

ВСТУП

Цифрові фільтри на сьогоднішній день застосовуються практично скрізь, де потрібна обробка сигналів, зокрема в спектральному аналізі, обробці зображень, обробці відео, обробці мови та звуку і багатьох інших додатках.

Потрібно виділити окремий напрям досліджень, пов'язане з впровадженням ідентичних ланок при побудові цифрових фільтрів. Методи розрахунку цифрових фільтрів інтенсивно розробляються на даний момент і відображені в роботах [2,3,4,5,6,7,8,11]. Використання ідентичних ланок спрощує реалізацію цифрових фільтрів у вигляді мікросхеми або на базі програмованої логічної інтегральної схеми (ПЛІС), забезпечуючи зручну перебудову параметрів фільтрів високого порядку (смуги, центральної частоти) при збереженні форми АЧХ.

Комплексні цифрові фільтри досліджені значно менше, ніж інші типи цифрових фільтрів. Завдяки роботі [1], ми маємо основи проектування комплексних цифрових, але це дослідження потребує продовження в області розробки методики проектування та забезпечення подальшого дослідження фільтрів в інженерній практиці. Особливий інтерес представляють методики проектування комплексних фільтрів на ідентичних ланках, які не тільки спрощують реалізацію проектування, а й дозволяють забезпечити зручну перебудову параметрів цифрових фільтрів високого порядку при збереженні форми АЧХ.

Актуальність магістерської роботи:

- широким застосуванням алгоритмів фільтрації комплексних сигналів і необхідністю розробки методів синтезу і реалізації комплексних цифрових фільтрів на ідентичних ланках;

- необхідністю створення єдиних формальних процедур розрахунку комплексних цифрових фільтрів на ідентичних ланках, придатних для переходу до автоматизованого проектування;
- розвитком мікроелектронної елементної бази з високим рівнем інтеграції, що вимагає розробки методів розрахунку паралельних структурних схем комплексних цифрових фільтрів на ідентичних ланках;
- розвитком методів адаптивної фільтрації, при яких може знадобитися перебудова параметрів цифрового комплексного фільтра при збереженні форми АЧХ.

Метою магістерської роботи: є розробка методик проектування і реалізації комплексних цифрових фільтрів на ідентичних ланках. Для досягнення поставленої мети в цій роботі вирішуються такі завдання:

- Розробка методики проектування цифрових рекурсивного фільтра на ідентичних ланках з використанням послідовних, паралельних і канонічних структурованих ФНЧ прототипів.
- Розробка набору ФНЧ прототипів базових ланок спеціального виду, параметри яких не залежать від значення смуги пропускання цифрового фільтра високого порядку.
- Розроблено методику синтезу структурної схеми комплексного рекурсивного цифрового фільтра на ідентичних ланках з використанням методу зсуву частотних характеристик базових ланок фільтра верхніх частот.
- Перевірка працездатності запропонованих методик шляхом схематичного моделювання.

Об'єктами дослідження є: структурні схеми НЧ-прототипів (структуровані НЧ-прототип) і структурні схеми комплексних цифрових фільтрів.

Методи дослідження. Стосовно об'єктів дослідження для вирішення поставлених завдань використовуються методи теорії функцій комплексного змінного, методи теорії графів, методи лінійної алгебри, методи теорії чутливості, методи математичного та схемо-технічного моделювання.

Наукова новизна роботи: В даній роботі розглянута задача, що має істотне значення для комп'ютерної інженерії - синтез і аналіз нових структурних схем смугових і режекторних комплексних цифрових фільтрів на ідентичних ланках. Наукова новизна полягає в наступному:

1. Розроблено методику синтезу структурної схеми комплексного смугового цифрового фільтра на ідентичних ланках з використанням методу зсуву частотних характеристик базових ланок фільтра нижніх частот.
2. Розроблено методику синтезу структурної схеми комплексного режекторного цифрового фільтра на ідентичних ланках з використанням методу зсуву частотних характеристик базових ланок фільтра верхніх частот.
3. Знайти універсальний метод проектування комплексних смугових і режекторних цифрових фільтрів, що дозволяє практично без розрахунків знаходити структурні схеми комплексних фільтрів шляхом відповідного перетворення структурної схеми цифрового ФНЧ або ФВЧ.

Практична значимість роботи обумовлена розробкою зручних для використання в інженерній практиці методик проектування комплексних цифрових фільтрів на ідентичних ланках.

2. УДОСКОНАЛЕННЯ МЕТОДИКИ ПРОЕКТУВАННЯ І РОЗРАХУНКУ РЕКУРСИВНИХ ФІЛЬТРІВ НА ІДЕНТИЧНИХ ЛАНКАХ

2.1 Загальна методика

В даний час основним методом проектування цифрових рекурсивних фільтрів по НЧ-прототипам можна вважати метод узагальненого білінійної перетворення (УБП). Використовуючи метод УБП, структурну схему цифрового рекурсивного фільтра на ідентичних ланках можна отримати наступним чином:

1. Вибираємо НЧ-прототип фільтра високого порядку у вигляді дробно-раціонального вираження $T(s)$.
2. Вибираємо НЧ-прототип базової ланки у вигляді дробно-раціонального вираження першого порядку $K(s)$.
3. Знаходимо обернену функцію $s(K)$ і підставляємо її в вираз $T(s)$.
4. Отриману в результаті функцію $T(K)$ приводимо до дробно-раціональному увазі і реалізуємо у вигляді однієї з відомих структурних схем (канонічної, послідовної, паралельної і ін.)
5. В рамках методу УБП, використовуючи відповідну заміну змінної $s(z)$ в функції $K(s)$, знаходимо передавальну функцію базового ланки $K(z)$

При довільному вигляді НЧ-прототипу ідентичних базових ланок виникає проблема можливості бути реалізованим, пов'язана в можливість появи в структурній схемі цифрового фільтра контурів без затримок. Тому необхідне введення обмежень на вид передавальної функції НЧ-прототипа базової ланки. Як НЧ-прототипу базового ланки будемо використовувати передатну функцію першого порядку виду, що дозволяє забезпечити можливість бути реалізованим

$$K(s) = \frac{c(s - \gamma)}{1 + ds} \quad (2.1)$$

де γ - параметр у формулі заміни змінних, залежить від смуги пропускання цифрового фільтра

Послідовна і паралельна структурні схеми НЧ-прототипів складаються з ланок першого і другого порядку, тому розглянемо процедуру розрахунку структурних схем цифрових ланок по прототипам першого і другого порядків.

Узагальнені передавальні функції НЧ прототипів першого і другого порядків мають вигляд:

$$T_1(s) = \frac{a_{10} + a_{11}s}{b_{10} + b_{11}s}, T_2(s) = \frac{a_{20} + a_{21}s + a_{22}s^2}{b_{20} + b_{21}s + b_{22}s^2}$$

Оскільки (2.1) - НЧ-прототип базової ланки, тоді, підставивши зворотну функцію $s = \frac{c\gamma + K}{c - dK}$ в (2.2), отримаємо функції

$$T_1(K) = \frac{a_{10} + a_{11}\left(\frac{c\gamma + K}{c - dK}\right)}{b_{10} + b_{11}\left(\frac{c\gamma + K}{c - dK}\right)} = \frac{\lambda_{10} + \lambda_{11}K}{1 + \delta_{11}K}, \quad (2.2)$$

$$T_2(s) = \frac{a_{20} + a_{21}\left(\frac{c\gamma + K}{c - dK}\right) + a_{22}\left(\frac{c\gamma + K}{c - dK}\right)^2}{b_{20} + b_{21}\left(\frac{c\gamma + K}{c - dK}\right) + b_{22}\left(\frac{c\gamma + K}{c - dK}\right)^2} = \frac{\lambda_{20} + \lambda_{21}K + \lambda_{22}K^2}{1 + \delta_{21}K + \delta_{22}K^2} \quad (2.3)$$

$$\alpha_{10} = a_{10}c + a_{11}cy, \alpha_{11} = -a_{10}d + a_{11}, \beta_{10} = b_{10}c + b_{11}cy, \beta_{11} = -b_{10}d + b_{11}$$

$$\alpha_{20} = a_{20}c^2 + a_{21}c^2y + a_{22}c^2y^2, \alpha_{21} = -2a_{20}cd + a_{21}c - a_{21}cyd + 2a_{21}cy, \alpha_{22} = a_{20}d^2 - a_{21}d + a_{22}^2$$

$$\beta_{20} = b_{20}c^2 + b_{21}c^2y + b_{22}c^2y^2, \beta_{21} = -2b_{20}cd + b_{21}c - b_{21}cyd + 2b_{22}cy, \beta_{22} = b_{20}d^2 - b_{21}d + b_{22}$$

$$\lambda_{10} = \frac{\alpha_{10}}{\beta_{10}}, \lambda_{11} = \frac{\alpha_{11}}{\beta_{10}}, \lambda_{20} = \frac{\alpha_{20}}{\beta_{20}}, \lambda_{21} = \frac{\alpha_{21}}{\beta_{20}}, \lambda_{22} = \frac{\alpha_{22}}{\beta_{20}}, \delta_{11} = \frac{\beta_{11}}{\beta_{10}}, \delta_{21} = \frac{\beta_{21}}{\beta_{20}}, \delta_{22} = \frac{\beta_{22}}{\beta_{20}}.$$

Структурна схема, яка реалізує передавальну функцію $T_1(K)$ показана на рис.

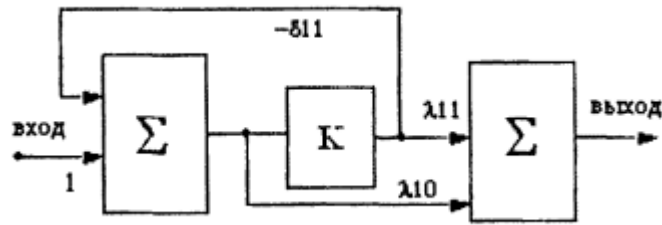


Рис. 2.1 - Ланка першого порядку

Структурна схема, яка реалізує передавальну функцію $T_2(K)$ показана на рис.

2.2

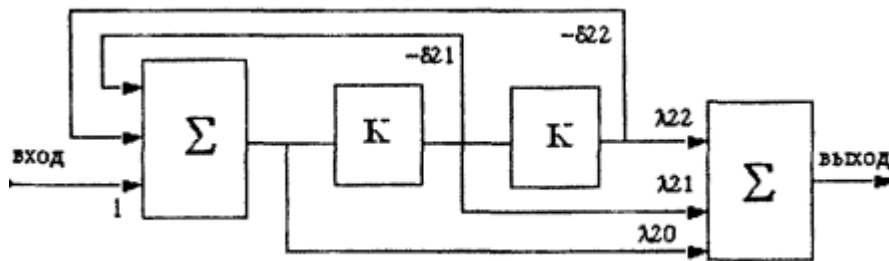


Рис. 2.2 - Ланка другого порядку

Використовуючи метод узагальненого білінійної перетворення, знайдемо передавальні функції базових ланок для реалізації передавальних функцій фільтрів різного типу. Формули заміни змінних для різних типів фільтрів наведені в таблиці 1.

