

## КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

*магістр*

(освітній ступінь (освітньо-кваліфікаційний рівень))


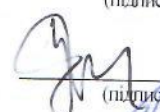



на тему: “Метод адаптивної фільтрації цифрової обробки складних  
(назва теми)  
радіолокаційних сигналів”  
(назва теми)

Виконав: студент VI курсу групи РРМ-61

Спеціальності (напряму підготовки): 172

“Телекомунікації та радіотехніка”

(шифр і назва спеціальності (напряму підготовки))

	 (підпис)	<u>В.М. Влащук</u> (ініціали, прізвище)
Керівник	 (підпис)	<u>Б.І. Яворський</u> (ініціали, прізвище)
Нормоконтроль	 (підпис)	<u>І.В. Хостівець</u> (ініціали, прізвище)
Завідувач кафедри	 (підпис)	<u>В.Л. Дунець</u> (ініціали, прізвище)
Рецензент	 (підпис)	<u>Дерів А.Г.</u> (ініціали, прізвище)

Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя  
(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії  
(повна назва факультету)

Кафедра радіотехнічних систем  
(повна назва кафедри, циклової комісії)

Освітній ступінь магістр

Напрямок підготовки: 172 "Радіотехніка"  
(шифр і назва)

Спеціальність 172 "Телекомунікації та радіотехніка"  
(шифр і назва)

"ЗАТВЕРДЖУЮ"  
Завідувач кафедри



"24"

В.Л. Дунець

(ім'я, по батькові прізвище)

листопада 20 20 р.

**ЗАВДАННЯ**  
НА МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ  
Влаццуку Василю Миколайовичу  
(прізвище, ім'я, по батькові)

1 Тема: "Метод аптивної фільтрації цифрової обробки складних радіолокаційних сигналів"

Керівник: Яворський Богдан Іванович, д.т.н., проф., професор кафедри РТ  
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання, посада)

Затверджені наказом по університету від "24" листопада 20 20 року № 4/7-870

2 Термін подання студентом проекту (роботи): грудень 2020 р.

3 Вихідні дані роботи: Об'єкт дослідження: процеси виявлення, розрізнення, оцінки параметрів та фільтрації сигналів.

4 Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити)  
Вступ.

Розділ 1 Аналітична частина

Розділ 2 Основна частина

Розділ 3 Науково-дослідна частина

Розділ 6 Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях

Висновки

Список використаних джерел

Додатки

5 Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

слайди



## АНОТАЦІЯ

Тема кваліфікаційної роботи: “Метод адаптивної фільтрації цифрової обробки складних радіолокаційних сигналів” // Дипломна робота // Влащук Василь Миколайович // Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя // факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії, група РРм-61, // Тернопіль, 2020 // с – 87, рис. – 66, табл. – 20, додат. – 1, бібліогр. – 71.

Ключові слова: АЛГОРИТМ, АНАЛІТИЧНИЙ ФІЛЬТР, CORDIC, КОМПЛЕКСНА ЗАТРИМКА, ПЕРЕДАВАЛЬНА ФУНКЦІЯ, РЕКУРСИВНИЙ ФІЛЬТР, СИСТЕМНИЙ ОПЕРАТОР.

У кваліфікаційній роботі проаналізовано та досліджено методи та алгоритми фільтрації складних цифрових радіолокаційних сигналів.

Про модельовано рекурсивні фільтри з меншою кількістю математичних операцій.

Реалізовано режекторні і комплексні смугові цифрові фільтри методом “комплексні ідентичні затримки”.

Для реалізації смугових аналітичних фільтрів використовувати метод “послідовного з’єднаного блоку цифрового пригнічення негативних (додатних) частот та смугового дійсного фільтра”.

Метод “частотна вибірка” для реалізації фільтрів з використанням меншої кількості операцій множення підвищує швидкодію.

CORDIC зменшує кількість перемножень вдвічі, реалізуючи комплексні затримки.

## ANNOTATION

To implement band analytic filters, use the method of "serial connected block of digital suppression of negative (positive) frequencies and band real filter".

The "frequency sampling" method for implementing filters using fewer multiplication operations increases performance.

CORDIC halves the number of multiplications by implementing complex delays.

Theme of qualification work: "Adaptive filtering method of digital processing of complex radar signals" // Diploma paper // Vlashchuk Vasyl Mykolaiovych // Ivan Puluj Ternopil National Technical University, Faculty of Applied Information Technologies and Electrical Engineering, group RRm-61 // Ternopil 2010 // p. – 87, fig. – 66, tabl. – 20, appl. – 1, bibliogr. – 71.

Keywords: ALGORITHM, ANALYTICAL FILTER, CORDIC, COMPLEX DELAY, TRANSMISSION FUNCTION, RECURSIVE FILTER, SYSTEM OPERATOR.

In the master's thesis, analyzed and investigated methods and algorithms of filtering of complex digital radar signals.

Pro modelled recursive filters with fewer mathematical operations.

Implemented rejecter and complex digital bandpass filters the method of "complex identical delays".

To implement band analytic filters, use the method of "serial connected block of digital suppression of negative (positive) frequencies and band real filter".

The "frequency sampling" method for implementing filters using fewer multiplication operations increases performance.

CORDIC halves the number of multiplications by implementing complex delays.

## ЗМІСТ

ВСТУП	7
РОЗДІЛ 1 АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА.....	10
1.1. Фільтр низькочастотний дійсний дискретний цифровий.....	11
1.2. Дійсний дискретний цифровий фільтр верхніх частот.....	15
1.3. Метод зміщення частотних характеристик.....	18
1.4. Фільтр аналітичний цифровий .....	25
1.5. Висновки до розділу 1 .....	31
РОЗДІЛ 2 ОСНОВНА ЧАСТИНА .....	32
2.1. Фільтр цифровий частотної вибірки.....	32
2.2. Багатосекційний фільтр частотної вибірки.....	34
2.3. Каскадування цифрового фільтру частотної вибірки .....	41
2.4. Фільтр частотної вибірки з налаштуванням по частоті.....	43
2.5. Нерекурсивний комплексний фільтр, розрахований з використанням оберненого дискретного перетворення Фур'є .....	44
2.6. Повна база фільтрів частотної вибірки.....	47
2.7. Висновки до розділу 2 .....	52
РОЗДІЛ 3 НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА .....	53
3.1. Застосування методу CORDIC .....	56
3.2. Реалізація бази комплексних СІХ- і НІХ-фільтрів метод CORDIC. ....	59
3.3. Висновки до розділу 3 .....	69
РОЗДІЛ 4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	70
4.1. Охорона праці.....	70
4.2. Безпека в надзвичайних ситуаціях.....	74
4.3. Висновки до розділу 4 .....	78
ВИСНОВКИ.....	79
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	80
ДОДАТКИ 86	
Додаток А Копія тез конференції “Інформаційні моделі, системи та технології”. ....	87

## ВСТУП

*Актуальність теми дослідження.* На сьогоднішній день цифрова обробка сигналів (ЦОС) набула вагомого використання в радіолокаційних і радіонавігаційних системах, провідному, оптичному і радіозв'язку, в обчислювальній та побутовій техніці. Сьогодні існує велика кількість радіоелектронних виробів, ефективна робота яких неможлива без використання адаптивних фільтрів. Це адаптивні антенні решітки, компенсатори сигналів електричного і акустичного відлуння, еквалайзери (вирівнювачі) електричних характеристик каналів зв'язку, компенсатори шумів і ряд інших пристроїв [1-4].

Це використання, обумовлено величезними напрацюваннями за останні декілька десятиліть в теорії і практиці ЦОС, а також технологічними досягненнями в електронній техніці, що дозволило проектувати та продукувати високопродуктивні і одночасно компактні цифрові пристрої які працюють з використанням алгоритмів ЦОС у реальному часі.

Такий тривалий розвиток ЦОС призвів до появи в цій галузі знань ряду самостійних науково-технічних напрямків, один з них адаптивна обробка сигналів.

Адаптивна обробка сигналів, під якою зазвичай розуміється адаптивна фільтрація, використовується, коли з поставленим завданням не можуть впоратися фільтри з фіксованими параметрами. Це відбувається, як правило, у випадках, коли умови фільтрації невідомі або змінюються, а тому вимоги до параметрів фільтра не можуть бути сформульовані заздалегідь.

Основною властивістю адаптивних систем є функціонування з саморегулюванням відповідно до заданого критерію оптимізації, яке змінюється в часі. Зазвичай адаптивні системи (фільтри) поділяють на два класи: системи без зворотного зв'язку і системи зі зворотним зв'язком (з самонавчанням) [12,13].

Перший клас адаптивних систем реалізує процес саморегулювання шляхом вимірювання тільки характеристик вхідного сигналу або навколишнього середовища, а другий-враховує вплив системи на вихідний сигнал, як правило, використовуючи навчальний сигнал.

Прикладом побудови адаптивної системи без зворотного зв'язку є пошукові системи ЦОС, призначені для дослідження частото-часової структури сигналу, пошуку прихованих періодичностей, поділу та розпізнавання джерел випромінювання в широкій смузі частот панорамного огляду. Характерна область застосування – радіотехнічні системи, в тому числі пристрої радіолокації, радіонавігації і радіопеленгації. Вперше про ефективну багатопроекторну реалізацію подібних систем ставиться питання в роботі [14]. Оригінальним вирішенням поставленого завдання є розробка адаптивної фільтрації з елементами самоналаштування.

*Мета і задачі дослідження.* Мета роботи створення методів та алгоритмів, які дозволять зменшити час обробки та обчислювальні витрати цифрової обробки складних радіолокаційних сигналів.

*Для досягнення поставленої мети потрібно розв'язати наступні задачі:*

- розробити метод реалізації режекторних і смугових комплексних цифрових фільтрів;
- розробити метод реалізації смугового аналітичного фільтру;
- розробити метод для підвищення швидкодії, реалізованих фільтрів.
- провести математичне моделювання методу алгоритмом CORDIC.

*Об'єкт дослідження:* алгоритми та методи цифрової обробки сигналів.

*Предмет дослідження:* цифрові фільтри.

*Методи дослідження:* узагальнення та аналіз – при аналізі існуючих методів та алгоритмів цифрової обробки сигналів; формалізації та математичного моделювання – при проектуванні моделей цифрових фільтрів.

*Наукова новизна отриманих результатів:*

- розроблено метод комплексних цифрових режекторних і смугових фільтрів на ідентичних комплексних затримках;
- розроблено метод “аналітичного смугового фільтра” послідовно підключивши дійсний смуговий фільтр і цифровий блок придушення від'ємних (додатних) частот;
- розроблено метод “частотна вибірка” реалізації фільтрів з меншою кількістю операцій множення.



*Практичне значення отриманих результатів.*

1. Зменшити в порівняно з існуючими методами цифрової фільтрації обчислювальні витрати.

2. Запропонований алгоритм та метод дозволять зменшити час обробки складних радіолокаційних сигналів.

*Апробація результатів досліджень.* Окремі результати роботи доповідались VIII науково-технічна конференція “Інформаційні моделі, системи та технології”. Тернопіль, ТНТУ, 9 – 10 грудня 2020 р.

*Структура роботи.* Робота складається з розрахунково-пояснювальної записки та графічної частини. Розрахунково-пояснювальна записка складається із вступу, 4 розділів, висновків, бібліографії. Обсяг роботи: розрахунково-пояснювальна записка – 87 арк. формату А4.

## РОЗДІЛ 1

### АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА

Адаптивні алгоритми можемо умовно розділити на алгоритм обчислення вихідного сигналу адаптивного фільтра і алгоритм обчислення його вагових коефіцієнтів (ВК). Так як вихідний сигнал адаптивного фільтра використовується і при обчисленні ВК, то поняття “адаптивний фільтр”, “адаптивний алгоритм”, “алгоритм адаптивної фільтрації” і “алгоритм обчислення ВК адаптивного фільтра” часто використовуються як синоніми.

Робота більшості алгоритмів адаптивної фільтрації базується на безумовній або умовній мінімізації функції помилок необхідного і вихідного сигналів адаптивного фільтра. При умовній оптимізації, як правило, застосовуються лінійні обмеження, що накладаються на значення мінімізуючої цільової функції. Адаптивні алгоритми, які впливають з такої мінімізації, називаються лінійно-обмеженими та існують або можуть бути отримані практично для більшості однойменних алгоритмів, що базуються на безумовній мінімізації.

Наявність різноманітних алгоритмів адаптивної фільтрації дає можливість розробникам радіоелектронної апаратури приймати компромісні рішення між обчислювальною складністю (необхідним числом арифметичних операцій на одну ітерацію роботи адаптивного фільтра) і ефективністю (тривалістю перехідного процесу, значенням помилки в усталеному стані) при розробці або використанні адаптивної фільтрації.

Операції (додавання, множення, затримки) основні елементи цифрових фільтрів. Зменшення кількості цих елементів призведе до збільшення швидкодії обробки. Найбільш складні елементи перемножувачі збільшують час, який фільтр витрачає на обробку сигналу. В інтегральному цифровому фільтрі, який проектується найбільшу площу, займає перемножувач. Поточна швидкість фільтрації при обробці радіолокаційних сигналів в реальному часі, вагомий чинник. Перемножувачі цифрових фільтрів призводить до збільшення часу обробки. Зменшення кількості

перемножувачів цифрових фільтрів призведе до зменшення часу фільтрації та збільшення швидкості, спрощення реалізації та зменшення вартості. Дійсні фільтри на перемножувачах описано в [23], [32], [38].

Фільтр “середнього ковзаючого” вибрано за основу дійсних і комплексних фільтрів без перемножувачів. На основі якого за допомогою каскадування реалізуємо ФНЧ із заданою шириною смуги пропускання і рівнем пригнічення в смузі затримання.

### 1.1. Фільтр низькочастотний дійсний дискретний цифровий

Фільтри низькочастотні без перемножувачів реалізуються на однорідних фільтрах “середнього ковзаючого”, які з’єднано каскадно [3]. Цифрові однорідні фільтри з скінченною імпульсною характеристикою реалізуються, як нерекурсивні та рекурсивні. Системний оператор такого фільтру:

$$H(z) = \frac{1}{N} \left( 1 + z^{-1} + z^{-2} + z^{-3} + \dots + z^{-(N-1)} \right) = \frac{1}{N} \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} \quad (1.1)$$

де  $N$  – показник рекурсивної реалізації.

Ділення на  $N$  виконується зміщенням на  $p$  розрядів вліво, якщо  $N$  дорівнює  $2^p$ , фільтр реалізується без операцій добутку [3]. Тоді його амплітудно-частотна характеристика:

$$A_0(\omega \cdot N) = \left| H_0 e^{j 2^p \omega} \right| = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin(N p \omega)}{\sin(p \omega)} \right| \quad (1.2)$$

де  $\omega = f / f_D$  – нормована частота по відліках;

$f_D$  – частота дискретності.

АЧХ фільтру визначає  $N$ . Нулі АЧХ рівномірно розподілені в діапазоні частот  $\omega$  0, 1 та дорівнюють  $N - 1$ . Перше нульове значення АЧХ дорівнює  $\omega_1 = 1/N$ , друге –  $\omega_2 = 2/N$  і т. д. Головна пелюстка АЧХ зменшує ширину при збільшенні  $N$ . Але величина бокових пелюсток зменшується до 0,217 від рівня головної, для великих значень  $N$ .

Схема структурна однорідного фільтру (рис. 1.1).

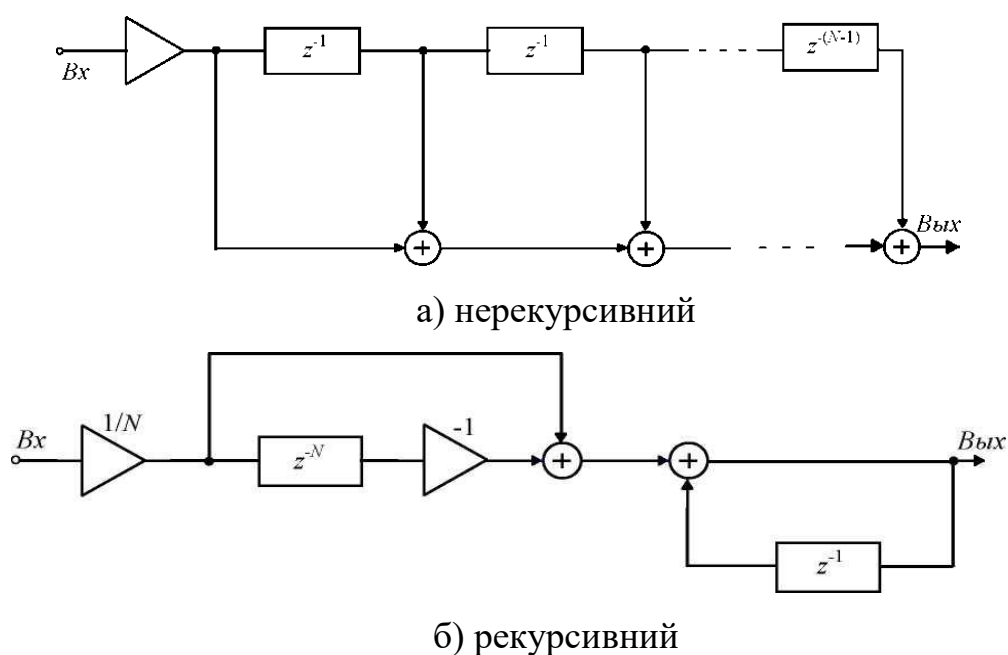


Рис. 1.1. Схема структурна однорідного фільтру

АЧХ фільтрів  $N = 4 \cdot 8 \cdot 16 \cdot 32$  (рис. 1.2):

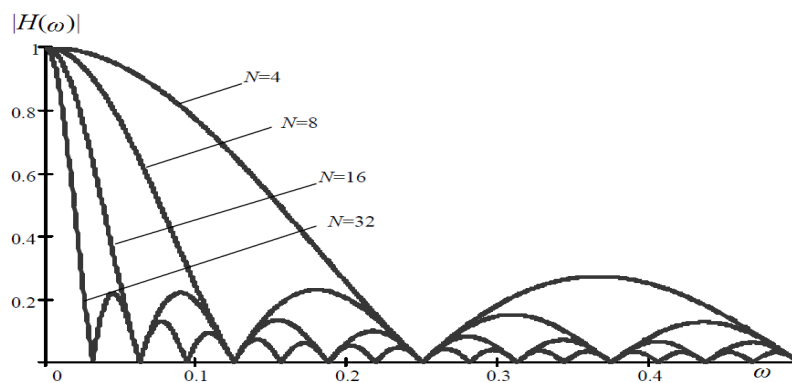


Рис. 1.2. Амплітудно-частотна характеристика фільтрів  $N = 4 \cdot 8 \cdot 16 \cdot 32$

Необхідне згасання в смузі затримки не забезпечуються значним рівнем бокових пелюсток АЧХ. Зниження рівня бокових пелюсток АЧХ досягаємо з'єднавши послідовно однорідні фільтри, як правило малу кількість. Для кількості каскадів, яке дорівнює  $M$  передавальна функція ФНЧ вигляд [3]:

$$H_N^M(z) = \frac{1}{N^M} \left( \sum_{l=0}^{N-1} z^{-l} \right)^M = \frac{1}{N^M} \left( \frac{1-z^{-N}}{1-z^{-1}} \right)^M \quad (1.3)$$

де  $N$  – відліки в імпульсній характеристиці;

$N$  – число блоків.

Ширина смуги пропускання ФНЧ визначається порядком однорідного фільтру  $N$ , а загасання в смузі затримання кількістю послідовно з'єднаних блоків  $M$ .  
Схема структурна ФНЧ при каскадному з'єднанні двох блоків  $M$  (рис. 1.3).

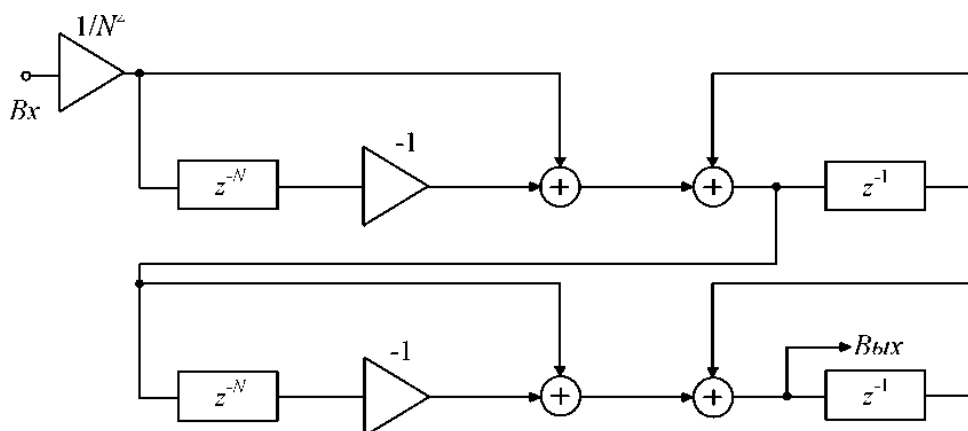
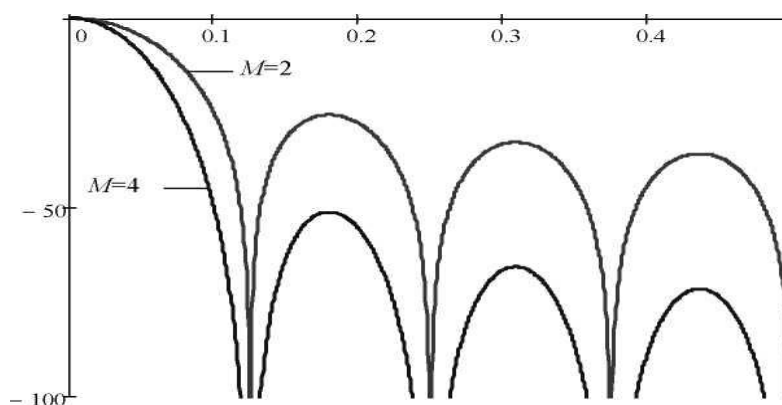


Рис. 1.3. Схема структурна ФНЧ в каскадному виді  $M = 2$

При збільшенні кількості блоків величина бокових пелюсток значно знижується. Значення граничних нормованих частот смуги пропускання по рівню “0,707” вузько смугових ФНЧ у табл.1.1.

АЧХ ФНЧ при з'єднанні  $M$  блоків з  $N = 8$  показана (рис.1.4)



АЧХ(дБ)

Рис. 1.4. АЧХ ФНЧ при каскадному з'єднанні блоків  $N = 8$

Таблиця 1.1

**Значення граничних нормованих частот по рівню 0,707 вузькосмугових ФНЧ при різному числі каскадів і різних порядках однорідного фільтру**

N \ M	1	2	3	4
4	0,114	0,082	0,068	0,059
8	0,056	0,040	0,033	0,028
16	0,028	0,019	0,016	0,014
32	0,014	0,009	0,008	0,007

Аналіз табл. 1.1 показує, що значення нормованої граничної частоти смуги пропускання по рівню 0,707 вузькосмугового ФНЧ зменшується зі збільшенням числа входних відліків  $N$ , та кількості каскадів  $M$ . Рівень першої бічної пелюстки АЧХ вузькосмугових ФНЧ в смузі затримання при різних порядках  $N$  і різній кількості каскадів  $M$  у таб.1.2.

Таблиця 1.2

**Рівень першої бічної пелюстки АЧХ ФНЧ при різному числі каскадів та різних порядках**

N \ M	1	2	3	4
4	0,273	0,075	0,022	0,007
8	0,230	0,054	0,013	0,004
16	0,222	0,049	0,013	0,004
32	0,219	0,049	0,012	0,003

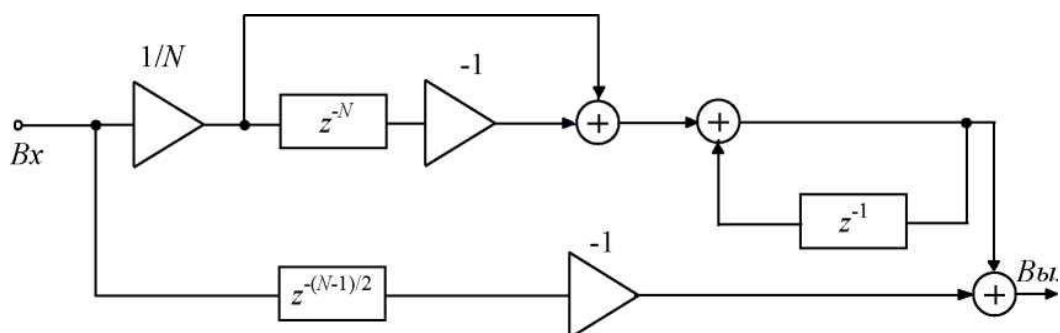
Аналіз табл. 1.2 показує, що нерівномірність АЧХ вузькосмугових ФНЧ в смузї затримки зменшується незначно при збільшенні порядку  $N$ , збільшення числа каскадів  $M$  зменшує істотно.

## 1.2. Дійсний дискретний цифровий фільтр верхніх частот

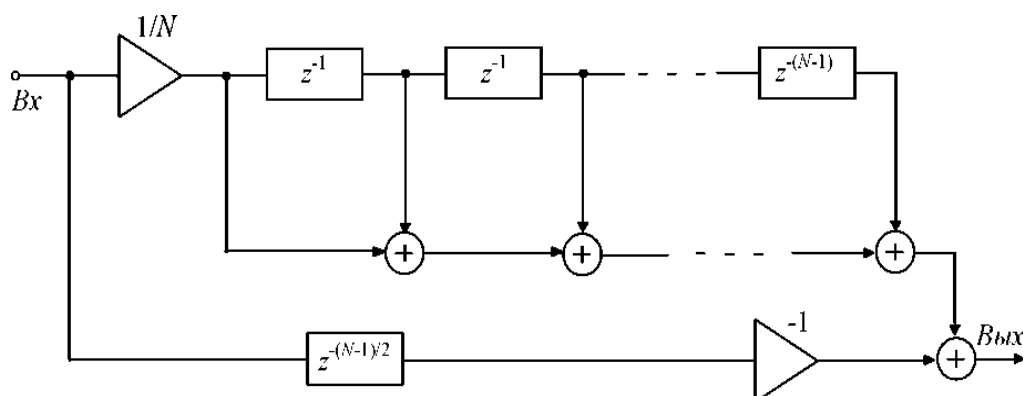
Передавальна функція фільтру верхніх частот ФВЧ без операції множення виходять при наступній зміні передавальної функції ФНЧ.

$$H(z) = z^{\frac{(N-1)}{2}} - \frac{1}{N} \left( 1 + z^{-1} + z^{-2} + z^{-3} + \dots + z^{-(N-1)} \right) = z^{\frac{(N-1)}{2}} - \frac{1}{N} \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} \quad (1.4)$$

Схема структурна ФВЧ (рис. 1.5).



а) рекурсивний



б) нерекурсивний

Рис. 1.5. Схема структурна фільтру високочастотного АЧХ ФВЧ однорідних фільтрів з  $N = 4 \cdot 8 \cdot 16 \cdot 32$  (рис.1.6).

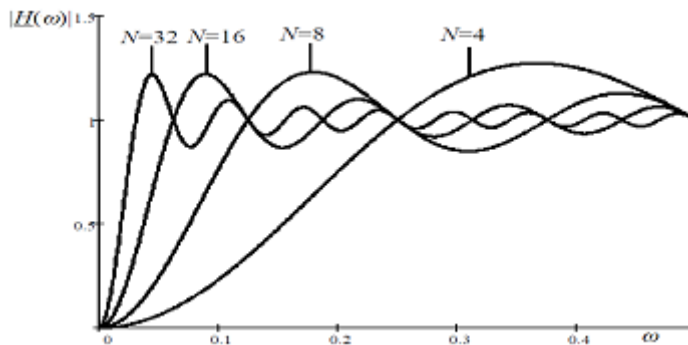


Рис. 1.6. АЧХ ФВЧ при різних порядках  $N = 4, 8, 16, 32$

При цьому ширина смуги пропускання ФВЧ визначатиметься порядком фільтру  $N$ . Нерівномірність АЧХ в смузі пропускання ФВЧ визначатиметься кількістю послідовних блоків ФНЧ. Передавальна функція ФВЧ при числі каскадів рівним  $M$  має вигляд:

$$H_N^M(z) = z^{\frac{(N-1)M}{2}} \left( \frac{1}{N^M} \left( \sum_{l=0}^{N-1} z^{-l} \right) \right)^M = z^{\frac{(N-1)M}{2}} \left( \frac{1}{N} \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} \right)^M \quad (1.5)$$

Структурна схема ФВЧ при  $M = 2$  (рис.1.7).

