
Компіляція програмних блоків моделювання ТКМ	8,50	5	1,70	106,78	907,64
Налагодження програмних блоків моделювання синхронізації	5,20	6	2,00	125,63	653,25
Тестування системи та мережі	9,80	2	1,10	69,09	677,12
Всього					4336,83

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

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

$$Z_{\text{доод}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{доод}}}{100\%}, \quad (4.5)$$

де $H_{\text{доод}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 10%.

$$Z_{\text{доод}} = (73669,09 + 4336,83) \cdot 10 / 100\% = 7800,59 \text{ грн.}$$

4.2.2 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:

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{\text{доод}}) \cdot \frac{H_{zn}}{100\%} \quad (4.6)$$

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

$$Z_n = (73669,09 + 4336,83 + 7800,59) \cdot 22 / 100\% = 18877,43 \text{ грн.}$$

4.2.3 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 синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних мереж».

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:

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{\text{сж}}, \quad (4.7)$$

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_{vj} – вартість відходів j -го найменування, грн/кг.

$M_1 = 3,0 \cdot 292,00 \cdot 1,12 - 0 \cdot 0 = 981,12$ грн.

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.6 – 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 A4 500	292,00	3,0	0	0	981,12
Папірдлязаписів LightPapers 65 A5	161,00	4,0	0	0	721,28
Органайзер офісний	198,00	4,0	0	0	887,04
Набір офісний Base	216,00	3,0	0	0	725,76
Картридж для принтера EPSON-5000	1110,00	1,0	0	0	1243,20
Диск оптичний CD-RW	22,10	2,0	0	0	49,50
Flesh-пам'ять DATA 64 GB	389,00	1,0	0	0	435,68
Всього					5043,58

4.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_e), які використовують при проведенні НДР на тему «Підвищення ефективності синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних мереж», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою:

$$K_e = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (4.8)$$

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

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

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

$$K_e = 1 \cdot 4650,00 \cdot 1,12 = 5208,00 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.7 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Задаючий генератор	1	4650,00	5208,00
Модулятор	1	5360,00	6003,20
Демодулятор	1	1280,00	1433,60
Підстроюємий генератор	1	1750,00	1960,00
Всього			14604,80

4.2.5 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:

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.}i} \cdot K_i, \quad (4.9)$$

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

$C_{\text{пр.}i}$ – 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.

$$B_{\text{спец}} = 31624,00 \cdot 1 \cdot 1,12 = 35418,88 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 4.8 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Мережеве обладнання на основі ЕОМ Brain A345-F71BC	1	31624,00	35418,88
Всього			35418,88

4.2.6 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:

$$B_{npz} = \sum_{i=1}^k C_{inprz} \cdot C_{npz.i} \cdot K_i, \quad (4.10)$$

де C_{inprz} – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, грн;

$C_{npz.i}$ – 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.

$$B_{npz} = 7900,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 8690,00 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 4.9 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Прикладне програмне забезпечення розрахунку моделей MATLAB 12	1	7900,00	8690,00
Всього			8690,00

4.2.7 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:

$$A_{обл} = \frac{C_{обл}}{T_{обл}} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (4.11)$$

де $C_{обл}$ – 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;

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

$$A_{обл} = (25860,00 \cdot 2) / (3 \cdot 12) = 1436,67 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Персональний комп'ютер проведення інженерних досліджень	25860,00	3	2	1436,67
Обчислювально-аналітична система аналізу моделей систем керування мережею синхронізації	26870,00	3	2	1492,78
Робоче місце інженера-розробника	8690,00	6	2	241,39
Робоче місце інженера-дослідника	8650,00	6	2	240,28
Пристрій виводу інформації	6740,00	4	2	280,83
Оргтехніка	9000,00	5	2	300,00
Приміщення лабораторії	680000,00	25	2	4533,33
ОС Windows 11	8320,00	2	2	693,33
Прикладний пакет Microsoft Office 2019	7560,00	2	2	630,00
Прикладний пакет ПЗ розробки технічних моделей	8310,00	2	2	692,50

синхронізації мереж				
Всього				10541,11

4.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою:

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (4.12)$$

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 $C_e = 6,15$ грн;

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

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

$$B_e = 0,07 \cdot 210,0 \cdot 6,15 \cdot 0,95 / 0,97 = 90,41 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.11 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Обладнання забезпечення синхронізації (генератор, модулятор, демодулятор, фільтр)	0,07	210,0	90,41
Мережеве обладнання на основі EOM Brain A345-F71BC	0,55	210,0	710,33
Персональний комп'ютер проведення інженерних досліджень	0,24	250,0	369,00
Обчислювально-аналітична система аналізу моделей систем керування мережею синхронізації	0,42	210,0	542,43
Робоче місце інженера-розробника	0,08	240,0	118,08
Робоче місце інженера-	0,08	210,0	103,32

дослідника				
Пристрій виводу інформації	0,10	2,5	1,54	
Оргтехніка	0,65	2,1	8,39	
Всього			1943,49	

4.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних мереж» 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» розраховуємо як 20...25% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{cv} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cv}}{100\%}, \quad (4.13)$$

де H_{cv} – норма нарахування за статтею «Службові відрядження», прийmemo $H_{cv} = 20\%$.

$$B_{cv} = (73669,09 + 4336,83) \cdot 20 / 100\% = 15601,18 \text{ грн.}$$

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

Витрати за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» розраховуємо як 30...45% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{cn} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cn}}{100\%}, \quad (4.14)$$

де H_{cn} – норма нарахування за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації», прийmemo $H_{cn} = 40\%$.

$$B_{cn} = (73669,09 + 4336,83) \cdot 40 / 100\% = 31202,37 \text{ грн.}$$

4.2.11 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:

$$I_{\text{в}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{ів}}}{100\%}, \quad (4.15)$$

де $H_{\text{ів}}$ – норма нарахування за статтею «Інші витрати», приймемо $H_{\text{ів}} = 90\%$.

$$I_{\text{в}} = (73669,09 + 4336,83) \cdot 90 / 100\% = 70205,33 \text{ грн.}$$

4.2.12 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:

$$B_{\text{нзв}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{нзв}}}{100\%}, \quad (4.16)$$

де $H_{\text{нзв}}$ – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», приймемо $H_{\text{нзв}} = 130\%$.

$$B_{\text{нзв}} = (73669,09 + 4336,83) \cdot 130 / 100\% = 101407,69 \text{ грн.}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних мереж» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою:

$$B_{\text{заг}} = Z_o + Z_p + Z_{\text{одд}} + Z_{\text{н}} + M + K_{\text{в}} + B_{\text{спец}} + B_{\text{прз}} + A_{\text{обл}} + B_{\text{е}} + B_{\text{св}} + B_{\text{сп}} + I_{\text{в}} + B_{\text{нзв}}. \quad (4.17)$$

$B_{\text{заг}} = 73669,09 + 4336,83 + 7800,59 + 18877,43195 + 5043,58 + 14604,80 + 35418,88 + 8690,00 + 10541,11 + 1943,49 + 15601,18 + 31202,37 + 70205,33 + 101407,69 = 399342,38$ грн.