Таблиця 2.1 - Формули заміни змінних

Тип фільтру	Формулі заміни	Параметр заміни
ФНЧ	$s = \frac{y(1 - z^{-1})}{(1 + z^{-1})}$	$y = \text{ctg}(\pi w_n)$
ФВЧ	$s = \frac{y(1 + z^{-1})}{(1 - z^{-1})}$	$y = \text{tg}(\pi w_n)$
ППФ	$s = \frac{y(1 - 2az^{-1} + z^{-2})}{(1 - z^{-2})}$	$y = \text{ctg}[\pi(w_{n2} - w_{n1})]$ $\alpha = \frac{\cos[\pi(w_{n2} + w_{n1})]}{\cos[\pi(w_{n2} - w_{n1})]}$

ПЗФ	$s = \frac{(1 - z^{-2})}{y(1 - 2az^{-1} + z^{-2})}$	$y = ctg[\pi(w_{n2} - w_{n1})]$ $\alpha = \frac{\cos[\pi(w_{n2} + w_{n1})]}{\cos[\pi(w_{n2} - w_{n1})]}$
-----	---	---

Отримаємо наступні передавальні функції

$$K1(z) = \frac{-2cyz^{-1}}{(1 + dy) + (1 - dy)z^{-1}} \text{ (ФНЧ)} \quad (2.4)$$

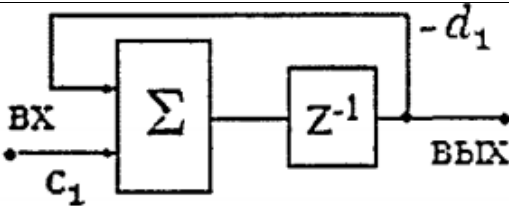
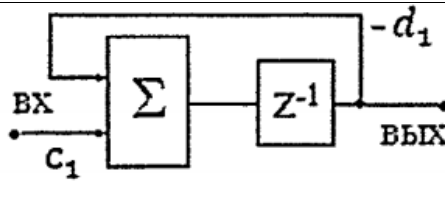
$$K2(z) = \frac{2cyz^{-1}}{(1 + dy) + (dy - 1)z^{-1}} \text{ (ФВЧ)} \quad (2.5)$$

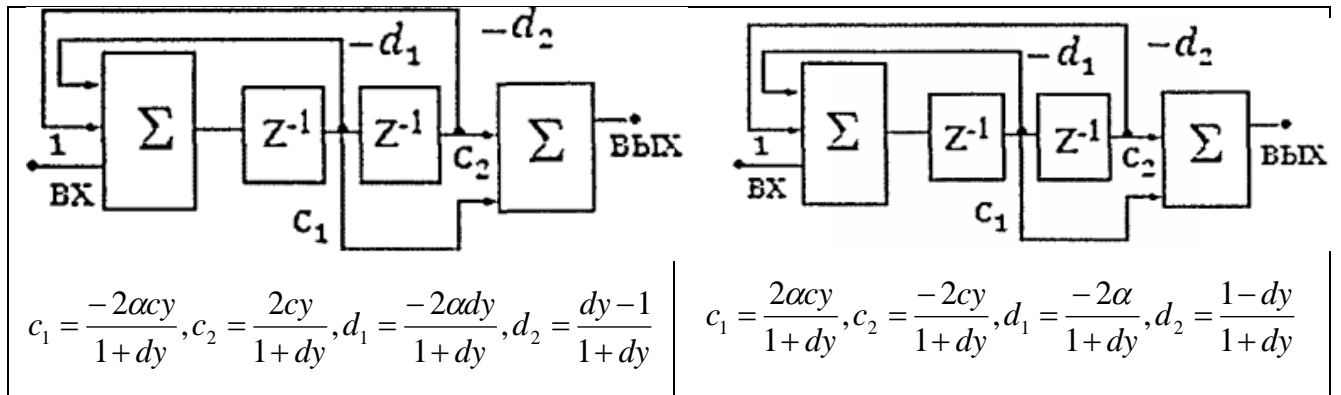
$$K3(z) = \frac{-2\alpha cyz^{-1} + 2cyz^{-1}}{(1 + dy) - 2\alpha dyz^{-1} + (dy - 1)z^{-2}} \text{ (ППФ)} \quad (2.6)$$

$$K4(z) = \frac{2\alpha cyz^{-1} - 2cyz^{-1}}{(1 + dy) - 2\alpha dyz^{-1} + (1 - dy)z^{-2}} \text{ (ПЗФ)} \quad (2.7)$$

Канонічні структурні схеми базових цифрових ланок, відповідні таким передавальним функціям, показані в таблиці. 2.2.

Таблиця 2.2 - Базові цифрові ланки

ФНЧ	ФВЧ
 $c_1 = \frac{-2cy}{1 + dy}, d_1 = \frac{1 - dy}{1 + dy}$	 $c_1 = \frac{2cy}{1 + dy}, d_1 = \frac{dy - 1}{1 + dy}$
ППФ	ПЗФ



Відзначимо, що структурні схеми базових ланок для ФНЧ і ФВЧ виглядають однаково, відрізняючись тільки значеннями прямих і зворотних зв'язків. Це ж зауваження справедливо і для пари базових ланок ППФ і ПЗФ. Перейдемо до розгляду методик розрахунку послідовних і паралельних структурних схем на ідентичних ланках. У такій ситуації вид структурних схем ФНЧ і ФВЧ, а також ППФ і ПЗФ буде однаковим, відрізняючись тільки параметрами, які треба розраховувати за формулами, наведеними в таблиці. 2.2

2.2. Послідовна структурна схема

В цьому випадку НЧ-прототип високого порядку повинен бути представлений у вигляді добутку співмножників першого і другого порядків. При використанні НЧ-прототипу третього порядку узагальнена послідовна структурна схема буде мати вигляд, показаний на рис. 2.3.

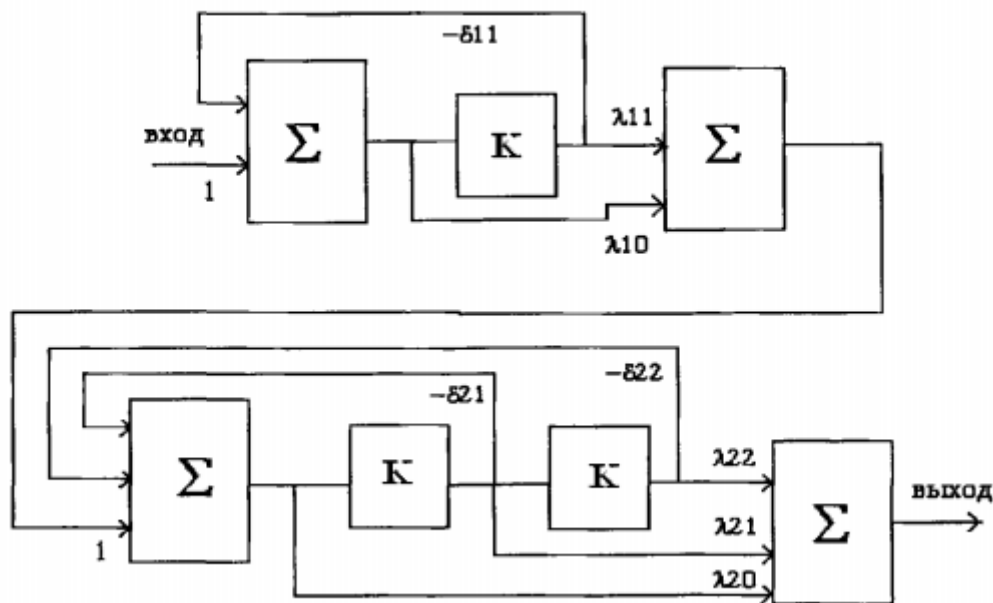


Рис. 2.3 - Узагальнена послідовна структурна схема на трьох базових ланках

Підставляючи в узагальнену схему структурну схему базового ланки для ФНЧ або ФВЧ, отримаємо послідовну структурну схему ФНЧ або ФВЧ на трьох ланках, показану на рис. 2.4 та використовуючи дані з таблиці 2.1.

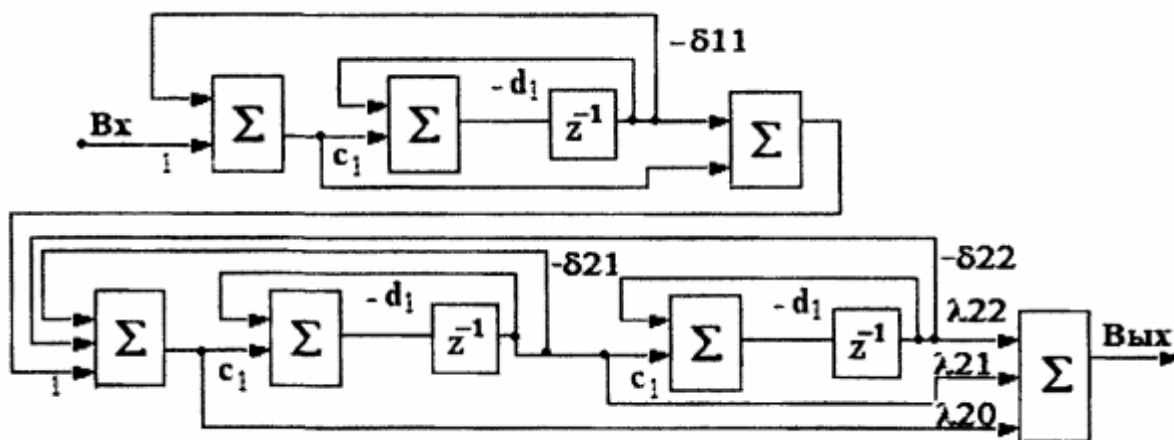


Рис. 2.4 - Послідовна структура ФНЧ або ФВЧ на трьох ланках

Підставляючи в узагальнену схему структурну схему базового ланки для ППФ або ПЗФ, отримаємо послідовну структурну схему ППФ або ПЗФ на трьох ланках, показану на рис. 2.5 та використовуючи дані з таблиці 2.1.

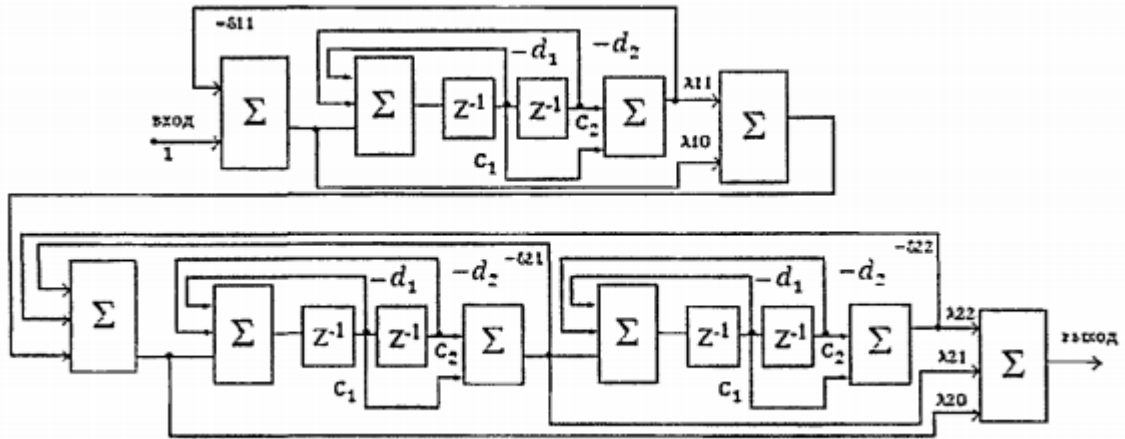
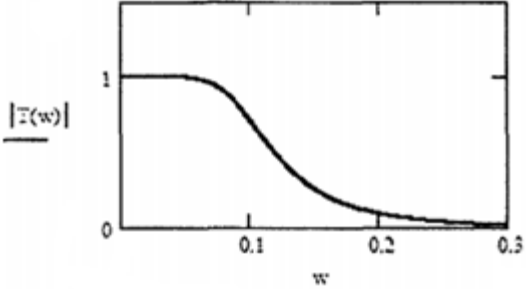
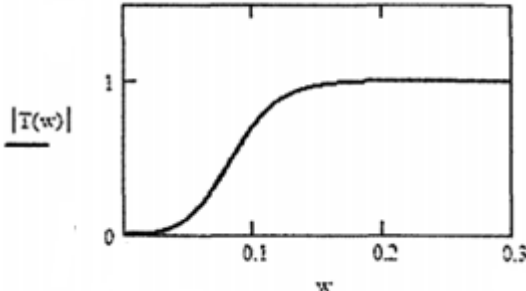
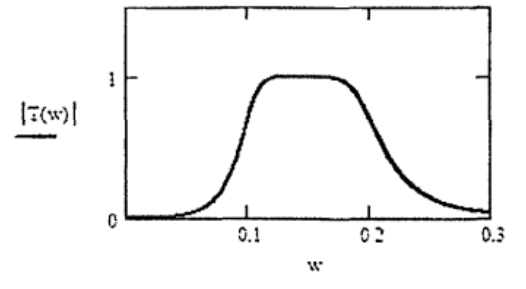


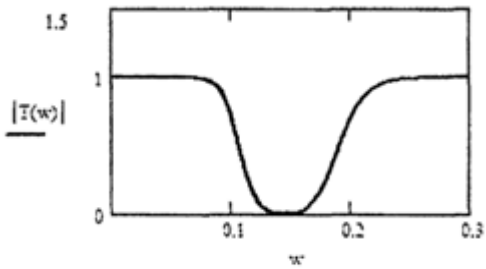
Рис. 2.5 - Послідовна структурна схема ППФ або ПЗФ на трьох ланках

Для демонстрації роботи методу за отриманими вище формулами були розраховані параметри зв'язків в послідовних структурних схемах всіх типів фільтрів. При цьому було обрано такі параметри НЧ-прототіпа базового ланки: $c=1, d=1$ і задавалися конкретні значення граничних частот, відображені в таблиці 2.3. Були також розраховані амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) всіх розроблених фільтрів. Отримані результати наведені в таблиці 2.3

Таблиця 2.3 - Результати розрахунку фільтрів Баттерворта 3-го порядку з послідовної структурної схемою

Тип і параметри фільтру	Параметри структурних схем фільтра і ланок	АЧХ фільтра
-------------------------	--	-------------