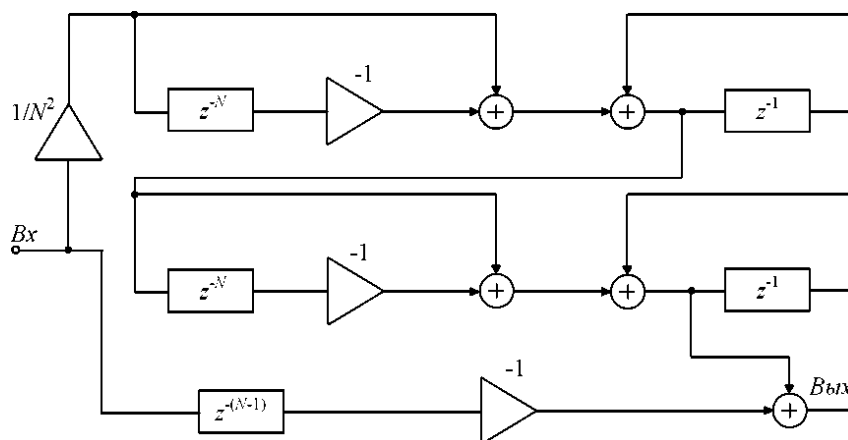


Рис. 1.7. Структурна схема ФВЧ при  $M=2$

АЧХ ФВЧ каскадне з'єднання  $M$  блоків ФНЧ з  $N = 8$  (рис.1.8).



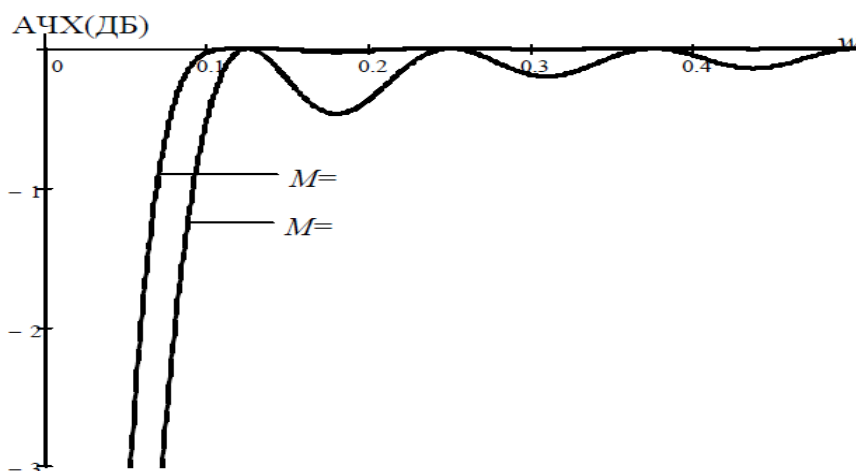


Рис. 1.8. АЧХ ФВЧ при каскадному з'єднанні  $M$  блоків  $N = 8$

За допомогою каскадного з'єднання блоків ФНЧ нерівномірність АЧХ в смузі пропускання ФВЧ суттєво знижується. Значення нормованої ширини смуги пропускання по рівню 0,707 ФВЧ  $\Delta \omega$  у табл.1.3.

Таблиця 1.3

**Нормовані ширини смуги пропускання ФВЧ  $\Delta \omega$  при різних порядках початкового однорідного фільтру  $N$  і числі каскадів ФНЧ  $M$**

$N \backslash M$	1	2	3	4
4	0,194	0,149	0,125	0,109
8	0,097	0,075	0,064	0,056
16	0,049	0,038	0,030	0,029
32	0,027	0,021	0,018	0,017

Аналіз табл. 1.3 показує, що значення нормованої ширини смуги пропускання ФВЧ по рівню 0,707 зменшується зі збільшенням числа оброблюваних вхідних відліків  $N$  і зі збільшенням кількості каскадів ФНЧ  $M$ . Нерівномірності АЧХ в смузі пропускання  $\delta$  ФВЧ при різних порядках  $N$  і різному числі каскадів ФНЧ  $M$  в табл.1.4.

Аналіз табл. 1.4 показує, що нерівномірність АЧХ ФВЧ в смузі пропускання  $\delta$  при збільшенні порядку  $N$  зменшується незначно, а при збільшенні числа каскадів  $M$  зменшується істотно.

Таблиця 1.4

**Значення нерівномірності АЧХ ФВЧ в смузі пропускання при різних порядках  $N$  і різному числі каскадів ФНЧ  $M$**

N \ M	1	2	3	4
4	0,276	0,078	0,024	0,007
8	0,231	0,056	0,014	0,006
16	0,224	0,049	0,014	0,005
32	0,217	0,049	0,014	0,005

### 1.3. Метод зміщення частотних характеристик

Одним з варіантів проектування передавальних функцій комплексних фільтрів є метод зміщення частотних характеристик ФНЧ або ФВЧ по частоті шляхом заміни змінної  $z^{-1}(\omega)$  на  $\underline{z^{-1}(\omega)}$ . При цьому:

$$\underline{z^{-1}(\omega)} = z^{-1}(\omega) e^{j 2 p \omega_0}, \quad (1.6a)$$

$$\underline{z^{-1}(\omega)} = (\cos(2 p \omega_0) + j \sin(2 p \omega_0)) z^{-1}, \quad (1.6b)$$

де  $\omega = f / f_D$ ,  $\omega_0$  – частота зміщення нормована. При зміщенні форма частотної характеристики зберігається. При цьому смуга пропускання смугового фільтру дорівнюватиме подвоєному значенню граничної частоти смуги пропускання ФНЧ. Для реалізації банків фільтрів пропонується використати варіант методу зміщення – метод комплексної затримки [7].

1.3.1. Метод комплексної затримки. Метод комплексної затримки, за допомогою якого реалізуються комплексні смуговий і режекторний фільтри.

При зміщенні частотної характеристики ФНЧ виходить комплексний СФ.

При зміщенні частотної характеристики ФВЧ виходить комплексний режекторний фільтр. Структурна схема комплексної затримки (рис.1.9) [7].

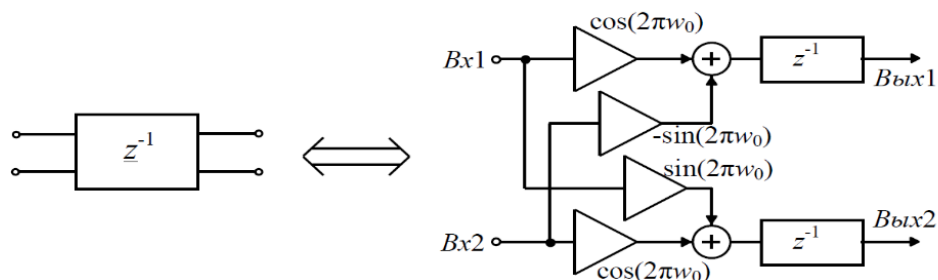


Рис. 1.9. Структурна схема комплексної затримки

1.3.2. Фільтри комплексні смугові цифрові. Цифрові комплексні смугові фільтри проектуються перетворенням схеми структурної фільтру цифрового нижніх частот застосовуючи метод комплексної затримки. Після заміни змінною  $z^{-1}$  на  $z^{-1} e^{j 2 p \omega_0}$  отримаємо передавальну функцію СФ з комплексними коефіцієнтами:

$$\underline{H}(z) = \frac{1}{N} \frac{1 - e^{j 2 p \omega_0} z^{-N}}{1 - e^{j 2 p \omega_0} z^{-1}} z^{-1} \quad (1.7)$$

Структурна схема рекурсивної реалізації при заміні дійсної затримки на комплексну затримку (рис.1.10).

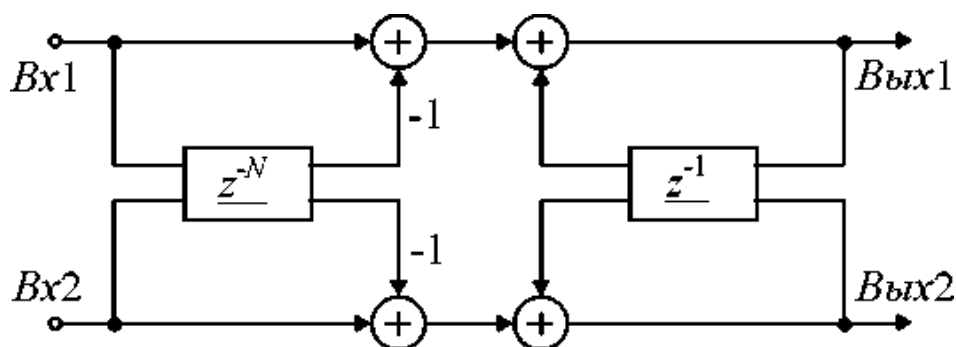


Рис. 1.10. Комплексний СФ при рекурсивній формі

Повна схема структурна комплексного СФ показана на (рис.1.11).

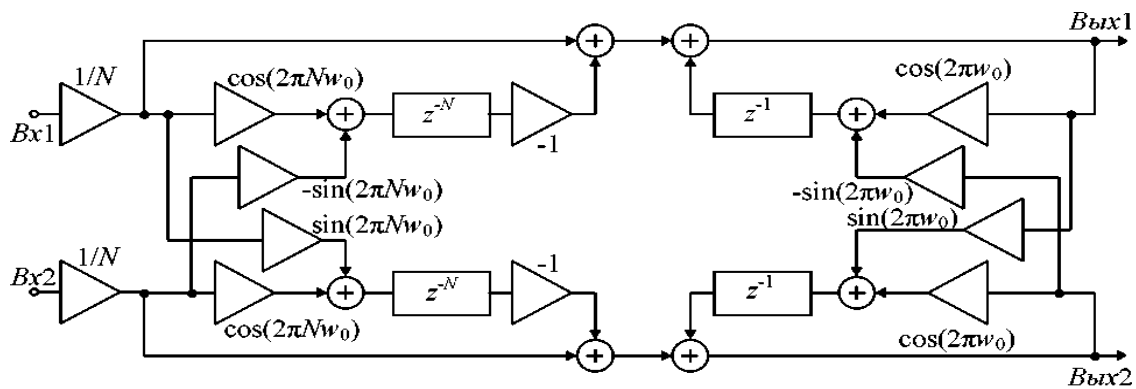


Рис. 1.11. Структурна схема комплексного смугового фільтру

При проектуванні перетворювачів дійсного сигналу в аналітичний доцільно зміщення  $\omega_0$  вибрати рівним 0,25, чому відповідає частота зміщення рівна чверті частоти дискретизації. Тоді передавальна функція комплексного СФ наступна:

$$\underline{H}(z) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} j^l z^{-l} = \frac{1}{N} \frac{1 - j^N z^{-N}}{1 - j z^{-1}} z^{-1} \quad (1.8)$$

а його схема структурна (рис.1.12).

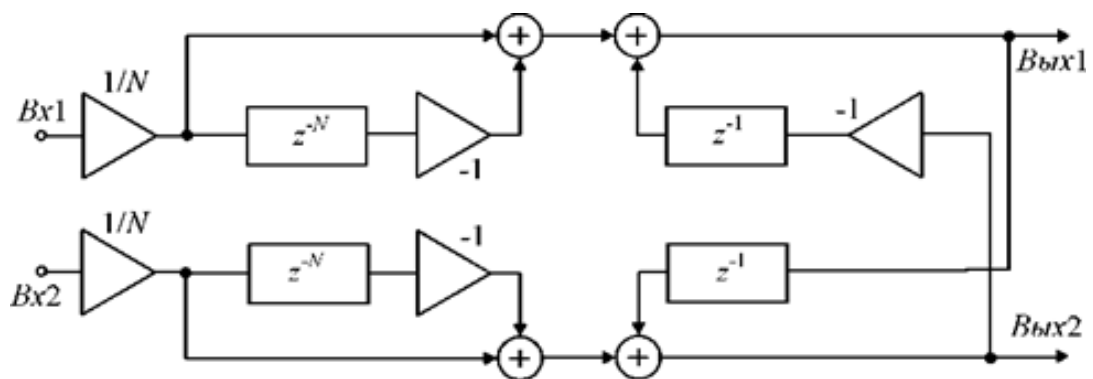


Рис. 1.12. Структурна схема комплексного СФ  $\omega_0 = 0,25$

АЧХ ПФ з комплексної затримкою (рис.1.13).

При збільшенні кількості блоків  $M$  комплексних СФ передавальна функція має такий вигляд:

$$H_N^M(z) = \left( \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} j^n z^{-n} \right)^M = z^{-\frac{(N-1)M}{2}} \left( \frac{1}{N} \frac{1 - j^N z^{-N}}{1 - j z^{-1}} \right)^M \quad (1.9)$$

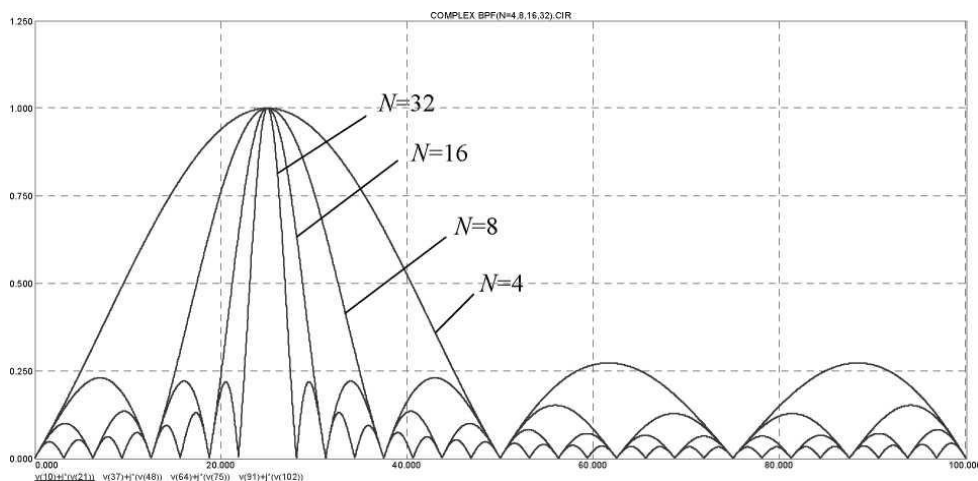


Рис. 1.13. АЧХ комплексного ПФ при зміщенні  $\omega_0 = 0,25$

АЧХ комплексного смугового фільтру при різній кількості блоків  $M$  з  $N = 8$  (рис.1.14).

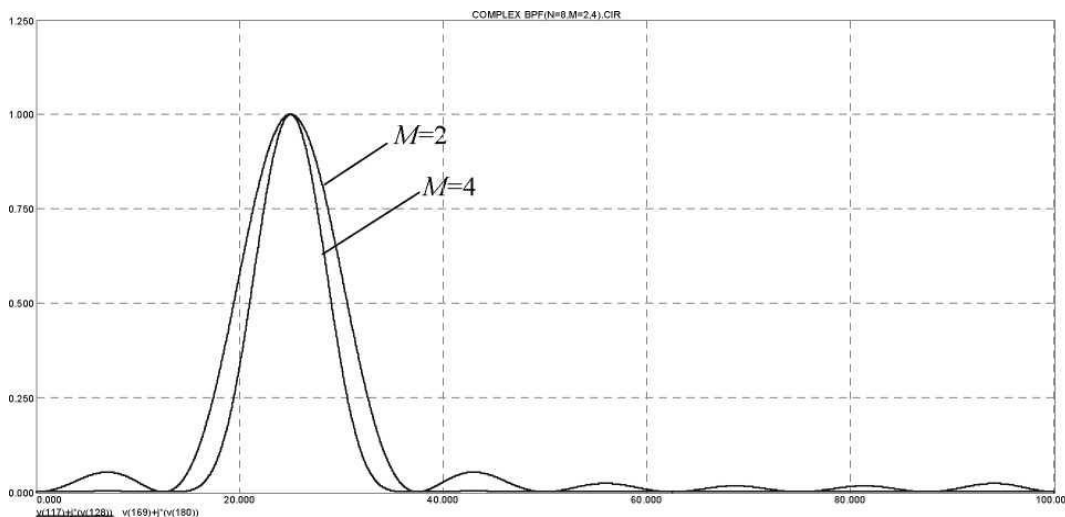


Рис. 1.14. АЧХ ПФ при різному  $M$   $\omega_0 = 0,25$

АЧХ комплексних смугових фільтрів при використанні методу комплексної затримки із зсувами  $\omega_0$  (0,125; 0,875; 0,25; 0,3125) при  $N = 32$ ,  $M = 4$  (рис.1.15).

$\omega_0 = f_0 / f_D$  – нормована частота зміщення).

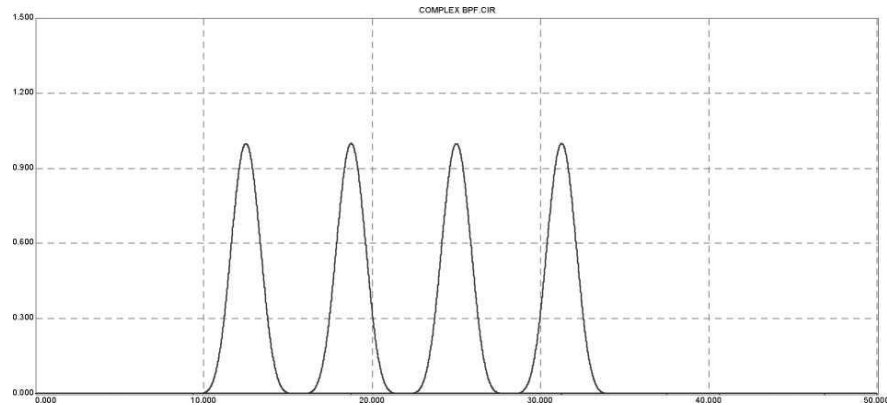


Рис. 1.15. АЧХ комплексних смугових фільтрів зі зсувами частотних характеристик ФНЧ частота дискретизації  $f_D = 100$  МГц

1.3.3. Комплексний цифровий режекторний фільтр. При заміні змінної  $z^{-1}$  на  $z^{-1} e^{j 2 p \omega_0}$  рівнянні (1.4), отримаємо передавальну функцію режекторного фільтру з комплексною затримкою:

$$\underline{H}(z) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j n 2 p \omega_0} z^{-n} - e^{-j(N-1)} z^{-\frac{N-1}{2}} \quad (1.10)$$

Структурна схема комплексного цифрового РФ (рис.1.16).

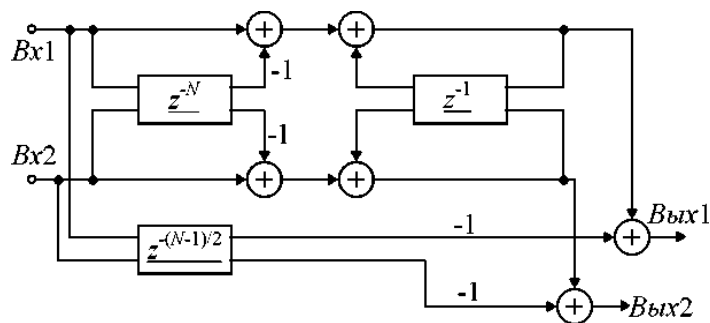


Рис. 1.16. Комплексний режекторний фільтр

Структурна схема комплексного цифрового РФ (рис.1.17). При проектуванні перетворювачів дійсного сигналу в аналітичний доцільно зміщення  $\omega_0$  вибрати рівним 0,25, що відповідає частоті зміщення на чверть частоти дискретизації. Тоді:

$$\underline{H}(z) = \frac{1}{N} \frac{1 - j^N z^{-N}}{1 - j z^{-1}} z^{-1} - e^{-j(N-1)} z^{\frac{N-1}{2}} \quad (1.11)$$

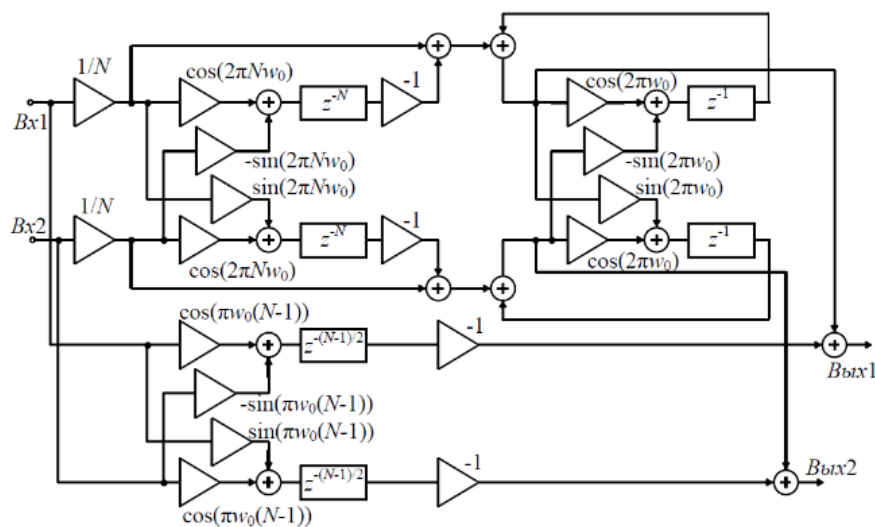


Рис. 1.17. Структурна схема комплексного режекторного фільтру

а його структурна схема при  $N = 8$  (рис.1.18).

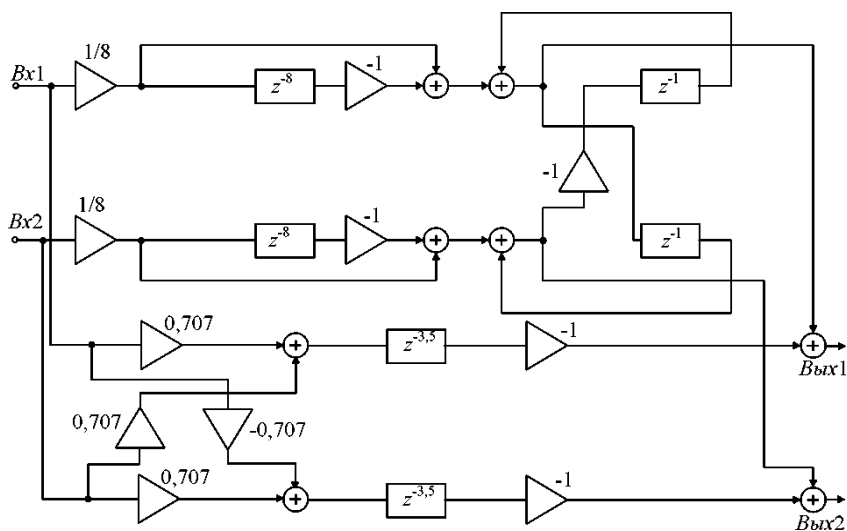


Рис. 1.18. Структурна схема комплексного РФ  $N = 8$  при зміщенні  $\omega_0 = 0,25$

АЧХ комплексного РФ при різних порядках ФНЧ  $N = 4, 8, 16, 32$  (рис.1.19).

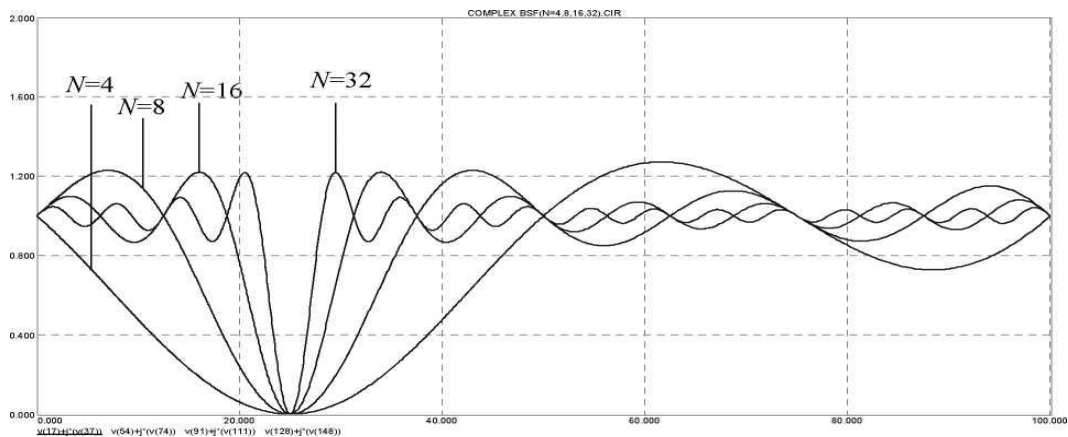


Рис. 1.19. АЧХ комплексного РФ  $\omega_0 = 0,25$

При збільшенні кількості блоків  $M$  в початковому ФНЧ рівень бокових пелюсток АЧХ знижується. Тоді:

$$H_N^M(z) = \left( \frac{1 - j^n z^{-N}}{N - j z^{-1}} \right)^M - \left( e^{-j(N-)} z^{-\frac{N-1}{2}} \right)^M \quad (1.12)$$

АЧХ комплексного РФ при збільшенні кількості блоків  $M = 2, 4$  порядку  $N = 8$  (рис.1.20). АЧХ комплексних режекторних фільтрів при використанні методу комплексної затримки зі зміщеннями  $\omega_0 (0,125, 0,875, 0,25, 0,3125)$  при  $N = 32, M = 4$  (рис.1.21).

Фільтри смугові комплексні цифрові проектуються шляхом перетворення структурної схеми цифрового фільтру нижніх частот, а комплексні режекторні фільтри проектуються шляхом перетворення структурної схеми ФВЧ цифрового з використанням комплексних затримок. При цьому частотні характеристики можна зміщувати на довільну частоту.



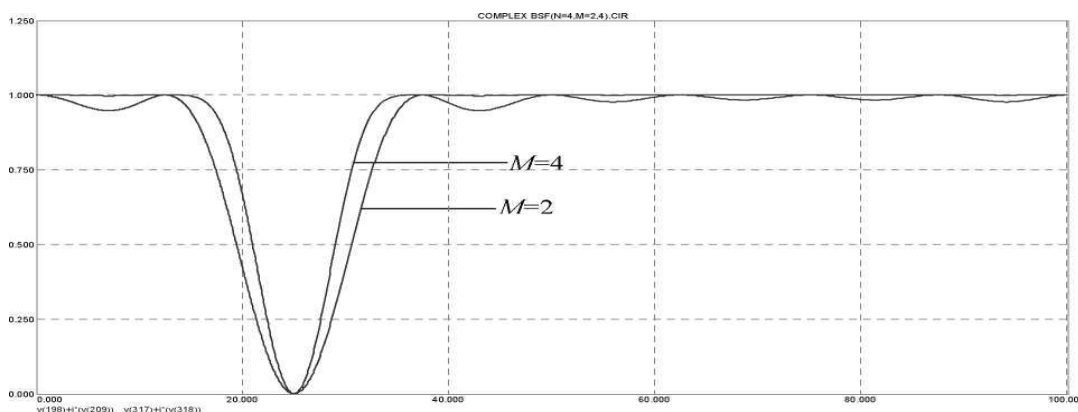


Рис. 1.20. АЧХ РФ при каскадному з'єднанні блоків  $\omega_0 = 0,25$

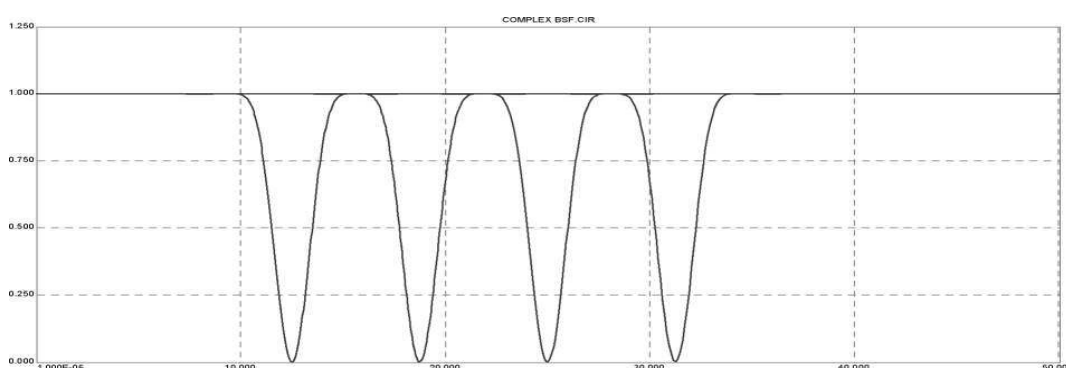


Рис. 1.21. АЧХ комплексних режекторний фільтрів зі зміщеннями частотних характеристик ФВЧ (частота дискретизації  $f_D = 100$  Гц)

#### 1.4. Фільтр аналітичний цифровий

Розглянемо комплексні дискретні фільтри, частотні характеристики яких не дорівнюють нулю або в області додатних частот, або в області від'ємних частот. За аналогією з сигналами будемо називати такі фільтри аналітичними [1], [17]. Аналітичний фільтр одночасно реалізує фільтрацію і перетворення Гілберта. Такий фільтр використовується для перетворення дійсного сигналу в аналітичний.