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

$$ZB = \frac{B_{\text{заг}}}{\eta}, \quad (4.18)$$

де η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo $\eta=0,9$.

$$ZB = 399342,38 / 0,9 = 443713,75 \text{ грн.}$$

4.3 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 синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних мереж» 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:

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t}, \quad (4.19)$$

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

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 $B = 443713,75$ грн;

t – час проведення дослідження. Прийmemo $t = 0,17$ років, (2 міс.).

Визначення показників I , n , T_C , R , B , t здійснюється експертним шляхом або на основі нормативів [36].

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t} = \frac{4^3 \cdot 2 \cdot 4}{443,7 \cdot 0,17} = 6,92.$$

Якщо $K_p > 1$, то науково-дослідну роботу на тему «Підвищення ефективності синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних мереж» можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

4.4 Висновок до розділу 4

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних мереж» складають 443713,75 грн. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень науково-економічного ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних

мереж» 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.

5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Дослідження підвищення ефективності синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних мереж відбувалося в приміщенні, яке обладнане комп'ютеризованими робочими місцями. На розробника, згідно ГОСТ 12.0.003-74 [33], мали вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

1. Фізичні: підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони; підвищений рівень шуму на робочому місці; підвищена чи понижена вологість повітря; підвищений рівень статичної електрики; підвищений рівень електромагнітного випромінювання; недостатня освітленість робочої зони; відсутність чи нестача природного освітлення.

2. Психофізіологічні: розумове перевантаження; перенапруга аналізаторів; статичне перевантаження.

5.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

5.1.1. Обладнання приміщення та робочого місця

Організація робочого місця – це система заходів щодо його спеціалізації, оснащення необхідними засобами і предметами праці, їхнього розміщення на робочому місці, його зовнішнього оформлення і створення належних умов праці. Конкретний зміст цих заходів визначається характером і спеціалізацією робочого місця, його видом і значенням у виробничому процесі.

Робоче місце працівника складається зі столу, крісла і підніжки, які дають змогу зберігати раціональну робочу позу впродовж усього робочого дня.

Конструкція робочого столу відповідає сучасним вимогам ергономіки і забезпечує оптимальне розміщення на робочій поверхні використовуваного обладнання (дисплея, клавіатури, принтера) і документів.

Робочий стілець підйомно-поворотний з можливістю регулювання за висотою та кутом нахилу сидіння та спинки. Поверхня сидіння плоска, передній край - заокруглений. Регулювання за кожним із параметрів здійснюється незалежно, легко і надійно фіксується.

Конструкція робочого місця користувача ПК має забезпечувати підтримання оптимальної робочої пози з такими ергономічними характеристиками:

- ступні ніг – на підлозі або на підставці для ніг;
- стегна – в горизонтальній площині;
- передпліччя – вертикально;
- лікті – під кутом 70 – 90 град. до вертикальної площини;
- зап'ястя зігнуті під кутом не більше 20 град. відносно горизонтальної площини,
- нахил голови – 15 – 20 град. відносно вертикальної площини [34].

Розташування екрана забезпечує зручність зорового спостереження у вертикальній площині під кутом $+30^\circ$ до нормальної лінії погляду дослідника.

Висота робочої поверхні столу для ПК знаходиться в межах 680 – 800 мм, а ширина – забезпечує можливість виконання операцій в зоні досяжності моторного поля.

У приміщеннях з персональними комп'ютерами слід щоденно проводити вологе прибирання. Також в цих приміщеннях повинні бути медичні аптечки першої допомоги.

5.1.2. Електробезпека приміщення

Лінія електромережі для живлення персональних комп'ютерів, їх периферійних пристроїв (принтер, сканер тощо) в приміщенні виконана як окрема групова трипровідна мережа, шляхом прокладання фазового, нульового робочого та нульового захисного провідників. Нульовий захисний провідник використовується для заземлення (занулення) електроприймачів.

Нульовий захисний провід прокладено від стійки групового розподільчого щита, розподільчого пункту до розеток живлення. Не допускається підключення на щиті до одного контактного затискача нульового робочого та нульового захисного провідників [34].

Усі провідники відповідають номінальним параметрам мережі та навантаження, умовам навколишнього середовища, умовам розподілу провідників, температурному режиму тощо.

Персональні комп'ютери, периферійні пристрої до електромережі тільки з допомогою справних штепсельних з'єднань і електророзеток заводського виготовлення. Штепсельні з'єднання та електророзетки крім контактів фазового та нульового робочого провідників мають спеціальні контакти для підключення нульового захисного провідника. Конструкція їх має бути такою, щоб приєднання нульового захисного провідника відбувалося раніше ніж приєднання фазового та нульового робочого провідників. Порядок роз'єднання при відключенні має бути зворотним. Необхідно унеможливити з'єднання контактів фазових провідників з контактами нульового захисного провідника. Неприпустимим є підключення комп'ютерів, периферійних пристроїв до звичайної двопровідної електромережі, в тому числі – з використанням перехідних пристроїв.

Категорія умов з небезпеки електротравматизму – без підвищеної небезпеки [35].

Для запобігання електротравмам у приміщенні здійснюються:

- 1) ізоляція нормально струмоведучих елементів електроустаткування відповідно з вимогами нормативів;
- 2) захисне заземлення;
- 3) систематичне проходження інструктажу з електробезпеки.

5.2. Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

5.2.1 Мікроклімат

На самопочуття та стан здоров'я людини впливає мікроклімат виробничих приміщень, який визначається дією на організм людини температури, вологості, рухомості повітря і теплового випромінювання. Виробничий мікроклімат, як правило, відрізняється значною мінливістю, нерівномірністю по горизонталі та вертикалі, різноманітністю сполучень температури, вологості, рухомості повітря, інтенсивності випромінювання залежно від особливостей

технології виробництва, кліматичних особливостей місцевості, конструкцій споруд, організації повітрообміну із зовнішнім середовищем.