<p style="text-align: center;">ФНЧ</p> <p>$w_{n1} = 0.1$ $y = 3.078$</p>	$\lambda_{10} = 0,692$ $\lambda_{11} = -0,692$ $\lambda_{20} = 0,789$ $\lambda_{21} = -1,578$ $\lambda_{22} = 0,789$ $\delta_{10} = 1$ $\delta_{11} = 0,257$ $\delta_{21} = -0,875$ $\delta_{22} = 0,956$ $c_1 = -1,51$ $d_1 = -0,51$	
<p style="text-align: center;">ФВЧ</p> <p>$w_{n1} = 0.1$ $y = 0.325$</p>	$\lambda_{10} = 0,192$ $\lambda_{11} = -0,192$ $\lambda_{20} = 0,099$ $\lambda_{21} = -0,197$ $\lambda_{22} = 0,099$ $\delta_{10} = 1$ $\delta_{11} = 0,071$ $\delta_{21} = -0,16$ $\delta_{22} = 0,119$ $c_1 = -0,49$ $d_1 = -0,51$	
<p style="text-align: center;">ППФ</p> <p>$w_{n1} = 0.1$ $w_{n2} = 0.2$ $y = 3.078$ $\alpha = 0.618$</p>	$\lambda_{10} = 0,245$ $\lambda_{11} = -0,245$ $\lambda_{20} = 0,227$ $\lambda_{21} = -0,153$ $\lambda_{22} = 0,074$ $\delta_{10} = 1$ $\delta_{11} = 0$ $\delta_{21} = 0,153$ $\delta_{22} = 0,074$ $c_1 = -0,933$ $c_2 = 1,51$ $d_1 = -0,933$ $d_2 = 0,51$	

<p style="text-align: center;">ПЗФ</p> <p>$w_{n1} = 0.1$</p> <p>$w_{n2} = 0.2$</p> <p>$y = 0.325$</p> <p>$\alpha = 0.618$</p>	<p>$\lambda_{10} = 0,755$</p> <p>$\lambda_{11} = -0,755$</p> <p>$\lambda_{20} = 0,227$</p> <p>$\lambda_{21} = -0,471$</p> <p>$\lambda_{22} = 0,399$</p> <p>$\delta_{10} = 1$</p> <p>$\delta_{11} = 0$</p> <p>$\delta_{21} = -0,472$</p> <p>$\delta_{22} = 0,699$</p> <p>$c_1 = 0,303$</p> <p>$c_2 = -0,49$</p> <p>$d_1 = -0,933$</p> <p>$d_2 = 0,51$</p>	
---	---	--

Аналіз АЧХ, показаних в таблиці 2.3, свідчить про працездатність методу і правильності отриманих співвідношень.

2.3. Паралельна структурна схема

Використання паралельної структурної схеми може виявитися необхідною умовою реалізації цифрових фільтрів на ПЛІС при високій частоті дискретизації. Така структурна схема дозволяє розпаралелити обчислення і скоротити час, необхідний для їх виконання.

НЧ-прототип високого порядку повинен бути представлений у вигляді суми доданків першого і другого порядків. Розрахуємо різні фільтри з паралельною структурою на основі НЧ-прототипу Баттерворта 3-го порядку. Узагальнена паралельна структурна схема на базі трьох ланок наведена на рис. 2.6.

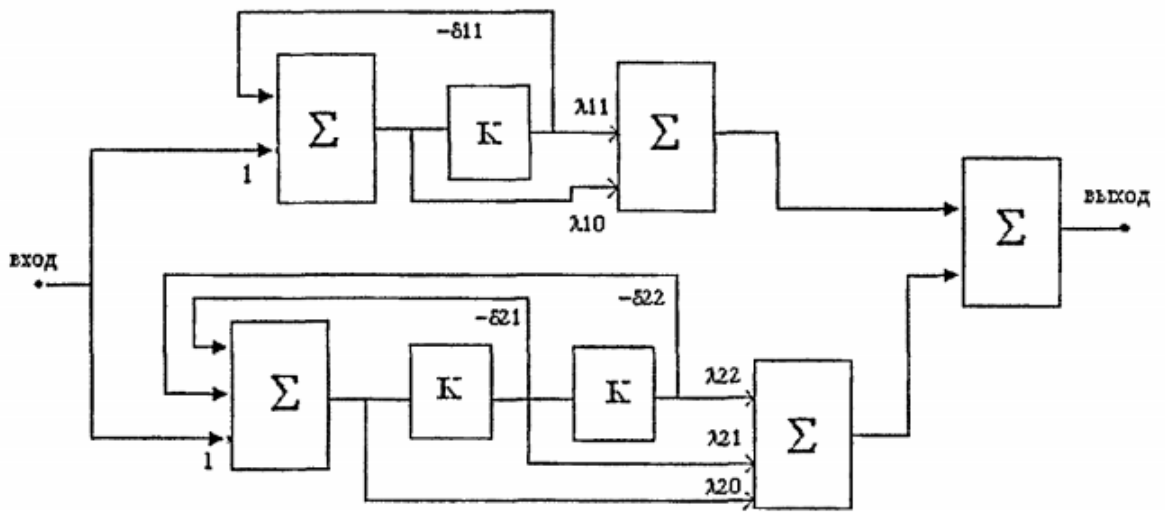


Рис.2.6 - Паралельна структурна схема на базі трьох ланок

Застосовуючи розглянуті вище процедури для визначення структурних схем, що реалізують складові першого і другого порядку НЧ-прототипа фільтра, можна отримати паралельну структурну схему цифрового фільтра. Для ілюстрації методу був проведений розрахунок цифрових фільтрів з паралельної структурною схемою з НЧ-прототипом Баттерворта 3-го порядку і параметрами, аналогічними наприклад з попереднього розділу.

Підставляючи в узагальнену схему структурну схему базового ланки для ФНЧ або ФВЧ, отримаємо паралельну структурну схему ФНЧ або ФВЧ на трьох ланках, показано на рис. 2.7 та використовуючи дані з таблиці 2.1.

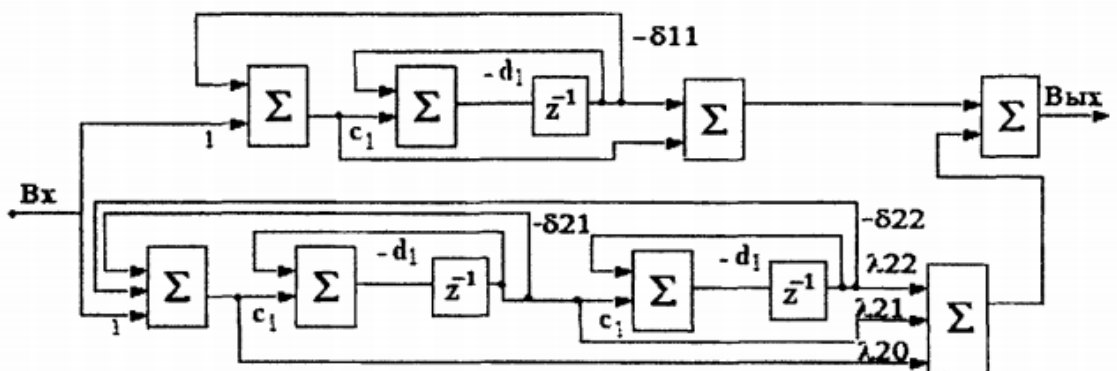


Рис.2.7 - Паралельна структурна схема з базовими цифровими елементами ФНЧ або ФВЧ(табл.2.2) на трьох ланках

Підставляючи в узагальнену схему структурну схему базового ланки для ППФ або ПЗФ, отримаємо паралельну структурну схему ППФ на трьох ланках, показану на рис. 2.8.

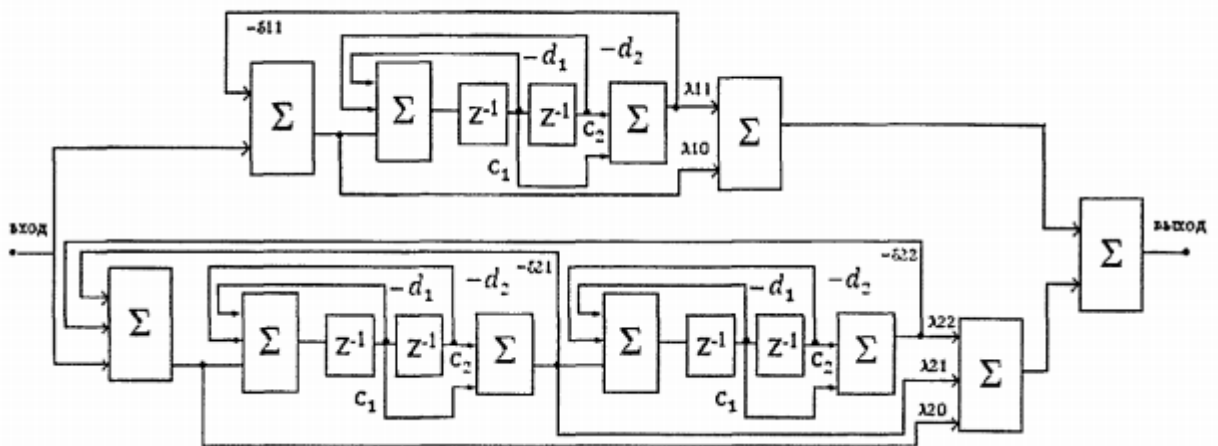
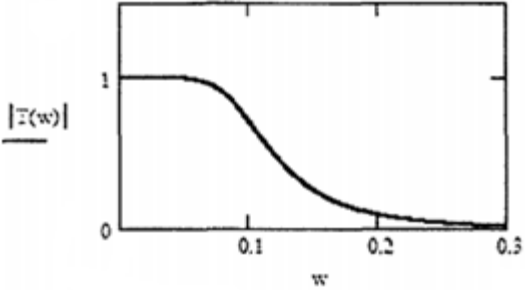
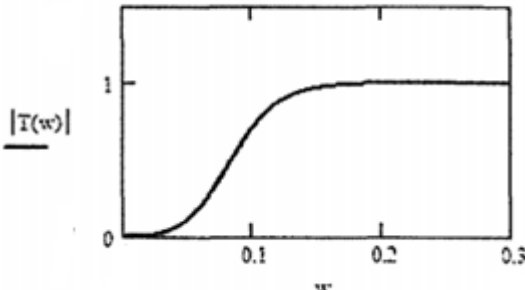
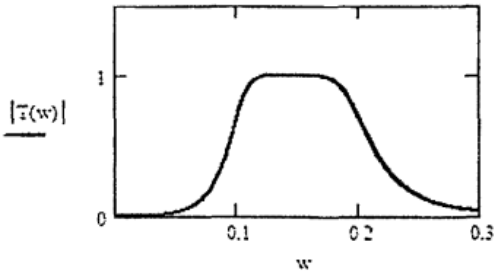
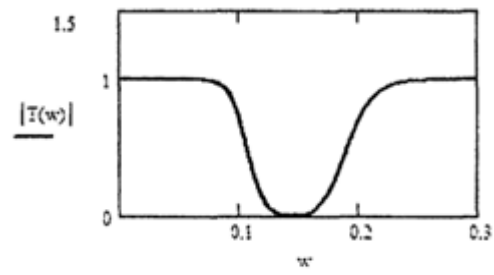


Рис.2.8 - Паралельна структурна схема з базовими цифровими елементами ППФ або ПЗФ(табл.2.2) на трьох ланках

Для демонстрації роботи методу за отриманими вище формулами були розраховані параметри зв'язків в паралельних структурних схемах всіх типів фільтрів. При цьому було обрано такі параметри НЧ-прототіпа базового ланки: $c = 1$, $d = 1$ і задавалися конкретні значення граничних частот, відображені в табл. 2.4. Були також розраховані амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) всіх розроблених фільтрів. Отримані результати наведені в табл. 2.4.

