

Розробка ефективних методів обробки сигналів в інтелектуальних системах автоматизації

Виконав - В.О. Боровик, магістр групи 2АКІТ-17м

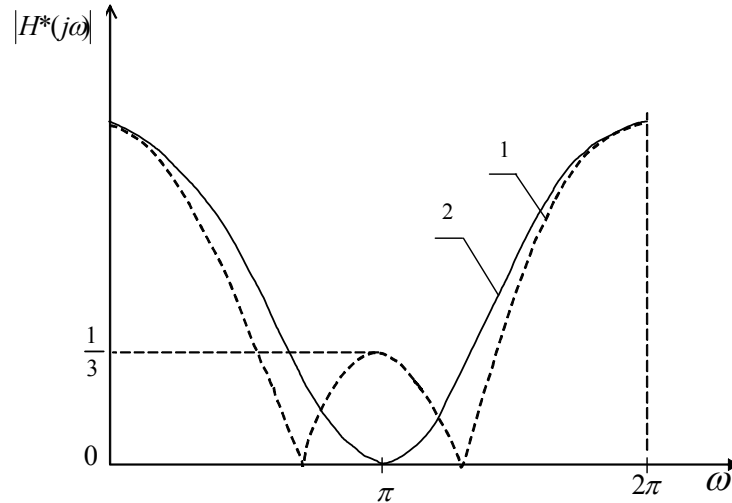
Науковий керівник – М. М. Биков, к.т.н., проф. кафедри КСУ

Актуальність теми

Фільтрація шумів у мовному сигналі здатна призвести до значного підвищення точності розпізнавання сигналу. Однак відомі методи фільтрації вимагають значних обчислювальних затрат, що не дозволяє реалізувати розпізнавання в реальному масштабі часу. У зв'язку з цим актуальним завданням є пошук методів фільтрації, що потребують мінімальних обчислювальних затрат комп'ютера або можуть бути реалізованими на основі нескладних швидкодіючих цифрових пристроїв.

Відповідно, до параметрів цифрових фільтрів у сучасних системах цифрової обробки сигналів пред'являються підвищені вимоги. При синтезі цифрових фільтрів найбільші затрати часу і обладнання приходяться на операції множення. Таким чином, задача мінімізації часу обчислень і зменшення апаратних затрат зводиться до мінімізації кількості множень, що необхідні для вирахування чергового відфільтрованого відліку.