Робота дослідника підвищення ефективності синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних мереж відноситься до категорії легких робіт Іа. В табл. 5.1. наведені оптимальні параметри мікроклімату в приміщеннях, де виконуються роботи операторського типу.

Таблиця 5.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Допустимі		
	t, °C	W, %	V, м/с
Теплий	22-28	55	0,1-0,2
Холодний	21-25	75	0,1

Для забезпечення необхідних за нормативами параметрів мікроклімату в приміщенні передбачено загальне опалення будівлі та заходи з утеплення зовнішніх стін будівлі. Крім того, забезпечення допустимих метеорологічних умов праці в приміщенні здійснюється за допомогою системи припливно-витяжної вентиляції та регулярного провітрювання.

5.2.2 Склад повітря робочої зони

Нормуються шкідливі речовини у повітря робочої зони згідно ДСН 3.3.6.042-99 [5].

Гранично допустимі концентрації (ГДК) шкідливих речовин для повітря робочої зони під час розробки інформаційної технології захисту даних в «хмарних» комп'ютерних обчисленнях наведені у таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 – Гранично допустимі концентрації шкідливих речовин в повітрі робочої зони.

Назва речовини	ГДК, мг/м ³		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньодобова	
Озон	0,16	0,01	1
Вуглекислий газ (CO ₂)	3	1	4
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4

Для забезпечення складу повітря робочої зони здійснюється видалення шкідливих речовин, що потрапляють у повітря робочої зони, за рахунок механічної вентиляції. Кількість пилу, що наявна в приміщенні, зменшується за допомогою систематичного вологого прибирання.

5.2.3. Виробниче освітлення

У приміщенні, де виконуються дослідження підвищення ефективності синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних мереж використовується штучне та природне освітлення.

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для Шпосяса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні, які необхідно забезпечити під час виконання роботи зазначені у таблиці 5.4 (відповідно ДБН В.2.5-28-2018 [3]):

Таблиця 5.4 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, Лк		КПО, %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Дуже високої точності	Від 0,15 до 0,3	II	г	великий	світлий	1000	300	7	2,5	4,2	1,5

Для забезпечення достатнього освітлення передбачені такі заходи:

1. Відносно вікон робоче місце розміщене так, щоб природне світло було з лівого боку.
2. Робоче місце дослідника, обладнане ПК розташоване так, щоб уникнути попадання в очі прямого світла.
3. Джерела штучного світла розташовані з обох сторін від екрану паралельно напрямку зору.

4. Щоб уникнути світових блисків від екрану, клавіатури, освітлювальних пристроїв, сонця в напрямку очей необхідно застосовувати антиблискові сітки, спеціальні фільтри для екрану, захисні козирки, жалюзі на вікнах.

5. Вікна приміщень повинні мати регульовальні пристрої для відкривання.

5.2.4. Виробничий шум

У робочому приміщенні мають місце шуми механічного і аеродинамічного походження, широкосмугові із аперіодичним підсиленням при роботі принтерів.

Допустимі рівні звукового тиску та рівні звуку L_A під час роботи згідно з вимогами ДСН 3.3.6.037-99 [4] наведені у таблиці 5.5.

Таблиця 5.5 – Допустимі рівні звукового тиску і рівні звуку для постійного шуму

Характер робіт	Допустимі рівні звукового тиску (дБ) в стандартизованих октавних смугах зі середньгеометричними частинами (Гц)									Допустимий рівень звуку, дБА
	32	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
Виробничі приміщення	86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Для забезпечення допустимих параметрів шуму в приміщенні передбачено використання звукопоглинаючих матеріалів та пасивного охолодження ПК.

5.2.6 Виробничі випромінювання

Ступінь впливу електромагнітних випромінювань на організм людини залежить від діапазону частот, інтенсивності впливу відповідних чинників, тривалості опромінення, характеру випромінювання, режиму опромінення, розмірів поверхні тіла, яка опромінюється, та індивідуальних особливостей організму.

Під час проведення досліджень на ПК на працівника діє електромагнітне випромінювання (ЕМВ), що створюється ПК. Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань від монітору комп'ютера представлені в табл.5.6.

Таблиця 5.6 – Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

Найменування параметра	Допустимі значення
Напруженість електричної складової електромагнітного поля на відстані 50 см від поверхні відеомонітору	10 В/м
Напруженість магнітної складової електромагнітного поля на відстані 50 см від поверхні відеомонітору	0,3 А/м
Напруженість електростатичного поля не повинна перевищувати:	для дорослих користувачів 20кВ/м для дітей 15кВ/м

Заходи щодо зменшення впливу на працівника електромагнітного випромінювання: оптимальна організація робочого місця, доцільне розміщення технологічного устаткування, дотримання гігієнічно-обґрунтованих режимів праці та відпочинку, зменшення часу перебування у зоні опромінення.

5.2.6. Психофізіологічні фактори

Можлива психоемоційна напруга при тривалій роботі з екраном відеомонітору, тому для забезпечення безпечності праці пропонуються наступні рішення:

Працюючі за комп'ютером повинні дотримуватися наступного режиму праці:

При введенні даних, читанні інформації з екрану безперервна тривалість роботи не повинна перевищувати 4-х годин при 8-годинному робочому дні;

Через кожну годину роботи необхідно робити перерву на 5-10 хвилин, а через 2 години на 15 хвилин;

Перерви використовувати для зорового та фізичного розвантажування:

Стоячи або сидячи робити похитування головою ліворуч-праворуч (темп швидкий);

Стоячи або сидячи робити нахили голови уперед-назад (темп помірний);

Масаж лоба, злегка його погладжуючи, а також погладжуючи ділянки над бровами у напрямку до скронь;

Стоячи або сидячи проводити самомасаж шиї та потилиці, погладжуючи потилицю та шию у напрямку до торса;

5.3 Спеціальна та санітарна обробка при радіаційному забрудненні

Важливими заходами захисту населення у випадку радіаційного чи хімічного забруднення місцевості є проведення спеціальної та санітарної обробки.

Спеціальна обробка проводиться з метою знезаражування радіоактивних чи небезпечних хімічних речовин. Знезаражування радіоактивних речовин проводиться шляхом дезактивації, хімічних – дегазації.

Дезактивація – це видалення радіоактивних речовин (РР) з поверхні різних об'єктів, одягу, взуття, а також з продуктів харчування і води. Вона проводиться шляхом промивання струменем дезактивуючих розчинів, обтиранням і змітанням пилу вологими щітками, ганчірками, тампонами тощо. Залежно від умов, що склалися, дезактивація може бути повною і частковою.