Таблиця 2.4 - Результати розрахунку фільтрів Баттерворта 3-го порядку з паралельно. структурної схемою

Тип і параметри фільтру	Параметри структурних схем фільтра і ланок	АЧХ фільтра
<p style="text-align: center;">ФНЧ</p> <p>$w_{nl} = 0.1$ $y = 3.078$</p>	<p>$\lambda_{10} = 0,245$ $\lambda_{11} = -0,245$ $\lambda_{20} = -0,227$ $\lambda_{21} = 0,153$ $\lambda_{22} = -0,074$ $\delta_{10} = 1$ $\delta_{11} = 0$ $\delta_{21} = 0,153$ $\delta_{22} = 0,074$ $c_1 = -1,51$ $d_1 = -0,51$</p>	
<p style="text-align: center;">ФВЧ</p> <p>$w_{nl} = 0.1$ $y = 0.325$</p>	<p>$\lambda_{10} = 0,245$ $\lambda_{11} = -0,245$ $\lambda_{20} = -0,227$ $\lambda_{21} = -0,472$ $\lambda_{22} = 0,699$ $\delta_{10} = 1$ $\delta_{11} = 0$ $\delta_{21} = -0,472$ $\delta_{22} = 0,699$ $c_1 = 0,49$ $d_1 = -0,51$</p>	

<p style="text-align: center;">ППФ</p> <p> $w_{n1} = 0.1$ $w_{n2} = 0.2$ $y = 3.078$ $\alpha = 0.618$ </p>	<p> $\lambda_{10} = 0,245$ $\lambda_{11} = -0,245$ $\lambda_{20} = -0,227$ $\lambda_{21} = 0,153$ $\lambda_{22} = 0,074$ $\delta_{10} = 1$ $\delta_{11} = 0$ $\delta_{21} = 0,153$ $\delta_{22} = 0,074$ $c_1 = -0,933$ $c_2 = 1,51$ $d_1 = -0,933$ $d_2 = 0,51$ </p>	
<p style="text-align: center;">ПЗФ</p> <p> $w_{n1} = 0.1$ $w_{n2} = 0.2$ $y = 0.325$ $\alpha = 0.618$ </p>	<p> $\lambda_{10} = 0,755$ $\lambda_{11} = -0,755$ $\lambda_{20} = -0,227$ $\lambda_{21} = -0,472$ $\lambda_{22} = 0,699$ $\delta_{10} = 1$ $\delta_{11} = 0$ $\delta_{21} = -0,472$ $\delta_{22} = 0,699$ $c_1 = 0.303$ $c_2 = -0,49$ $d_1 = -0,933$ $d_2 = 0,51$ </p>	

Аналіз АЧХ, показаних в табл. 2.4, свідчить про працездатність методу і правильності отриманих співвідношень.

2.4 Канонічна структурна схема

Дрібно-раціональна передавальна функція НЧ прототипу третього порядку має вигляд:

$$T_3(s) = \frac{a_{30} + a_{31}s + a_{32}s^2 + a_{33}s^3}{b_{30} + b_{31}s + b_{32}s^2 + b_{33}s^3}$$

Проектування фільтру ведеться на базі ідентичних фільтрів, мають НЧ-прототип першого порядку такого вигляду $K(s) = \frac{c(s - \gamma)}{1 + ds}$

Тоді, підставив $s = \frac{c\gamma + K}{c - dK}$ в $T_3(s)$. отримаємо:

$$\begin{aligned} T_3(s) &= \frac{a_0 + a_1\left(\frac{c\gamma + K}{c - dK}\right) + a_2\left(\frac{c\gamma + K}{c - dK}\right)^2 + a_3\left(\frac{c\gamma + K}{c - dK}\right)^3}{b_0 + b_1\left(\frac{c\gamma + K}{c - dK}\right) + b_2\left(\frac{c\gamma + K}{c - dK}\right)^2 + b_3\left(\frac{c\gamma + K}{c - dK}\right)^3} \\ &= \frac{a_0(c - dK)^3 + a_1(c\gamma + K)(c - dK)^2 + a_2(c\gamma + K)^2(c - dK) + a_3(c - dK)^3}{b_0(c - dK)^3 + b_1(c\gamma + K)(c - dK)^2 + b_2(c\gamma + K)^2(c - dK) + b_3(c - dK)^3} \\ &= \frac{\alpha_{30} + \alpha_{31}K + \alpha_{32}K^2 + \alpha_{33}K^3}{\beta_{30} + \beta_{31}K + \beta_{32}K^2 + \beta_{33}K^3}, \\ T_3(K) &= \frac{\alpha_{30} + \alpha_{31}K + \alpha_{32}K^2 + \alpha_{33}K^3}{\beta_{30} + \beta_{31}K + \beta_{32}K^2 + \beta_{33}K^3} \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$\lambda_{30} = \frac{\alpha_{30}}{\beta_{30}}, \lambda_{31} = \frac{\alpha_{31}}{\beta_{31}}, \lambda_{32} = \frac{\alpha_{32}}{\beta_{32}}, \lambda_{33} = \frac{\alpha_{33}}{\beta_{33}}, \delta_{30} = \frac{\beta_{30}}{\beta_{30}}, \delta_{31} = \frac{\beta_{31}}{\beta_{30}}, \delta_{32} = \frac{\beta_{32}}{\beta_{30}}, \delta_{33} = \frac{\beta_{33}}{\beta_{30}}$$

$$\alpha_{30} = a_0c^3 + a_1c^3\gamma + a_2c^3\gamma^2 + a_3c^3\gamma^3,$$

$$\alpha_{31} = -3a_0c^2d - 2a_1c^2\gamma d + a_1c^2 + 2a_2c^2\gamma - a_2c^2\gamma^2d + 3a_3c^2\gamma^2,$$

$$\alpha_{32} = 3a_0cd^2 + 2a_1c\gamma d^2 - 2a_1cd + a_2c - a_2c\gamma d + 3a_3c\gamma,$$

$$\alpha_{33} = -a_0d^3 + a_1d^2 - a_2d + a_3$$

$$\beta_{30} = b_0c^3 + b_1c^3\gamma + b_2c^3\gamma^2 + b_3c^3\gamma^3,$$

$$\beta_{31} = -3b_0c^2d - 2b_1c^2\gamma d + b_1c^2 + 2b_2c^2\gamma - b_2c^2\gamma^2d + 3b_3c^2\gamma^2,$$

$$\beta_{32} = 3b_0cd^2 + 2b_1c\gamma d^2 - 2b_1cd + b_2c - b_2c\gamma d + 3b_3c\gamma,$$

$$\beta_{33} = -b_0d^3 + b_1d^2 - b_2d + b_3$$

Розрахуємо різні фільтри з канонічної структурою на основі НЧ-прототипу Баттерворта 3-го порядку.

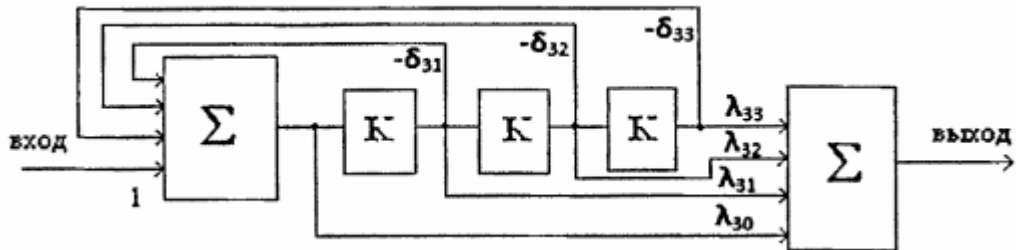


Рис.2.9 - Канонічна структурна схема фільтру на базі трьох ідентичних модулів

Підставляючи в узагальнену схему структурну схему базового ланки для ФНЧ або ФВЧ, отримаємо канонічну структурну схему ФНЧ або ФВЧ на трьох ланках, показану на рис. 2.10

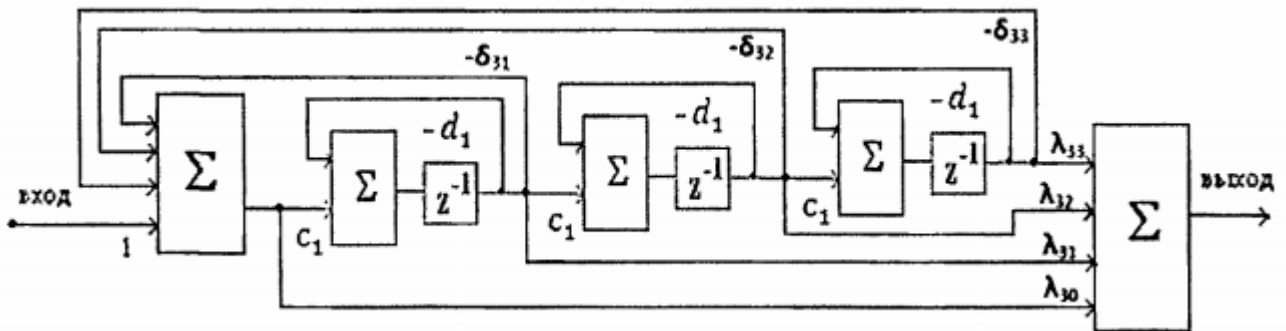


Рис.2.10 - Канонічна структурна схема з базовими цифровими елементами ФНЧ або ФВЧ(табл.2.2) на трьох ланках

Підставляючи в узагальнену схему структурну схему базового ланки для ППФ, отримаємо канонічну структурну схему ППФ або ПЗФ на трьох ланках, показану на рис.2.11.

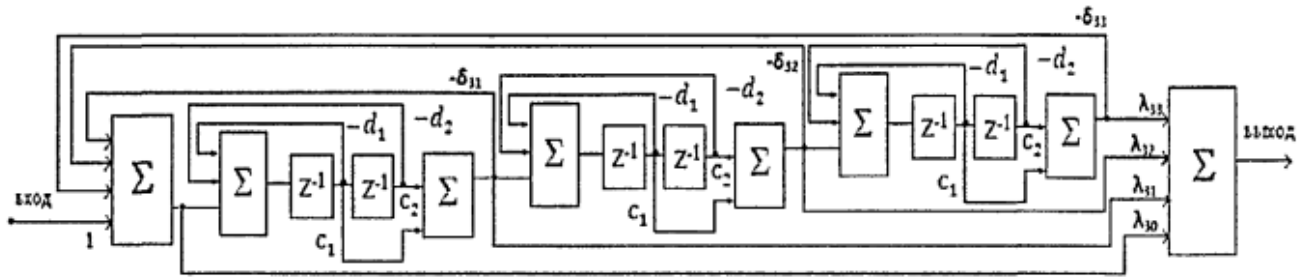
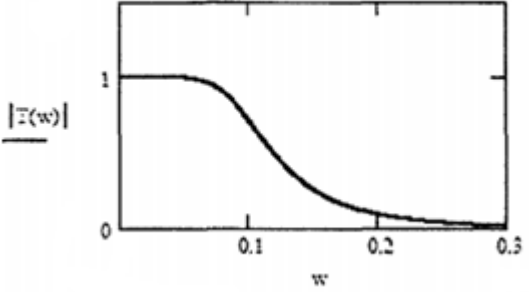
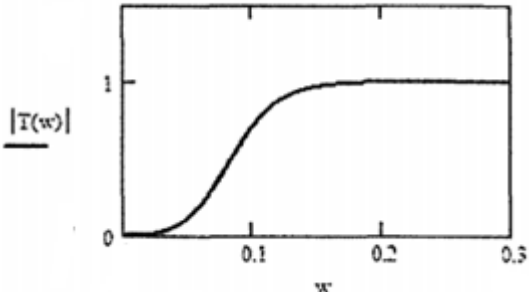
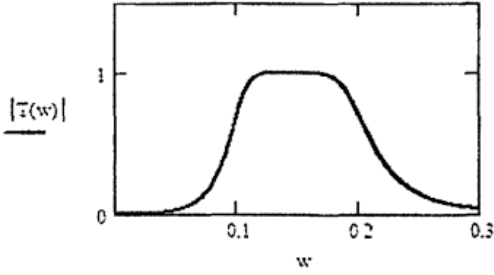
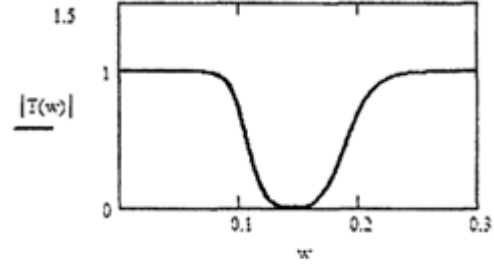


Рис.2.10 - Канонічна структурна схема з базовими цифровими елементами ФНЧ або ФВЧ(табл.2.2) на трьох ланках

Для демонстрації роботи методу за отриманими вище формулами були розраховані параметри зв'язків в канонічних структурних схемах всіх типів фільтрів. При цьому було обрано такі параметри НЧ-прототіпа базового ланки: $c=1$, $d=1$ і задавалися конкретні значення граничних частот, відображені в таблиці 4. Були також розраховані амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) всіх розроблених фільтрів. Отримані результати наведені в таблиці 2.4.