Математична модель елементарного НЦФ без операцій множення і ділення



$$H(j\omega) = (a_0 + 2a_1 \cos \omega t)$$

$$y_i^* = (y_i + \frac{y_{i-1} + y_{i+1}}{2}) / 2 =$$

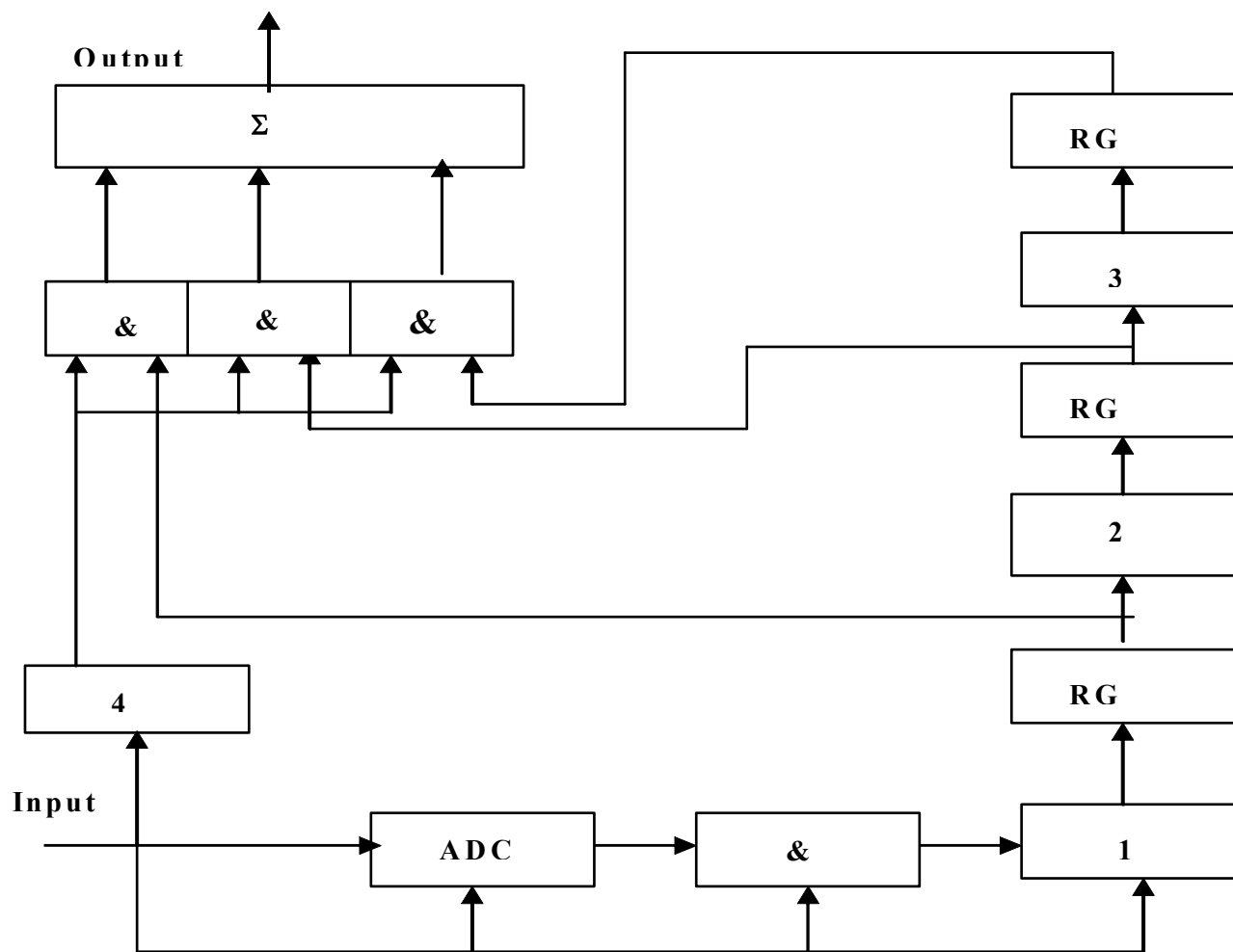
$$\begin{cases} a_0 + 2a_1 \cos \omega T = 1, & \text{якщо } f_c = 0; \\ a_0 + 2a_1 \cos \omega T = 1, & \text{якщо } f_c = \frac{1}{2} f_d \cdot T, \end{cases} \quad \begin{matrix} a_0 = \frac{1}{2} \\ a_1 = \frac{1}{4} \end{matrix}$$