Передавальну функцію цифрового комплексного фільтру представимо в наступному вигляді:  $\underline{T}(z) = T_1(z) + jT_2(z)$ , де  $T_1(z)$ ,  $jT_2(z)$  – передавальні функції з дійсними коефіцієнтами. Для ідеального цифрового аналітичного фільтру справедливі наступні співвідношення:

$$\left| T_1(e^{j 2 p \omega_0}) \right| = \left| T_2(e^{j 2 p \omega_0}) \right|, \arg T_1(e^{j 2 p \omega_0}) - \arg T_2(e^{j 2 p \omega_0}) = 90, \text{ де } w = \omega / \omega_D.$$

Для оцінки ступеня близькості комплексного фільтру смугового цифрового до аналітичного фільтру цифрового вводяться різні показники [2]. Використовуємо показник  $\mu$ , який характеризує відношення площі під АЧХ в області від'ємних частот до повної площі під АЧХ в основній смузі частот:

$$m = \frac{\int_{w=0,5}^1 T(e^{j 2 p \omega_0})}{\int_{w=0}^1 T(e^{j 2 p \omega_0})} \quad (1.13)$$

Чим менше значення показника  $\mu$ , тим фільтр ближче за властивостями до аналітичного.

1.4.1. Спосіб реалізації аналітичного цифрового фільтру. Пропонується реалізувати аналітичний фільтр цифровий у вигляді послідовного з'єднання дійсного смугового фільтру з центральною частотою, яка дорівнює чверті від частоти дискретизації і блоку пригнічення від'ємних (додатних) частот (рис. 1.22).

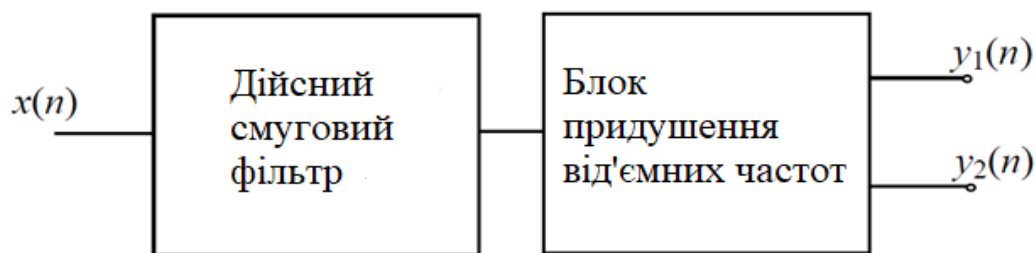


Рис. 1.22. Структурна схема аналітичного фільтру

Дійсний фільтр смуговий (СФ) з центральною частотою рівною чверті частоти дискретизації розраховується:

1) Знаходиться передавальна функція ФНЧ, смуга пропускання якого дорівнює половині смуги пропускання смугового фільтру з центральною частотою рівною чверті частоти дискретизації.

2) Знаходиться передавальна функція ФВЧ шляхом заміни змінною  $z^{-1}$  в передавальній функції ФНЧ на  $-z^{-1}$ .

Знаходиться передавальна функція СФ шляхом заміни змінною  $z^{-1}$  в передавальній функції ФВЧ на  $z^{-2}$ .

1.4.2. Розрахунок аналітичного фільтру. Знаходимо передавальну функцію дійсного ФНЧ Батерворта четвертого порядку з граничною частотою  $\omega_{\Pi} = 0,05$  по методу узагальненого білінійного перетворення (ОБП).

$$T_{\text{НЧ}}(z) = \left[ \frac{0,022 + 0,044 z^{-1} + 0,022 z^{-2}}{1 - 1,701 z^{-1} + 0,788 z^{-2}} \right] \left[ \frac{0,019 + 0,038 z^{-1} + 0,019 z^{-2}}{1 - 1,48 z^{-1} + 0,5566 z^{-2}} \right] \quad (1.14)$$

АЧХ такого ФНЧ (рис.1.23).

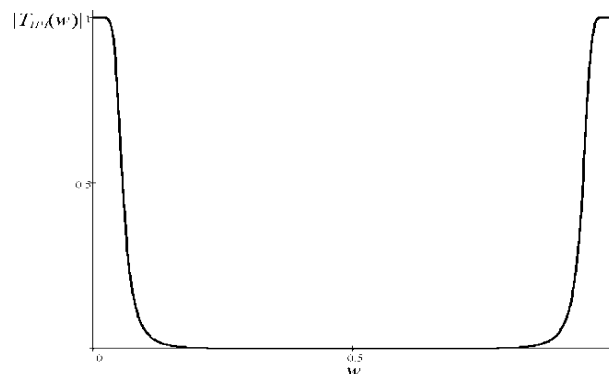


Рис. 1.23. АЧХ ФНЧ Батерворта

При заміні змінної  $z^{-1}$  в передавальній функції ФНЧ  $-z^{-1}$  отримуємо передавальну функцію ФВЧ наступного виду:

$$T_{\text{ВЧ}}(z) = \left[ \frac{0,022 - 0,044 z^{-1} + 0,022 z^{-2}}{1 + 1,701 z^{-1} + 0,788 z^{-2}} \right] \left[ \frac{0,019 - 0,038 z^{-1} + 0,019 z^{-2}}{1 + 1,48 z^{-1} + 0,5566 z^{-2}} \right] \quad (1.15)$$

АЧХ ФВЧ (рис.1.24).

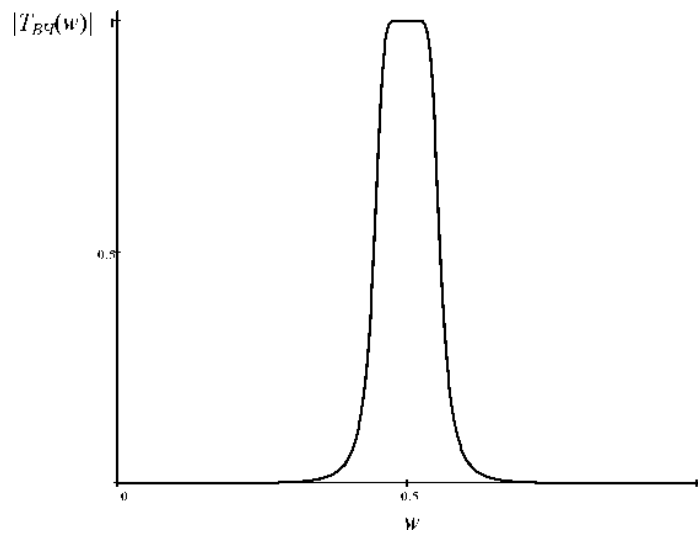


Рис. 1.24. АЧХ ФВЧ Батерворта

При заміні  $z^{-1}$  на  $z^{-2}$  в передавальній функції ФВЧ (1.15) виходить передавальна функція СФ з центральною частотою рівної чверті від частоти дискретизації.

$$T_{BЧ}(z) = \left[ \frac{0,022 - 0,044 z^{-2} + 0,022 z^{-4}}{1 + 1,701 z^{-2} + 0,788 z^{-4}} \right] \left[ \frac{0,019 - 0,038 z^{-2} + 0,019 z^{-4}}{1 + 1,48 z^{-2} + 0,5566 z^{-4}} \right] \quad (1.16)$$

АЧХ смугового фільтру (рис.1.25).

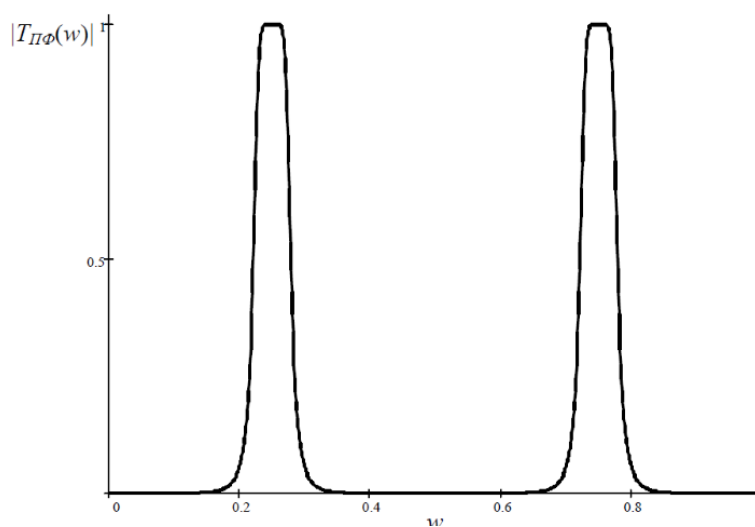


Рис. 1.25. АЧХ дійсного смугового фільтру

Блок пригнічення від'ємних частот пропонується реалізувати у вигляді каскадного з'єднання ланок першого порядку комплексного однорідного фільтру. Передавальна функція такого блоку має вигляд:

$$\underline{K}(z) = \left( \frac{1}{2} (1 + j z^{-1}) \right)^M \quad (1.17)$$

де  $M$  – кількість ланок.

АЧХ блоку того, що полягає із  $M$  ланок (рис.1.26).

Блок пригнічення додатних частот матиме передавальну функцію наступного виду:  $\underline{K}(z) = \left( \frac{1}{2} (1 + j z^{-1}) \right)^M$ , а його АЧХ при різних  $M$  (рис.1.27).

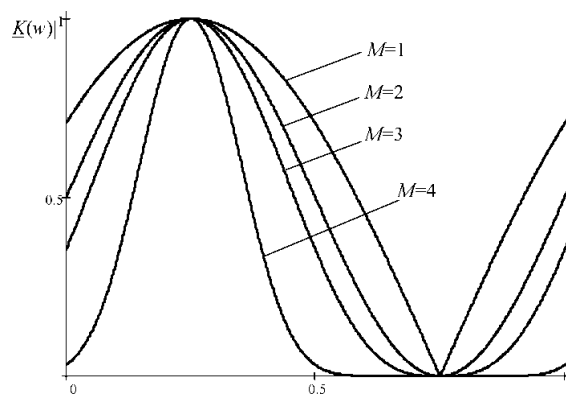


Рис. 1.26. АЧХ блоку пригнічення від'ємних частот при різному

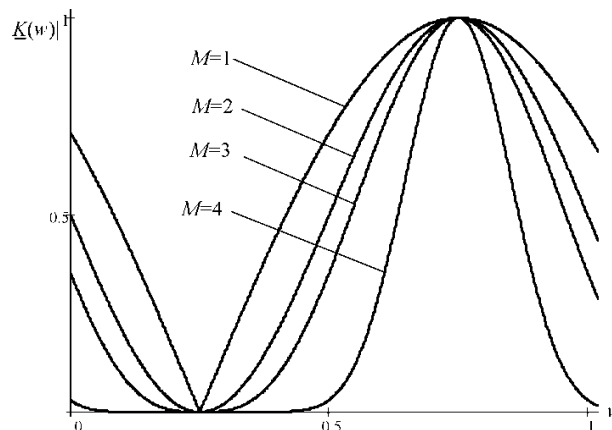


Рис. 1.27. АЧХ блоку пригнічення додатних частот при різному  $M$

Оцінимо як змінюється АЧХ смугового фільтру при касадному з'єднанні дійсного смугового фільтру і блоку пригнічення від'ємних частот при різних  $M$ . Відповідні АЧХ (рис.1.28).

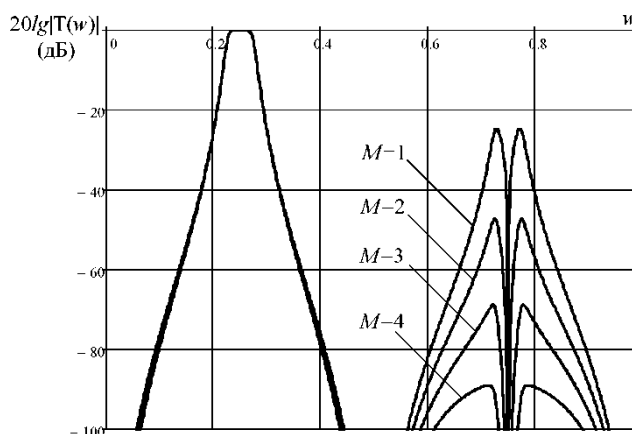


Рис. 1.28. АЧХ комплексного ПФ при різному  $M$

При збільшенні кількості ланок у блоці пригнічення рівень АЧХ на від'ємних частотах значно знижується. Можна відмітити, що міра пригнічення АЧХ на від'ємних частотах залежить від порядку фільтру і смуги пропускання  $\Delta \omega$ .

У табл. 1.5 представлені значення рівнів показника  $\mu$  при з'єднанні СФ Батерворта і блоку пригнічення з різним числом ланок  $M = 0,25$ .

Таблиця 1.5

**Значення показників  $\mu$  при з'єднанні СФ Батерворта і блоку пригнічення з різним числом ланок  $M$**

Кількість ланок у блоці пригнічення $M$	Фільтр Батерворта четвертого порядку		Фільтр Батерворта другого порядку	
	$\mu = \Delta \omega = 0,1$	$\mu = \Delta \omega = 0,2$	$\mu = \Delta \omega = 0,1$	$\mu = \Delta \omega = 0,2$
1	0,052	0,095	0,088	0,129
2	$4,837 \times 10^{-3}$	0,016	0,018	0,034
3	$6,061 \times 10^{-4}$	$3,133 \times 10^{-3}$	$5,059 \times 10^{-3}$	0,011
4	$1,061 \times 10^{-4}$	$7,426 \times 10^{-4}$	$1,828 \times 10^{-3}$	$4,262 \times 10^{-3}$

Аналіз таблиці підтверджує припущення про те, що АЧХ комплексного смугового фільтру пригнічується на від'ємних частотах менше при збільшенні смуги пропускання і зниженні порядку.

### 1.5. Висновки до розділу 1

1. Використання цифрових СІХ фільтрів без операції множення дозволить реалізувати фільтри верхніх частот, нижніх частот, смугові і режекторні фільтри. Передавальні функції ФВЧ, СФ і РФ знаходимо шляхом перетворень передавальної функції ФНЧ.

2. Метод комплексної затримки дозволяє зміщувати АЧХ по частоті. Виконано проектування комплексного СФ шляхом зміщення частотної характеристики вузькосмугового ФНЧ, а також проектування комплексного РФ шляхом зміщення частотної характеристики широкосмугового ФВЧ.

3. Промодельовано реалізації рекурсивних фільтрів, що вимагають меншого числа математичних операцій. Вивчено залежність параметрів АЧХ фільтрів від його порядку і оцінено вплив каскадування.

4. Аналітичні цифрові фільтри реалізуються шляхом послідовного з'єднання дійсного смугового фільтру з центральною частотою рівною чверті частоти дискретизації і блоку пригнічення (однорідний фільтр) АЧХ на від'ємних (додатних) частотах.

5. Можна забезпечити пригнічення АЧХ дійсного смугового фільтру як на від'ємних, так і на додатних частотах.

## РОЗДІЛ 2

### ОСНОВНА ЧАСТИНА

#### 2.1. Фільтр цифровий частотної вибірки

Комплексний цифровий фільтр частотної вибірки (ФОЧВ) використовується для реалізації дійсних цифрових фільтрів з лінійною ФЧХ [23]. Він залишається ефективним з обчислювальної точки зору в певних застосуваннях, де необхідна ширина смуги пропускання складає менше однієї п'ятої частоти дискретизації. ФОЧВ забезпечують реалізацію бази комплексних цифрових фільтрів з лінійною ФЧХ, що вимагає значно менше арифметичного розрахунку, чим при використанні нерекурсивних фільтрів. Комплексний нерекурсивний фільтр також може бути реалізований на основі частотної вибірки. Комплексні коефіцієнти такого фільтру є відліками зворотного дискретного перетворення Фур'є вибірки відліків частотної характеристики  $\underline{H}(k)$ . Структурна схема традиційного нерекурсивного комплексного фільтру з  $N$  відгалуженнями і структурна схема ФОЧВ з рекурсивними секціями (рис.2.1).

Зменшення кількості операцій відбувається завдяки тому, що в нерекурсивній реалізації використовуються усі комплексні відліки імпульсної характеристики  $\underline{h}(k)$ , більшість відліків  $\underline{H}(k)$ , що відповідають відлікам АЧХ смуги затримання, набувають нульового значення і не вимагають реалізації помножувача.

Використання ФОЧВ, що складаються з рекурсивних секцій, дозволяє дуже просто перебудувувати центральну частоту ФОЧВ, що особливо важливо при створенні бази фільтрів.

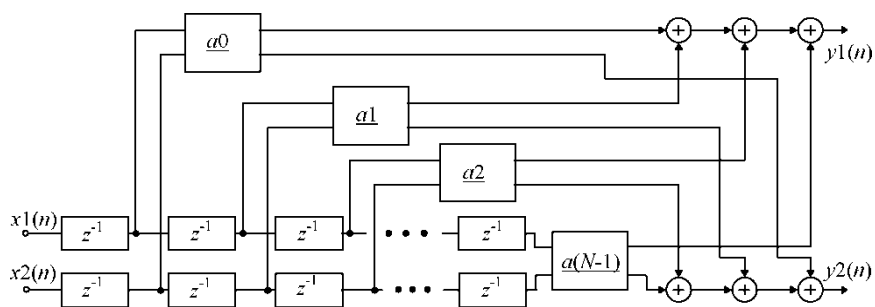
Передавальна функція однієї секції ФОЧВ є добутком трьох співмножників [23]:

$$\underline{H}(z) = (1 - z^{-N} \underline{H}(k)) / (1 - z^{-1} e^{j f_c}) \quad (2.1)$$

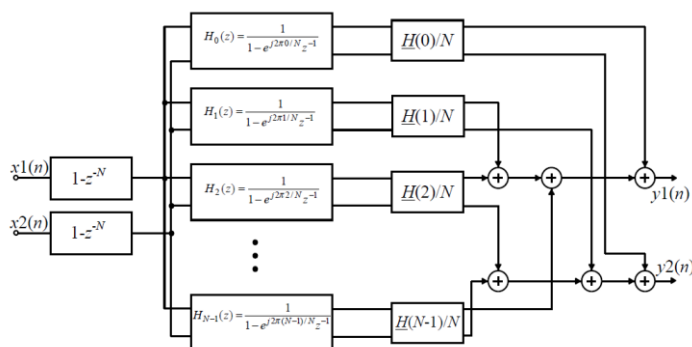


Якщо ми прийнемо резонансну частоту секції рівної  $f_r = \underline{H}(z) = 2 p k / N$ , де  $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$  і  $\underline{H}(k) = 1$ , то передавальна функція:

$$H_1(z) = (1 - z^{-N}) / N (1 - z^{-1} e^{j 2 p k / N}) \quad (2.2)$$



а) нерекурсивний з  $N$  комплексними коефіцієнтами



б) ФОЧВ, що складається з  $N$  рекурсивних секцій

Рис. 2.1. Комплексні ФОЧВ

де нижній індекс “1” означає комплексний ФОЧВ з однією секцією. Відповідна структурна схема при обробці комплексного сигналу (рис.2.2).

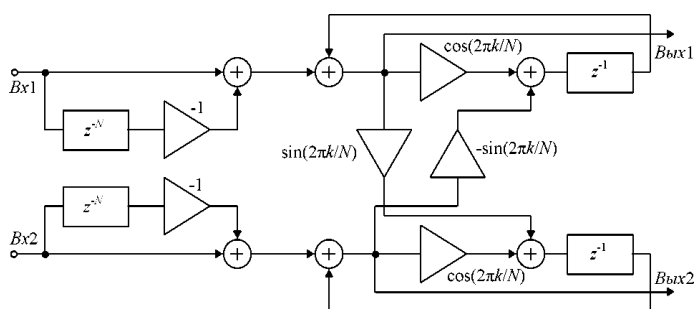


Рис. 2.2. Структурна схема одно секційного комплексного ФОЧВ

Структурна схема односекційного ФОЧВ (рис.2.2) відповідає частковому випадку комплексного фільтру, реалізованого методом комплексної затримки на базі однорідного фільтру (див. рис.2.1). Для значень  $N = 8 \cdot k = 2$  (рис.2.3).

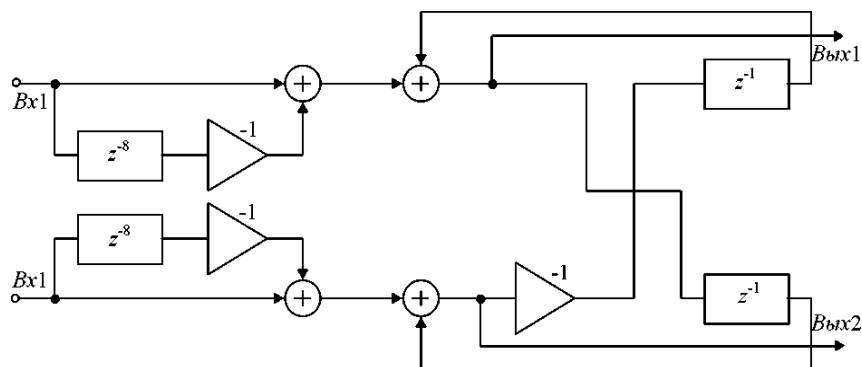


Рис. 2.3. Структурна схема односекційного комплексного ФОЧВ  $N = 8$ .  $k = 2$

АЧХ одно секційного ФОЧВ при  $N = 8$ .  $k = 2$  відповідає АЧХ однорідного фільтру при  $N = 8$ . яка зміщена на 0,25 частот дискретизації (рис.2.4).

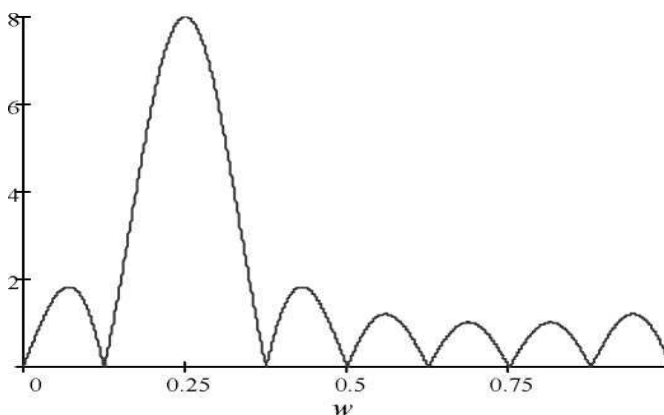


Рис. 2.4. АЧХ одно секційного комплексного ФОЧВ

## 2.2. Багатосекційний фільтр частотної вибірки

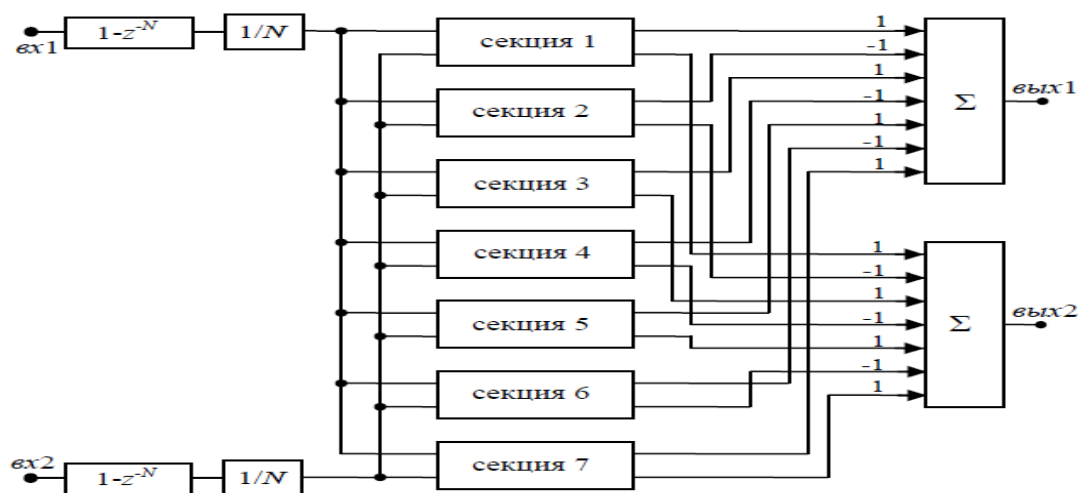
Проектування комплексного ФОЧВ з формою АЧХ близької до прямокутної, використаємо декілька секцій ФОЧВ для реалізації смугового фільтру.

Передавальна функція комплексного багатосекційного ФОЧВ з лінійною ФЧХ [23]:

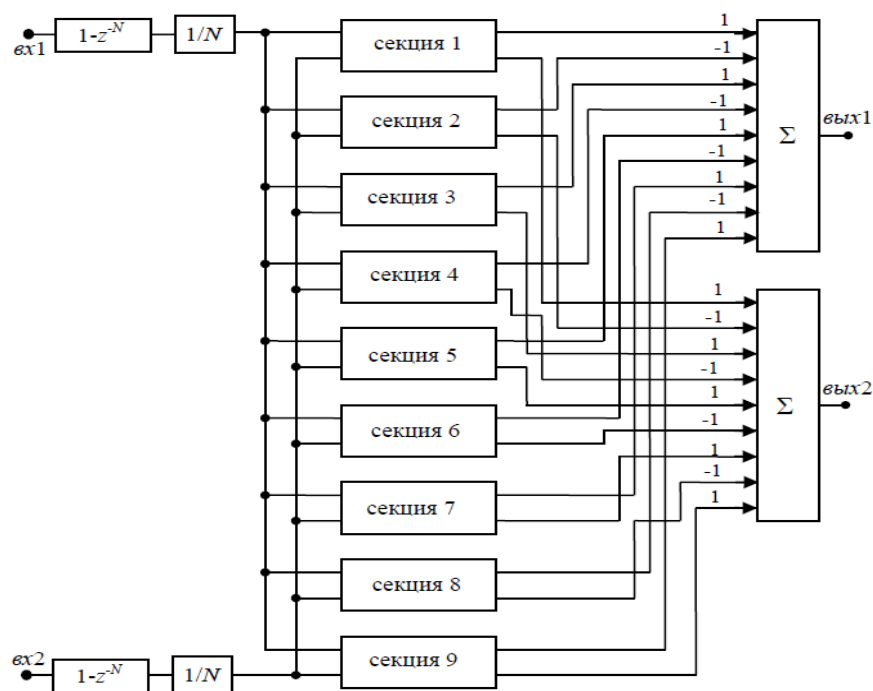
$$H_1(z) = \frac{1}{N} \sum_{k=l_1}^{l_2} (-1)^k / (1 - z^{-1} e^{j 2 \pi k / N}) \quad (2.4)$$

де  $l = (l_2 - l_1) + 1$ , кількість секцій.

Схеми структурні смугових цифрових комплексних фільтрів при різному непарному числі секцій (рис.2.5).



в) сім секцій



г) дев'ять секцій

Рис. 2.5. Схеми структурні комплексних смугових ФОЧВ

Побудуємо, трисекційний комплексний смуговий ФОЧВ.