Таблиця 2.4 - Результати розрахунку фільтрів Баттерворта 3-го порядку з канонічної структурної схемою

Тип і параметри фільтру	Параметри структурних схем фільтра і ланок	АЧХ фільтра
<p style="text-align: center;">ФНЧ</p> <p>$w_{\text{пл}} = 0.1$ $y = 3.078$</p>	<p>$\lambda_{30} = 0,018$ $\lambda_{31} = -0,054$ $\lambda_{32} = 0,054$ $\lambda_{33} = -0,018$ $\delta_{30} = 1$ $\delta_{31} = 0,153$ $\delta_{32} = -0,074$ $\delta_{33} = 0$ $c_1 = -1,51$ $d_1 = -0,51$</p>	
<p style="text-align: center;">ФВЧ</p> <p>$w_{\text{пл}} = 0.1$ $y = 0.325$</p>	<p>$\lambda_{30} = 0,528$ $\lambda_{31} = -1,583$ $\lambda_{32} = 1,583$ $\lambda_{33} = -0,528$ $\delta_{30} = 1$ $\delta_{31} = 0,472$ $\delta_{32} = -0,699$ $\delta_{33} = 0$ $c_1 = -1,51$ $d_1 = -0,51$</p>	

<p style="text-align: center;">ППФ</p> $w_{n1} = 0.1$ $w_{n2} = 0.2$ $y = 3.078$ $\alpha = 0.618$	$\lambda_{30} = 0,018$ $\lambda_{31} = -0,054$ $\lambda_{32} = 0,054$ $\lambda_{33} = -0,018$ $\delta_{30} = 1$ $\delta_{31} = 0,153$ $\delta_{32} = 0,074$ $\delta_{33} = 0$ $c_1 = -0,933$ $c_2 = 1,51$ $d_1 = -0,933$ $d_2 = 0,51$	
<p style="text-align: center;">ПЗФ</p> $w_{n1} = 0.1$ $w_{n2} = 0.2$ $y = 0.325$ $\alpha = 0.618$	$\lambda_{30} = 0,528$ $\lambda_{31} = -1,583$ $\lambda_{32} = 1,583$ $\lambda_{33} = -0,528$ $\delta_{30} = 1$ $\delta_{31} = 0,472$ $\delta_{32} = 0,699$ $\delta_{33} = 0$ $c_1 = -0,303$ $c_2 = 0,49$ $d_1 = -0,933$ $d_2 = 0,51$	

Аналіз АЧХ, показаних в таблиці 2.4, свідчить про працездатність методу і правильності отриманих співвідношень.

2.5. Використання ланок спеціального виду

Одним з поширених методів розрахунку цифрових фільтрів з нескінченною імпульсною характеристикою (рекурсивних фільтрів) є метод узагальненого

білінійної перетворення (УБП). Цей метод дозволяє, використовуючи відповідну заміну змінних, перевести передавальну функцію аналогового НЧ-прототипу в цифрову передавальну функцію.

В розділі 2.1 цифрові фільтри реалізовувалися на базі ідентичних ланок, що мають НЧ-прототип такого вигляду:

$$K(s) = \frac{c(s - \gamma)}{1 + ds}$$

де γ - параметр у формулі заміни змінних, залежить від смуги пропускання цифрового фільтра

У ньому на основі методу УБП отримані наступні формули для передавальних функцій цифрових базових ланок, відповідних НЧ-прототипу виду (2.1):

$$K1(z) = \frac{-2cyz^{-1}}{(1 + dy) + (1 - dy)z^{-1}} \text{ (ФНЧ)}$$

$$K2(z) = \frac{2cyz^{-1}}{(1 + dy) + (dy - 1)z^{-1}} \text{ (ФВЧ)}$$

$$K3(z) = \frac{-2acyz^{-1} + 2cyz^{-1}}{(1 + dy) - 2adyz^{-1} + (dy - 1)z^{-2}} \text{ (ППФ)}$$

$$K4(z) = \frac{2acyz^{-1} - 2cyz^{-1}}{(1 + dy) - 2adyz^{-1} + (1 - dy)z^{-2}} \text{ (ПЗФ)}$$

Аналіз цих формул показує, що є принаймні два набори коефіцієнтів при яких усувається залежність передавальних функцій базових ланок від параметра γ , а саме $a_1 = -1/\gamma, b_0 = 1, b_1 = 1/\gamma$ та $a_1 = -1/\gamma, b_0 = 1, b_1 = 0$.

У першому випадку НЧ прототип ідентичних базових ланок має вигляд:

$$K_1(s) = \frac{-\frac{1}{\gamma}(s-\gamma)}{1 + \frac{1}{\gamma}s} = \frac{\gamma-s}{\gamma+s}, \quad (2.9)$$

а в другому –

$$K_1(s) = -\frac{1}{\gamma}(s-\gamma), \quad (2.10)$$

Цифрові передавальні функції базових ланок в першому випадку будуть мати наступний вигляд:

$$K_{12}(z) = z(w)^{-1} \text{ (ФНЧ)} \quad (2.11)$$

$$K_{22}(z) = -z(w)^{-1} \text{ (ФВЧ)} \quad (2.12)$$

$$K_{32}(z) = \frac{\alpha z(w)^{-1} - z(w)^{-2}}{1 - \alpha z(w)^{-1}}, \quad \alpha = \frac{\cos \pi(w_2 + w_1)}{\cos \pi(w_2 - w_1)} \text{ (ППФ)} \quad (2.13)$$

$$K_{42}(z) = \frac{-\alpha z(w)^{-1} + z(w)^{-2}}{1 + \alpha z(w)^{-1}}, \quad \alpha = \frac{\cos \pi(w_2 + w_1)}{\cos \pi(w_2 - w_1)} \text{ (ПЗФ)} \quad (2.14)$$

У другому випадку вони будуть мати наступний вигляд:

$$K_{13}(z) = \frac{2z(w)^{-1}}{1 + z(w)^{-1}} \text{ (ФНЧ)} \quad (2.15)$$

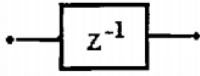
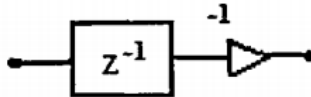
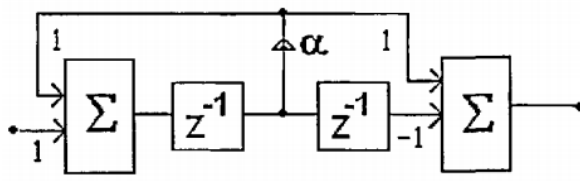
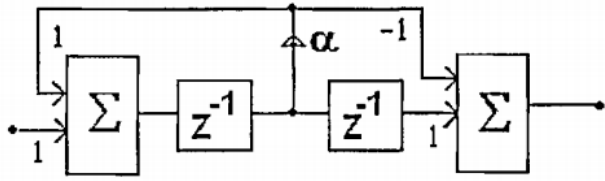
$$K_{23}(z) = \frac{-2z(w)^{-1}}{1 - z(w)^{-1}} \text{ (ФВЧ)} \quad (2.16)$$

$$K_{33}(z) = \frac{2\alpha z(w)^{-1} - 2z(w)^{-2}}{1 - z(w)^{-2}}, \quad \alpha = \frac{\cos \pi(w_2 + w_1)}{\cos \pi(w_2 - w_1)} \text{ (ППФ)} \quad (2.17)$$

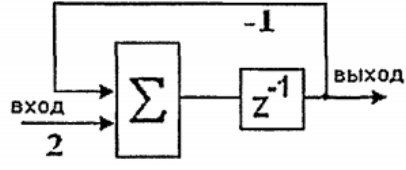
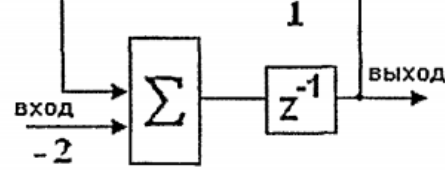
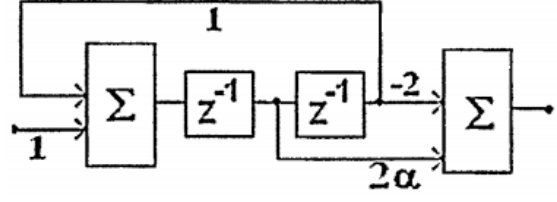
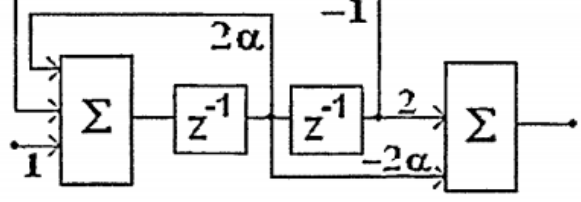
$$K_{43}(z) = \frac{-2\alpha z(w)^{-1} + 2z(w)^{-2}}{1 - 2\alpha z(w)^{-1} + z(w)^{-2}}, \quad \alpha = \frac{\cos \pi(w_2 + w_1)}{\cos \pi(w_2 - w_1)} \text{ (ПЗФ)} \quad (2.18)$$

Структурні схеми базових ланок для першого і другого варіантів ланок спеціального виду наведені в таблицях 2.5, 2.6.

Таблиця 2.5 Структурні схеми базових ланок спеціального виду (варіант 1)

ФНЧ	ФВЧ
	
ППФ	ПЗФ
	

Таблиця 2.6 Структурні схеми базових ланок спеціального виду (варіант 2)

ФНЧ	ФВЧ
	
ППФ	ПЗФ
	

Аналіз отриманих формул і структурних схем показує, що в цих випадках можна забезпечити перебудову центральної частоти ППФ або ПЗФ без зміни форми і смуги амплітудно-частотної характеристики, змінюючи параметр α .

Розглянемо приклади проектування цифрових фільтрів високого порядку на ідентичних ланках при використанні двох обраних варіантів НЧ-прототипів базових ланок.

Приклад 1.1. ФНЧ Баттерворта третього порядку

Вважаємо, що коефіцієнти НЧ-прототипу співмножника першого і другого порядку відомі і розрахуємо параметри структурної схеми ланки першого порядку для ФНЧ. Початкові дані:

$$a_{10} = 1, a_{11} = 0, a_{20} = 1, a_{21} = 0, a_{22} = 0$$

$$b_{10} = 1, b_{11} = 1, b_{20} = 1, b_{21} = 1, b_{22} = 1$$

Гранична частота смуги пропускання цифрового ФНЧ $\omega_I = 0.1$.

Визначаємо у відповідності з методом УБП параметр $y = (\tan(\pi\omega_I))^{-1}$

Нехай на базі ідентичних ланок треба реалізувати функцію першого порядку.

$$T_1(s) = \frac{a_{10} + a_{11}s}{b_{10} + b_{11}s}$$

Підставивши (2.10) в $T_1(s)$, отримаємо:

$$T_1(K_1) = \frac{\lambda_0 + \lambda_1 K_1}{1 + \delta_1 K_1} \quad (2.19)$$

де

$$\lambda_0 = \frac{(a_{10} + a_{11}y)}{(b_{10} + b_{11}y)}, \lambda_1 = \frac{(a_{10} - a_{11}y)}{(b_{10} + b_{11}y)},$$

$$\delta_1 = \frac{(b_{10} - b_{11}y)}{(b_{10} + b_{11}y)}$$

Структурна схема, відповідна передавальній функції (1.19), наведена на рис. 2.12.

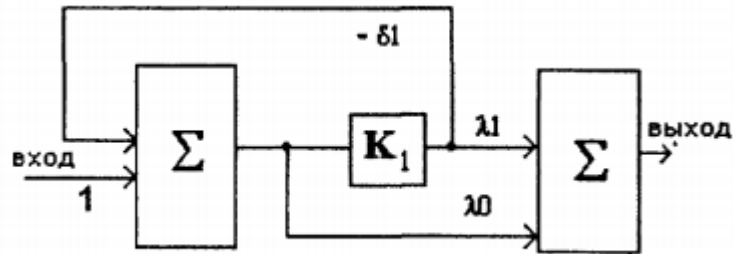


Рис. 2.12 - Канонічна структурна схема ланки першого порядку

Якщо необхідно реалізувати передавальну функцію з НЧ-прототипом другого порядку

$$T_2(s) = \frac{a_{20} + a_{21}s + a_{22}s^2}{b_{20} + b_{21}s + b_{22}s^2}$$

то після заміни змінних отримаємо функцію:

$$T_2(K_1) = \frac{\lambda_{20} + \lambda_{21}K_1 + \lambda_{22}K_1^2}{1 + \delta_{21}K_1 + \delta_{22}K_1^2} \quad (2.20)$$

де

$$\lambda_{20} = \frac{(a_{20} + a_{21}y + a_{22}y^2)}{(b_{20} + b_{21}y + b_{22}y^2)}, \lambda_{21} = \frac{(2a_{20} - 2a_{22}y^2)}{(b_{20} + b_{21}y + b_{22}y^2)}, \lambda_{22} = \frac{(a_{20} - a_{21}y + a_{22}y^2)}{(b_{20} + b_{21}y + b_{22}y^2)},$$

$$\delta_{21} = \frac{(2b_{20} - 2b_{22}y)}{(b_{20} + b_{21}y + b_{22}y^2)}, \delta_{22} = \frac{(b_{20} - b_{21}y + b_{22}y^2)}{(b_{20} + b_{21}y + b_{22}y^2)}$$

Структурна схема, відповідна передавальній функції (1.20), наведена на рис.