$$\frac{1}{4} y_{i-1} + \frac{1}{2} y_i + \frac{1}{4} y_{i+1}$$

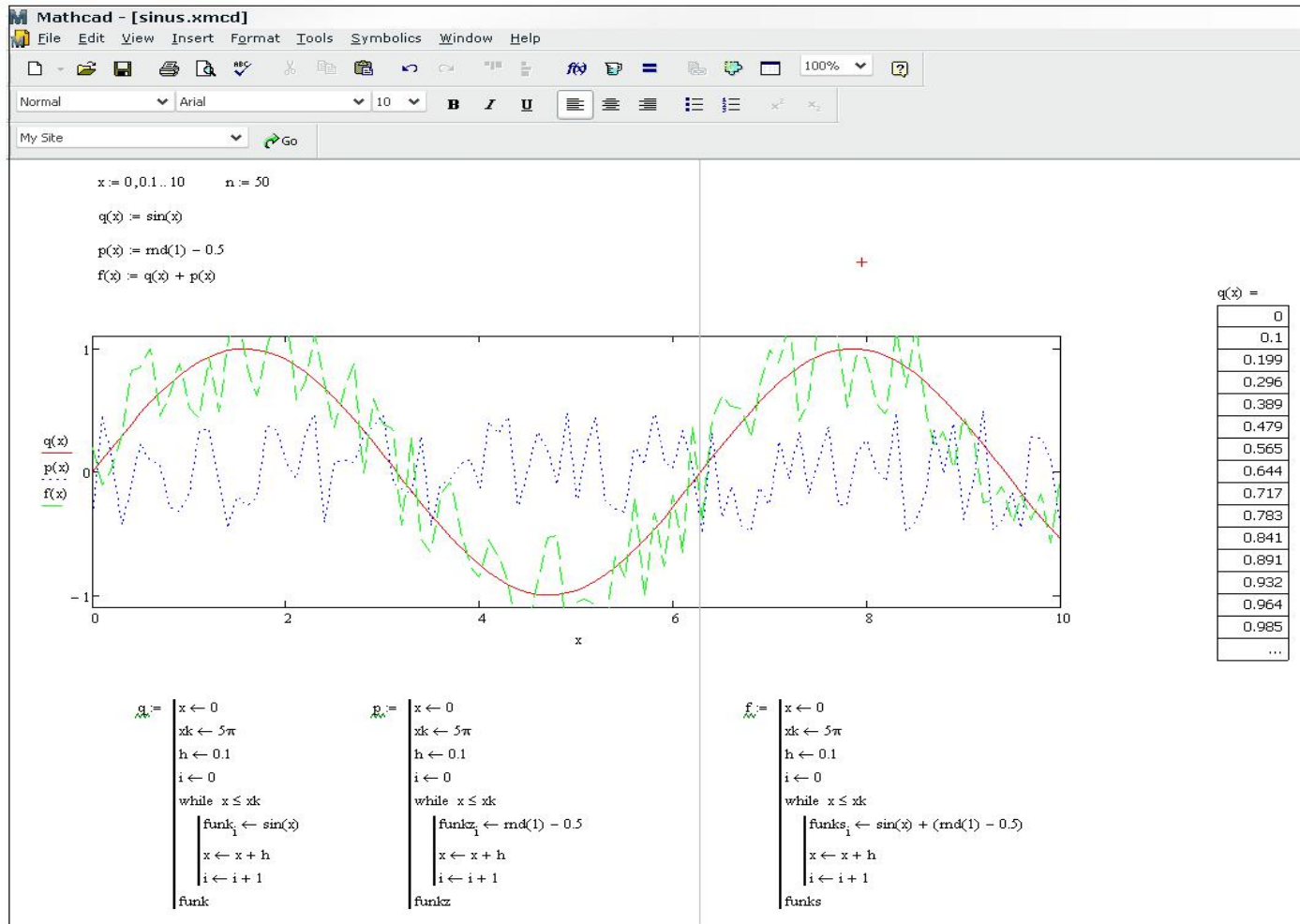
$$H^*(j\omega) = \frac{1}{2} + 2 \cdot \frac{1}{4} \cos \omega t$$