Структурна схема ФОЧВ при  $N = 32$ ,  $l_1 = 7$ ,  $l_2 = 9$  (рис.2.6).

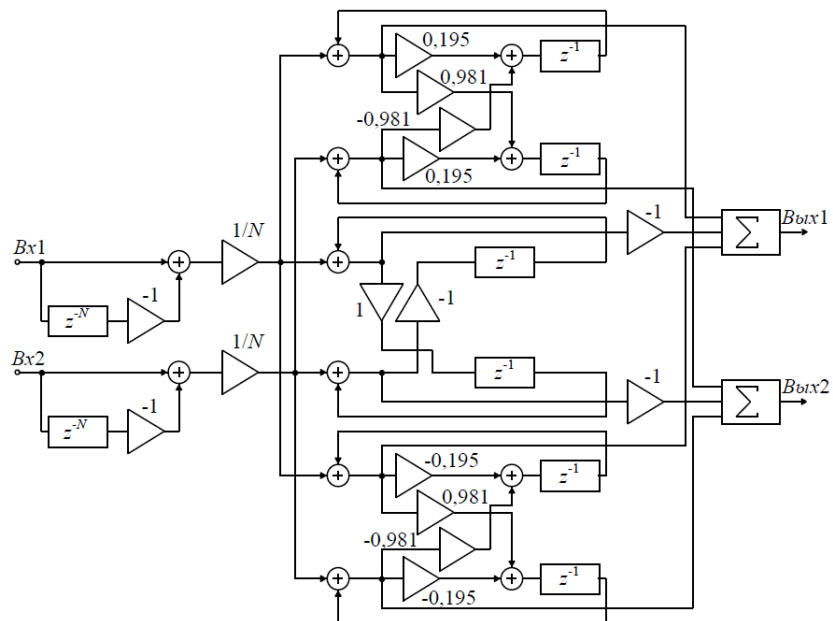


Рис. 2.6. Трисекційний комплексний ФОЧВ при  $N = 32$

АЧХ трисекційного комплексного ФОЧВ (рис.2.7).

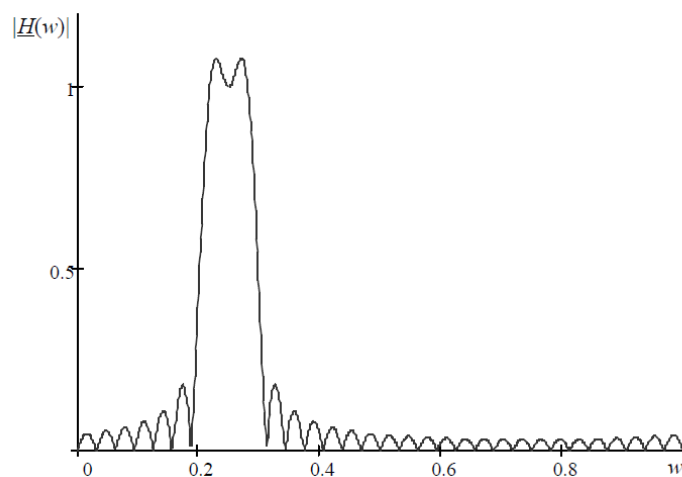


Рис. 2.7. АЧХ трисекційного комплексного ФОЧВ  $N = 32$

Головна пелюстка АЧХ має нерівномірну вершину.

Щоб понизити цю нерівномірність, пропонується додати коефіцієнти на початку і в кінці суми відліків. Тоді передавальна функція для багатосекційного комплексного ФОЧВ матиме наступний вид:

$$H_1(z) = (1 - z^{-N}) \left[ \frac{1}{N} \frac{Q(-1)^{l_1}}{1 - z^{-1} e^{j 2 \pi l_1 / N}} + \sum_{k=l_1}^{l_2-1} \frac{(-1)^k}{1 - z^{-1} e^{j 2 \pi k / N}} + \frac{Q(-1)^{l_2}}{1 - z^{-1} e^{j 2 \pi l_2 / N}} \right] \quad (2.5)$$

де  $Q$  – коефіцієнт в першій і останній секціях.

З метою зменшення нерівномірності АЧХ в чи смузі пропускання були підібрані значення коефіцієнта  $Q$  при різному числі секцій в табл. 2.1.

Таблиця 2.1

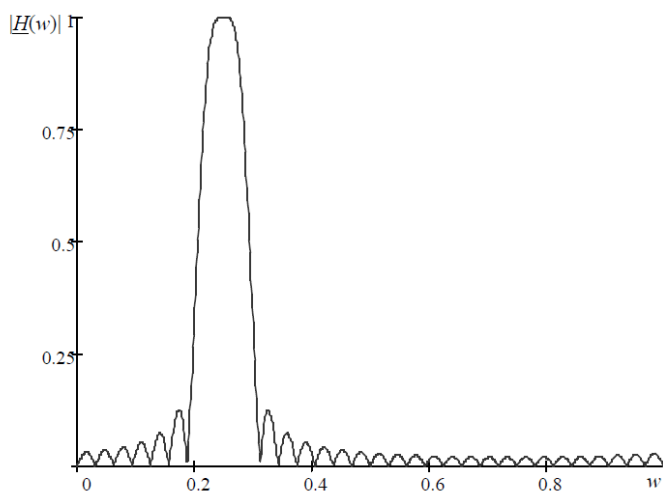
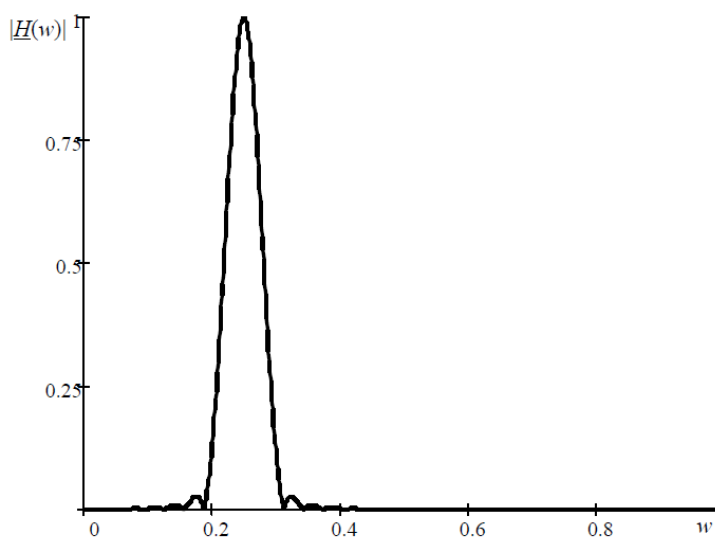
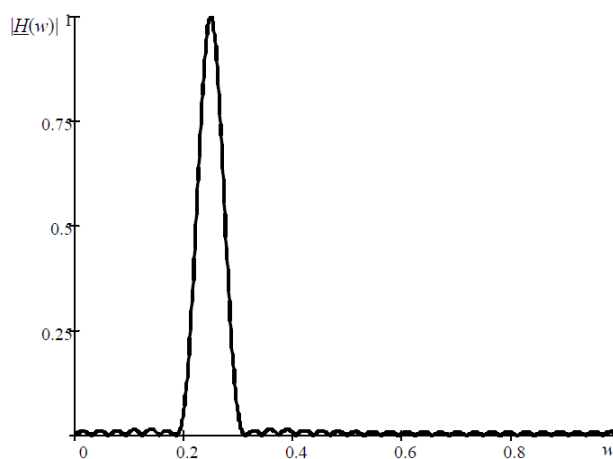
**Значення  $Q$ , що забезпечують мінімальну нерівномірність АЧХ**

Число секцій	$Q$
3	0.825
5	0.725
7	0.685
9	0.65

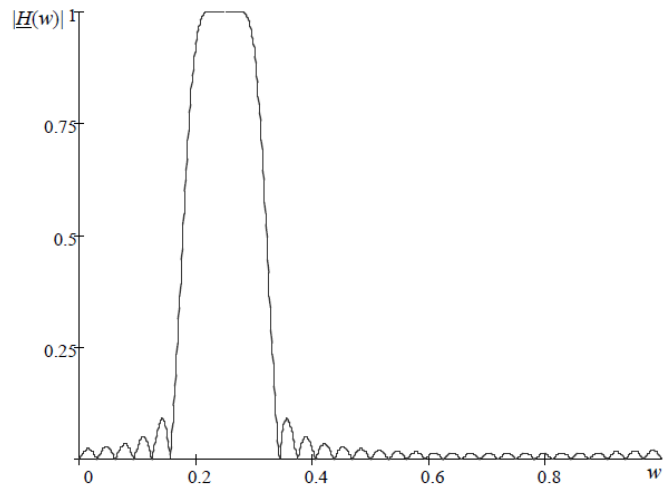
Зокрема, важливим моментом для забезпечення ортогональності сформованих банком фільтрів сигналів є низький рівень бокових пелюсток АЧХ ФОЧВ. Були визначені значення коефіцієнта  $Q$ , які забезпечують мінімальний рівень бокових пелюсток.

З точки зору зменшення кількості множень доцільно вибрати  $Q = 0,5$ .

По формулі (2.5) розраховано АЧХ ФОЧВ з різним числом секцій. АЧХ комплексного трисекційного смугового ФОЧВ з різним  $Q$  (рис.2.8).

а)  $Q = 0,879$ б)  $Q = 0,55$ в)  $Q = 0,369$ Рис. 2.8. АЧХ трисекційних комплексних смугових ФОЧВ  $N = 32$ ,  $l_1 = 7$ ,  $l_2 = 9$ 

АЧХ п'яти секційного комплексного смугового ФОЧВ з різним значенням  $Q$  показані на рис.2.9.



а)

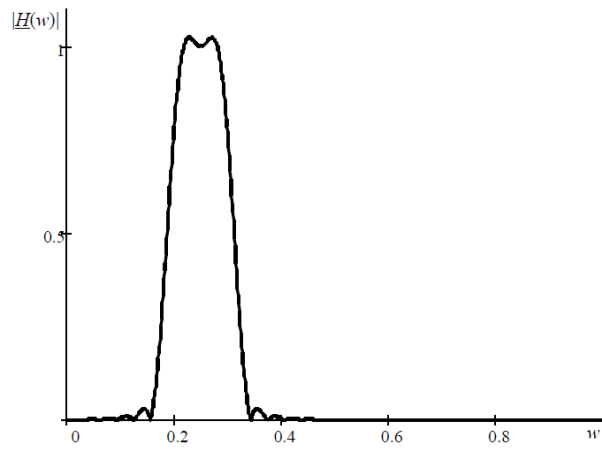
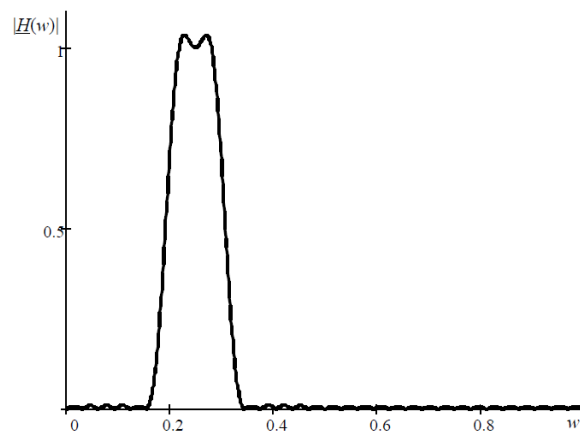
б)  $Q = 0.5$ в)  $Q = 0.389$ 

Рис. 2.9. АЧХ п'яти секційних комплексних смугових ФОЧВ  $N = 32$ ,  $l_1 = 6$

Аналіз показує, що крутизна скатів АЧХ збільшується, а рівень першої пелюстки АЧХ зменшується, якщо ми збільшуємо кількість секцій ФОЧВ при збереженні порядку  $N$ .

Коефіцієнт прямокутності і значення ширини смуги пропускання для комплексного ФОЧВ з різними їх порядками та різною кількістю секцій табл. 2.2 і 2.3.

Таблиця 2.2

**Коефіцієнт прямокутності АЧХ по рівнях при збільшенні числа секції**

Кількість секцій	$N$		
	32	64	128
1	2.05	2.05	2.05
3	1.59	1.59	1.59
5	1.34	1.34	1.34
7	1.24	1.24	1.24
9	1.22	1.22	1.22

Таблиця 2.3

**Ширина смуги пропускання по рівню 0,707 при збільшенні числа секції і значення порядку**

Кількість секцій	$N$		
	32	64	128
1	0.028	0.014	0.007
3	0.072	0.037	0.018
5	0.128	0.064	0.032
7	0.184	0.092	0.046
9	0.244	0.122	0.061

Аналіз показує, що при збереженні порядку  $N$ , збільшення кількості секцій приводить до зменшення коефіцієнта прямокутності. При збільшенні порядку фільтру  $N$ , смуга пропускання зменшується у відповідне число разів, а коефіцієнт прямокутності не змінюється. Рівень бокових пелюсток АЧХ при реалізації комплексних ФОЧВ з різною кількістю секцій табл. 2.4.



## Рівень бокових пелюсток ФОЧВ N = 32

Кількість секцій $l$	Q	Рівень бокових пелюсток (дБ)	Q	Рівень бокових пелюсток (дБ)	Q	Рівень бокових пелюсток (дБ)	Q	Рівень бокових пелюсток (дБ)
3	1	-15	0.825	-18	0.5	-30	0.415	-45
5	1	-16	0.725	-21	0.5	-30	0.389	-43
7	1	-16	0.685	-22	0.5	-30	0.389	-42
9	1	-16	0.65	-23	0.5	-30	0.37	-42

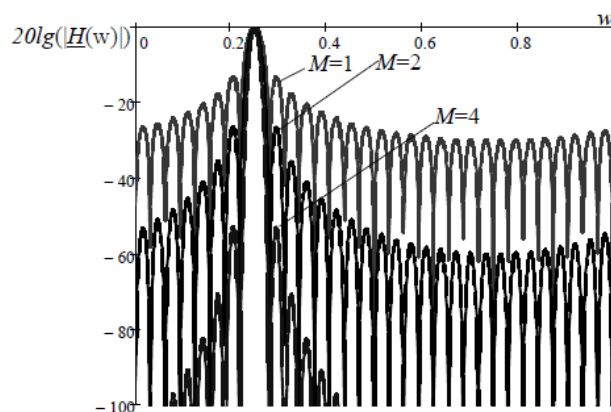
Аналіз таблиці говорить про перспективність варіанту з  $Q = 0,5$ , оскільки в цьому випадку рівень бокових пелюсток АЧХ досить низький.

## 2.3. Каскадування цифрового фільтру частотної вибірки

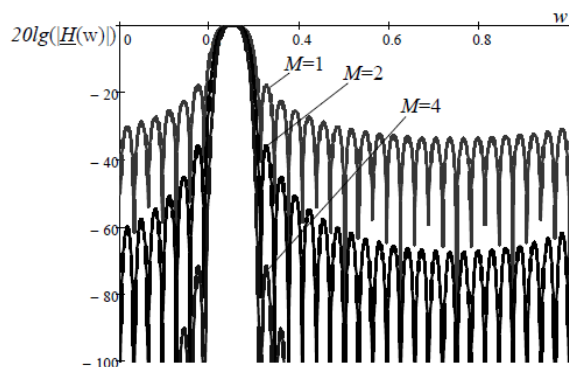
Передавальні функції ФОЧВ при числі каскадів  $M$  приймають наступний вид [8]:

$$H_1(z) = \frac{(1 - z^{-N})^M}{N^M} \left[ \frac{Q(-1)^{l_1}}{1 - z^{-1} e^{j 2 p l_1 / N}} + \sum_{k=l_1}^{l_2-1} \frac{(-1)^k}{1 - z^{-1} e^{j 2 p k / N}} + \frac{Q(-1)^{l_2}}{1 - z^{-1} e^{j 2 p l_2 / N}} \right], \quad (2.6)$$

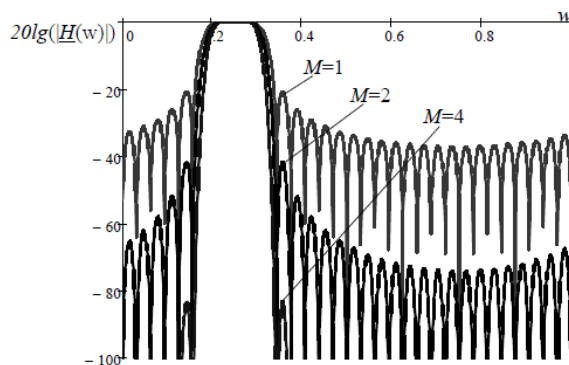
АЧХ багатосекційних комплексних ФОЧВ при послідовному з'єднанні різного числа блоків  $M = 1, 2, 4$  з порядком фільтру  $N=32$  (рис.2.12).



а) один секційний



б) трисекційний



в) п'яти секційний

Рис. 2.10. АЧХ комплексного ФОЧВ  $N=32$  при каскадному з'єднанні блоків

Із зростанням числа послідовно з'єднаних блоків, зменшуються рівень бокових пелюсток і смуга пропускання АЧХ і збільшується коефіцієнт прямокутності головної пелюстки АЧХ. Значення нерівномірності в смузі затримання при каскадному з'єднанні блоків з  $N = 32$  і значеннями  $Q$ , (див таб. 2.1), в (табл.2.5).

Таблиця 2.5

Перша бічна пелюстка (дБ) при каскадному з'єднанні блоків

Секції	Каскади (М)				
	1	2	3	4	5
1	-13	-26	-39	-52	-65
3	-18	-36	-54	-72	-90
5	-21	-42	-63	-84	-105
7	-22	-44	-66	-88	-110

Аналіз таблиці показує, коли кількість каскадів  $M$  перша бічна пелюстка (дБ) зменшується в  $M$  разів.

## 2.4. Фільтр частотної вибірки з налаштуванням по частоті

На базі фільтру частотної вибірки з переналаштуванням по частоті реалізуються бази комплексних фільтрів. Передавальна функція односекційного комплексного ФОЧВ, що налаштовується по частоті, має вигляд:

$$H_1(z) = \frac{(1 - z^{-N})^M}{N^M} \left[ \frac{(-1)^{kM}}{(1 - z^{-1} e^{j2(p+k)/N})^M} \right] \quad (2.7)$$

де  $N$  – порядок фільтру;

$k$  – визначає центральну частоту першого каналу;

$M$  – число каскадів.

Змінюючи параметр  $p$ , змінюємо центральну частоту фільтру з певним кроком.

АЧХ односекційного комплексного ФОЧВ  $M = 4$ ,  $N = 32$  при  $p = 0, 1, 2, 3$  (рис.2.11).

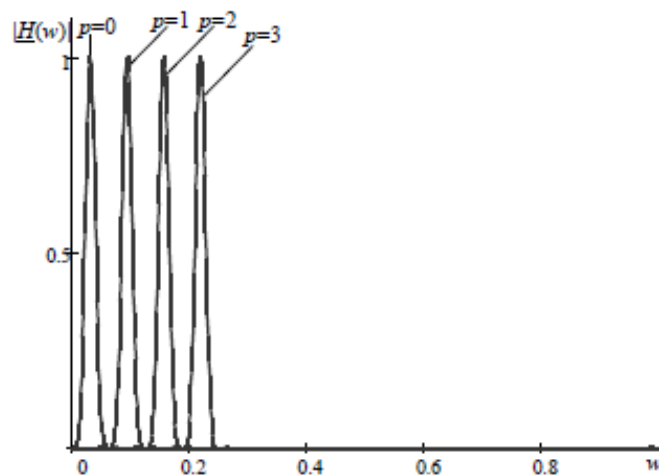


Рис. 2.11. АЧХ односекційного комплексного ФОЧВ при різних значеннях

Передавальна функція трисекційного комплексного ФОЧВ має вигляд:

$$H_1(z) = \frac{(1-z^{-N})^M}{N^M} \left[ \frac{0,825 (-1)^k}{(1-z^{-1} e^{j 2 \pi (p+4k)/N})^M} + \frac{(-1)^{k+1}}{(1-z^{-1} e^{j 2 \pi (p+1+4k)/N})^M} + \frac{0,825 (-1)^{k+2}}{(1-z^{-1} e^{j 2 \pi (p+2+4k)/N})^M} \right]. \quad (2.8)$$

АЧХ трисекційного комплексного ФОЧВ (рис.2.12).

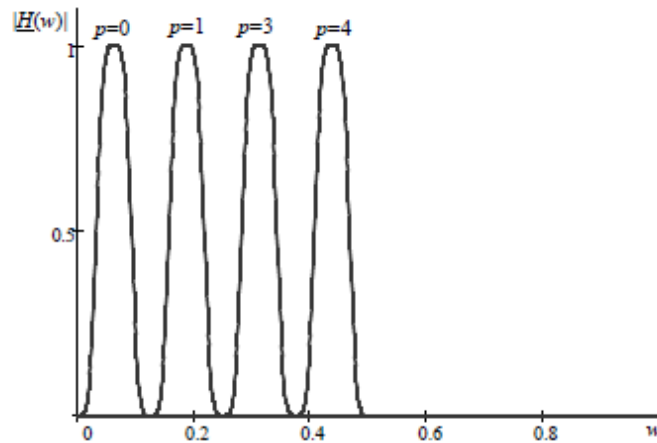


Рис. 2.12. АЧХ трисекційного комплексного ФОЧВ при різних значеннях

Наведені приклади показують, що можна здійснювати налаштування центральної частоти смугових комплексних ФОЧВ без зміни форми АЧХ. Це дозволяє розробляти бази комплексних ФОЧВ.

При складанні передавальних функцій секцій з різними значенням  $p$  у формулі (2,7) виходять багатоканальні ФОЧВ.

2.5. Нерекурсивний комплексний фільтр, розрахований з використанням оберненого дискретного перетворення Фур'є

Дискретне перетворення Фур'є (ДПФ) широко застосовується в алгоритмах цифрової обробки сигналів. ДПФ використовується для розрахунку цифрових комплексних КІХ фільтрів частотної вибірки. В цьому випадку задаються дискретні відліки частотної характеристики, які відповідають центральним частотам дискретних комплексних резонаторів в методі ФОЧВ. Потім за допомогою оберненого ДПФ знаходяться відліки імпульсної характеристики комплексного фільтру.

Нехай, як і в методі ФОЧВ,  $N = 32$ . Для трисекційного комплексного фільтру дискретні значення частотної характеристики задаються на  $7 f_{\text{Д}}/32$ ,  $8 f_{\text{Д}}/32$ ,  $9 f_{\text{Д}}/32$ , а решта значень дорівнює нулю ( $f_{\text{Д}}$  – частота дискретизації). Для граничних відліків використовуватимемо значення  $Q = 0,825$ . Тоді вектор відліків спектра  $X(m)$  матиме наступний вигляд:

$$\begin{pmatrix} X(0) = 0 \\ X(1) = 0 \\ X(2) = 0 \\ \vdots \\ X(7) = 0,825 \\ X(8) = -1 \\ X(9) = 0,825 \\ X(10) = 0 \\ \vdots \\ X(13) = 0 \end{pmatrix}$$

По формулі оберненого дискретного перетворення Фур'є:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X(m) e^{j 2 \pi m n / N} \quad (2.9)$$

де  $N$  – кількість відліків, знаходимо вектор комплексних відліків імпульсної характеристики  $x(n)$ .

Реалізується комплексний нерекурсивний фільтр з отриманими комплексними значеннями імпульсної характеристики  $x(n) = a_n + j b_n$ . Структурна схема комплексного КІХ фільтру (рис.2.15).

В результаті моделювання схемотехніки була отримана АЧХ, співпадаюча з АЧХ комплексного ФОЧВ з рекурсивними секціями.

Так само були визначені імпульсні характеристики по частотних вибірках з п'ятьма, сім'ю, дев'ятьма відліками АЧХ.

Хоча результуючі АЧХ фільтрів, що отримуються при використанні методів ФОЧВ і ДПФ однакові, кількість арифметичних операцій і елементів затримки різна табл. 2.6.

Таблиця 2.6

### Кількість арифметичних операцій в рекурсивних і нерекурсивних ФОЧВ

Число секцій	Рекурсивні ФОЧВ			Нерекурсивні ФОЧВ		
	Множення	Додавання	Затримка	Множення	Додавання	Затримка
3	18	18	8	130	126	62
5	26	30	12	130	126	62
7	34	42	16	130	126	62
9	42	54	20	130	126	62

Порівняння кількості арифметичних операцій і елементів затримки в схемах, отриманих двома методами, показує, що ФОЧВ з рекурсивними секціями, вимагають істотно меншого числа арифметичних операцій і елементів затримки, чим нерекурсивні ФОЧВ, що розраховуються з використанням ДПФ.

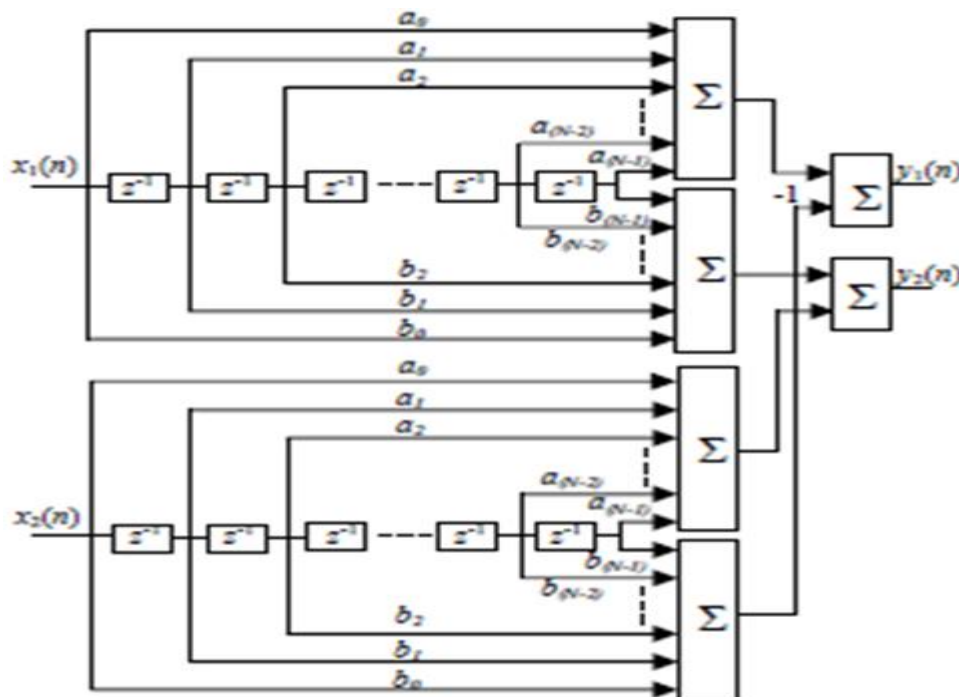


Рис. 2.13. Структурна схема комплексного нерекурсивного фільтру

## 2.6. Повна база фільтрів частотної вибірки

Повною базою цифрових комплексних ФОЧВ називається набір комплексних ФОЧВ, АЧХ яких перекривають усю область додатних цифрових частот. В цьому випадку кількість каналів ( $k$ ) можна визначити за формулою:

$$k = \frac{N/2}{l+1} = \frac{N}{2(l+1)} \quad (2.10)$$

де  $N$  – порядок однорідного фільтру,  $l$  – кількість секцій,  $l+1$  – ширина головної пелюстки по перших нулях АЧХ.

Зв'язок між кількістю каналів  $k$ , кількістю секцій  $l$  і порядком однорідного фільтру  $N$  в табл. 2.7.

Таблиця 2.7

**Зв'язок між кількістю каналів при реалізації багатосекційних ФОЧХ і порядком однорідного фільтру**

$(k)$ – кількість каналів	$(l)$ – кількість секцій	$N$ – порядок однорідного фільтру
16	1	64
	3	128
	7	256
32	1	128
	3	256
	7	512
64	1	256
	3	512
	7	1024
128	1	512
	3	1024
	7	2048

При кількості каналів рівному 16 і односекційному варіанті реалізації  $l = 1$  необхідно використати фільтри 64-го порядку. АЧХ повної бази таких фільтрів показані на рис.(2.16).