2.13

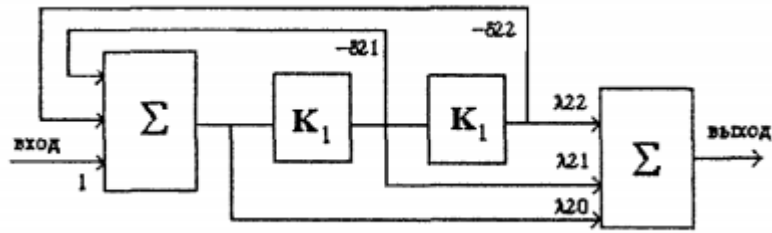


Рис. 2,13 - Канонічна структурна схема ланки другого порядку

Якщо необхідно реалізувати передавальну функцію з НЧ-прототипом другого порядку

$$T_3(s) = \frac{a_{10} + a_{11}s + a_{12}s^2 + a_{13}s^3}{b_{10} + b_{11}s + b_{12}s^2 + b_{13}s^3}$$

то після заміни змінних отримаємо функцію:

$$T_3(K_1) = \frac{\lambda_{30} + \lambda_{31}K_1 + \lambda_{32}K_1^2 + \lambda_{33}K_1^3}{1 + \delta_{31}K_1 + \delta_{32}K_1^2 + \delta_{33}K_1^3} \quad (2.21)$$

де

$$\begin{aligned} \lambda_{30} &= \frac{(a_{10} + a_{11}y + a_{12}y^2 + a_{13}y^3)}{(b_{10} + b_{11}y + b_{12}y^2 + b_{13}y^3)}, \lambda_{31} = \frac{(3a_{10} + a_{11}y - a_{12}y^2 - 3a_{12}y^2)}{(b_{10} + b_{11}y + b_{12}y^2 + b_{13}y^3)}, \\ \lambda_{32} &= \frac{(3a_{10} - a_{11}y - a_{12}y^2 + 3a_{12}y^2)}{(b_{10} + b_{11}y + b_{12}y^2 + b_{13}y^3)}, \lambda_{33} = \frac{(3a_{10} - a_{11}y + a_{12}y^2 - 3a_{12}y^2)}{(b_{10} + b_{11}y + b_{12}y^2 + b_{13}y^3)}, \\ \delta_{31} &= \frac{(3b_{10} + b_{11}y - b_{12}y^2 - 3b_{12}y^2)}{(b_{10} + b_{11}y + b_{12}y^2 + b_{13}y^3)}, \delta_{32} = \frac{(3b_{10} - b_{11}y - b_{12}y^2 + 3b_{12}y^2)}{(b_{10} + b_{11}y + b_{12}y^2 + b_{13}y^3)}, \\ \delta_{33} &= \frac{(3b_{10} - b_{11}y + b_{12}y^2 - 3b_{12}y^2)}{(b_{10} + b_{11}y + b_{12}y^2 + b_{13}y^3)} \end{aligned}$$

Структурна схема, відповідна передавальній функції (2.21), наведена на рис. 2.14.

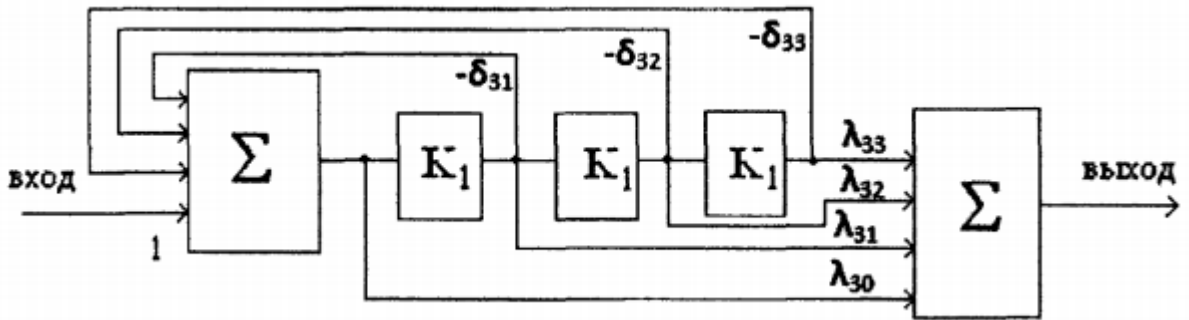


Рис. 2.14 - Канонічна структурна схема ланки другого порядку

За формулами (2.19) і (2.20) розрахуємо коефіцієнти структурної схеми, що реалізує співмножник першого і другого порядку:

$$\begin{aligned} \lambda_{10} &= 0,245, \lambda_{11} = 0,245, \\ \lambda_{20} &= 0,074, \lambda_{21} = 0,148, \lambda_{22} = 0,074, \\ \delta_{10} &= 1, \delta_{11} = -0,51, \\ \delta_{20} &= -1,251, \delta_{21} = 0,546, \end{aligned}$$

Передавальні функції ланок першого і другого порядку мають такий вигляд:

$$T_1(K_1) = \frac{0,245 + 0,245 K_1}{1 - 0,51 K_1}, T_2(K_1) = \frac{0,074 + 0,148 K_1 + 0,074 K_1^2}{1 - 1,251 K_1 + 0,546 K_1^2}$$

Використовуючи узагальнену послідовну структурну схему на трьох базових ланках (рис. 2.4) складемо структурну схему розрахованого ФНЧ. Вона показана на рис. 2.15.

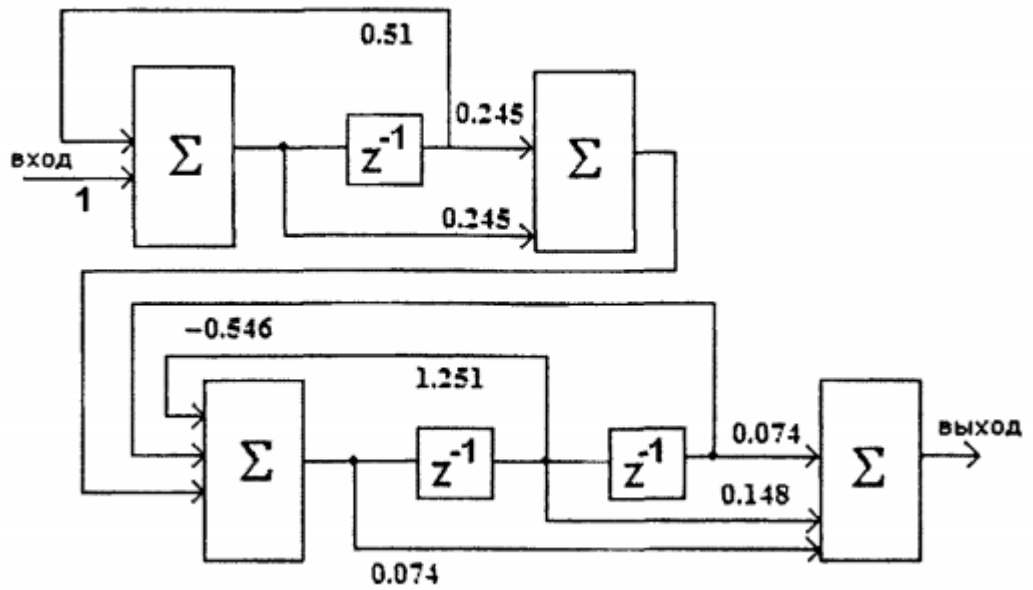


Рис. 2.15 - Послідовна структурна схема ФНЧ Баттерворта

Модель отриманої схеми цифрового ФНЧ Баттерворта третього порядку при $w_1 = 0.1$ і частоті дискретизації 100 Гц в середовищі MICROCAP-7 показана на рис. 2.16 і на рис. 2.17 наведені розраховані АЧХ і ФЧХ.

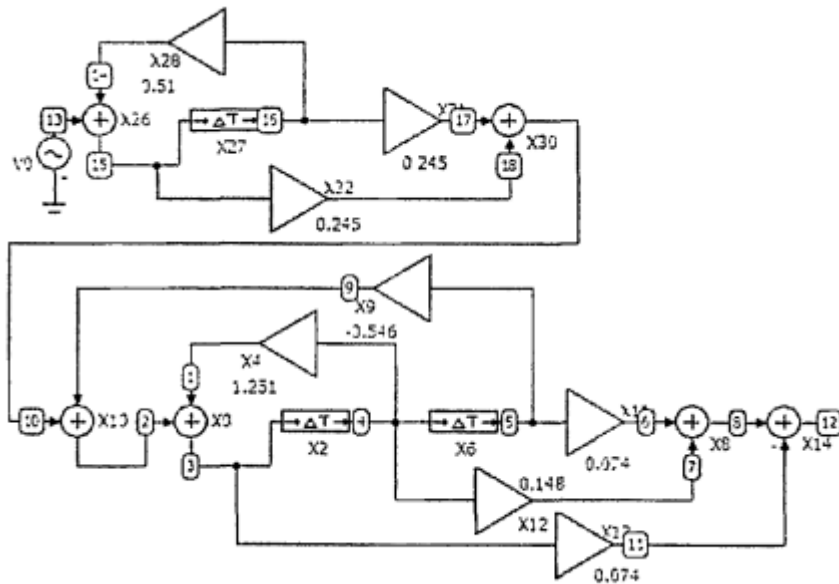


Рис. 2.16 - Модель цифрового ФНЧ Баттерворта третього порядку

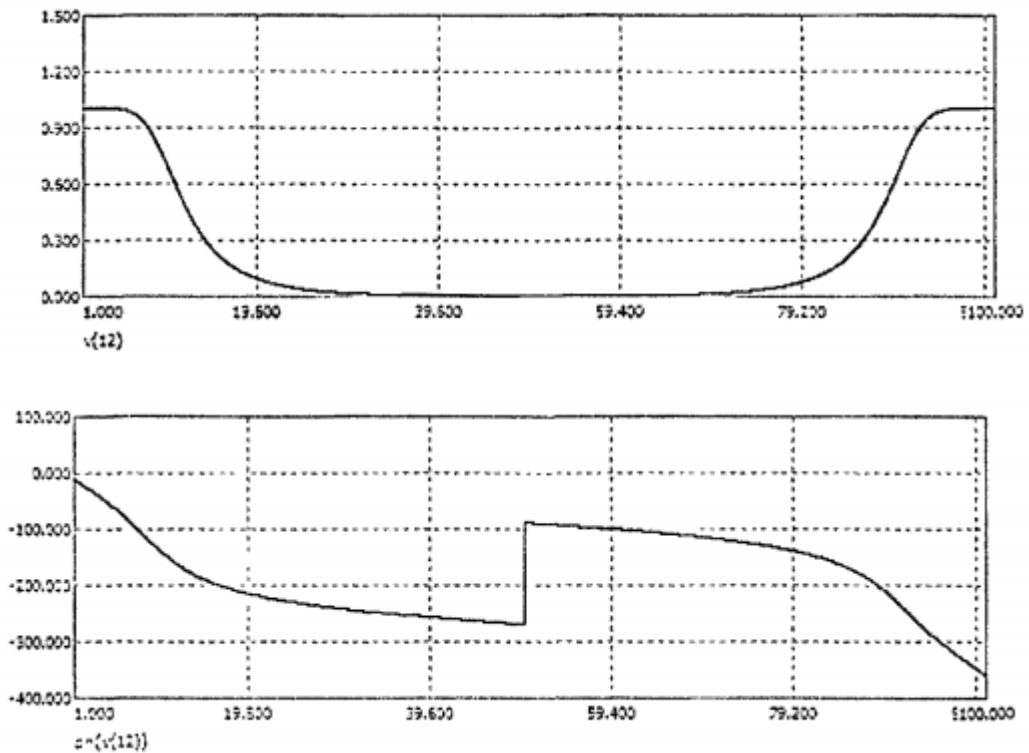


Рис. 2.17 - АЧХ і ФЧХ ФНЧ Баттерворта

Розраховані АЧХ і ФЧХ відповідають заданим вимогам, що підтверджує працездатність методу і правильність отриманих розрахункових формул.

Приклад 2.2. ФВЧ Баттерворта третього порядку

Нехай відомі коефіцієнти НЧ-прототипу співмножника першого порядку і другого порядку:

$$a_{10} = 1, a_{11} = 0, a_{20} = 1, a_{21} = 0, a_{22} = 0$$

$$b_{10} = 1, b_{11} = 1, b_{20} = 1, b_{21} = 1, b_{22} = 1$$

Гранична частота смуги пропускання цифрового ФВЧ $\omega_1 = 0.1$.

Визначаємо у відповідності з методом УБП параметр $y = \tan(z\omega_1)$

За формулами (2.19) і (2.20) розрахуємо коефіцієнти структурної схеми, що реалізує співмножник першого і другого порядку:

$$\begin{aligned} \lambda_{10} &= 0,755, \lambda_{11} = 0,755, \\ \lambda_{20} &= 0,699, \lambda_{21} = 1,398, \lambda_{22} = 0,699, \\ \delta_{10} &= 1, \delta_{11} = -0,51, \\ \delta_{20} &= -1,251, \delta_{21} = 0,546 \end{aligned}$$

Передавальні функції ланок першого і другого порядку мають такий вигляд:

$$T_1(K_1) = \frac{0,755 + 0,755K_1}{1 - 0,51K_1}, T_2(K_1) = \frac{0,699 + 1,398K_1 + 0,699K_1^2}{1 - 1,251K_1 + 0,546K_1^2}$$

Використовуючи узагальнену послідовну структурну схему на трьох базових ланках (рис. 2.4) складемо структурну схему розрахованого ФВЧ. Вона показана на рис. 2.18.