Дегазація – це заходи, спрямовані на знезаражування або видалення отруйних і сильнодіючих ядучих речовин. Дегазацію можна проводити хімічним, фізичним і механічними способами. При хімічному способі застосовують нейтралізуючі або хімічні речовини, що руйнують отруйні і небезпечні хімічні сполуки. Фізичний спосіб передбачає випаровування, поглинання ОР і НХР різними матеріалами, руйнування високою температурою і вогнем. Механічні способи дегазації застосовують для зняття зараженого шару ґрунту, снігу, покриття на глибину проникнення ОР і НХР та поховання його.

Санітарна обробка є складовою частиною спеціальної обробки. Це комплекс заходів з ліквідації забруднення РР, зараження небезпечними ОР і НХР, хімічними і біологічними засобами особового складу формувань ЦЗ і населення. Санітарна обробка поділяється на часткову та повну.

Часткова санітарна обробка – механічне очищення і обробка відкритих ділянок шкіри, одягу, взуття, засобів індивідуального захисту або обробка за допомогою індивідуальних протихімічних пакетів. Вона проводиться після зараження безпосередньо у зоні радіоактивного чи хімічного забруднення і повторюється після виходу із зони.

ВИСНОВКИ

Проведено оцінювання впливу системи синхронізації на завадостійкість цифрових систем передачі інформації та затримка сигналів у колах системи керування мережею синхронізації, що дає можливість визначити шляхи зменшення впливу кіл синхронізації на завадостійкість цифрових систем передачі інформації.

Досліджено процеси перетворення інформаційних сигналів в колах синхронних фазових детекторів.

Проведено аналіз існуючих систем синхронізації та розглянуто особливості побудови сучасних синхронних фазових детекторів

В результаті проведених аналізів та порівнянь удосконалено математична модель оцінювання затримок сигналів у колах керування синхронних фазових детекторів

Оцінено час затримки сигналів у синхронних фазових детекторах

Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків, техніко-економічного обґрунтування та аналізу економічної ефективності рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи є середній, а дослідження актуальними, що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Стеглов В.К. Системи фазового автопідстроювання високої точності та швидкодії / В.К. Стеглов, О.А. Руденко, Б.Я. Костік – К.: Техніка, 2005. – 344 с.
2. Ільченко М.Ю. Телекомунікаційні системи / М.Ю. Ільченко, С.О Кравчук // – К.: Наукова думка 2017 – 788 с.
3. Кичак В.М. Телекомунікаційні системи передачі: підручник / В.М Кичак, О.М. Шинкарук, Г.Г. Бортник, І.І. Чесановський, О.В. Стальченко// – Х.: НАДПСУ 2016. – 424 с.
4. Кожин І.А. Синтез синхронно-фазових демодуляторів із умовия підвищення точності в установившихся режимах / І.А. Кожин, Ю.Г. Задоя // Вісн. УБЕНТЗ. – 2003. - №2. – С. 100-104.
5. Кожин І.А. Цифрові ітераційні синхронно-фазові демодулятори / І.А. Кожин, І.А. Рогожников // Тр. МНТК «Системи і средства передачі і обробки інформації». – Одеса, 2004. – С. 23-24.
6. Кожин І.А. Цифрові синхронно-фазові демодулятори / І.А. Кожин, В.К. Стеглов // Зв'язок. – 2004. - №7. – С. 43-44.
7. Стеглов В.К. Проектування телекомунікаційних мереж / В.К. Стеглов, Л.Н. Беркман – К.: Техніка, 2002.-792 с.
8. Бондарев А.П. Моделювання пристрою синхронізації з підвищеною завадостійкістю // Вісник НУ"ЛП" Електроенергетичні та електромеханічні системи –2003. –№ 479. –С. 24-29.
9. Бондарев А.П. Теоретичні засади аналізу завадостійкості пристроїв синхронізації // Вісник НУ"ЛП" Радіоелектроніка та телекомунікації. –2004. – №508. –С. 3–18.
10. Патент України на винахід № 66435. H03L7/00 / Бондарев А.П., Мартинів М.С. "Пристрій фазової автопідстройки частоти". Заявка № 4869869 від 01.10.90; Опубл.: Бюл. №5, 2004. –4 с.
11. Бондарев А.П. Залежність спектру фазових флуктуацій пристрою синхронізації від характеристик фазового детектора // Моделювання та інформаційні технології. –2003. –Вип.20. –С. 198–202.

12. Стеклов В.К. Системи фазового автопідстроювання та синхронно-фазові демодулятори / В.К. Стеклов, І.С. Щербина – К.: Техніка, 2006.-288 с.
13. Кухарчук В.В., Ігнатенко О.Г., Обертюх Р.Р. Методичні вказівки до оформлення дипломних проектів (робіт) для студентів всіх спеціальностей.- В.: ВДТУ, 2002.
14. Козловський В.О. Техніко-економічні обґрунтування та економічні розрахунки в дипломних проектах та роботах. Навчальний посібник. – В.: ВДТУ, 2003.
15. ДСТУ 3008-2015. Інформація та документація, звіти у сфері науки і техніки.- К.: ДП «УкрНДНЦ», 2016.
16. Разработка и оформление конструкторской документации радиоэлектронной аппаратуры. Справочник. Под ред. Э.Т.Романычевой.- М: Радио и связь, 1989.
17. Бортник Г.Г., Стальченко О.В. Методичні вказівки до дипломного проектування для студентів спеціальності «Телекомунікаційні системи та мережі» усіх форм навчання.- Вінниця:ВНТУ, 2009.- 54 с.
18. Милых М.М. Демодуляторы приема сигналов с фазоразностной модуляцией второго порядка / М.М. Милых, Л.В. Рудык, И.А. Кожин // Вісн. УБЕНТЗ. – 2004. - №1. – С. 132-138.
19. Беркман Л.Н., Костик Б.Я., Мирошников В.В. Анализ точности нелинейных и фазовой автоподстройки в установившихся режимах. // Зв'язок. – 2004. –№8(52). –С. 54-57.
20. Бондарев А.П. Предельные параметры СФС при воздействии случайной и гармонической помех / Львов, политехи, ин-т. –Львов, 1986. –6с. – Рус. Деп. в УКРНИИНТИ, №1129 - Ук.86.
21. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень
22. ДСН 3.3.6.039-99 Державні санітарні норми виробничої загальної та локальної вібрації

23. 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

ЗАТВЕРДЖУЮ

ЗАВДУВАЧ КАФЕДРИ ІКСТ

Д.Т.Н., ПРОФ. КИЧАК В.М.