$$W(z) = \frac{1}{4} z^{-1} + \frac{1}{2} z^0 + \frac{1}{4} z^{+1}$$

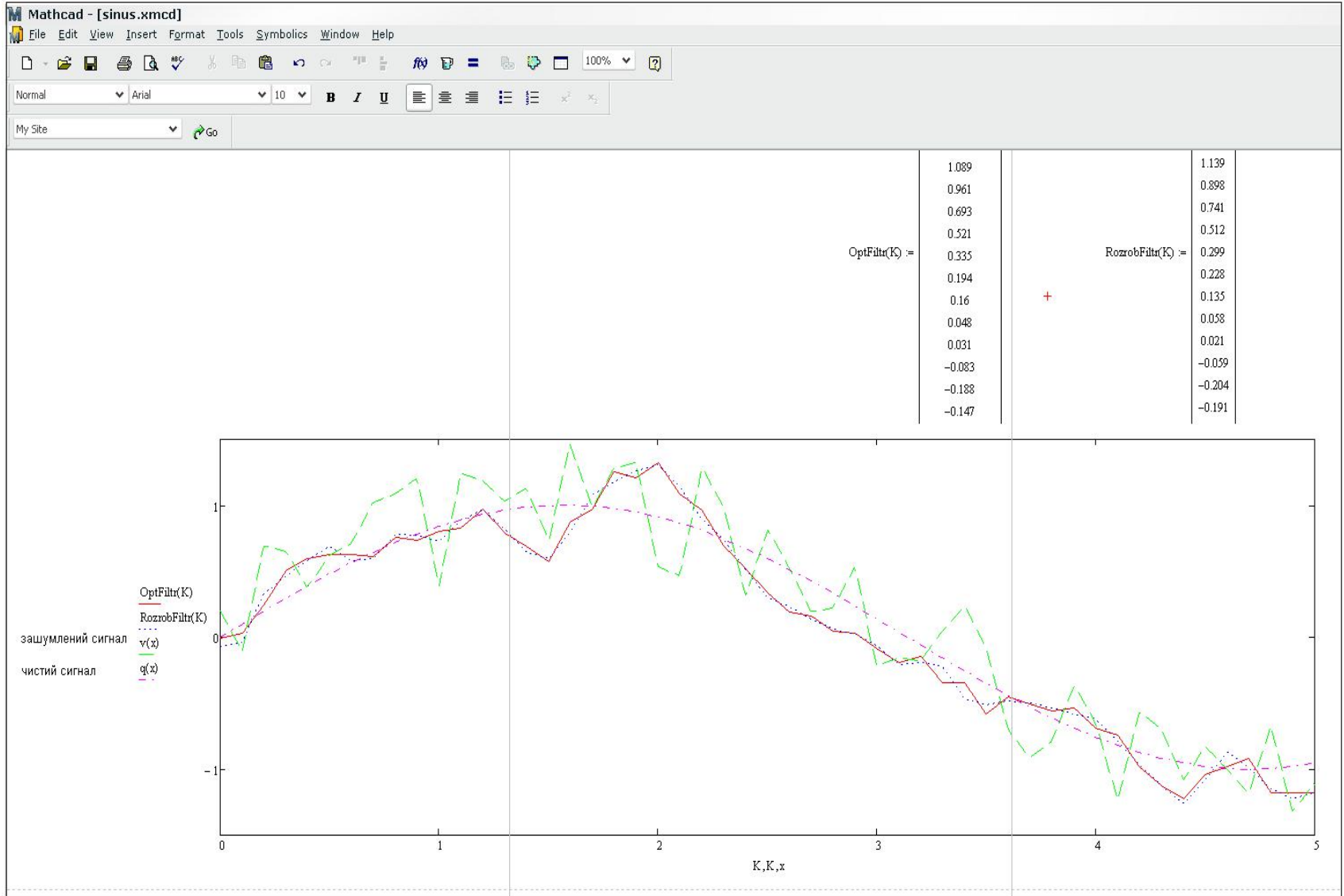
Структурна схема пристрою фільтрації мовного сигналу запропонованим МЕТОДОМ



Порівняння результатів фільтрації оптимальним триточковим фільтром та зсувовим фільтром без використання операцій множення



Як видно, різниця в якості фільтрації незначна.



Покращення методів нерекурсивної цифрової фільтрації без операцій множення

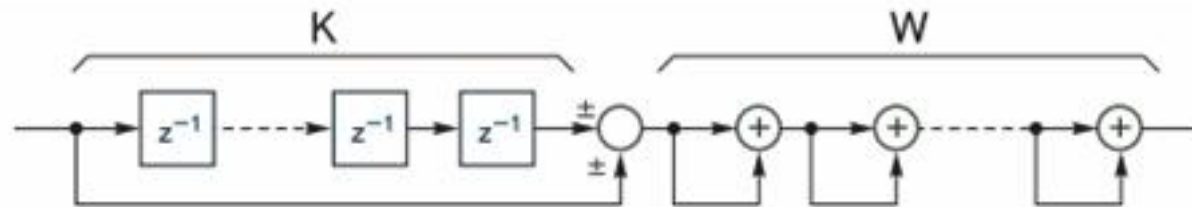
Математична модель фільтрів з кінцевою імпульсною характеристикою:

$$y(n) = \sum_{i=0}^N b_i x(n-i),$$

Структурна схема елементарної ланки:

$$y_1(n) = x(n) + x(n-1).$$

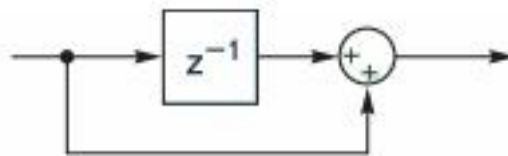
$$y_2(n) = y_1(n) + y_1(n-1) = x(n) + 2x(n-1) + x(n-2).$$