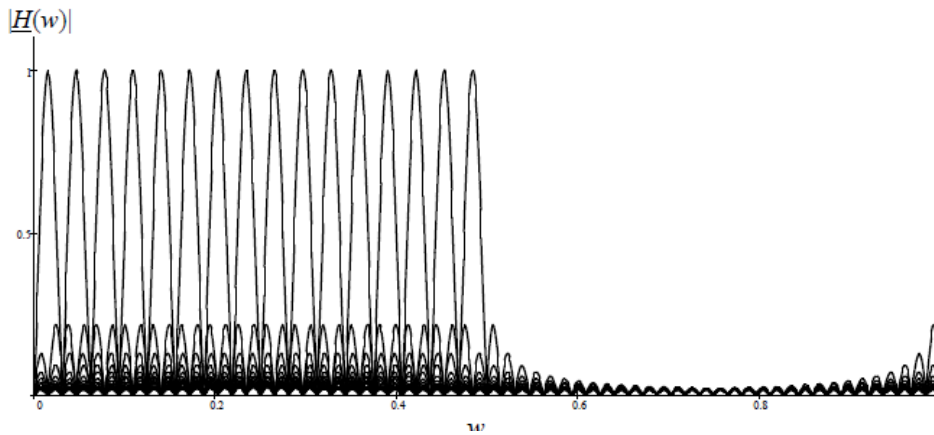


Рис. 2.14. АЧХ повного бази комплексних фільтрів

Недоліком такого бази є значний рівень бокових пелюсток АЧХ, тому доцільно використати каскадування. АЧХ повного банку при каскадуванні двох секцій показано на рис. (2.17).

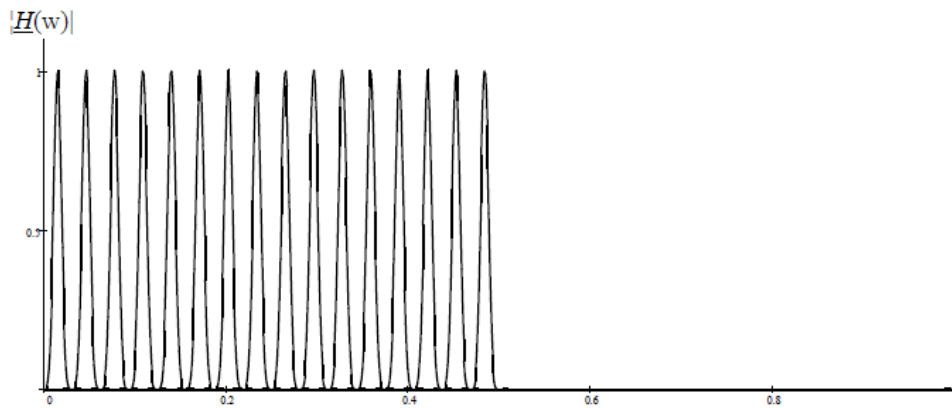


Рис. 2.15. АЧХ бази фільтрів при каскадуванні односекційних комплексних ФОЧХ

АЧХ повної бази трисекційних комплексних ФОЧВ показані на (рис.2.18).



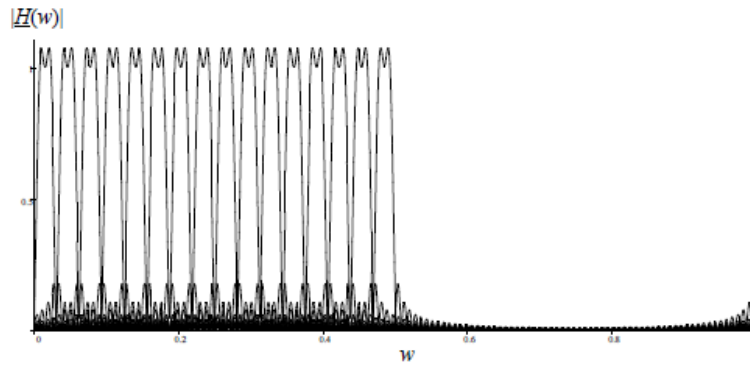


Рис. 2.16. База трисекційних комплексних ФОЧХ

АЧХ база трисекційних комплексних ФОЧХ з гладкою вершиною показані на (рис. 2.17).

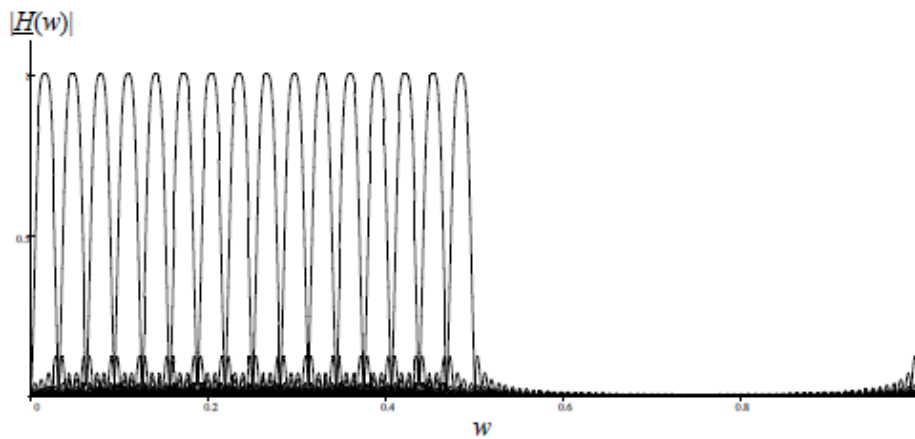


Рис. 2.17. База трисекційних комплексних ФОЧХ

Перспективним варіантом є варіант з  $Q = 0,5$ . В цьому випадку не потрібні додаткові операції множення і виходить досить низький рівень бокових пелюсток АЧХ. Відповідні АЧХ (рис.2.18).

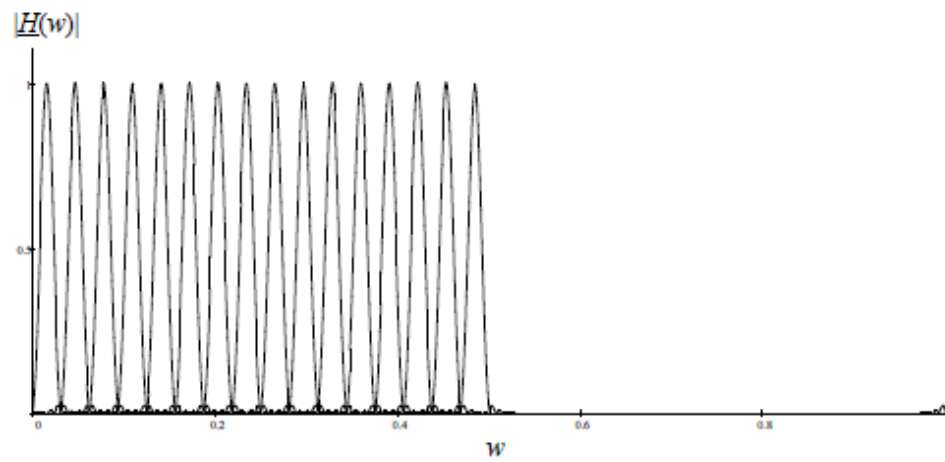


Рис. 2.18. АЧХ бази трисекційних комплексних ФОЧХ

Аналогічні варіанти АЧХ були розраховані для семисекційних комплексних ФОЧВ (рис.2.19 – 2.21).

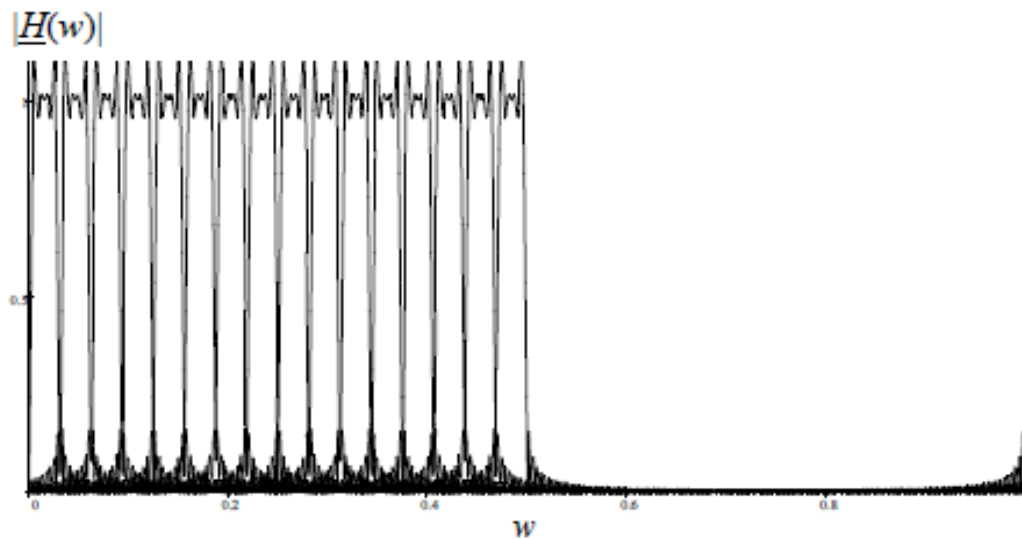


Рис. 2.19. АЧХ бази семисекційних комплексних ФОЧХ

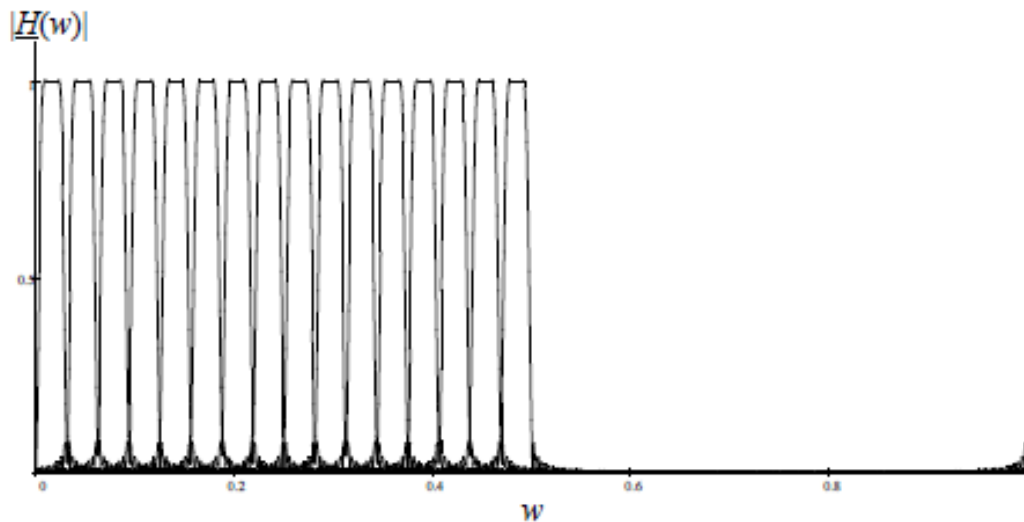


Рис. 2.20. АЧХ бази семисекційних комплексних ФОЧХ

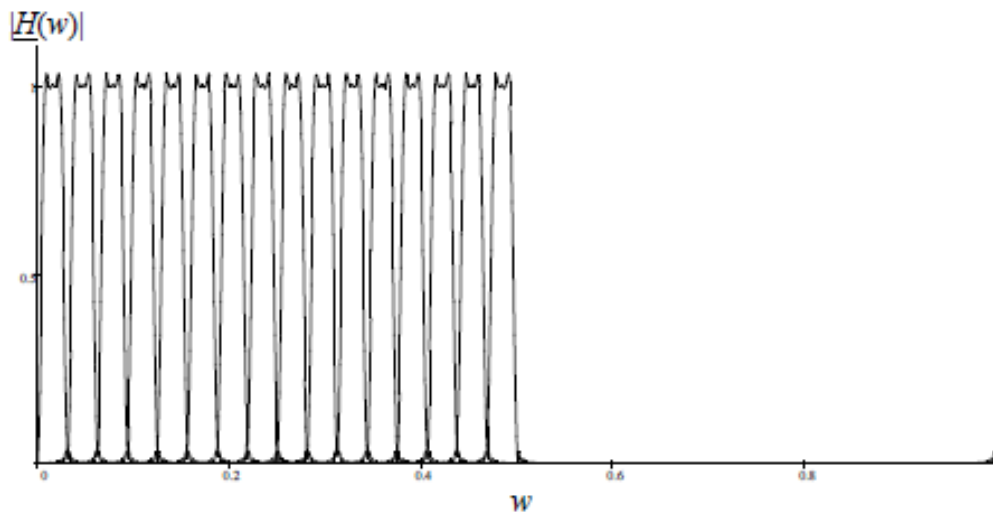


Рис. 2.21. АЧХ бази семисекційних комплексних ФОЧХ

Аналіз приведених розрахунків АЧХ говорить про перспективність рекурсивних ФОЧВ для проектування бази комплексних фільтрів. Число каналів, яке потрібно вибирається з повного банку.

Цифрові фільтри класифікуємо на класи. Перший клас це фільтри з нескінченною імпульсною характеристикою (НІХ-фільтр) [12]. Такий фільтр реалізується у вигляді структурної схеми, що містить зворотні зв'язки і забезпечують високу прямокутність АЧХ при відносно невеликому об'ємі обчислювальних операцій. Недоліком таких фільтрів є нелінійність ФЧХ [12].

Другий клас це фільтри з скінченою імпульсною характеристикою (СІХ-фільтр). Ці фільтри вимагають значно більшого числа обчислювальних операцій, чим НІХ-фільтри при реалізації АЧХ із заданою прямокутністю. Перевагою таких фільтрів є можливість отримання лінійної ФЧХ і стійкість [12]. Оскільки вимога лінійності ФЧХ при обробці складних сигналів є важливою, то в останній час СІХ-фільтри витісняють НІХ-фільтри.

Пропонується метод побудови сховища фільтрів ФЧХ, яких лінійна, що використовує послідовне з'єднання цих фільтрів. В цьому випадку вдається поєднати переваги цих фільтрів.

В цьому випадку АЧХ фільтру практично співпадає з АЧХ НІХ-фільтру, а його ФЧХ компенсує не лінійність ФЧХ НІХ фільтру. Такий фільтр назвемо лінеаризованим [12].

## 2.7. Висновки до розділу 2

1. При використанні ФОЧВ проектуються лінійні фільтри вузької смуги з мінімальними множенням, тому такі фільтри перспективні для побудови банків комплексних фільтрів.

2. Два множення на константу в ФОЧВ зменшує нерівномірність АЧХ та суттєво зменшуються бічні пелюстки АЧХ.

3. Каскадне з'єднання, понижує рівень бокових пелюсток АЧХ.

4. Значно менше операції множення комплексного ФОЧВ збільшило швидкість обробки радіолокаційного сигналу ніж комплексний СІХ за методом ДПФ.

5. Нерівномірність ГЧЗ значно зменшується при каскадуванні фільтрів цього типу.

6. Прямокутність АЧХ та нерівномірність ГЧЗ залишаються без змін при частотному зміщенні АЧХ.

### РОЗДІЛ 3

#### НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА

Комплексні смугові фільтри розраховуються з використанням процедури зміщення частотних характеристик ФНЧ (ФВЧ) на довільну частоту або вправо, або вліво по осі частот. Передавальні функції комплексних цифрових фільтрів знаходяться шляхом заміни змінної  $z^{-1}$  на  $z^{-1} e^{j\varphi_0}$ , де  $\varphi_0 = 2\pi\omega_0$ . Таку операцію виконує метод комплексної затримки. Це призводить до виникнення операції множення комплексного сигналу на комплексне число  $e^{j\varphi_0}$ . Схема структурна комплексної затримки (рис. 3.1).

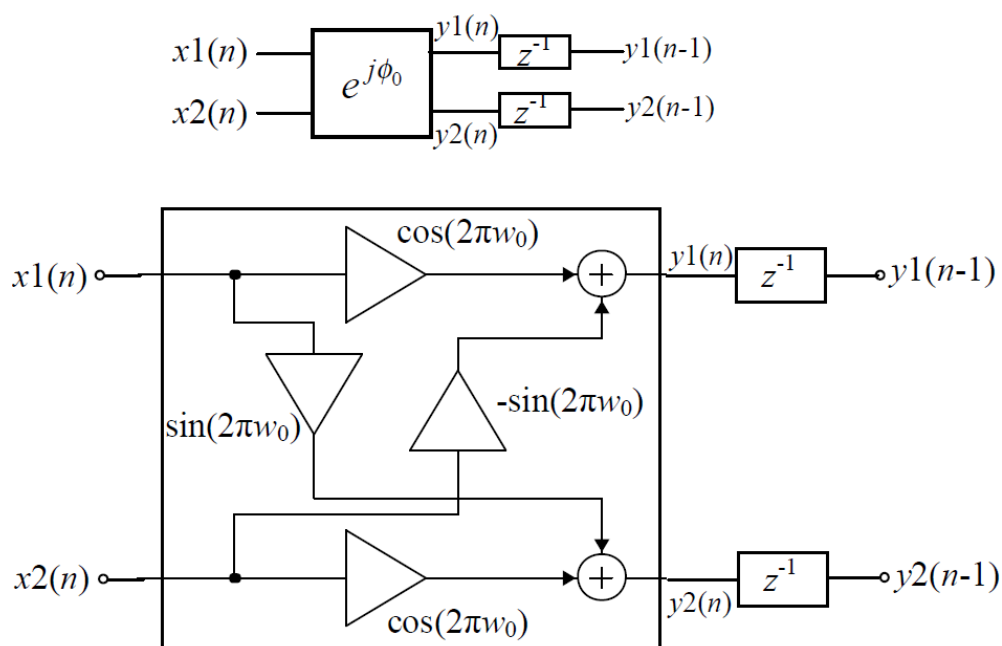


Рис. 3.1. Схема структурна комплексної затримки

Структурній схемі комплексної затримки відповідають наступні вирази:

$$\underline{y}_1(n) = x_1(n) \cos(2\pi\omega_0) - x_2(n) \sin(2\pi\omega_0) \quad (3.1)$$

$$\underline{y}_2(n) = x_2(n) \cos(2\pi\omega_0) - x_1(n) \sin(2\pi\omega_0) \quad (3.2)$$

Реалізація комплексної затримки вимагає чотири операції множення дійсних чисел і дві операції додавання. Схема структурна такого фільтра з порядком  $N = 8$  при зміщенні  $\omega_0 = 0,1$  (рис.3.2).

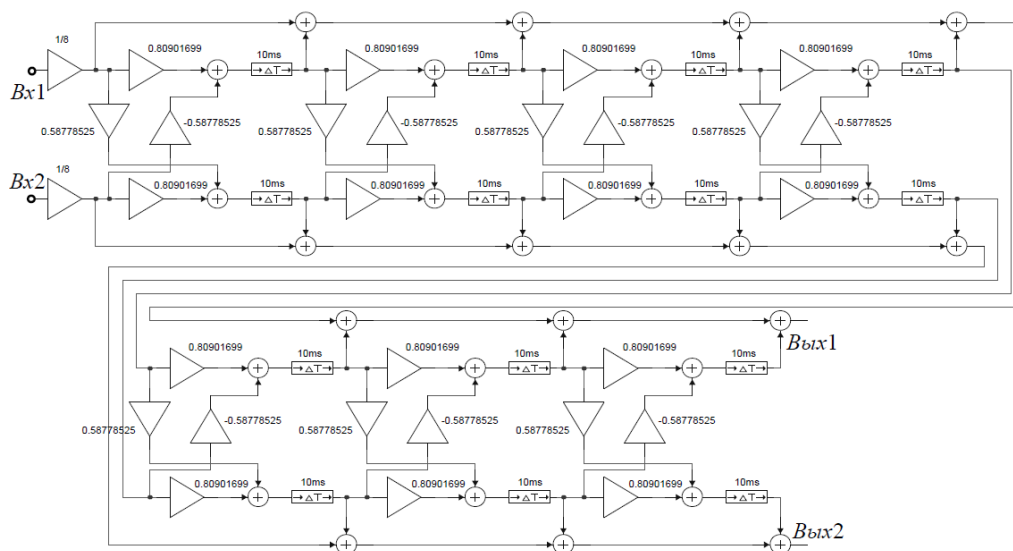


Рис. 3.2. Схема структурна комплексного однорідного фільтра

АЧХ при частоті дискретизації  $f_D = 100 \text{ МГц}$  (рис.3.3).

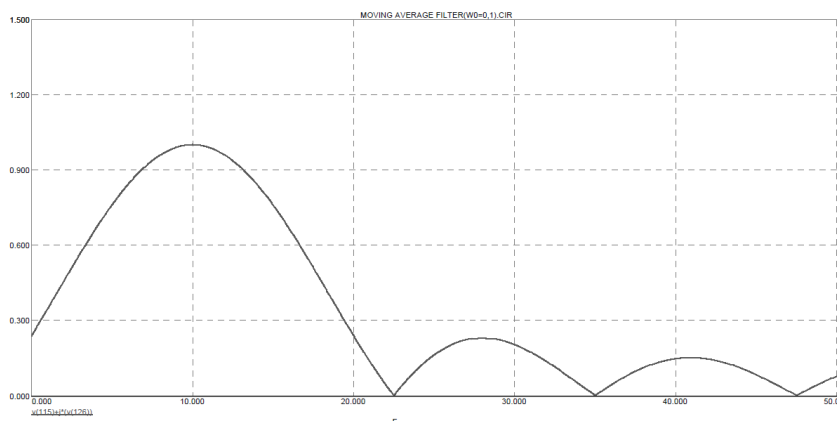


Рис. 3.3. АЧХ комплексного однорідного фільтра при зміщенні  $\omega_0 = 0,1$

Після деяких перестановок в (3.1) і (3.2), отримаємо наступні вирази:

$$\underline{y}_1(n) = \sin(2\pi\omega_0)(x_1(n) - x_2(n)) + x_2(n)(\cos(2\pi\omega_0) - \sin(2\pi\omega_0)) \quad (3.3)$$

$$\underline{y}_1(n) = \cos(2\pi\omega_0)(x_1(n) - x_2(n)) + x_1(n)(\cos(2\pi\omega_0) - \sin(2\pi\omega_0)) \quad (3.4)$$

Схема структурна комплексної затримки, яка відповідає рівнянням (3.3) і (3.4) (рис. 3.4).

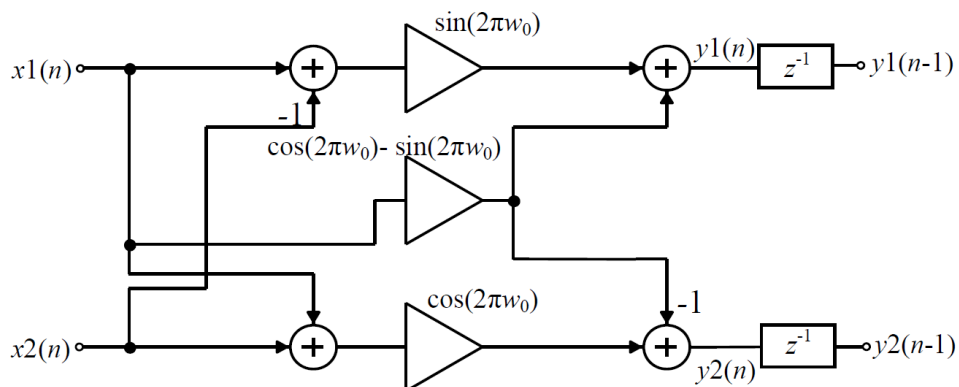


Рис. 3.4. Схема структурна комплексної затримки з трьома операціями множення

Схема структурна містить 3 операції множення на константу і 4 операції додавання. Схема структурна комплексного смугового однорідного фільтра з такою комплексною затримкою при  $N = 8$ ,  $\omega_0 = 0,1$  (рис.3.5).

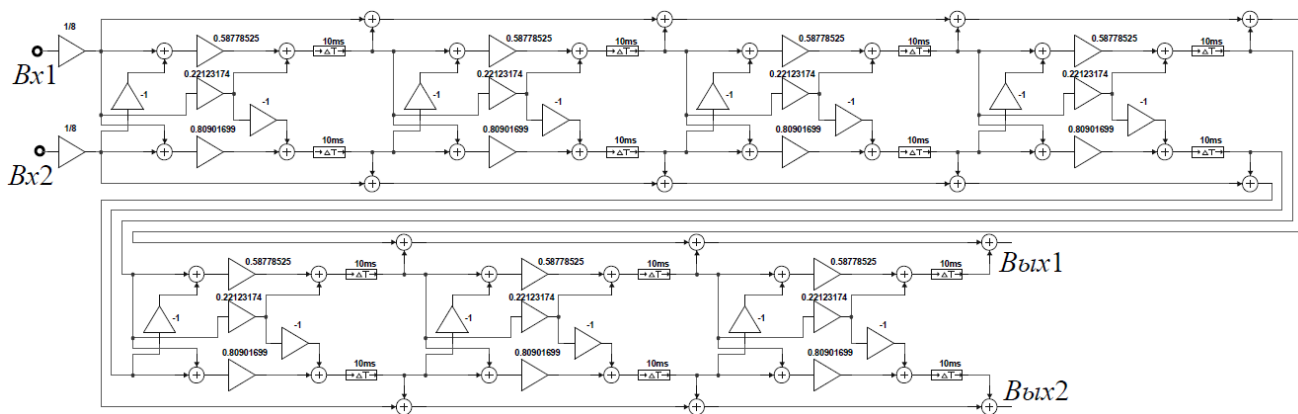


Рис. 3.5. Схема структурна комплексного однорідного нерекурсивного фільтра з трьома операціями множення

АЧХ при реалізації комплексного фільтра при  $f_D = 100 \text{ МГц}$  (рис.3.6).

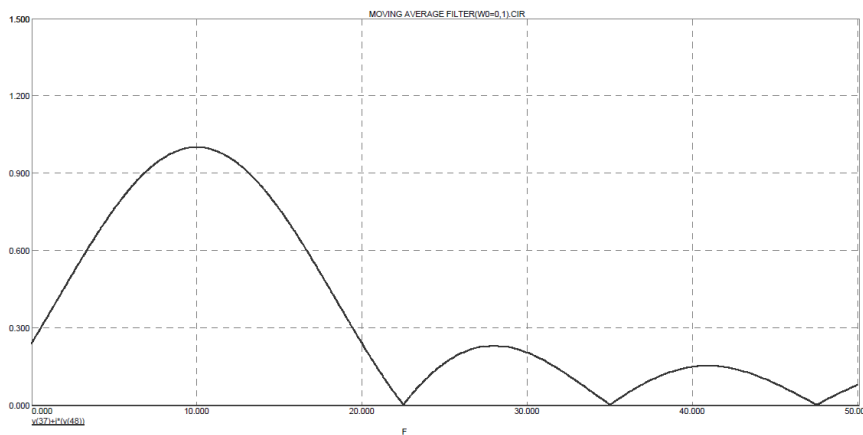


Рис. 3.6. АЧХ комплексного однорідного фільтра

АЧХ збігається з див. рис.3.3. Оскільки передавальні функції цифрових ФНЧ (ФВЧ) можуть мати високий порядок, то кількість операцій множення може бути дуже великою.

### 3.1. Застосування методу CORDIC

Використання методу CORDIC [46] дозволить скоротити загальну кількість множень в цифрових комплексних фільтрах високого порядку.

Використовуємо зміщення по частоті, при яких  $\operatorname{tg}(2\pi\omega) = 2^{-i}$ . Структурна схема комплексної затримки по методу CORDIC (рис.3.7). У табл. 3.1 значення коефіцієнта  $K_i$ , зміщення нормованих частот  $\omega_0$  для  $i$  від 0 до 7.