«_____» _____ 2022 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

на виконання магістерської кваліфікаційної роботи

Підвищення ефективності синхронних фазових демодуляторів систем

синхронізації телекомунікаційних мереж

08-34.МКР.010.00.000 ТЗ

Керівник роботи

Завідувач кафедри ІКСТ

д.т.н., проф. Кичак В.М.

«_____» _____ 2022 р.

Виконавець: ст. гр. ТКС-21м

Терез О. О.

1 ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Робота проводиться на підставі наказу ректора по Вінницькому національному технічному університету від “28” 09 2022 року № 267 та індивідуального завдання на магістерську кваліфікаційну роботу.

Дата початку роботи: 04.09.2022 р.

Дата закінчення: 12.12.2022 р.

2 МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

Метою даної магістерської кваліфікаційної роботи є підвищення завадостійкості та точності синхронно-фазових демодуляторів в телекомунікаційних мережах.

Задачами магістерської кваліфікаційної роботи є:

- виконати техніко-економічне обґрунтування доцільності дослідження;
- провести аналіз методів побудови синхронно-фазових демодуляторів;
- провести аналіз показників якості СФД;
- провести аналіз методів підвищення точності синхронно-фазових демодуляторів;
- провести оцінку впливу зовнішніх завад на показники якості синхронно-фазових демодуляторів;
- провести аналіз методів підвищення завадостійкості засобів синхронізації;
- удосконалити методи підвищення точності та завадостійкості синхронно-фазових демодуляторів;
- проаналізувати економічну ефективність проведеного дослідження;
- здійснити аналіз питань охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях.

Об'єкт дослідження є процеси перетворення інформаційних сигналів у синхронно-фазових демодуляторах.

Предмет дослідження є методи та засоби підвищення точності та завадостійкості при обробці інформації в синхронно-фазових демодуляторах.

Основними завданнями роботи є:

- техніко-економічне обґрунтування доцільності даної розробки;
- аналіз методів побудови синхронно-фазових демодуляторів;
- аналіз показників якості СФД;
- аналіз методів підвищення точності синхронно-фазових демодуляторів;
- оцінювання впливу зовнішніх завад на показники якості синхронно-фазових демодуляторів;
- аналіз методів підвищення завадостійкості засобів синхронізації;
- удосконалення методів підвищення точності та завадостійкості синхронно-фазових демодуляторів;
- аналіз економічної ефективності проведеної розробки;
- дослідження питань безпеки життєдіяльності.

Проведена оцінка впливу зовнішніх завад на параметри синхронно-фазового демодулятора забезпечить можливість удосконалити методи підвищення завадостійкості СФД. Удосконалений метод підвищення точності шляхом коригування по зовнішній задавальній дії дає можливість зменшити вплив перехідного процесу без порушення стійкості синхронно-фазового демодулятора. Удосконалення методу підвищення точності шляхом введення додаткового розімкненого каналу керування з неединичним зворотнім зв'язком дало можливість підвищити порядок астатизму СФД.

3 ВИХІДНІ ДАНІ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ МКР

Під час підготовки магістерської кваліфікаційної роботи будуть використані матеріали, зібрані у процесі цієї практики.

Список використаних джерел розробки:

3.1 Стеклов В.К. Проектування телекомунікаційних мереж / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман – К.: Техніка, 2002.-792 с.

3.2 Бондарев А.П. Моделювання пристрою синхронізації з підвищеною завадостійкістю // Вісник НУ"ЛП" Електроенергетичні та електромеханічні системи –2003. –№ 479. –С. 24-29.

3.3 Бондарев А.П. Теоретичні засади аналізу завадостійкості пристроїв синхронізації // Вісник НУ"ЛП" Радіоелектроніка та телекомунікації. –2004. – №508. –С. 3–18.

3.4 Патент України на винахід № 66435. H03L7/00 / Бондарев А.П., Мартинів М.С. "Пристрій фазової автопідстройки частоти". Заявка № 4869869 від 01.10.90; Опубл.: Бюл. №5, 2004. –4 с.

3.5 Бондарев А.П. Залежність спектру фазових флуктуацій пристрою синхронізації від характеристик фазового детектора // Моделювання та інформаційні технології. –2003. –Вип.20. –С. 198–202.

3.6 Фомин А. Ф. и др. Аналоговые и цифровые синхронно-фазовые измерители и демодуляторы / А. Ф. Фомин, А. И. Хорошавин, О. И. Шелухин; Под ред. А. Ф. Фомина. — М.: Радио и связь, 1987. — 248 с.: ил.

3.7 Стеклов В.К. Системи фазового автопідстроювання та синхронно-фазові демодулятори / В.К. Стеклов, І.С. Щербина – К.: Техніка, 2006.-288 с.

3.8 Кухарчук В.В., Ігнатенко О.Г., Обертюх Р.Р. Методичні вказівки до оформлення дипломних проектів (робіт) для студентів всіх спеціальностей.- В.: ВДТУ, 2002.

3.9 Козловський В.О. Техніко-економічні обґрунтування та економічні розрахунки в дипломних проектах та роботах. Навчальний посібник. – В.: ВДТУ, 2003.

3.10 ДСТУ 3008-2015. Інформація та документація, звіти у сфері науки і техніки.- К.: ДП «УкрНДНЦ», 2016.

3.11 Разработка и оформление конструкторской документации радиоэлектронной аппаратуры. Справочник. Под ред. Э.Т.Романычевой.- М: Радио и связь, 1989.

3.12 Бортник Г.Г., Стальченко О.В. Методичні вказівки до дипломного проектування для студентів спеціальності «Телекомунікаційні системи та мережі» усіх форм навчання.- Вінниця:ВНТУ, 2009.- 54 с.

4 ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра телекомунікаційних систем, студент групи ТКС-21мТерез О. О.

5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Пропонується виконати дослідження методів підвищення завадостійкості та точності пристроїв синхронно-фазової демодуляції.