K – кількість затримок; W – ваговий коефіцієнт (кількість суматорів).

$$y_3(n) = y_2(n) + y_2(n-1) = x(n) + 3x(n-1) + 3x(n-2) + x(n-3),$$

Елементарна ланка з затримкою і суматором:



**Розглянемо каскадне з'єднання описаних ланок. Сигнал на виході
чергового каскаду визначається за формулою многочлена степені m :**

$$H_m(Z) = (Z^{-1} \pm 1)^m,$$

$$H_m(Z) = a(Z^{-1} \pm 1)^m,$$

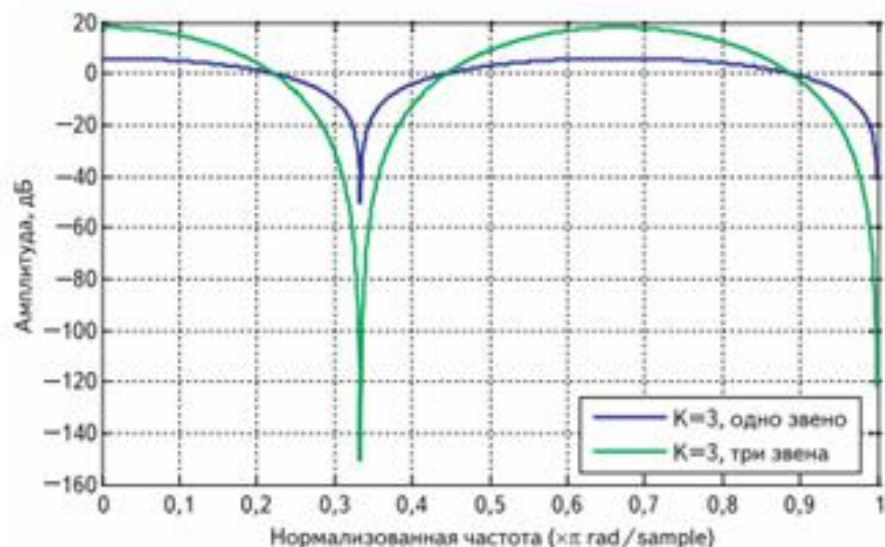
Коефіцієнти фільтра будуть представлені
коефіцієнтами многочлена степені m , які
визначаються за правилом:

Компактне описання значення коефіцієнта,
де n – номер коефіцієнта, m – порядок ланки

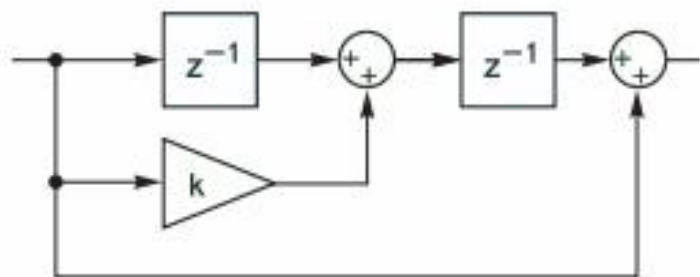
$m=0$: a
 $m=1$: $a \ a$
 $m=2$: $a \ 2a \ a$
 $m=3$: $a \ 3a \ 3a \ a$
 $m=4$: $a \ 4a \ 6a \ 4a \ a$
 $m=5$: $a \ 5a \ 10a \ 10a \ 5a \ a$
 $m=6$: $a \ 6a \ 15a \ 20a \ 15a \ 6a \ a$
 $m=7$: $a \ 7a \ 21a \ 35a \ 35a \ 21a \ 7a \ a$

$$k_{n,m} = \begin{cases} 1, & n=1 \\ \frac{\prod_{i=0}^{n-2} (m-i)}{(n-2)!}, & n > 1 \end{cases}$$

АЧХ ланки з $K = 3$ ($W = 1$) і каскадного з'єднання трьох таких ланок:



Елементарна ланка з коефіцієнтом:



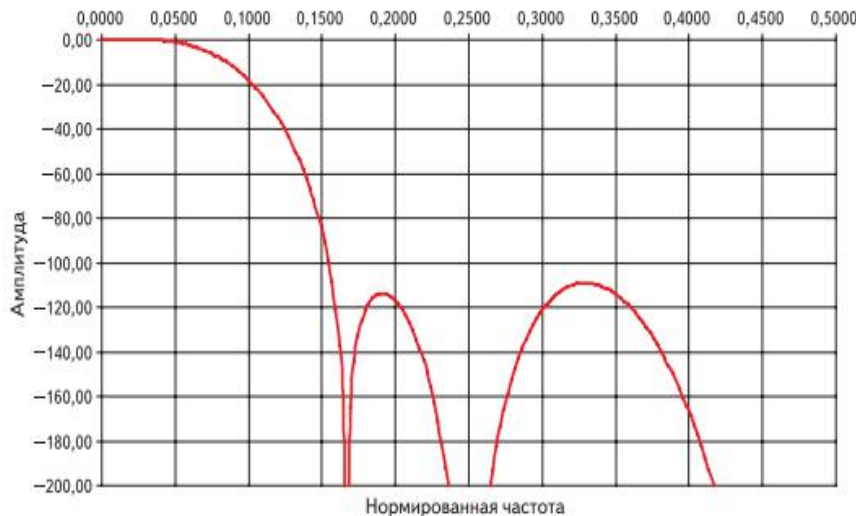
Імпульсна характеристика ланки з коефіцієнтом:

$$Y = z^{-2} + kz^{-1} + 1$$

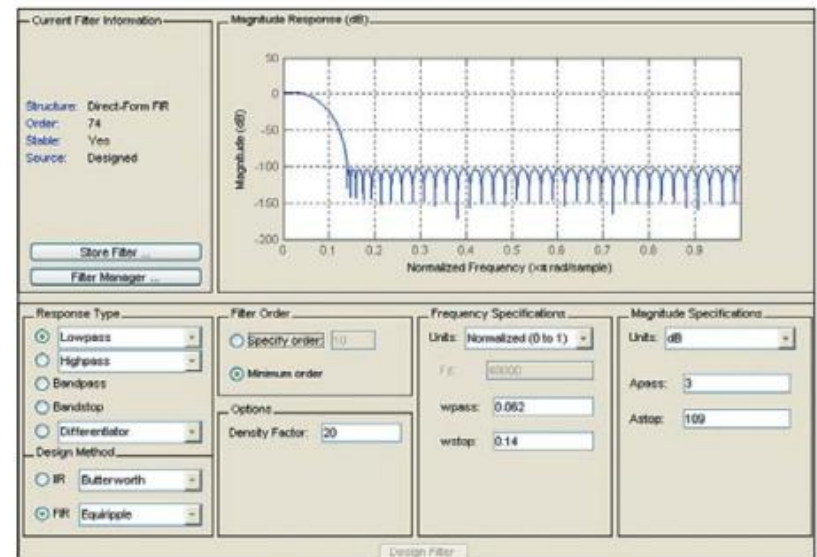
Синтез фільтрів з оптимальними параметрами

Розглянемо фільтр, отриманий каскадним з'єднанням елементарних ланок, підібраних з огляду на отримання максимального подавлення його бокових пелюсток (перший спосіб).

АЧХ синтезованого фільтра:

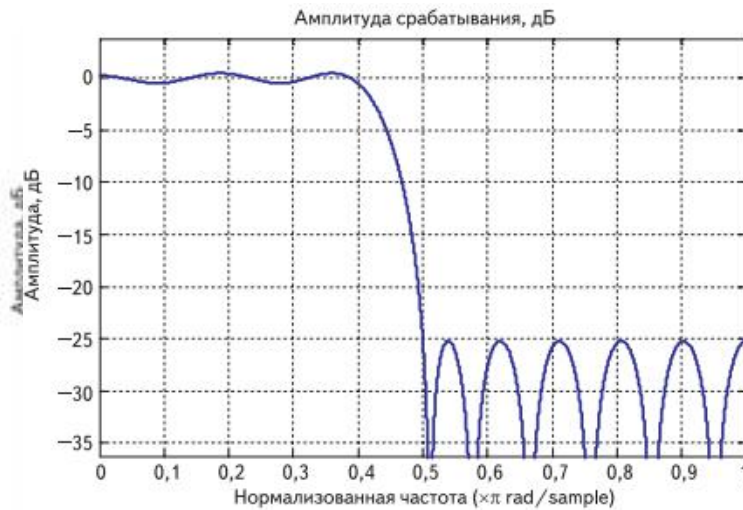


Вигляд АЧХ фільтра з порядком 74 у вікні утиліти fdatool

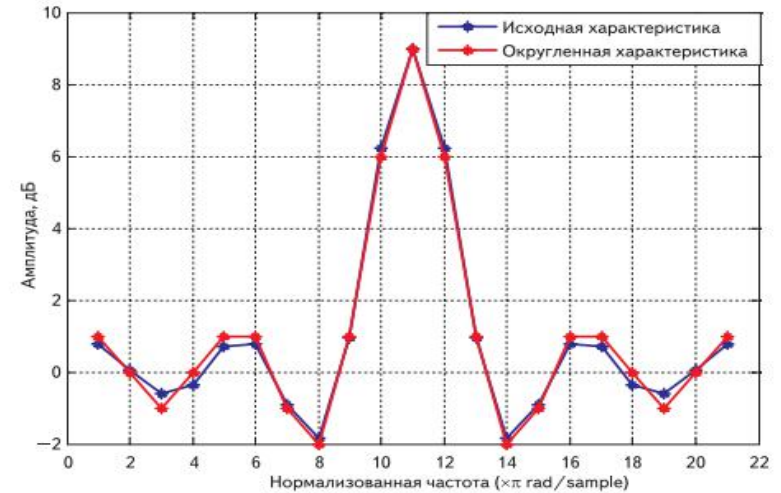


Розглянемо тепер приклад синтезу фільтра без множників за згенерованою характеристикою (другий спосіб).

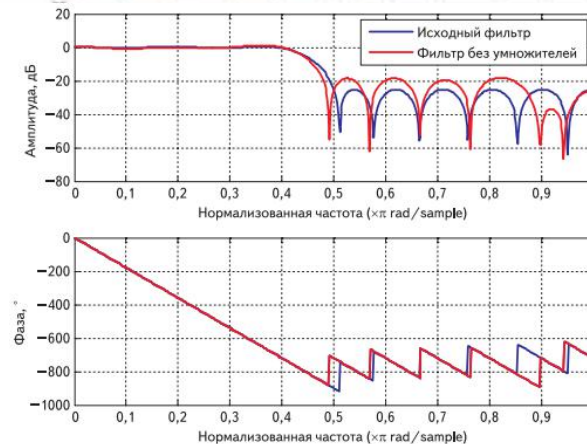
АЧХ вихідного фільтра:



Імпульсні характеристики: вихідна і
наближена



Частотні характеристики вихідного фільтра і наближеного:



Коефіцієнти майбутнього фільтра:

Номер коефіцієнта	20	19	18	17	16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Коефіцієнт	1	0	-1	0	1	1	-1	-2	1	6	9	6	1	-2	-1	1	1	0	-1	0	1
Гілка 1	1	0	-1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	-1	0	1
Гілка 2						1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
Гілка 3							-1	-2	-1	0	0	0	-1	-2	-1	0	0	0	0	0	0
Гілка 4									2	6	8	6	2	0	0	0	0	0	0	0	0

Запишемо передаточні функції для кожної гілки:

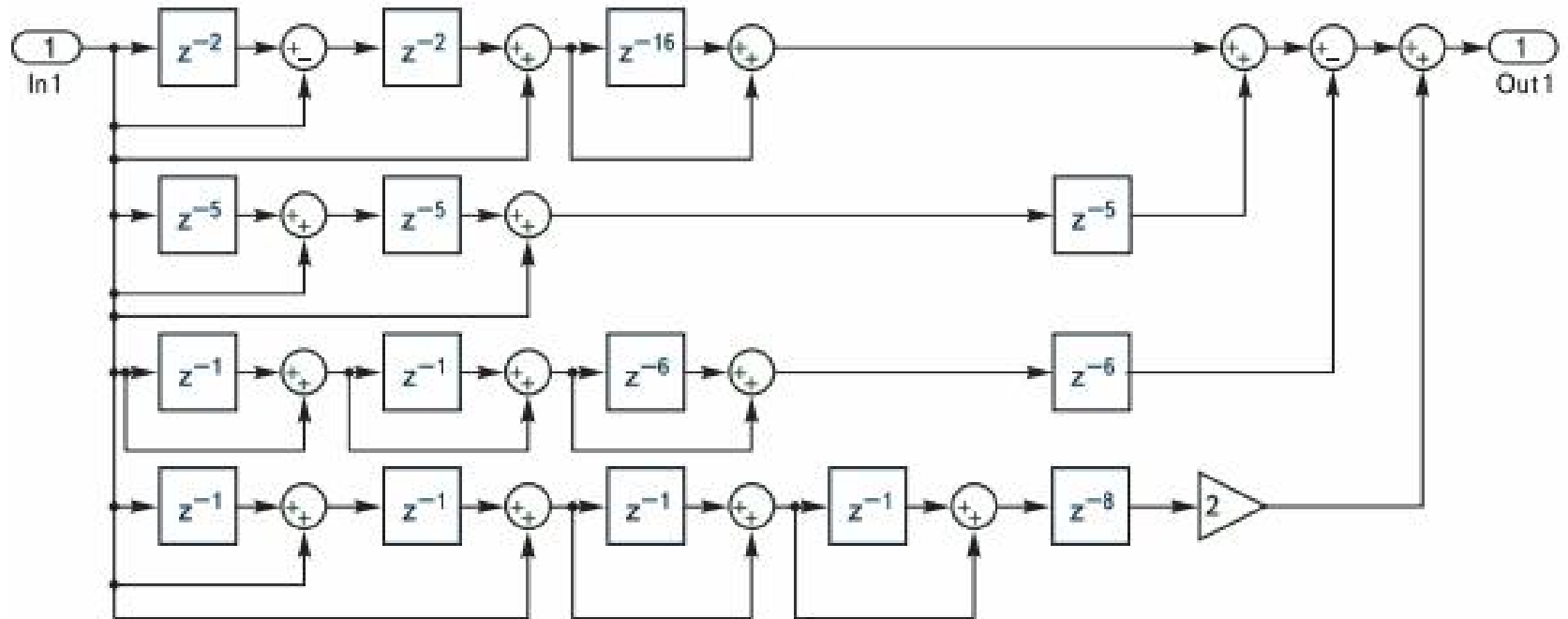
$$H_1(Z) = (Z^{-4} - Z^{-2} + Z^{-1}) \times (Z^{-16} + 1),$$

$$H_2(Z) = (Z^{-10} - Z^{-5} + 1)Z^{-5},$$

$$H_3(Z) = -(Z^{-1} + 1)^2 \times (Z^{-6} + 1)Z^{-6},$$

$$H_4(Z) = 2(Z^{-2} + Z^{-1} + 1) \times (Z^{-1} + 1)^2 Z^{-8}.$$

Структура фільтра в MATLAB Simulink:



Висновки

- **1.** Вдосконалено математичну модель цифрової фільтрації завад без операцій множення, яка відрізняється від існуючої тим, що вона враховує часові і апаратні затрати на виконання операцій множення під час процесу фільтрації, що дозволяє суттєво підвищити швидкодію фільтра на порядок і більше і заощадити на витратах на складні цифрові пристрої при апаратній реалізації;
- **2.** Покращено метод синтезу цифрових фільтрів без використання операцій множення на основі бажаної частотної характеристики, який відрізняється від існуючих тим, що він використовує з'єднання елементарних ланок фільтрів, що дає можливість реалізувати фільтр з будь-якою частотною характеристикою;
- **3.** Покращено метод синтезу цифрових фільтрів без використання операцій множення на основі апроксимації імпульсної характеристики згенерованого фільтра, який відрізняється від існуючих тим, що він використовує розклад імпульсної характеристики фільтра на суму поліномів, що дає можливість реалізувати фільтр з будь-якою імпульсною характеристикою;
- **4.** Проведено тестування математичної моделі фільтрів без множень, що показало доцільність застосування результатів роботи для підвищення ефективності технологій розпізнавання мови.