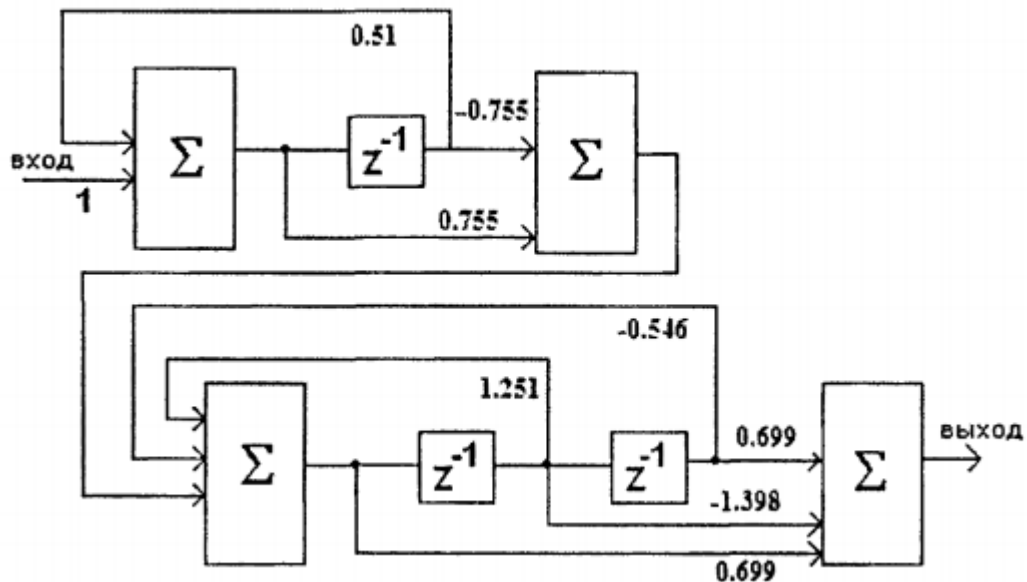


Рис. 2.18 - Послідовна структурна схема ФВЧ Баттерворта

Модель отриманої схеми цифрового ФВЧ Баттерворта третього порядку з послідовної структурної схемою при $w_1 = 0.1$ і частоті дискретизації 100 Гц в середовищі MICROCAP-7 показана на рис. 2.19, а на рис. 2.20 наведені розраховані АЧХ і ФЧХ.

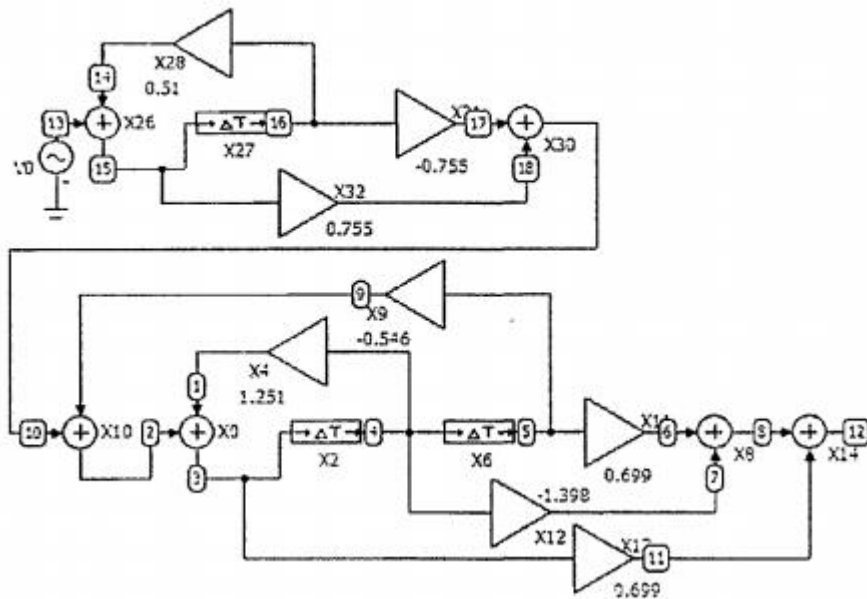


Рис. 2.19 - Схема цифрового ФВЧ Баттерворта третього порядку

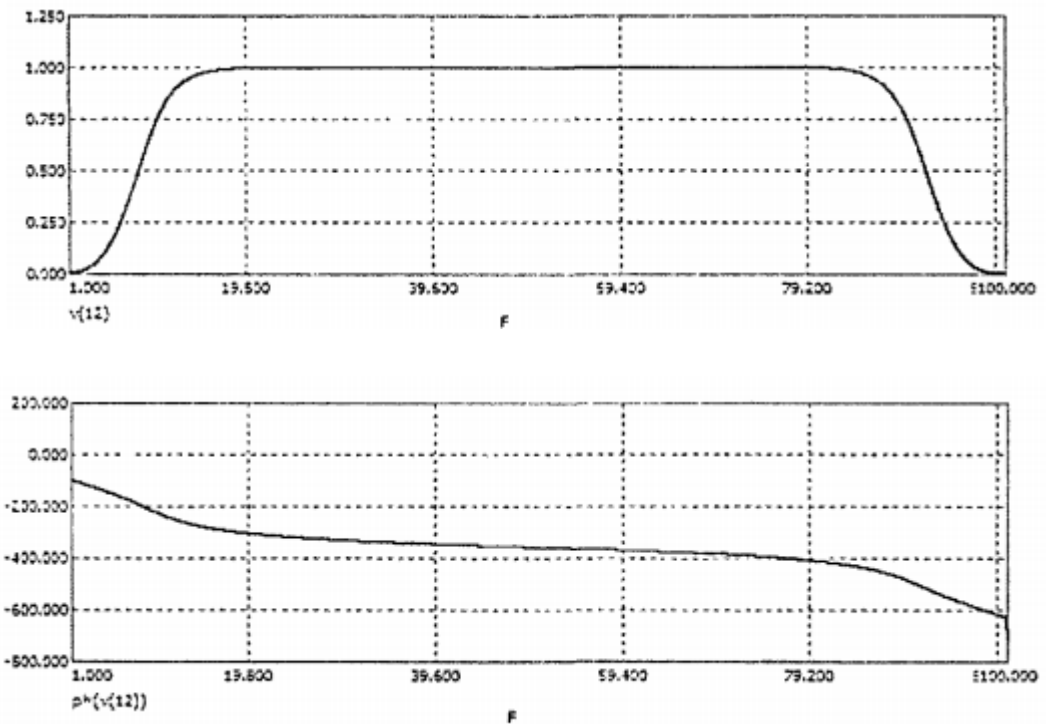


Рис. 2.20 - АЧХ і ФЧХ цифрового ФВЧ Баттерворта третього порядку

Розраховані АЧХ і ФЧХ відповідають заданим вимогам, що підтверджує працездатність методу і правильність отриманих розрахункових формул.

Приклад 2.3. ППФ Баттерворта третього порядку

Нехай відомі коефіцієнти НЧ-прототипу співмножника першого порядку і другого порядку:

$$\begin{aligned}a_{10} &= 1, a_{11} = 0, a_{20} = 1, a_{21} = 0, a_{22} = 0 \\ b_{10} &= 1, b_{11} = 1, b_{20} = 1, b_{21} = 1, b_{22} = 1\end{aligned}$$

Гранична частота смуги пропускання цифрового ППФ $w_1 = 0.1$, $w_2 = 0.2$.

Визначаємо у відповідності з методом УБП параметр

$$\alpha = \frac{\cos \pi(w_2 + w_1)}{\cos \pi(w_2 - w_1)}, y = (\tan(\pi w_1))^{-1}$$

Для ППФ передавальна функція базового ланки має наступний вигляд:

$$K_1(w) = \frac{-\alpha w^{-1} + w^{-2}}{1 - \alpha w^{-1}}$$

Структурна схема базового ланки наведена в таблиці 2.5.

За формулами (2.19) і (2.20) розрахуємо коефіцієнти структурної схеми, що реалізує співмножник першого і другого порядку:

$$\begin{aligned}\lambda_{10} &= 0,245, \lambda_{11} = 0,245, \\ \lambda_{20} &= 0,074, \lambda_{21} = 0,148, \lambda_{22} = 0,074, \\ \delta_{10} &= 1, \delta_{11} = -0,51 \\ \delta_{20} &= -1,251, \delta_{21} = 0,546\end{aligned}$$

Передавальні функції ланок першого і другого порядку мають такий вигляд:

$$T_1(K_1) = \frac{0,245 + 0,245 K_1}{1 - 0,51 K_1}, T_2(K_1) = \frac{0,074 + 0,148 K_1 + 0,074 K_1^2}{1 - 1,251 K_1 + 0,546 K_1^2}$$

Послідовна структурна схема розрахованого ППФ показана на рис. 2.21.

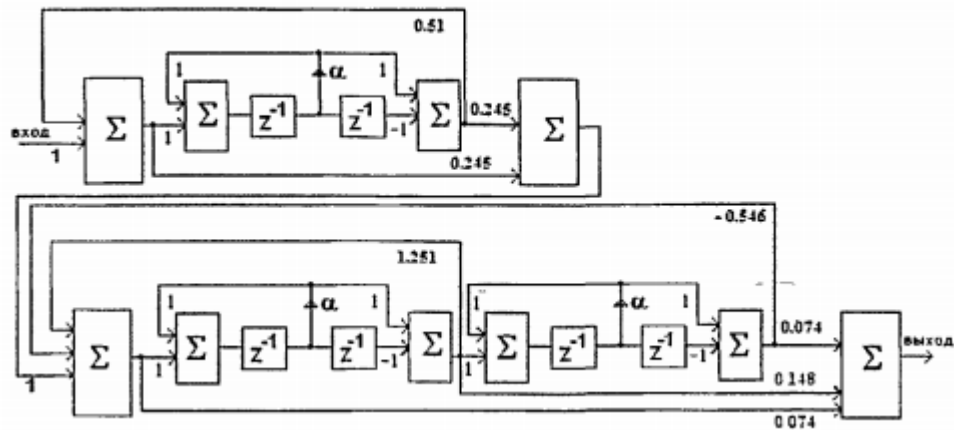


Рис. 2.21 - Послідовна структурна схема ППФ Баттерворта

Проведемо моделювання отриманої схема цифрового ППФ в середовищі MICROCAP-7. АЧХ, отримані в результаті моделювання показані на рис.1.22.

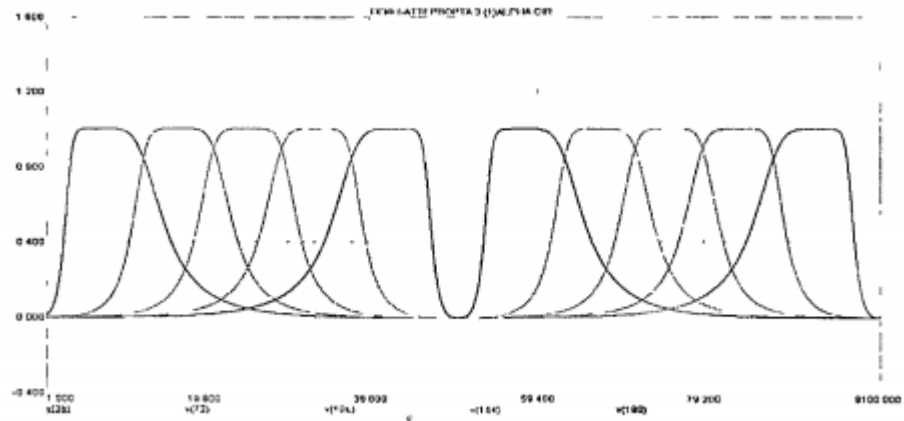


Рис. 2.22 - АЧХ ППФ Баттерворта при різних значеннях параметра α ($\alpha = 0,9$; $\alpha = 0,5$; $\alpha = 0$; $\alpha = -0,5$; $\alpha = -0,9$).

Аналіз розрахованих АЧХ показує, що можливо здійснювати перебудову центральної частоти без зміни смуги пропускання, проте форма АЧХ при цьому спотворюється. Симетрична АЧХ виходить при значенні $\alpha = 0$, що відповідає випадку, коли центральна частота дорівнює чверті від значення частоти дискретизації.

Приклад 2.4. ПЗФ Баттерворта третього порядку

Нехай відомі коефіцієнти НЧ-прототипу співмножника першого порядку і другого порядку:

$$a_{10} = 1, a_{11} = 0, a_{20} = 1, a_{21} = 0, a_{22} = 0$$

$$b_{10} = 1, b_{11} = 1, b_{20} = 1, b_{21} = 1, b_{22} = 1$$

Гранична частота смуги пропускання цифрового ПЗФ $w_1 = 0.1, w_2 = 0.2$.