5.1 Параметри пристрою синхронізації:

5.1.1 Відношення сигнал/шуму	10-10 дБ
5.1.2 Смуга пропускання фільтра	2 Гц
5.1.4 Смуга утримання до	10 кГц
5.1.5 Середньоквадратичне значення відхилення функції густини ймовірності до	2 рад

6 ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№	Назва та зміст етапу	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
		початок	закінчення		
1.	Розробка технічного завдання (ТЗ)	04.09.2022р.	12.09.2022р.	Розроблене ТЗ	Додаток А
2.	Техніко-економічне обґрунтування розробки (ТЕО)	13.09.2022р.	20.09.2022р.	Розроблене ТЕО	Вступ. Розділ 1.
3.	Аналіз методів підвищення точності СФД	21.09.2022р.	01.10.2022р.	Проведений аналіз	Розділ 2
4.	Методи підвищення завадостійкості СФД	02.10.2022р.	10.10.2022р.	Проведений аналіз	Розділ 3
6.	Аналіз економічної ефективності	11.10.2022р.	20.10.2022р.	Економічна частина МКР	Розділ 5
7.	Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	21.10.2022р.	01.11.2022р.	Частина ОТ та БНС	Розділ 6
8.	Оформлення пояснювальної записки (ПЗ) та графічної частини	02.11.2022р.	30.11.2022р.	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
9.	Нормоконтроль, попередній захист, рецензування МКР	01.12.2022р.	12.12.2022р.	Позитивні відзиви	Відзив. рецензія
10.	Захист МКР ЕК		19.12.2022р.	Позитивний захист	Протокол ЕК

7 ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

В результаті виконання роботи будуть розроблені:

1. Удосконалений метод підвищення точності функціонування СФД на основі коригування по зовнішній задавальній дії;
2. Удосконалений метод підвищення точності функціонування СФД за рахунок введення додаткового розімкненого каналу керування з неединичним зворотнім зв'язком;
3. Структурна схема модифікованого СФД, яка характеризується підвищеною завадостійкістю за критерієм відношення сигнал/шум на виході у 1,2 рази;
4. Структурна схема модифікованого ЦСФД яка характеризується підвищеним значенням астатизму на один порядок у порівнянні з аналогами;

8 МАТЕРІАЛИ, ЯКІ ПОДАЮТЬ ПІСЛЯ ЗАКІНЧЕННЯ РОБОТИ ТА ПІД ЧАС ЕТАПІВ

За результатами виконання МКР до ЕК подаються пояснювальна записка, графічна частина МКР, відзив і рецензія.

9 ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ МКР ТА ЇЇ ЕТАПІВ

Поетапно результати виконання МКР розглядаються керівником роботи та обговорюються на засіданні кафедри.

Захист магістерської кваліфікаційної роботи відбувається на відкритому засіданні ЕК.

10 ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання досліджень повинна містити:

- технічне обґрунтування розробки;
- розробку технічного завдання;
- структуру модифікованого СФД підвищеної завадостійкості;
- структуру модифікованого ЦСФД підвищеної точності;
- розділ охорони праці;
- економічну частину та розділ ОП і БНС;
- рекомендації щодо подальшого вдосконалення розроблених СФД та ЦСФД.

11 ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

У зв'язку з тим, що інформація не є конфіденційною, заходи з її технічного захисту не передбачаються.

Додаток Б
(Обов'язковий)

Протокол перевірки кваліфікаційної роботи
на наявність текстових запозичень

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: Підвищення ефективності синхронних фазових демодуляторів систем синхронізації телекомунікаційних мереж

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота
(БДР, МКР)

Підрозділ кафедра інфокомунікаційних систем і технологій, факультет інформаційних електронних систем
(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Unichesk

Оригінальність 88,7% Схожість 11,3 %

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

1. Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.
2. Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її виконання автором. Роботу направити на розгляд експертної комісії кафедри.
3. Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

Особа відповідальна за перевірку 
(підпис)

Васильківський М.В.
(прізвище, ініціали)

Ознайомлені з повним звітом, який був згенерований системою Unichesk щодо роботи.

Автор роботи 
(підпис)

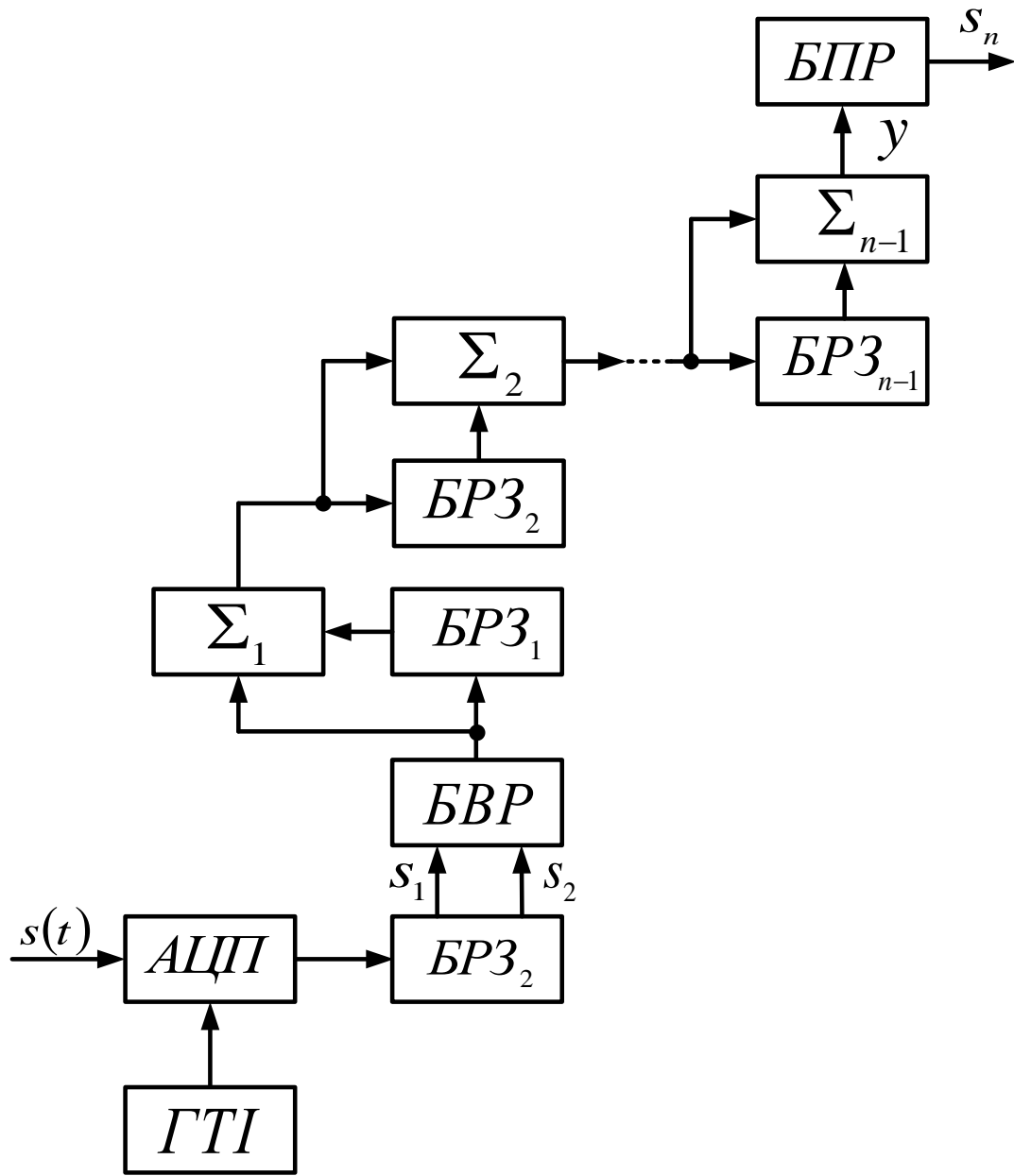
Терез О.О.
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи 
(підпис)