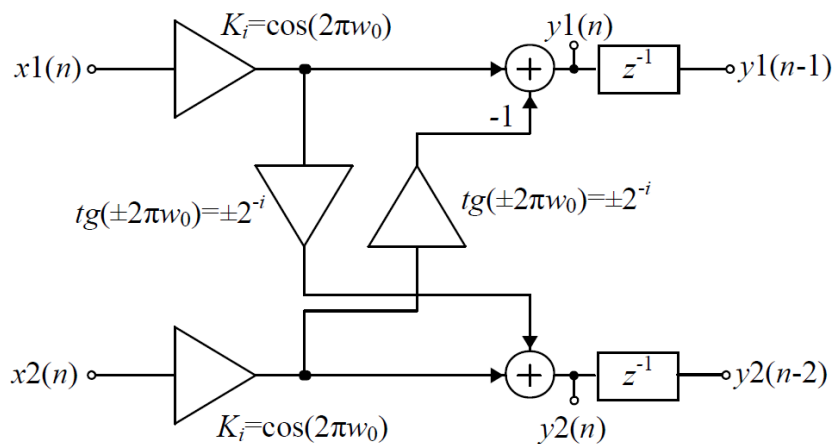


Рис. 3.7. Структурна схема комплексної затримки алгоритм CORDIC



### Параметри перших восьми варіантів зсуву з використанням методу CORDIC

$i$	$K_i = \cos(2\pi\omega_0)$	Значення зміщення $\omega_0$
0	0.707106781	0.125
1	0.894427191	0.0738
2	0.970142500	0.03899
3	0.992277877	0.0198
4	0.998052578	0.00994
5	0.999512076	0.00498
6	0.999877952	0.00249
7	0.999969484	0.00125

Значення зсуву в методі CORDIC фіксовані. Щоб виконати необхідні зміщення необхідно реалізувати багатоетапні зміщення, тобто потрібно каскадувати блоки зміщення. Коефіцієнти  $K_i$  кожного блоку можна перемножити, тому залишаються тільки два множення. Схема структурна комплексного однорідного смугового фільтра з комплексною затримкою при  $N = 8$ ,  $\omega_0 = 0,1$ , при використанні методу CORDIC на (рис.3.8).

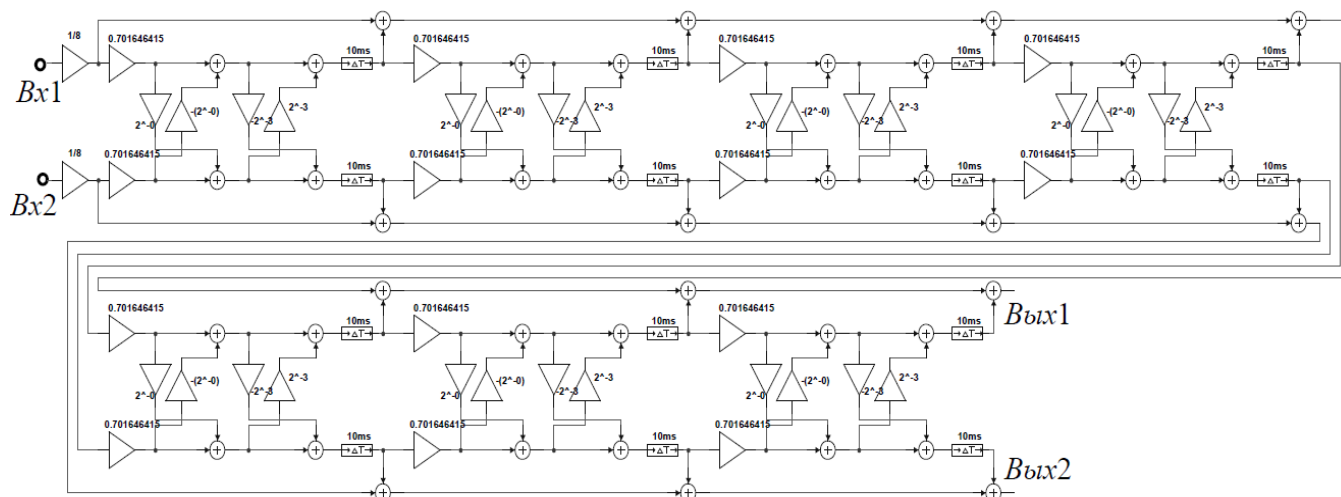


Рис. 3.8. Схема структурна комплексного смугового фільтра при використанні методу CORDIC  $N = 8$ ,  $\omega_0 = 0,1$

Щоб отримати задану частоту зміщення, треба з'єднати два блоки CORDIC  $2^0$  і  $2^{-3}$  таб. 3.1. АЧХ при реалізації такого фільтра (рис. 3.9). Хоча зміщення АЧХ відхиляється трохи, кількість операцій множення знижується. АЧХ фільтрів смугових комплексних при використанні трьох моделей комплексної затримки на рис. (3.10).

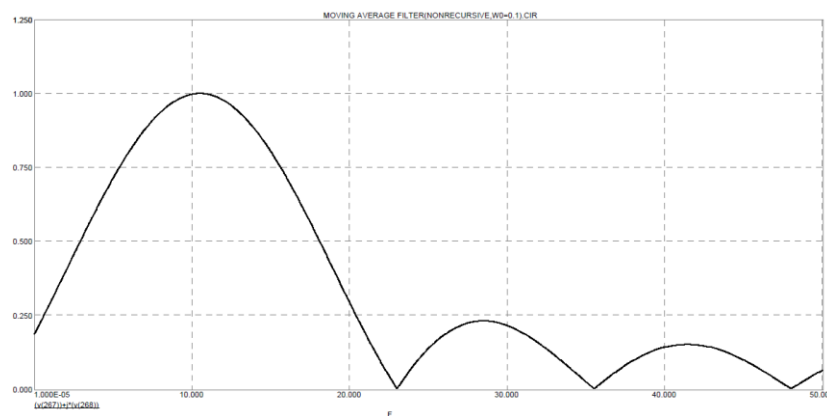


Рис. 3.9. АЧХ комплексного смугового фільтра при використанні CORDIC

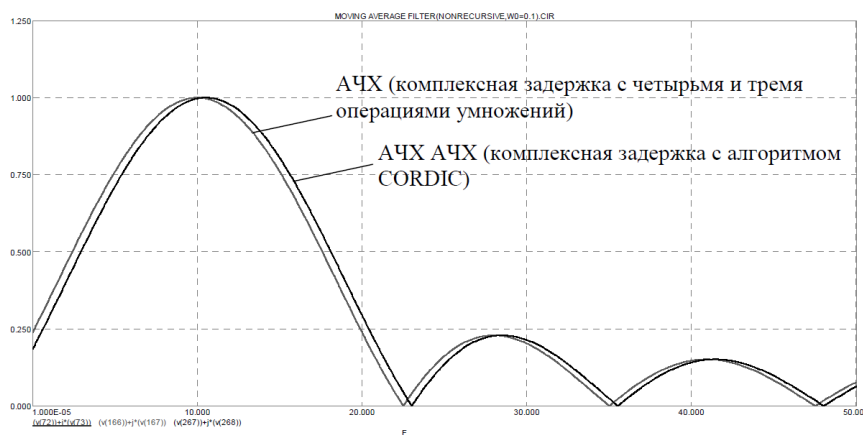


Рис. 3.10. АЧХ комплексних смугових фільтрів зі зміщенням  $\omega_0 = 0,1$

Центральна частота АЧХ комплексного смугового фільтра при використанні CORDIC становить 10.5Гц, що призводить до відносної похибки реалізації зміщення, яке дорівнює 0,05 (5%).

Таким чином, можемо зміщувати частотні характеристики при використанні алгоритму CORDIC на довільну частоту.

У табл. 3.2 представлені кількість операцій для комплексного смугового од-норідного фільтра з нерекурсивною формою з при  $N = 8$ ,  $\omega_0 = 0,1$  при викорис-танні трьох моделей комплексної затримки.

Таблиця 3.2

## Кількість операцій в комплексних затримках

Метод реалізації	Операція	
	Множення	Додавання
Комплексна затримка чотири операції множення	28	14
Комплексна затримка три операції множення	21	28
Комплексна затримка з алгоритмом CORDIC	14	28

Аналіз таблиці показує, що при використанні методу CORDIC кількість опе-рацій множення зменшується вдвічі, а кількість операцій додавання збільшується в 2 рази.

## 3.2. Реалізація бази комплексних СІХ- і НІХ-фільтрів метод CORDIC

Комплексні НІХ-фільтри Батерворта реалізуються методом ОЧП, за допомо-гою CORDIC. Схема комплексного смугового фільтра 2-го порядку отриманого зсувом АЧХ вузькосмугового ФНЧ” [2]  $\omega_n = 0,01$  на величину  $\omega_0 = 0,125$  реалі-зовано по методу CORDIC (рис. 3.11).

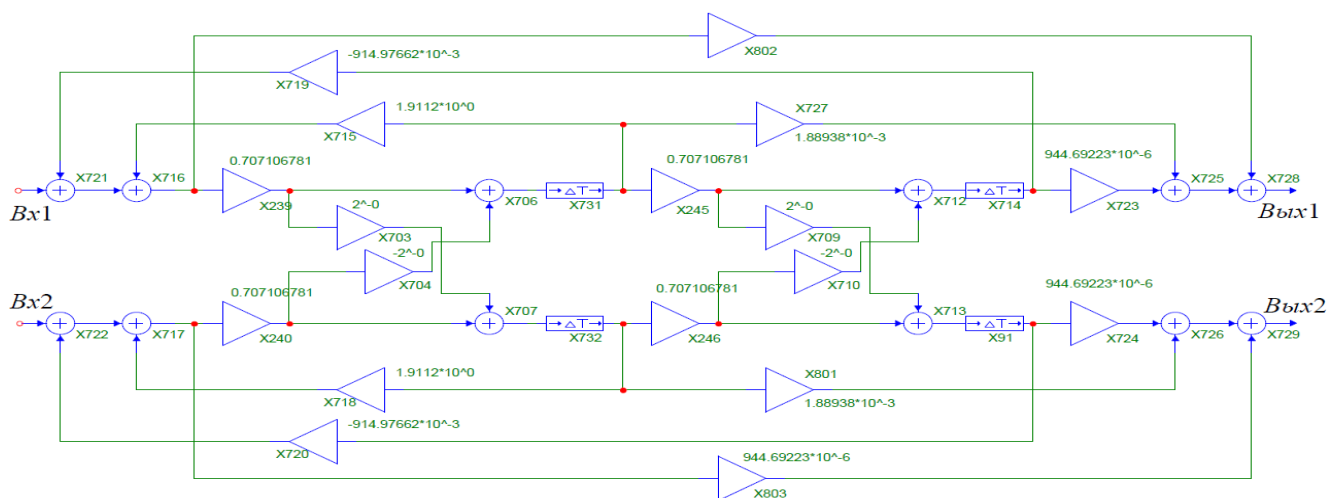


Рис. 3.11. Схема структурна комплексного смугового НІХ-фільтра

АЧХ комплексного смугового НІХ-фільтра  $f_D = 100 \text{ МГц}$  з використанням CORDIC (рис. 3.12).

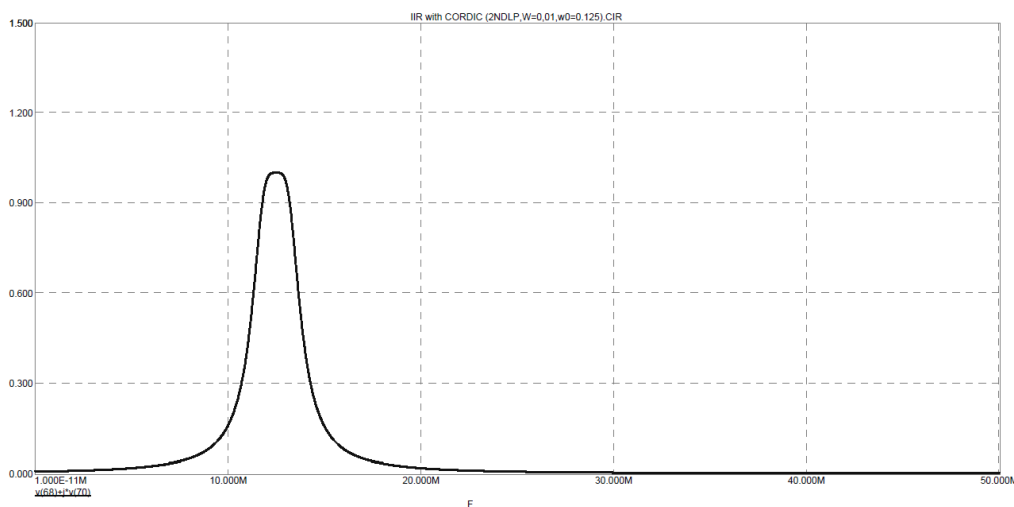


Рис. 3.12. АЧХ комплексного смугового НІХ фільтра при використанні CORDIC

АЧХ при використанні CORDIC і АЧХ при використанні комплексної затримки збігаються якщо  $i = 0$ . На рис.3.13 наведені АЧХ комплексних НІХ фільтрів при зміщенні АЧХ ФНЧ на частоти, кратні  $\omega_0 = 1/16$ . Тут використовуємо різні значення  $i$  щоб отримати відповідні АЧХ при використанні комплексної затримки.

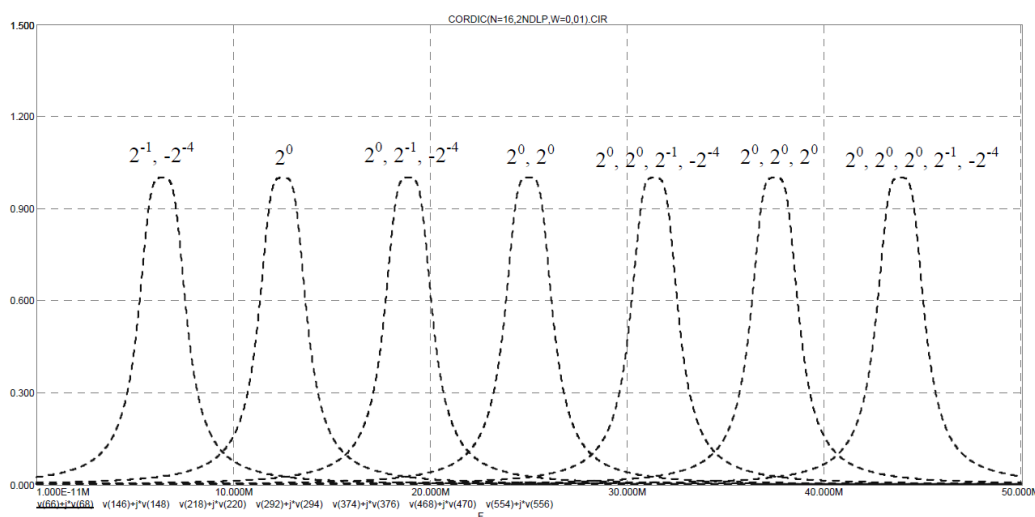


Рис. 3.13. АЧХ комплексних смугових НІХ-фільтрів по CORDIC зміщення (АЧХ 1/16)

АЧХ, крім зміщень – 2/16, 4/16, 6/16, відрізняються від АЧХ таких фільтрів реалізованих методом комплексної затримки незначно. На рис.3.14 наведені АЧХ сховища комплексних смугових ПІХ-фільтрів, реалізованих комплексною затримкою та алгоритму CORDIC. У табл. 3.3 показані значення помилок при зміщенні АЧХ по зміщень  $\omega_0 = 1/16$  (для 1/16, 3/16, 5/16 і 7/16) з використанням методу CORDIC.

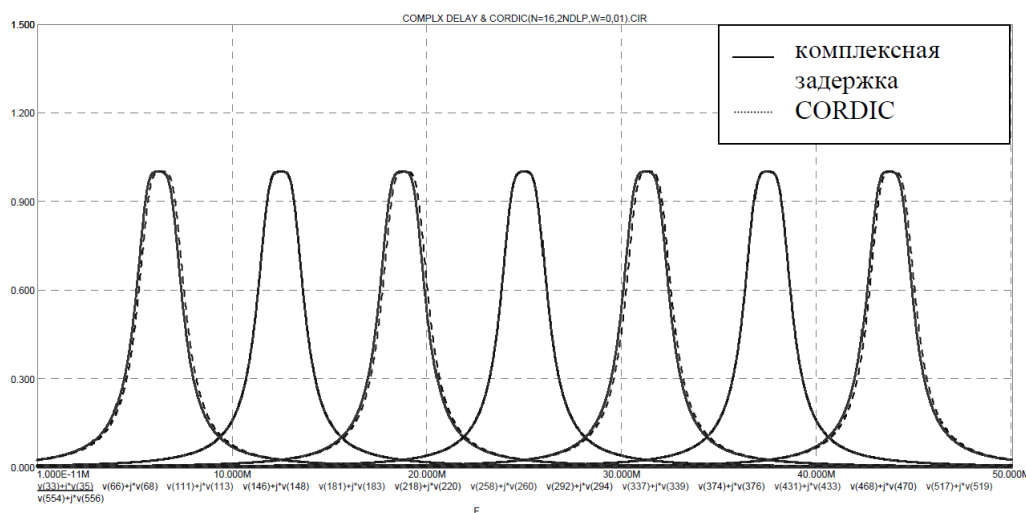


Рис. 3.14. АЧХ сховища комплексних смугових ПІХ-фільтрів отриманих комплексною затримкою і CORDIC  $f_D = 100 \text{ МГц}$

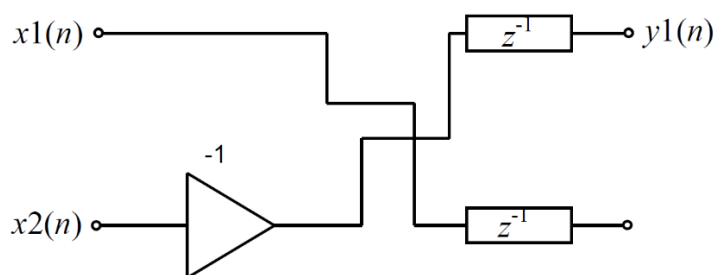
Таблиця 3.3

**Значення помилок завдання центральних частот  $\omega_0$**

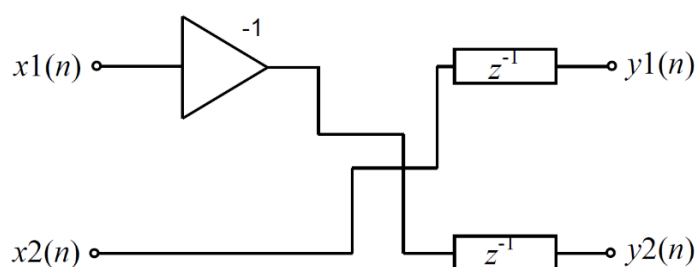
Значення заданого зміщення $\omega_0$	Значення зміщення по алгоритму CORDIC $\omega_1$	Значення помилки $ \omega_0 - \omega_1 $
0,0625	0,0639	0,0014
0,1875	0,1889	0,0014
0,3125	0,3139	0,0014
0,4375	0,4389	0,0014

Аналіз таблиці показує, що зміщення АЧХ смугових комплексних фільтрів по методу CORDIC відрізняються від зміщень при використанні комплексної затримки незначно і можуть бути зменшені шляхом збільшення числа елементарних затримок.

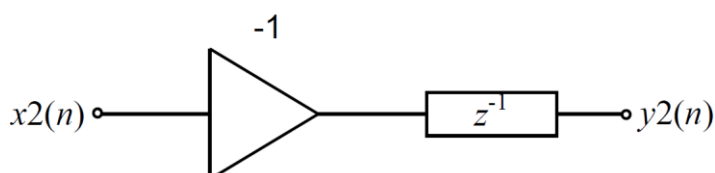
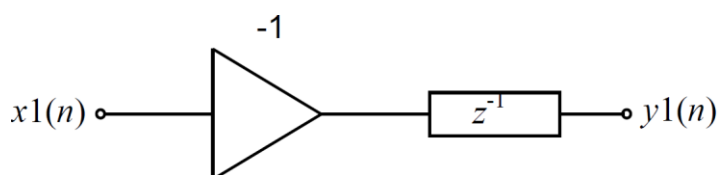
Схеми структурні затримок комплексних  $\omega_0 = \pm 0,25$  і  $0,5$  (рис.3.15).



а)  $\omega_0 = 0,25$



б)  $\omega_0 = -0,25$



в)  $\omega_0 = 0,5$

Рис. 3.15. Структурні схеми комплексної затримки

Зміщення по частоті на  $\omega_0 = 0,25$  ,  $\omega_0 = -0,25$  ,  $\omega_0 = 0,5$  можна використувати додатково зі зміщеннями в табл. 3.1.

Розглянемо комплексні НЧ фільтри, які описані вище, для зміщень АЧХ  $3/16$ ,  $5/16$  і  $7/16$ . Схеми структурні таких фільтрів, реалізовані з використанням зміщень кратних одній четвертій частоти дискретизації, показані на рис. 3.16 – 3.18.

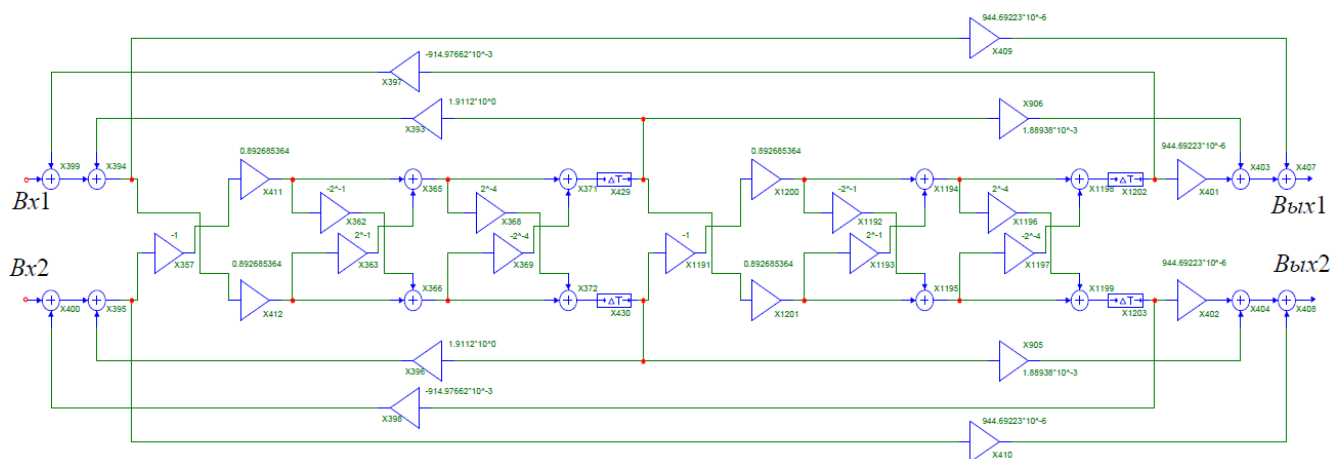


Рис. 3.16. Структурна схема комплексного НІХ фільтра при зміщенні 3/16

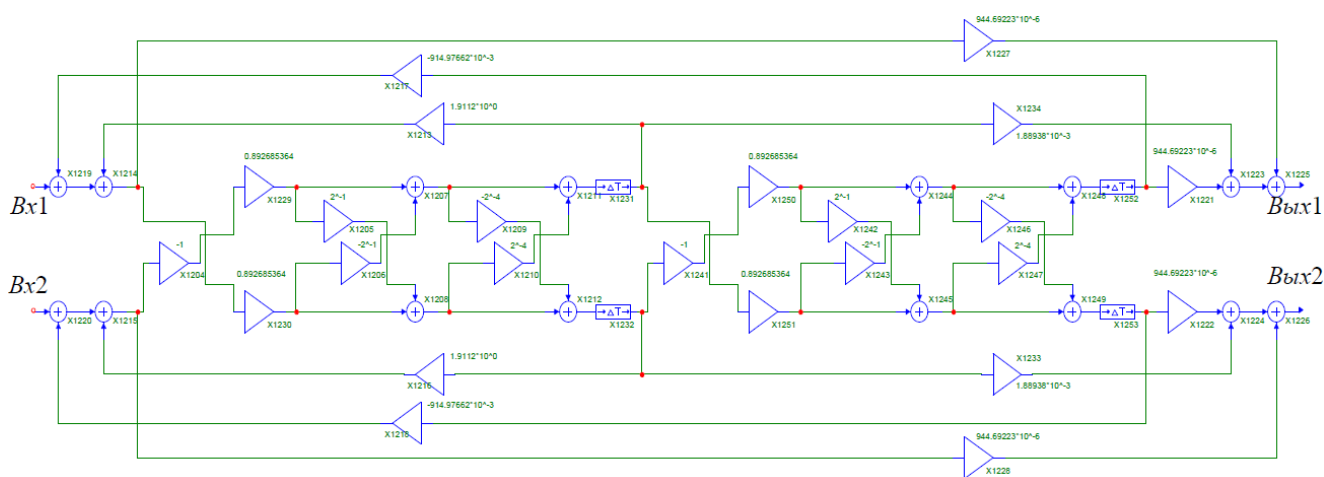


Рис. 3.17. Структурна схема комплексного НІХ фільтра при зміщенні 5/16

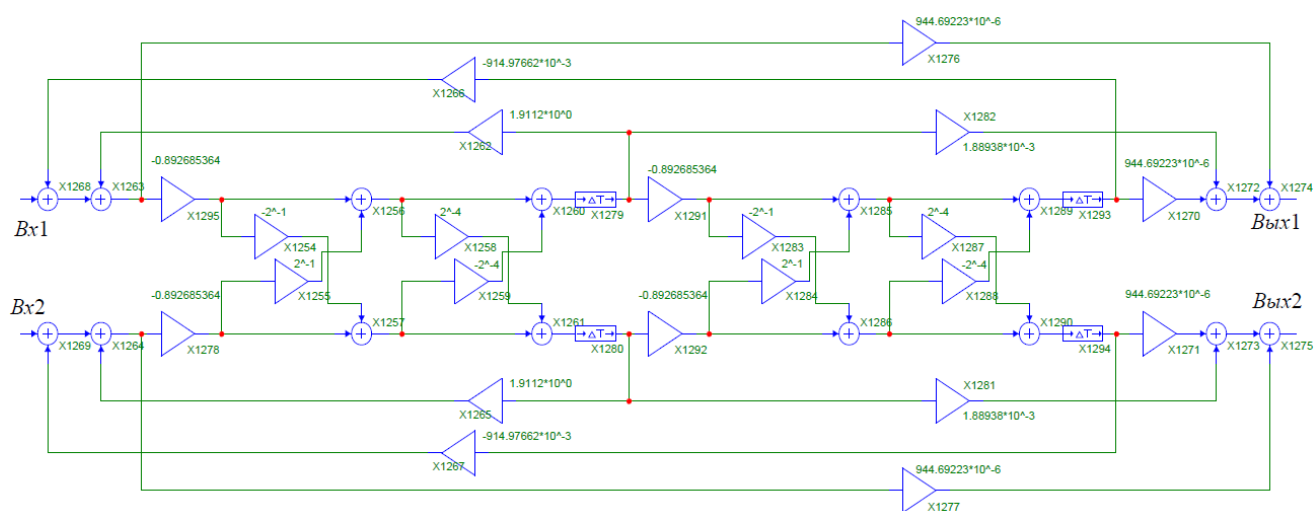


Рис. 3.18. Структурна схема комплексного НІХ-фільтра при зміщенні 7/16  
АЧХ при реалізації таких фільтрів показані на рис.3.19.