Визначаємо у відповідності з методом УБП параметр

$$\alpha = \frac{\cos \pi(w_2 + w_1)}{\cos \pi(w_2 - w_1)}, y = \tan(\pi(w_2 - w_1))$$

Для ПЗФ передавальна функція базового ланки має наступний вигляд:

$$K_1(w) = \frac{-\alpha w^{-1} + w^{-2}}{1 - \alpha w^{-1}}$$

Структурна схема базового ланки наведена в таблиці 2.5.

За формулами (2.19) і (2.20) розрахуємо коефіцієнти структурної схеми, що реалізує співмножник першого і другого порядку:

$$\lambda_{10} = 0,755, \lambda_{11} = 0,755,$$

$$\lambda_{20} = 0,699, \lambda_{21} = 1,398, \lambda_{22} = 0,699,$$

$$\delta_{10} = 1, \delta_{11} = 0,51$$

$$\delta_{20} = 1,251, \delta_{21} = 0,546$$

Передавальні функції ланок першого і другого порядку мають такий вигляд:

$$T_1(K_1) = \frac{0,245 + 0,245K_1}{1 - 0,51K_1}, T_2(K_1) = \frac{0,074 + 0,148K_1 + 0,074K_1^2}{1 - 1,251K_1 + 0,546K_1}$$

Послідовна структурна схема розрахованого ППФ показана на рис. 2.23.

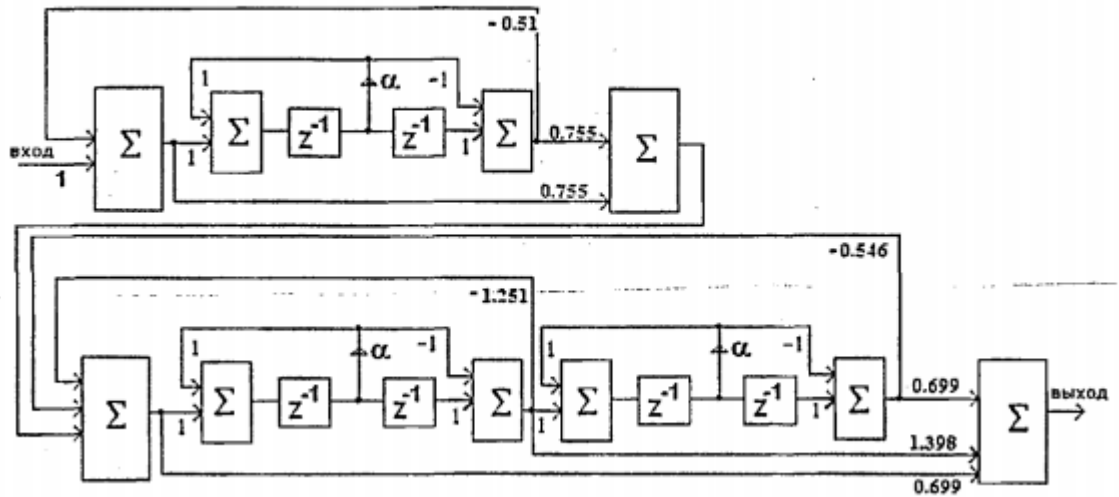


Рис. 2.23 - Послідовна структурна схема ПЗФ Баттерворта

Проведемо моделювання отриманої схеми цифрового ПЗФ Баттерворта в середовищі MICROCAP-7. АЧХ, отримані в результаті моделювання, показані на рис. 2.24.

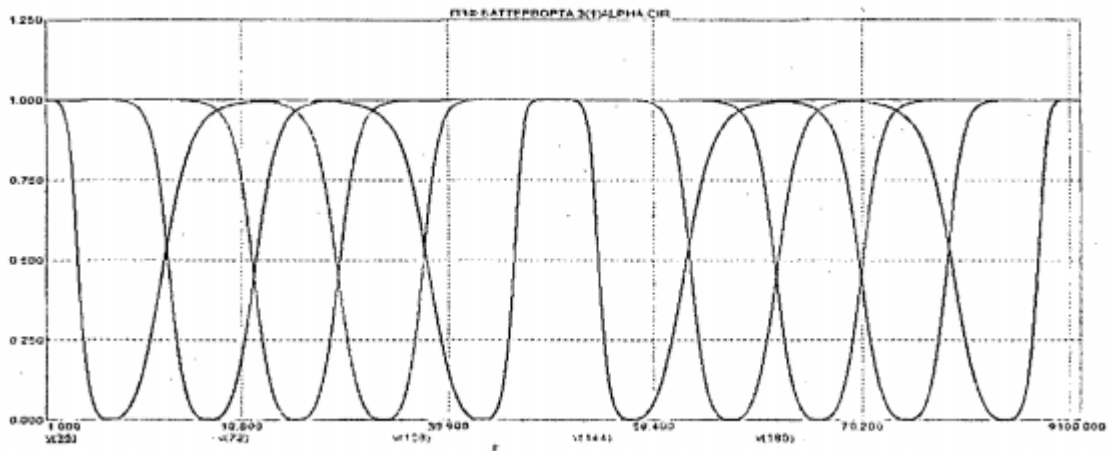


Рис. 2.24 - АЧХ ПЗФ Баттерворта при різних значеннях параметра α ($\alpha = 0,9$; $\alpha = 0,5$; $\alpha = 0$; $\alpha = -0,5$; $\alpha = -0,9$).

Аналіз розрахованих АЧХ показує, що можливо здійснювати перебудову центральної частоти без зміни смуги пропускання, проте форма АЧХ при цьому спотворюється. Симетрична АЧХ виходить при значенні $\alpha = 0$, що відповідає випадку, коли центральна частота дорівнює чверті від значення частоти дискретизації.

Висновок

Можна виділити окремий напрям досліджень, пов'язаний з використанням ідентичних ланок при побудові цифрових фільтрів. Цей напрямок базується на роботах Гребенко Ю.А., Савкова М.М., Сьомкіна А.А. Використання ідентичних ланок спрощує реалізацію цифрових фільтрів у вигляді мікросхеми або на базі програмованої логічної інтегральної схеми (ПЛІС), забезпечуючи зручну перебудову параметрів фільтрів високого порядку (смуги, центральної частоти) при збереженні форми АЧХ.

Зробивши аналіз сучасного стану теорії і практики цифрових фільтрів, потрібно відзначити, що сучасний етап розвитку характеризується інтересом до класу речових і комплексних цифрових фільтрів на ідентичних ланках.

В даний час основним методом проектування цифрових рекурсивних фільтрів по НЧ-прототипам можна вважати метод узагальненого білінійної перетворення (УБП). Використовуючи метод УБП, структурну схему цифрового рекурсивного фільтра на ідентичних ланках можна отримати наступним чином:

- 1) Вибираємо НЧ-прототип фільтра високого порядку у вигляді дробно-раціонального вираження $T(s)$.
- 2) Вибираємо НЧ-прототип базової ланки у вигляді дробно-раціонального вираження першого порядку $K(s)$.
- 3) Знаходимо обернену функцію $s(K)$ і підставляємо її в вираз т 8
- 4) Отриману в результаті функцію $T(K)$ приводимо до дробно-раціональному увазі і реалізуємо у вигляді однієї з відомих структурних схем (канонічної, послідовної, паралельної і ін.)
- 5) В рамках методу ОЧП, використовуючи відповідну заміну змінної $s(z)$ в функції $K(s)$, знайдемо передавальну функцію базового ланки $K(z)$.

Проаналізував отримані формули, ми бачимо, що в цих випадках можна забезпечити перебудову центральної частоти ППФ і ПЗФ шляхом зміни одного параметра при збереженні смуги пропускання. Більш того базові ланки з такими передавальними функціями можна вважати універсальними, так як їх характеристики не залежать від форми і смуги частотної характеристики цифрового фільтра. Аналіз формул для передаточних функцій базових звеньев показує, що існує, по крайній мері, два набори коефіцієнтів, при яких усувається залежність передаточних функцій базових звеньев від параметра γ , а саме $c = -1/\gamma$, $d = 1/\gamma$ і $c = -1/\gamma$, $d = 0$. Треба відзначити, що передавальні функції базових ланок ФНЧ і ФВЧ в першому випадку мають найпростіший вид, і структурні схеми фільтрів високого порядку будуть збігатися зі структурними схемами, побудованими стандартним способом по передавальній функції фільтра.

Досягнуті результати магістерської роботи:

1. Запропоновано розробляти цифрові рекурсивні фільтри на ідентичних ланках, які базуються на НЧ-прототипах спеціального виду.
2. Запропоновано два варіанти НЧ-прототипів базових ланок, використання яких дозволяє отримати структурні схеми базових ланок з коефіцієнтами, що не залежать від смуги пропускання розроблюваного фільтра.
3. Використовуючи базові ланки спеціального виду можна реалізувати перебудовування по частоті ППФ і ПЗФ з незмінною пропускну здатністю.
4. Комплексні смугові і режекторні фільтри доцільно розробляти, використовуючи ідентичні ланки. У цьому випадку метод зсуву частотних характеристик застосовується до передавальної функції базових ланок.

Комплексні смугові і режекторні фільтри доцільно розробляти, використовуючи ідентичні ланки. У цьому випадку метод зсуву частотних характеристик застосовується до передавальної функції базових ланок, що не тільки спрощує розрахунки, але і дозволяє простим способом перебудувати центральну частоту без зміни форми АЧХ.

Список літератури

1. Гребенко Ю. А., Системотехническое проектирование однородных устройств обработки сигналов, 2003.
2. Голд Б., Рейдер І. Цифрова обробка сигналів. - М.: Сов. Радіо, 1973. - 367 с.
3. Рабинер Л., Гоулд Б. Теорія і застосування цифрової обробки сигналів: Пер з англ. - М.: Світ, 1976. - 848 с.
4. Введення в цифрову фільтрацію / Під ред. Р. БОГНЕР і А. Константінідіс - перо. з англ. - М.: Світ, 1976. - 216 с.
5. Мізін І.А., Матвєєв А.А. Цифрові фільтри. - М.: Радіо та зв'язок, 1979. -240 с.
6. Оппенгейм А.В., Шафер Р.В. Цифрова обробка сигналів: Пер з англ. -М.: Зв'язок, 1979.-416 с.
7. Каппеліні В., Константпнідіс А.Дж., Еміліану П. Цифрові фільтри і їх застосування: Пер. з англ. - М.: Вища школа, 1983. - 360 с.
8. Цифрова обробка сигналів: Довідник, Л.М. Гольденберг, Б.Д.Матюшкін, М.П. Поляк - М.: Радіо та зв'язок, 1985. - 312 с.
9. Рекурсивні фільтри на мікропроцесорах О.Г.. Остапенко, А.Б. Сушков, В.В. Бутенко та ін. ; Під ред. А.Г. Остапенко. - М.: Радіо та зв'язок, 1988. - 128 с.
- 10.Петровський А.А. Методи і мікропроцесорні засоби обробки широкопasmових і швидкоплинних процесів в реальному часі. - Мін.: Наука і техніка, 1988. -272 с.
- 11.Витязь В.В. Цифрова частотна селекція сигналів. - М.: Радіо та зв'язок, 1993.-240 с.
- 12.Цифрові процесори обробки сигналів: Довідник / А.Г. Остапенко, С.І. Лавлинский, А.Б. Сушков і ін.; Під ред. А.Г. Остапенко. - М.: Радіо та зв'язок, 1994. - 264 с.

- 13.Гребенко Ю.А. Методи цифрової обробки сигналів в радіо прийомних пристроях - М .: Видавничий дім МЕІ, 2006. - 48 с.
- 14.Гребенко Ю.А. Од народні пристрої обробки сигналів / -М .: Видавничий дім МЕІ, 2009. -184 с.
- 15.«Цифрова обробка сигналів:» Довідник, Л.М. Гольденберг, Б.Д.Матюшкін, М.П. Поляк-М
- 16.Гадзиковский В.И, Калмыков А.А. Теория и проектирование устройств цифровой фильтрации: учебное пособие/ В.И Гадзиковский, А.А Калмыков.- Екатеринбург: ГОУ ВПО«УГТУ-УПЧ» ,2006.-433 с.
- 17.Гребенко Ю.А. Комплексные - полосно-пропускающие активные RC-фильтры на базе идентичных комплексных звеньев. // Вестник МЭИ. - 2003.
- 18.Гребенко Ю.А., Кудряшов Т.В. Цифровые ФНЧ без операции умножения. // Радиотехнические тетради. - 2002.
19. Гребенко Ю.А. Новый метод расчета цифровых рекурсивных фильтров // Вестник МЭИ .- 2000.
- 20.Гребенко Ю.А., Сидоров С. А..! Синтез цифровых полосно-пропускающих фильтров с комплексными коэффициентами II Радиотехнические тетради. – 2000