Кичак В.М.
(прізвище, ініціали)

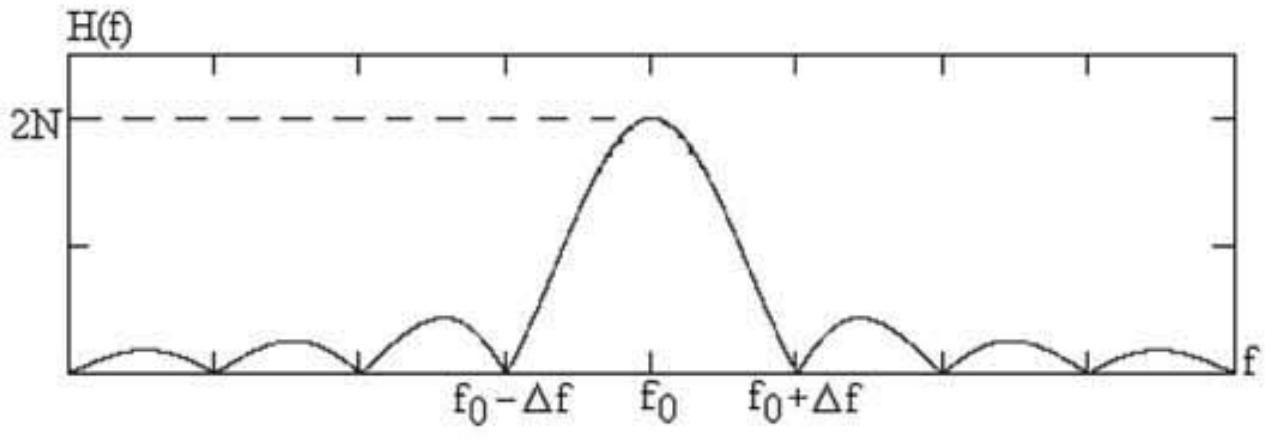
Додаток В
(Обов'язковий)

Структурна схема пристрою цифрової демодуляції бінарних
фазоманіпульованих сигналів



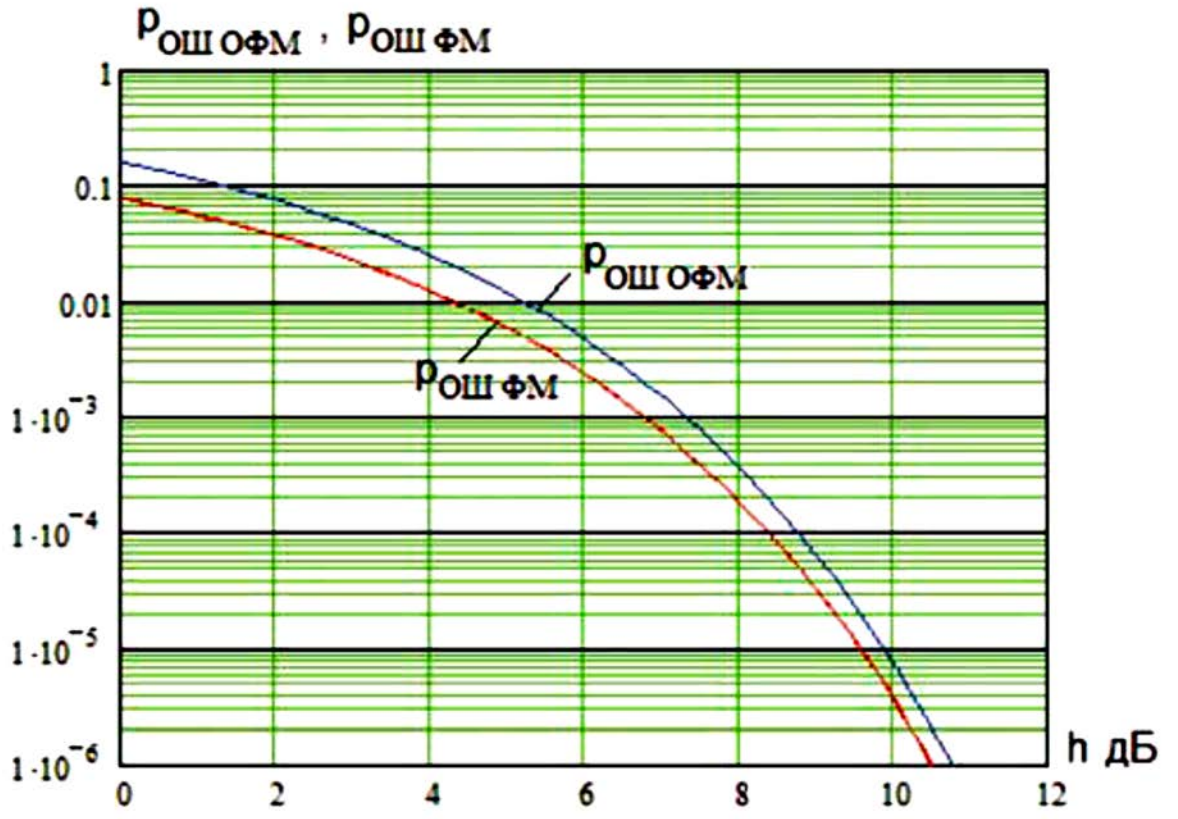
Додаток Г
(Обов'язковий)

Частотна характеристика пристрою цифрової когерентної демодуляції бінарних фазоманіпульованих сигналів