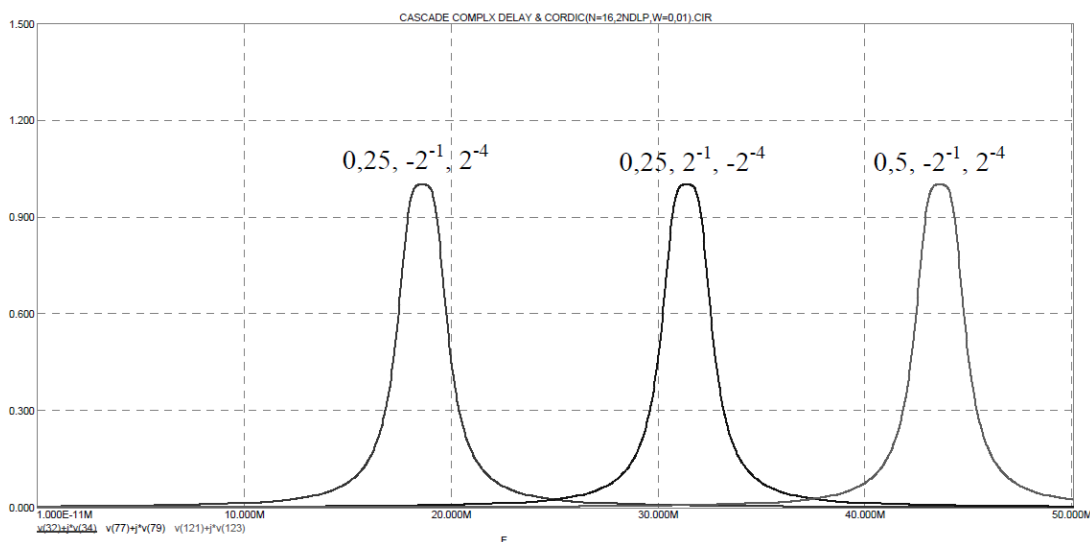


Рис. 3.19. АЧХ сховища комплексних НІХ-фільтрів зі зміщеннями 3/16, 5/16 і 7/16

В табл. 3.4 показано помилки при зміщенні АЧХ по зміщеннях  $\omega_0 = 3/16$ , 5/16 і 7/16 спільного використанням CORDIC та блоків комплексної затримки.

Таблиця 3.4

Помилки завдання центральних частот  $\omega_0$

Значення заданого зміщення $\omega_0$	Значення зміщення по CORDIC $\omega_1$	Значення помилки $ \omega_0 - \omega_1 $
0,1875	0,1861	0,0014
0,3125	0,3139	0,0014
0,4375	0,4361	0,0014

Аналіз таблиць (3.3) і (3.4) показують, що значення відносних помилок по двох методах комплексної затримки однакові.

Для зменшення кількості операцій множення також можна використовувати метод CORDIC. Лінеаризація ФЧХ здійснюється при з'єднанні комплексних СІХ- і НІХ-фільтрів, в яких комплексна затримка реалізована алгоритмом CORDIC. Схема структурна комплексного НІХ-фільтру (Батерворта 2-го порядку) з  $\Delta \omega = 0,2$ ,  $\omega_0 = 0,125$ ,  $f_D = 100$  МГц при використанні CORDIC (рис.3.20).



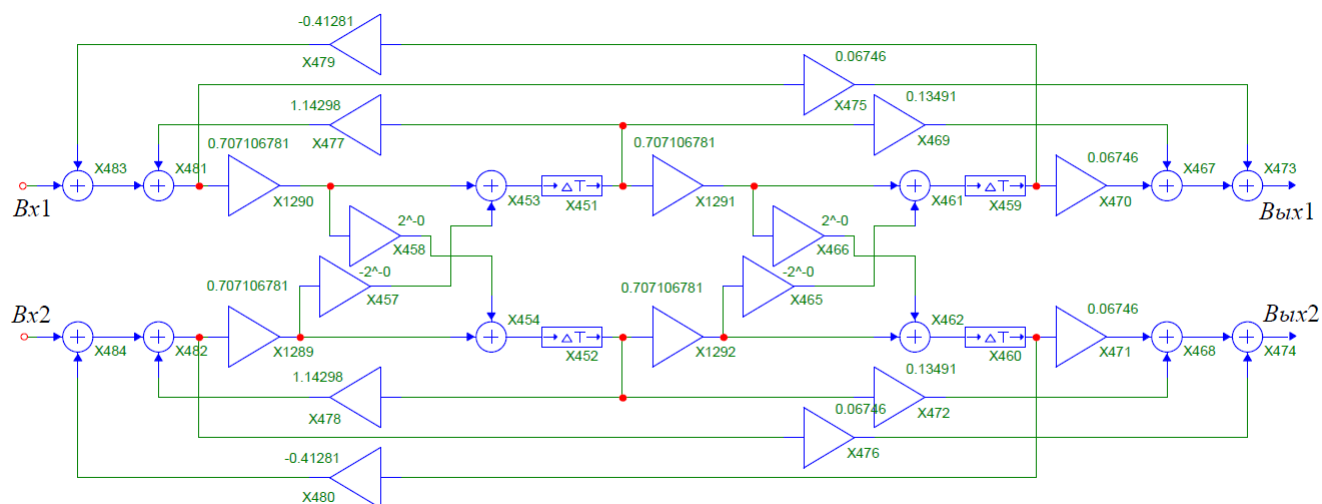


Рис. 3.20. Схема структурна комплексного смугового НІХ-фільтру

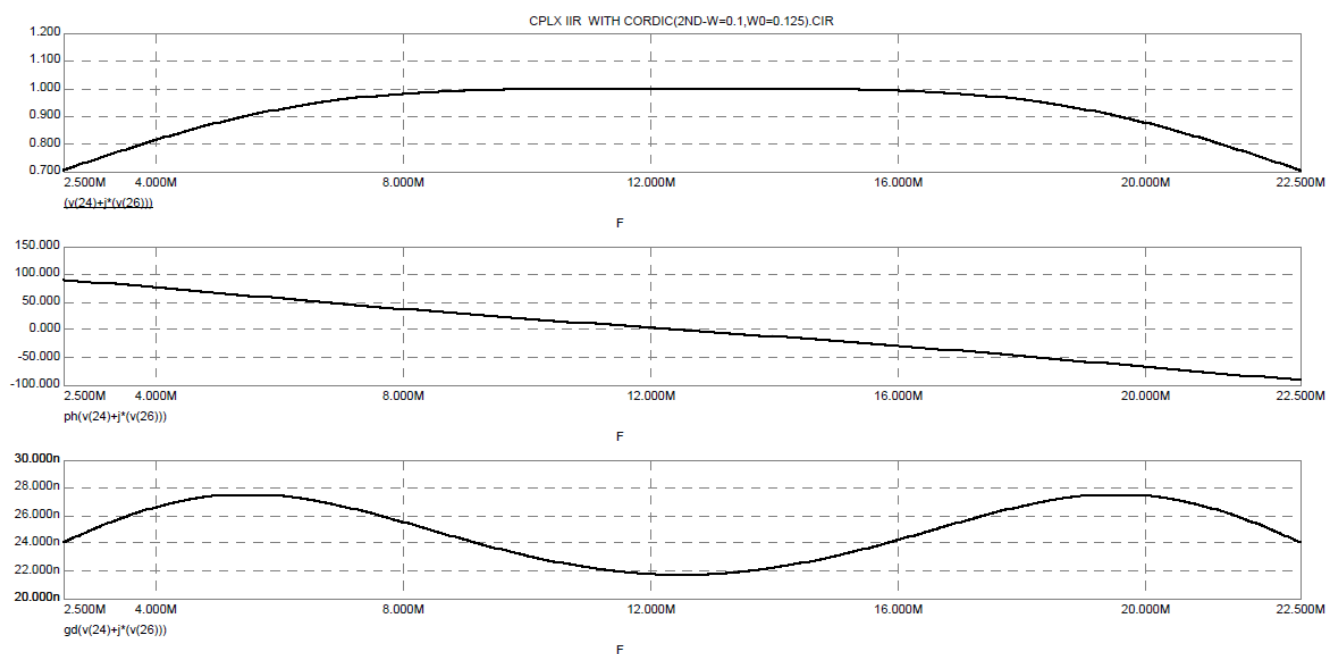


Рис. 3.21. АЧХ, ФЧХ і ГЧЗ комплексного смугового НІХ фільтру

Структурна схема комплексного смугового НІХ-фільтра другого порядку зі зміщенням  $\omega_0 = 0,125$  по методу CORDIC (рис.3.22).

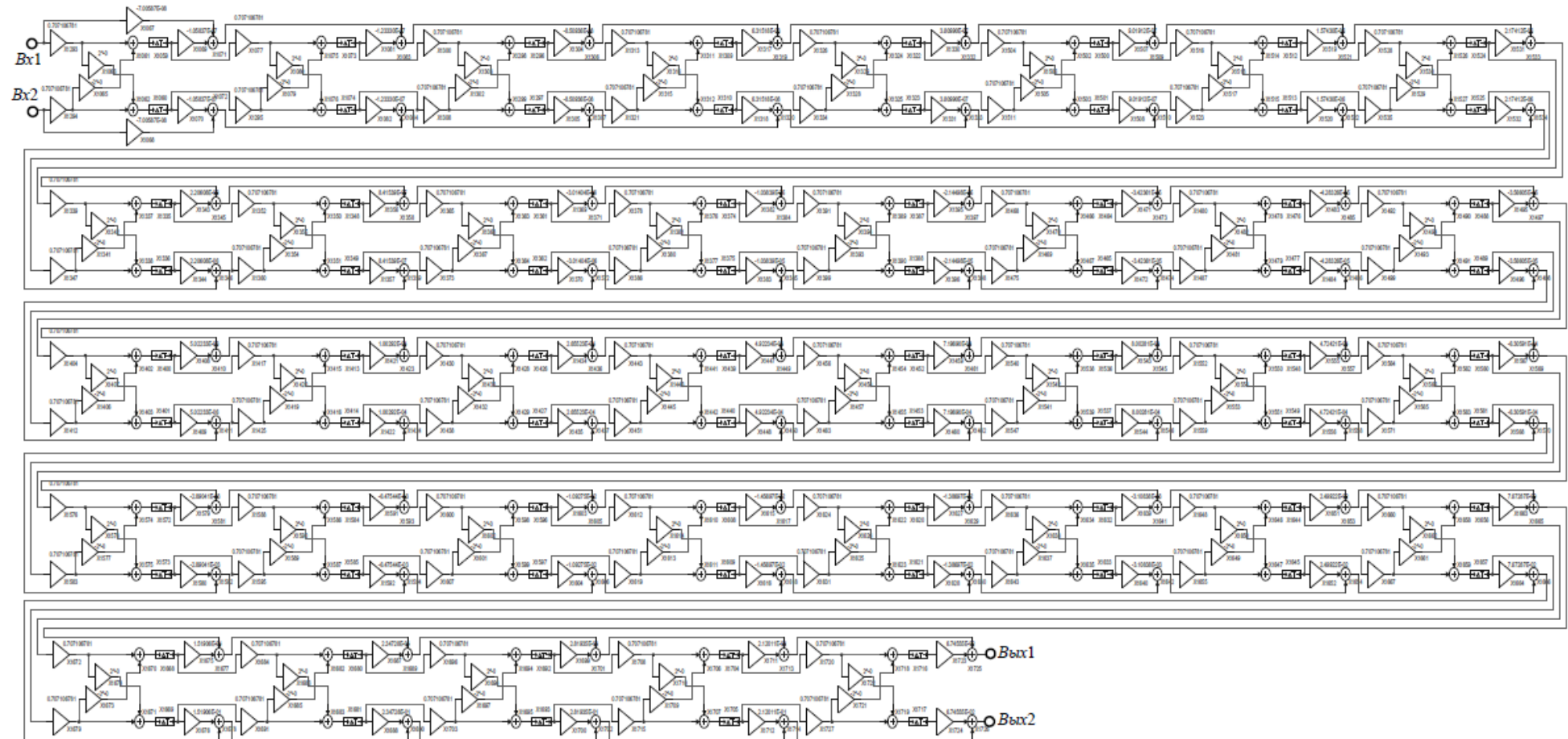


Рис. 3.22. Схема структурна СІХ-фільтра смугового комплексного

АЧХ, ФЧХ і ГЧЗ СІХ-фільтра смугового комплексного (рис.3.23).

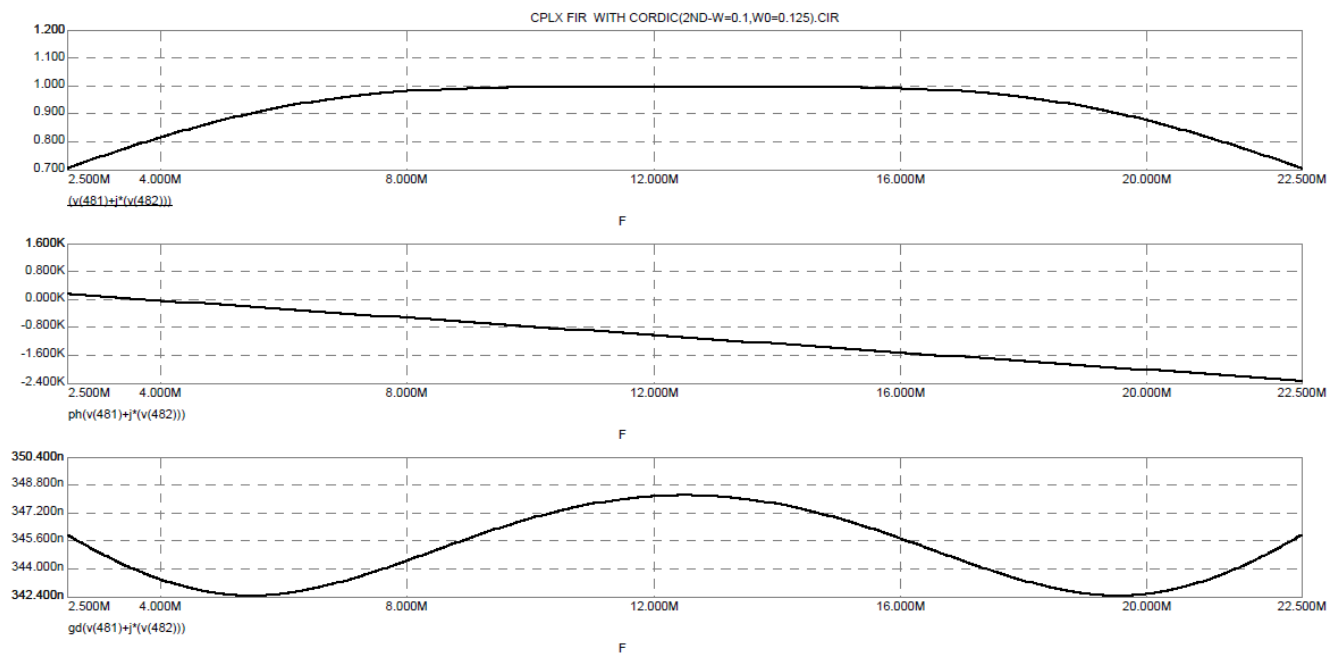


Рис. 3.23. АЧХ, ФЧХ і ГЧЗ СІХ фільтра комплексного смугового

АЧХ, ФЧХ і ГЧЗ комплексного СФ послідовно з'єднанні комплексні СІХ- і НІХ-фільтрів (рис.3.24).

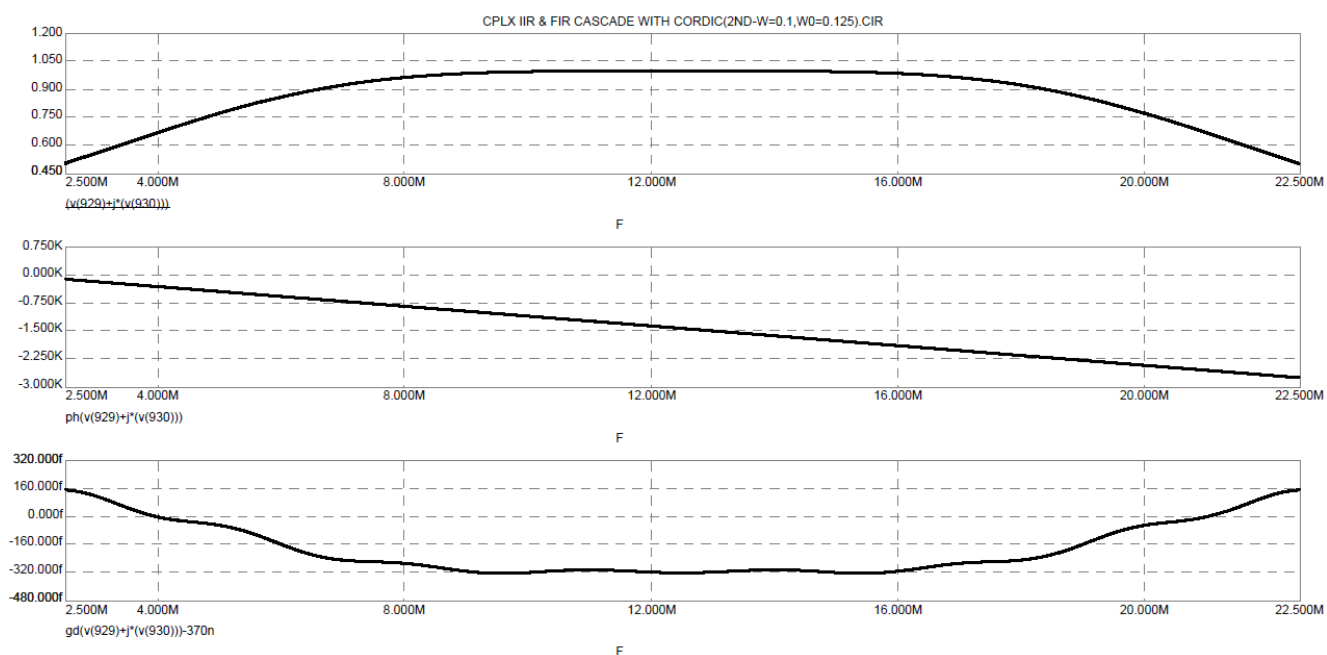


Рис. 3.24. АЧХ, ФЧХ і ГЧЗ комплексного смугового фільтра з'єднанні СІХ- і НІХ- фільтрів

Ефективність лінеаризації ФЧХ по CORDIC і комплексної затримки однакова, але використання CORDIC зменшує кількість множень.

У табл. 3.5 – 3.8 показано середні значення ГЧЗ та показників нерівномірності в смузі пропускання  $\Delta \omega = 0,2$ ,  $f_{Д} = 100 \text{ МГц}$ , з ростом порядку апроксимації при лінеаризації ФЧХ фільтрів смугових комплексних по алгоритму CORDIC.

Таблиця 3.5

### Середні значення ГЧЗ та нерівномірності для 2-го порядку Батерворта

Комплексні смугові фільтри	Нерівномірність $\frac{\max + \min}{2}$	Середнє значення $\frac{\max - \min}{2}$
НІХ	2,871 нс	24,633 нс
СІХ	2,871 нс	345,367 нс
Каскадування СІХ- і НІХ-	$0,24 \cdot 10^{-3}$ нс	370 нс

Таблиця 3.6

### Середні значення ГЧЗ та нерівномірності для 3-го порядку Батерворта

Комплексні смугові фільтри	Нерівномірність $\frac{\max + \min}{2}$	Середнє значення $\frac{\max - \min}{2}$
НІХ	7,26 нс	38,037 нс
СІХ	7,26 нс	441,963 нс
Каскадування СІХ і НІХ	$0,589 \cdot 10^{-3}$ нс	480 нс

Таблиця 3.7

### Середні значення ГЧЗ та нерівномірності для 4-го порядку Батерворта

Комплексні смугові фільтри	Нерівномірність $\frac{\max + \min}{2}$	Середнє значення $\frac{\max - \min}{2}$
НІХ	12,53 нс	52,75 нс
СІХ	12,23 нс	597,254 нс
Каскадування СІХ і НІХ	$0,73 \cdot 10^{-3}$ нс	650 нс

Таблиця 3.8

**Середні значення ГЧЗ та нерівномірності для 5-го порядку Батерворта**

Комплексні смугові фільтри	Нерівномірність	Середнє значення
	$\frac{\max + \min}{2}$	$\frac{\max - \min}{2}$
НІХ	18,48 нс	68,28 нс
СІХ	18,48 нс	731,72 нс
Каскадування СІХ і НІХ	$0,63 \cdot 10^{-3}$ нс	800 нс

Таблиця 3.9

**Показники міри зменшення нерівномірності ГЧЗ**

Порядок фільтру	Показник міри зменшення нерівномірності ГЧЗ
2	$11,96 \cdot 10^3$
3	$12,33 \cdot 10^3$
4	$17,16 \cdot 10^3$
5	$29,33 \cdot 10^3$

Аналіз табл. 3.5-3.9 показує, що використання для лінеаризації ФЧХ зворотного СІХ фільтра вельми ефективно. Показник ступеня зниження нерівномірності більше 10000 і збільшується з ростом порядку апроксимації.

**3.3. Висновки до розділу 3**

1. Цифрові смугові комплексні фільтри доцільно реалізовувати з використанням методу комплексної затримки.
2. Метод CORDIC в два рази зменшує кількість множень реалізуючи комплексну затримку, що зменшить час обробки радіолокаційних сигналів.
3. Ріст обсягу даних комплексних фільтрів значно зменшує кількість множень використовуючи алгоритм CORDIC реалізуючи комплексні затримки, що зменшує час обробки цифрового радіолокаційного сигналу.

## РОЗДІЛ 4

### ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

#### 4.1. Охорона праці

Оскільки, важливим чинником якості систем будь-якого класу є безпека користувачів, то необхідним є врахування та дотримання норм та правил з охорони праці і техніки безпеки при використанні комп'ютерів та інших пристроїв. Окрім цього, супровід та налаштування системи проводить спеціаліст, який також відповідає за дотримання техніки безпеки та охорони праці при використанні ПК.

Основним нормативним документом, який регламентує норми і правила експлуатації електронно-обчислювальної техніки є НПАОП 0.00–1.28–10 «Правила охорони праці під час експлуатації електронно-обчислювальних машин». Правила встановлюють вимоги безпеки до обладнання робочих місць операторів ЕОМ. Вимоги НПАОП 0.00–1.28–10 є обов'язковими для роботодавців, операторів електронно-обчислювальних машин, операторів комп'ютерного набору, операторів комп'ютерної верстки та працівників інших професій, які у своїй роботі застосовують ЕОМ з ВДТ і ПП [14].

Згідно з [14, 15] площа, на якій розташовується одне робоче місце, облаштоване комп'ютером, повинна становити не менше як  $6.0 \text{ м}^2$ , об'ємом не менше як  $20 \text{ м}^3$ .

Робочі місця працівників, які використовують ПК, розташовуються на відстані від стін – на 1 м; між собою на відстані 1,7 м, що відповідає вимогам до організації робочих місць, обладнаних комп'ютерами.

З метою запобігання нещасним випадкам та організації охорони праці на виробництві розробляються інструкції з охорони праці і техніки безпеки при використанні комп'ютерної техніки. Дія інструкції поширюється на всі структурні підрозділи даної установи.

До роботи на ПК допускаються особи, які пройшли спеціальне навчання, медичне обстеження, вступний інструктаж з охорони праці, інструктаж на робочому

місці та інструктаж з пожежної безпеки.

Згідно із розробленою інструкцією, відповідальний працівник за охорону праці і техніку безпеки при експлуатації системи підтримки процесу оцінювання якості систем дистанційного навчання, повинен дотримуватись правил внутрішнього трудового розпорядку, не допускати в робочу зону сторонніх осіб, не виконувати вказівок, які суперечать правилам охорони праці та пам'ятати про особисту відповідальність за виконання правил охорони праці та безпеку товаришів по роботі.

Для усіх працівників поставлено вимоги щодо вміння надавати першу медичну допомогу потерпілим від нещасних випадків, користування первинними засобами пожежогасіння та дотримання правил особистої гігієни.

Основними небезпечними та шкідливими виробничими факторами, які впливають на користувачів ПК є:

- підвищений рівень шуму на робочому місці (від вентиляторів, процесорів та аудіоплат);
- можливе підвищене значення напруги в електричному колі, замикання якого може статися через тіло людини;
- підвищений рівень статичної електрики;
- підвищений рівень електромагнітного випромінення;
- підвищена напруженість електричного поля;
- прямий та відбитий від екранів блиск; несприятливий розподіл яскравості в полі зору;
- фізичні перевантаження статичної та динамічної дії;
- нервово–психічні перевантаження (розумове перенапруження, перенапруження аналізаторів, монотонність праці, емоційні перевантаження).

При виборі кімнат для розміщення робочих місць ПК враховано ступінь відбиття світла на екранах дисплеїв, яке проходить через вікна і яке може викликати значне осліплення в тих, хто сидить перед ними, особливо влітку та в сонячні дні. Тому, ПК і оргтехніка розміщені біля стін, які не знаходяться біля вікон або навпроти них.

Оскільки, при незадовільному освітленні знижується продуктивність праці користувачів ПК, і можливі негативні впливи на здоров'я такі, як короткозорість, швидка втомленість, тому всі приміщення мед закладу, які облаштовані робочими місцями з ПК, мають природне і штучне освітлення.

Розміщення робочих місць користувачів ПК повинні відповідати ГОСТ 22269–76 «Рабочее место оператора. Взаимное расположение элементов рабочего места». Не допускається розташування робочих місць з ПК в підвальних приміщеннях.

Робочі місця з ПК при виконанні творчої роботи, яка потребує значної розумової напруги чи великої концентрації уваги, ізолювано одне від одного перегородкою висотою 1,6 м.

Поверхня підлоги у приміщеннях повинна бути оздоблена керамічною плиткою і бути рівною та зручною для очищення та вологого прибирання.

Штучне освітлення у приміщеннях повинно бути виконано у вигляді комбінованої системи освітлення з використанням люмінесцентних джерел світла у світильниках загального освітлення, які розташовувати над робочими поверхнями у рівномірно–прямокутному порядку. Штучне освітлення забезпечує на робочих місцях з ПК освітленість 300 – 500 лк.

Для запобігання засвітленню екранів ПК прямими світловими потоками лінії світильників розташовані з достатнім бічним зміщенням відносно рядів робочих місць, а також паралельно до світлових отворів. При цьому кожне вікно повинно мати світлорозсіюючі штори з коефіцієнтом відбивання 0,7.

У приміщенні також необхідно забезпечити і природне освітлення, при цьому на кожному вікні закріплені жалюзі з вертикальними ламелями, що регулюються для зменшення прямого попадання сонячного світла на екран комп'ютерів.

Згідно [18] світлових відблисків з клавіатури, екрана та від інших частин ВДТ у напрямку очей оператора не повинно бути. Усі робочі місця з ПК повинні бути розташовані таким чином, щоб в поле зору користувача не потрапляли вікна або освітлювальні прилади.



З метою мінімізації відблисків від клавіатури та екрану застосовуються спеціальні захисні козирки і джерела штучного світла розташовано паралельно напрямку погляду на екран ПК з обох сторін.

Для запобігання засліпленню користувачів світильники місцевого освітлення молочного кольору. Захисний кут відбивача світильника становить  $60^{\circ}$ .

Для оздоблення приміщень використовують дифузно відзеркалюючі матеріали з коефіцієнтами відбиття: стелі – 0,8; стін – 0,5; підлоги – 0,3, що відповідає чинним вимогам [14].

Вміст шкідливих хімічних речовин у приміщеннях з ПК не перевищує концентрацій вказаних у ГОСТ 12.1.005–88 «Общие санитарно-гигиенические требования к воздуху рабочей зоны».

На робочому місці користувачів ПК розміщується монітор, клавіатура, робочий стіл, крісло. При розташуванні елементів робочого місця враховано наступні фактори:

- робочу позу користувача;
- простір для розміщення користувача;
- можливість огляду елементів робочого місця;
- можливість огляду простору за межами робочого місця;
- можливість робити записи, розміщення документації і матеріалів, які використовує користувач.

Взаємне розташування елементів робочого місця не заважає виконанню всіх необхідних рухів та переміщень для експлуатації ПК. Отже, при розробці моделей, методів і системи підтримки процесу оцінювання якості систем дистанційного навчання, враховано необхідні вимоги щодо охорони праці при використанні електронно–обчислювальної техніки і забезпечено умови для зручної та ефективної роботи працівників.