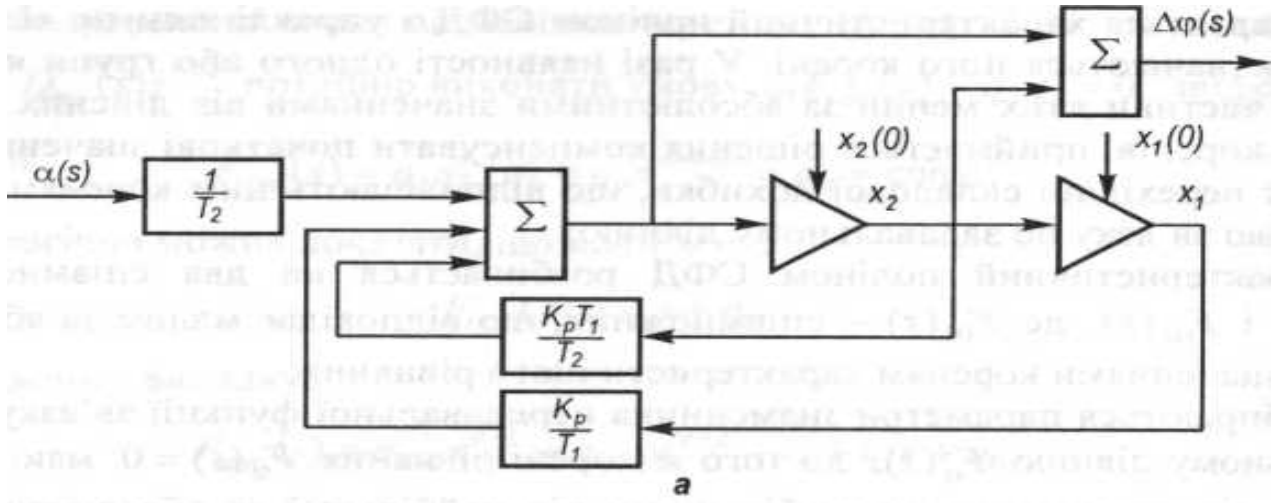
Додаток Д
(Обов'язковий)

Частотна характеристика пристрою цифрової когерентної демодуляції бінарних фазоманіпульованих сигналів

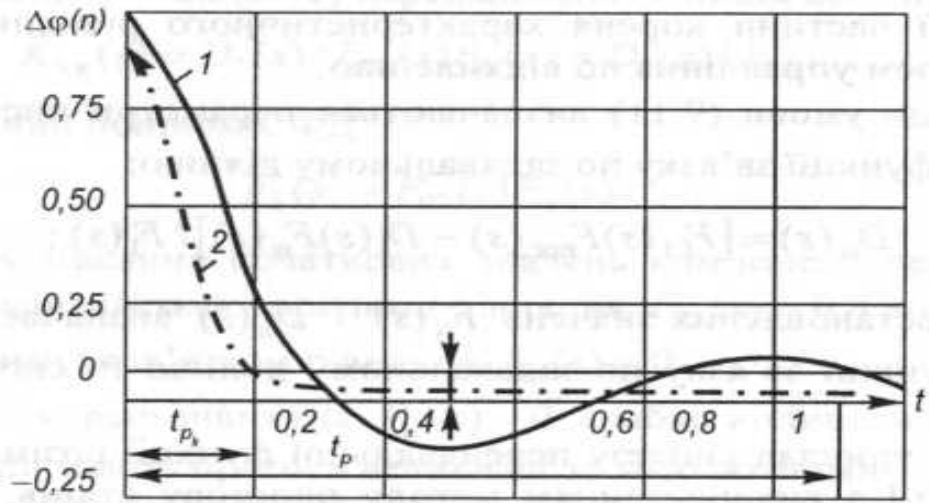


Додаток Е
(Обов'язковий)

Схема СФД у змінних станів і графіки перехідних процесів



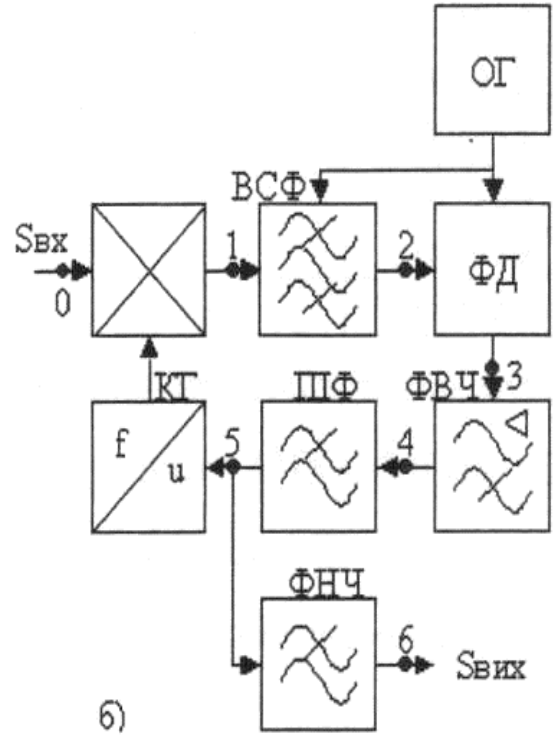
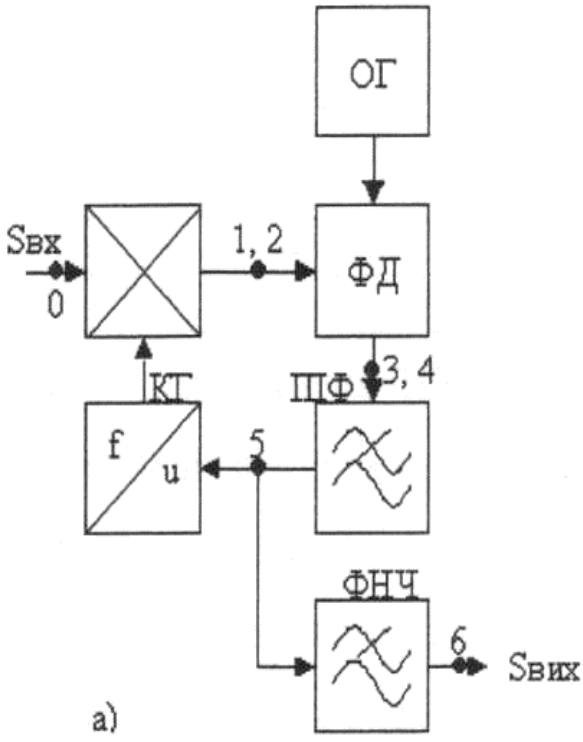
a



b

Додаток Ж
(Обов'язковий)

Структурні схеми класичного і модифікованого СФД.



Додаток К
(Обов'язковий)

Середні значення та виграші ВШ_{ВИХ} СФД модифікованого СФД