#### 4.2. Безпека в надзвичайних ситуаціях

Об'єкт господарювання (підприємство, установа, організація) є основною ланкою в системі ЦЗ держави. На об'єкті, де зосереджені людські і матеріальні ресурси, здійснюються економічні і захисні заходи. У відповідності до законодавства, керівництво підприємств, установ і організацій незалежно від форм власності і підпорядкування забезпечує своїх працівників засобами індивідуального та колективного захисту, місцем в захисних спорудах, організовує здійснення заходів по евакуації, створює сили для ліквідації наслідків НС та забезпечує їх готовність, виконує інші заходи з ЦЗ і несе пов'язані з цим матеріальні та фінансові витрати. Власники потенційно небезпечних об'єктів відповідають також за оповіщення і захист населення, що проживає в зонах можливого ураження від наслідків аварій на цих об'єктах. Начальником ЦЗ об'єкту є керівник. Він несе особисту відповідальність за організацію і стан цивільного захисту об'єкту, керує діями органів і сил ЦЗ при проведенні рятувальних робіт на ньому. Заступники начальника ЦЗ об'єкту допомагають йому з проблемами евакуації, матеріально-технічного постачання, інженерно-технічного забезпечення тощо. Органом повсякденного управління ЦЗ є відділ (сектор) з питань НС та ЦЗ, який організовує і забезпечує повсякденне керівництво виконанням завдань ЦЗ на об'єкті. Для підготовки та втілення в життя заходів з окремих напрямків створюються служби зв'язку і оповіщення, сховищ і укриттів, протипожежної охорони, охорони громадського порядку, медичної допомоги, протирадіаційного і протихімічного захисту, аварійно-технічного й матеріально-технічного забезпечення та інші. Начальниками служб призначаються начальники установ, відділів, лабораторій, на базі яких вони утворюються. Служба зв'язку та оповіщення створюється на базі вузла зв'язку об'єкту. Головні завдання служби – забезпечити своєчасне оповіщення керівного складу та службовців про загрозу аварії, катастрофи, стихійного лиха, нападу противника; організувати зв'язок і підтримувати його в стані постійної готовності. Протипожежна служба створюється на базі підрозділів відомчої пожежної охорони. Служба розробляє протипожежні профілактичні заходи і контролює їх виконання; організовує локалізацію і гасіння пожежі.

Медична служба формується на базі медичного пункту, поліклініки об'єкту. На неї покладається організація проведення санітарно-гігієнічних та профілактичних заходів, надання медичної допомоги потерпілим та евакуація їх у лікувальні установи, медичне обслуговування робітників, службовців і членів їхніх сімей в місцях розосередження. Служба охорони громадського порядку створюється на базі підрозділів відомчої охорони. Її завдання ~ організація і забезпечення надійної охорони об'єкта, громадського порядку в умовах НС, при ліквідації наслідків аварії, стихійного лиха, а також у воєнний час. Служба протирадіаційного і протихімічного захисту організується на базі хімічної лабораторії чи цеху. На неї покладається розробка та здійснення заходів щодо захисту робітників і службовців, джерел водозабезпечення, радіаційного і хімічного спостереження, проведення заходів з ліквідації радіаційного і хімічного зараження та здійснення дозиметричного контролю. Служба сховищ та укриттів організується на базі відділу капітального будівництва, житлово-комунального відділу. Вона розробляє план захисту робітників, службовців та їх сімей з використанням сховищ та укриттів, забезпечує їх готовність та правильну експлуатацію. Аварійно-технічна служба створюється на базі виробничо-технічного відділу або відділу головного механіка. Служба розробляє та здійснює попереджувальні заходи, що підвищують стійкість основних споруд, інженерних мереж та комунікацій в надзвичайних ситуаціях, організує проведення робіт по ліквідації і локалізації аварії на комунально-енергетичних мережах. Служба матеріально-технічного забезпечення створюється на базі відділу матеріально-технічного забезпечення об'єкта. Вона організує своєчасне забезпечення формувань усіма засобами оснащення, постачання продуктів харчування і предметів першої необхідності робітників та службовців на об'єкті й у місцях розосередження, ремонт техніки і майна. Транспортна служба створюється на базі транспортного відділу, гаражу об'єкта. Вона розробляє і здійснює заходи з забезпечення перевезень, пов'язаних із розосередженням працівників та доставкою їх до місця роботи, проведення рятувальних робіт. Кожна служба створює, забезпечує, готує формування служби (команди, групи, ланки) і керує ними при виконанні робіт. Формування загального призначення - рятувальні загони (команди, групи,

ланки), зведені рятувальні загони (команди) підпорядковані безпосередньо начальнику ЦЗ об'єкта. Кожне з них має свою структуру і можливості. Наприклад: Зведена рятувальна команда (ЗРК) у своєму складі має підрозділи різного призначення, такі, як ланка зв'язку і розвідки, дві рятувальні групи, група механізації, санітарна дружина тощо. ЗРК може самостійно виконувати основні рятувальні та інші невідкладні роботи (РНР) в осередку ураження.

Заходи радіаційної безпеки використовуються на підприємствах і, як правило, потребують проведення цілого комплексу різноманітних захисних заходів, що залежать від конкретних умов роботи з джерелами іонізуючих випромінювань і, передусім, від типу джерела випромінювання.

Закритими називаються будь-які джерела іонізуючого випромінювання, устрій яких виключає проникнення радіоактивних речовин у навколишнє середовище при передбачених умовах їхньої експлуатації і зносу.

Це – гамма-установки різноманітного призначення; нейтронні, бета і гамма-випромінювачі; рентгенівські апарати і прискорювачі заряджених часток. При роботі з закритими джерелами іонізуючого випромінювання персонал може зазнавати тільки зовнішнього опромінення.

Захисні заходи, що дозволяють забезпечити умови радіаційної безпеки при застосуванні закритих джерел, ґрунтуються на знанні законів поширення іонізуючих випромінювань і характеру їхньої взаємодії з речовиною. Головні з них такі:

- доза зовнішнього опромінення пропорційна інтенсивності випромінювання і часу впливу;
- інтенсивність випромінювання від точкового джерела пропорційна кількості квантів або часток, що виникають у ньому за одиницю часу, і обернено пропорційна квадрату відстані;
- інтенсивність випромінювання може бути зменшена за допомогою екранів.

З цих закономірностей випливають основні принципи забезпечення радіаційної безпеки:

- зменшення потужності джерел до мінімальних розмірів (“захист кількістю”);
- скорочення часу роботи з джерелом (“захист часом”);
- збільшення відстані від джерел до людей (“захист відстанню”);
- екранування джерел випромінювання матеріалами, що поглинають іонізуюче випромінювання (“захист екраном”).

Найкращими для захисту від рентгенівського і гамма-випромінювання є свинець і уран. Проте, з огляду на високу вартість свинцю й урану, Можуть застосовуватися екрани з більш легких матеріалів – просвинцьованого скла, заліза, бетону, залізобетону і навіть води. У цьому випадку, природно, еквівалентна товща екрану значно збільшується.

Для захисту від бета-потоків доцільно застосовувати екрани, які виготовлені з матеріалів з малим атомним числом. У цьому випадку вихід гальмівного випромінювання невеликий. Звичайно як екрани для захисту від бета-випромінювань використовують органічне скло, пластмасу, алюміній.

Відкритими називаються такі джерела іонізуючого випромінювання, при використанні яких можливе потрапляння радіоактивних речовин у навколишнє середовище.

Джерелами аерозолів можуть бути не тільки виконувані виробничі операції, але і забруднені радіоактивними речовинами робочі поверхні, спецодяг і взуття.

Основні принципи захисту:

- використання принципів захисту, що застосовуються при роботі з джерелами випромінювання у закритому виді;
- герметизація виробничого устаткування з метою ізоляції процесів, що можуть стати джерелами надходження радіоактивних речовин у зовнішнє середовище;
- заходи планувального характеру;
- застосування санітарно-технічних засобів і устаткування, використання спеціальних захисних матеріалів;

- використання засобів індивідуального захисту і санітарної обробки персоналу;
  - дотримання правил особистої гігієни;
  - очищення від радіоактивних забруднень поверхонь будівельних конструкцій, апаратури і засобів індивідуального захисту;
- використання радіопротекторів (біологічний захист). Висновки

Радіація на сьогодні є чи не найнебезпечнішим фактором впливу не тільки на людину, але й на усі живі організми на планеті. Неконтрольовані ядерні реакції, ядерні війни та ряд інших можливих результатів людської діяльності, пов'язаних із радіацією негативно впливають на здоров'я людини та навколишнє середовище. Дотримання рекомендацій щодо захисту персоналу від впливу радіації, які проаналізовано вище, дає змогу мінімізувати ризики, пов'язані із загибеллю великої кількості людей, а також зберегти їхнє здоров'я.

#### 4.3. Висновки до розділу 4

Проведено аналіз вимог до робочих місць користувачів персональних комп'ютерів, та розроблено заходи по дотриманню, цих вимог користувачами.

Проведено аналіз факторів виробничого середовища, що впливають на життєдіяльність людини.

## ВИСНОВКИ

Основні наукові і практичні результати досліджень:

- 1 Запропоновано метод реалізації режекторних і смугових комплексних цифрових фільтрів на ідентичних комплексних затримках, що різняться тільки центральними частотами.
- 2 Розроблено схеми структурні режекторних і смугових комплексних фільтрів з операціями множення при реалізації тільки комплексних затримок.
- 3 Запропоновано метод реалізації аналітичного смугового фільтра послідовним з'єднанням цифрового блоку придушення від'ємних (позитивних) частот і дійсного смугового фільтра;
- 4 Запропоновано метод частотної вибірки з використанням мінімальної кількості операцій множення для підвищення швидкодії.
- 5 Запропоновано реалізацію комплексного СІХ-фільтра з лінійною ФЧХ у вигляді послідовного з'єднання СІХ- і НІХ-фільтрів, що зменшує кількість множень.
- 6 Показано, що для реалізації комплексних затримок зі зменшенням кількості операцій множення приблизно в два рази забезпечує CORDIC.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Гребенко Ю.А. Методы цифровой обработки сигналов в радиоприемных устройствах -М.: Издательский дом МЭИ, 2006. - 48 с.
2. Гребенко Ю.А. Однородные устройства обработки сигналов - М.: Издательский дом МЭИ, 2009. - 184 с.: ил.
3. Гребенко Ю.А. Оценка степени аналитичности комплексных полосно-пропускающих фильтров. / Гребенко Ю.А., А.В Ермаков // Вестник МЭИ. 2003. № 2. - С.70 -74.
4. Гребенко Ю.А., Кудряшов Т.В. Цифровые ФНЧ без операции умножения. // Радиотехнические тетради. - 2002. -№.25 - С.26-28.
5. Гребенко Ю.А. Расчет цифровых. фильтров на основе билинейного преобразования. // Радиотехника. - 1987. - № 3. - С.21-23.
6. Гребенко Ю.А., Киреев К.А. Комплексные цифровые фильтры без операции умножения. //Радиотехнические тетради. - 2004. - № 29. - С.26-29.
7. Гребенко Ю.А., Акар Мью. Проектирование цифровых комплексных фильтров методом комплексной задержки. / Гребенко Ю.А., Акар Мью // Вестник МЭИ.2009. № 1. - С.70-72.
8. Гребенко Ю.А., Кью Мьят Со. Комплексные фильтры на основе частотной выборки. //Радиотехнические тетради. - 2012. - № 48. - С.32-35.
9. Гребенко Ю.А., Кью Мьят Со. Комплексные дискретные фильтры без операции умножения. //Радиотехнические тетради. - 2012. - № 48. - С.36- 42.
10. Гребенко Ю.А., Кью Мьят Со. Способ реализации аналитических цифровых фильтров. / Гребенко Ю.А., Кью Мьят Со // Вестник МЭИ.2013. № 3. - С.72-75.
11. Гребенко Ю.А., Кью Мьят Со. Расчет цифровых комплексных полосовых фильтров на основе частотной выборки и с использованием дискретного преобразования Фурье. / Гребенко Ю.А., Кью Мьят Со // Вестник МЭИ.2013. № 3. - С.120-123.
12. Ко Ко Хтве, Кью Мьят Со, Гребенко Ю.А. Использование обратных



КИХ-фильтров для линеаризации ФЧХ БИХ-фильтров. // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Тез. докл. XV МНТК студентов и аспирантов. В 3-х т. Т.1. М.: Издательство МЭИ, 2009. - С.64.

13. Кью Мьят Со, Гребенко Ю.А. Цифровые фильтры без операции умножения. // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Тез. докл. XVI МНТК студентов и аспирантов. В 3-х т. Т.1. М.: Издательство МЭИ, 2010. - С.77.

14. Кью Мьят Со, Гребенко Ю.А. Способ реализации аналитических цифровых фильтров. // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Тез. докл. XIX МНТК студентов и аспирантов. В 4-х т. Т.1. М.: Издательство МЭИ, 2013. - С.62.

15. Гребенко Ю.А., Сидоров С.А. Синтез цифровых полосно-пропускающих фильтров с комплексными коэффициентами. // Радиотехнические тетради. - 2000. - №.20. - С.26-29.

16. Гребенко Ю.А. Новый метод расчета цифровых рекурсивных фильтров // Вестник МЭИ. -2000. - № - С.77-80.

17. Гребенко Ю.А. Цифровые аналитические фильтры. // Международный форум информатизации - 2002: Доклады международной конференции «Информационные средства и технологии», 15-18 октября 2002 г., в 3-х т.т. Т1- М.: Янус-К. - 2002. - С. 142-144.

18. Гребенко Ю.А. Цифровые фильтрующие преобразователи Гильберта. // Международный форум информатизации - 2002: Доклады международной конференции «Информационные средства и технологии», 15-18 октября 2002 г., в 3-х т.т. Т1- М.: Янус-К, 2002. - С. 197-198.

19. Гребенко Ю.А., Семкин А.А. Цифровые фильтры высокого порядка с перестраиваемыми параметрами. // Сб. "Элементы и узлы радиоаппаратуры". М. 1984. - С. 11.

20. Гребенко Ю.А., Семкин А.А. Цифровые фильтры с перестраиваемыми параметрами. // Радиотехника. - 1984. - № 4. - С.92-93.

21. Гребенко Ю.А., Семкин А.А. К расчету цифровых полосовых фильтров. // Сб. "Элементы и узлы радиоаппаратуры". М. 1983. - С.7.

22. Гадзиковский В. И., Калмыков А.А. Теория и проектирование устройств

цифровой фильтрации: Учебное пособие. // Екатеринбург. - 2006 г. - 432 с.

23. Ричард Лайонс. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. - М.: ООО «Бином-Пресс», 2006 г. - 656 с.: ил.

24. Каплун Д. Цифровые фильтры без умножения. // Компоненты и технологии. - 2007. - №.2 - С. 132-135.

25. Азаренков Л., Канатов И., Каплун Д. Банк цифровых фильтров. // Компоненты и технологии. - 2007. - №.10 - С. 156-161.

26. Азаренков Л., Канатов И., Каплун Д. Методы построения банка цифровых фильтров: конвейерное частотное преобразование и взвешенное перекрывающееся сложение // Современная электроника. -2008. - №.3 - С.48- 51.

27. Канатов И., Каплун Д., Будилов А. Особенности реализации банка цифровых фильтров. // Компоненты и технологии - 2007. -№.10 - С.150- 154.

28. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы, 2-е издание -М.: Высш. шк, 1988. - 462 с.

29. Ахмед Н., Рао К.Р. Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов: Пер. с англ. / Под ред. И. Б. Фоменко. -М.: Связь, 1980. -248 с., ил.

30. Бaeвой Н.Н., Гордиенко В.Н., Курицын С.А. и др. Многоканальные системы передачи: Учебник для вузов / Под ред. Бaeвой Н.Н., Гордиенко В.Н. -М.: Радио и связь, 1996. -555 с.: ил.

31. Валуев А.А. Комплексные цифровые фильтры. // Радиотехника. - 1985. - №.8. - С. 19-22.

32. Побережский Е.С. Цифровые радиоприемные устройства. -М.: Радио и связь, 1987. - 183 с.

33. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.П. Цифровая обработка сигналов: Справочник, -М.: Радио и связь, 1985. - 312 с.

34. Витязев В. В., Муравьев С. И. Модификации метода частотной выборки на основе структуры с квадратурной модуляцией. // Радиотехника. - 1984. - № 2.-С. 19-23.

35. Каптелини В., Константпнидис А.Дж., Эмилиани П. Цифровые фильтры и их применение: Пер. с англ. -М.: Энергоатомиздат, 1983. - 360 с.

36. Витязев В.В., Муравьев С.И., Степашкин А.И. Метод синтеза цифровых узкополосных КИХ фильтров. // Изв. вузов. Радиоэлектроника. -1981. - Т. 24, №.7. - С.55-59.
37. Рабинер Л., Шафер Р. Цифровая обработка речевых сигналов. -М.: Радио и связь, 1981, - 496 с.
38. Голд Б., Рейдер И. Цифровая обработка сигналов. - М.: Сов. Радио,
39. 1973. - 367 с.
40. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов: Пер с англ. - М.: Мир, 1976. - 848 с.
41. Тамбовцев А.В. Цифровая коррекция частотной характеристики рекурсивного полосового фильтра. // Радиотехника. - 2001, № 12.- С. 16-18.
42. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. -М.: Радио и связь, 1993. - 240 с.
43. Витязев В.В., Колядко Д. И., Степашкин А.И. Вопросы реализации не-рекурсивных узкополосных цифровых фильтров. // Радиотехника. - 1980. - Т. 35, №.5. - С.47-50.
44. Витязев В.В., Степашкин А.И. Метод синтеза цифровых узкополосных фильтров с усеченной импульсной характеристикой. // Изв. вузов. Приборостроение. - 1977. -Т. 20, №.6. - С.25-29.
45. Мизин И.А., Матвеев А.А. Цифровые фильтры- М.: Связь, 1979. -240 с.
46. Чобану М. Многомерные многоскоростные системы обработки сигналов // Техносфера РИЦ ЗАО. - 2009 г. - 477 с.
47. Захаров А.В., Хачумов В.М. Алгоритмы CORDIC: Современное состояние и перспективы. Программные системы: теория и приложения, Переславль-Залесский, 2004. - С.353-372.
48. Bellanger M.G., Bonnerot G. Premultiplication scheme for digital FIR filter with application to multirate filtering. // IEEE Trans. - 1978, Feb. -Vol. ASSP- 26 - P.50-55.
49. Mintzer F., Liu B. The design of optimal multirate band pass and band-stop filters. // IEEE Trans. - 1978, Dec. -Vol. ASSP-26. - P.534-543.

50. Lawrence V.B., Salazar A.C. Finite precision design of linear-phase FIR filters. // The Bell System Technical Journal. -1980. -Vol. 59. - №.9. - P.1575-1598.
51. Regalia P.A., Mitra S. K., Fadavi-Ardekani J. Implementation of real coefficient digital filters using complex arithmetic. // IEEE Trans. - 1987. - Vol. C- 34. - №.4. - P.345 - 352.
52. Neuvo J. Design of narrow- band-FIR bandpass digital filters with reduced arithmetic complexity / J. Neuvo, an G. Raj, S.K. Mitra // IEEE Trans. - 1988. - Vol. CAS-34.
53. Vetterli M., Herlay C. Wavelets and Filter Banks: Theory and Design. // IEEE Trans. -1992, Sept. - Vol. 40. - P.2207-2232.
54. Kovacevic J., Vetterli M. Perfect reconstruction filter banks with rational sampling factors. // IEEE Trans. Signal Processing - 1993, Jun. - Vol. 41(6). -P. 2047-2066.
55. Lebrun J., Vetterli M. Balanced multiwavelets theory and design. // IEEE Trans. Signal Processing - 1998, Apr. -Vol. 46(4). - P. 1119-1125.
56. Vaidyanathan P.P., Lin Y.P., Akkarakaran S., Phoong S.M. Discrete multi-tone modulation with principal component filter banks. // IEEE Trans. Inform. Theory - 2002, Oct. - Vol. 49(10). - P. 1397-1412.
57. Neuvo J., Rajan G., Mitra S. K. Design of narrowband FIR bandpass digital filters with reduced arithmetic complexity. // IEEE Trans. - 1987, Apr. -Vol. CAS-34. - P. 409-419.
58. Vaidyanathan P.P. Multirate systems and filter banks. // Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall. - 1993. - 910p.
59. Fliege N.J. Multirate Digital Signal Processing: Multirate, filter bank, wavelets. // Chichester: John Wiley & Sons Ltd. - 2004. - 340p.
60. Fliege N.J. Orthogonal multiple carrier data transmission. // European Transactions on Telecommunications ETT. -1992, May-June. - Vol. 3. -P.255-264.
61. Cherubini G., Eleftheriou E., Olcer S., Cioffi J.M. Filter bank modulation techniques for very high speed digital subscriber lines. // IEEE Comm. Mag., - 2000, May. - P.98-104.
62. Giannakis G.B. Filter banks for blind channel identification and equalization.

// IEEE Signal Processing Letters. - 1997, Jun. - Vol. 4(6). - P.184-187.

63. Strang G., Nguyen T. Wavelets and filter banks. // Wellesley-Cambridge Press. - 1996. - 485p.

64. Nayebi K., Barnwell T., Smith, M. Time domain filter bank analysis: A new design theory. // IEEE Trans. on Signal Processing. - 1992, Jun. - Vol. 40(6). - P.1412-1429.

65. Vetterli M., Strang G. Time-varying filter banks and multiwavelets. // Sixth Digital Signal Processing Workshop, IEEE. -1994. - P.223-226.

66. Alfred Mertins. Signal Analysis: Wavelets, filter banks, time-frequency transforms and applications. // John Wiley & Sons Ltd. -1999. - 310p.

67. Cvetkovic G., Vetterli M. Oversampled filter banks. // IEEE Trans. Signal Processing. -1998, May. Vol. 46(5). - P.1245-1255.

68. Yonina C. Eldar, Alan V. Oppenheim. Orthogonal matched filter detection. // IEEE Acoustics, Speech, and Signal Processing. - 2001. - Vol. 5. - P.28372840.

69. Jianping Zhou, Minh N. Do, Jelena Kovacevic. Multidimensional Orthogonal Filter Bank Characterization and Design Using the Cayley Transform. // IEEE Transactions on image processing. -2005, June. -Vol. 14(6). - P.760-769.

70. Koushik Maharatna, Swapna Banerjee, Eckhard Grass, Milos Krstic, Alfonso Troya. Modified virtually scaling-free adaptive CORDIC rotator algorithm and architecture. // IEEE Transactions on circuits and systems for video technology. -2005, Nov. - Vol. 15. - №.11. - P.1463-1473.

71. Milos D. Ercegovac, Tomas Lang. Digital arithmetic. // Elsevier, 2003. - P.649-648. - 709 p.

## ДОДАТКИ

Додаток А Копія тез конференції “Інформаційні моделі, системи та технології”

**УДК 621.391**

**В.М. Влашук, Б.І. Яворський, докт. техн. наук, професор, В.В. Лесів, А.С. Марценюк**  
(Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, Україна)

## **МЕТОД АДАПТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ СКЛАДНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ**

**V.M. Vlashchuk, B.I. Yavorskyi, Dr., Prof., V.V Lesiv, A.S. Marcenjuk**

## **ADAPTIVE FILTERING METHOD OF DIGITAL PROCESSING OF COMPLEX RADAR SIGNALS**

Традиційна радіолокація базується на використанні вузькосмугових сигналів. Для таких сигналів існують усталені методи генерації, випромінювання, прийому і обробки. В умовах сучасності постійно зростають вимоги до показників ефективності та надійності радіолокаційних систем. Особлива увага приділяється підвищенню інформативності, скритності і захисту від навісних і ненавісних перешкод. Класичні вузькосмугові радіолокаційні станції досягли своєї межі за даними параметрами. Виникає необхідність переходу до сигналів з більш широкою смугою спектра, що дозволяє поліпшити інформативність, скритність і захищеність систем.

Одним з можливих рішень на даний момент є застосування в системах надширокосмугових сигналів. Використання НШС сигналів в радіолокації дозволяє домогтися кращих результатів у вирішенні таких основних завдань, як виявлення і розпізнавання цілей, побудова їх радіолокаційних зображень, в порівнянні з системами, які застосовують традиційні вузькосмугові коливання. Надширокосмугові радіолокаційні системи характеризуються високою роздільною і проникаючою здатністю.

Однак радіолокаційне спостереження за допомогою НШС сигналів значно відрізняється від аналогічного процесу при використанні вузькосмугових сигналів. Для надширокосмугової радіолокації в більшості випадків стає недоцільним застосування теорії, яку використовують для роботи з сигналами в традиційних вузькосмугових системах. Зокрема, своєрідного підходу вимагає рішення задачі з приймання та обробки НШС сигналів.

Робота зі надширокосмуговими сигналами в радіолокаційних системах дозволяє отримати наступні переваги в порівнянні з застосуванням вузькосмугових сигналів:

Збільшується роздільна здатність і точність вимірювання відстаней до цілей; Стає можливим вести спостереження в умовах сильних завад, виявляти цілі з малою ЕПР на невеликій висоті або на поверхні суші або моря.

Зонduючий сигнал, який приймається несе інформацію не тільки про об'єкт в цілому, але і про кожного з його елементів окремо. Для коротких імпульсів цілі спостереження стає протяжним об'єктом. Тому при радіолокаційному спостереженні з використанням НШС сигналів говорять про портрет цілі – складної послідовності імпульсів, відбитих від окремих елементів цілі. Параметри даної послідовності залежить від геометрії цілі і імпульсних характеристик окремих її елементів.

Також інше трактування отримує ЕПР цілі. Ефективна площа розсіювання при спостереженні за допомогою НШС сигналів стає залежною від часу і ця залежність змінюється при зміні ракурсу.

НШС РЛС забезпечують електромагнітну сумісність з вузькосмуговими РЛС. При спільній роботі надширокосмугового радара зі звичайним вузькосмуговим локатором в смугу частот приймача останнього потрапить лише невелика частина енергії сигналу НШС радара. Постійна часу вхідної ланки вузькосмугового приймального пристрою, буде набагато більше тривалості імпульсу НШС радара. За час дії надкороткого імпульсу завада, що виникає від нього в приймачі вузькосмугового локатора, не встигне досягти помітної величини.

Перехід до використання НШС сигналів тягне за собою ряд особливостей при застосуванні традиційних вузькосмугових методів генерації, випромінювання, прийому і обробки.

Для генерації надширокосмугових сигналів використовуються методи ударного збудження антен або широкосмугових електронних приладів.

При прийомі НШС сигналів поширені два підходи: стробоскопічний метод, що виробляє масштабнo-часове перетворення сигналу, і метод прямого перетворення, що обробляє сигнали в реальному масштабі часу, але вимагає для реалізації вкрай швидкодіючих широкосмугових елементів.

На відміну від вузькосмугових сигналів, у яких в ході різних перетворень (додавання, віднімання, диференціювання, інтегрування) змінюється лише амплітуда і фаза, для НШС сигналів характерна зміна не тільки цих параметрів, але ще і форми. Сигнал має занадто складну структуру, і кожен об'єкт при спостереженні з використанням НШС сигналів характеризується своїм радіолокаційним портретом. Тому стає недоцільним застосування традиційних способів обробки сигналу в РЛС за допомогою детектування і узгодженої фільтрації, так як при цьому спотворюється основна інформаційна частина НШС сигналу – його форма. Потрібне створення нових методів обробки, які максимізують співвідношення сигнал/шум.

1. Иммореев И.Я. Возможности и особенности сверхширокополосных систем // Прикладная электроника. – Харьков., 2002 г. – т. 1, № 2. – С. 122 – 140.

2. Ипатов, В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. – М.: Техносфера, 2007. – 488 с.

3. Козлов Н. И., Логвин А.И., Сарычев В.А., Поляризация радиоволн. Поляризационная структура радиолокационных сигналов. — М.: Радиотехника, 2005. - 704 с.

4. Комп'ютерне моделювання інформаційно-аналітичних систем: Додонов О.Г., Коваль О.В., Глоба Л.С., Бойко Ю.Д. Київ: ІПРІ НАН України. 2017. 239 с.

5. Концептуальные аспекты организации IoT сетей в Украине: Уривський Л.О., Осипчук С.О. Наукоемні технології в інфокомунікаціях: обробка, захист та передача інформації: монографія / під загальною редакцією В.М. Безрука, В.В. Бранніка. Харків: ФОП Бровін О.В., 2018, 328 с. (сс. 89-112).

6. Радзиевский, В.Г. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех / В.Г. Радзиевский, П.А. Трифонов. — М.: Радиотехника, 2009. — 288 с.

7. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов: учебник для вузов. 2-е изд. — Спб.: Питер, 2006. — 608 с.

8. Смит, Стивен, Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников, пер. с англ. А.Ю. Линовича, С.В. Витязева, И.С. Гусинского. — М.: Додэка — XXI, 2012. - 720 с.