

## РАДІОТЕХНІКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ

УДК 621.391

DOI <https://doi.org/10.32838/2663-5941/2022.2/05>

**Артюхов В.Г.**

Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

**Бритов О.А.**

Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

**Гіоргізова-Гай В.Ш.**

Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

**Кірюша Б.А.**

Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

**Стіканов В.Ю.**

Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

## РОЗРАХУНОК І МОДЕЛЮВАННЯ НЕРЕКУРСИВНИХ ЦИФРОВИХ ФІЛЬТРІВ В АНАЛОГО-ЦИФРОВОМУ СХЕМОТЕХНІЧНОМУ СИМУЛЯТОРІ

У статті розглянута задача розрахунку коефіцієнтів цифрових фільтрів з імпульсною характеристикою скінченної тривалістю (СІХ фільтрів) в середовищі схемотехнічного симулятора. Аналіз методів розв'язання такої задачі, з одного боку, і можливостей популярного схемотехнічного симулятора Micro-Cap, з іншого, приводить до висновку про те, що придатним для реалізації методом є метод розкладання в ряд Фур'є, відомий також як метод вікон. Результатом застосування цього методу є розрахункові формули для відліків імпульсної характеристики шуканого фільтра, які легко реалізуються в середовищі схемотехнічного симулятора Micro-Cap. Ідея метода полягає в розкладанні заданої періодичної частотної характеристики в ряд Фур'є, коефіцієнти якого і є відліками імпульсної характеристики фільтра, що проектується. Для зменшення пульсацій амплітудно-частотної характеристики, обумовлених явищем Гіббса отримана імпульсна характеристика модифікується множенням на функцію вікна.

Наведено детальний опис процедури виведення розрахункових формул для чотирьох типів частотно-селективних фільтрів: фільтрів низьких частот, фільтрів високих частот, смугових та режекторних фільтрів. Бажані частотні характеристики для цих фільтрів задані у вигляді дійсних прямокутних дзеркально симетричних функцій частоти. Отримані розрахункові формули наведені в двох таблицях.

Додатково розглянуто розрахунок цифрових диференціаторів та перетворювачів Гільберта. Розрахункові формули зведені в ще дві таблиці.

Реалізація метода рядів Фур'є в середовищі симулятора Micro-Cap продемонстрована на двох прикладах розрахунку диференціатора і перетворювача Гільберта. Для оцінки результатів розрахунків виконано частотний аналіз. Наведено графіки амплітудно-частотних, фазо-частотних характеристик та характеристик групової затримки. Робота фільтрів в часовій області продемонстрована шляхом моделювання реакції диференціатора на імпульсний вхідний сигнал та перетворювача Гільберта на синусоїдальний вхідний сигнал. Наведено графіки вхідних і вихідних сигналів.

**Ключові слова:** проектування цифрових фільтрів, ряд Фур'є, частотні характеристики, скінченна імпульсна характеристика, цифровий диференціатор, перетворювач Гільберта, моделювання.

**Вступ.**

Гібридний аналого-цифровий симулятор Micro-Cap [1, с. 5] користується широкою популярністю серед інженерів-розробників електронних систем. Це пояснюється наявністю простого графічного інтерфейсу, поєданого з можливістю текстового опису гібридних схем на мові SPICE, великим обсягом бібліотек моделей та набором різноманітних інструментів аналізу і проектування. Важливим фактором популярності пакету є також те, що, починаючи з останньої, дванадцятої, версії, пакет розповсюджується безкоштовно, що робить його доступним для будь-кого з тих, хто займається розробкою електронних схем.

Сучасні електронні системи обробки сигналів все частіше реалізуються в цифровій формі. Важливою стає задача проектування цифрових фільтрів (ЦФ) по вимогам до амплітудно-частотної характеристики. Ряд пакетів для наукових і інженерних розрахунків надають засоби для розв'язання такої задачі. Часто це досить об'ємні або коштовні пакети. Тому корисною виявляється ідея розробки методів проектування ЦФ в рамках пакету схемо технічного стимулятора, що дозволить об'єднати в одному пакеті проектування і моделювання аналогових і цифрових систем.

Для реалізації такої ідеї необхідно вирішити дві задачі: обрати стимулятор, який надає можливості для реалізації методів проектування ЦФ, і обрати або розробити методи проектування, які можна реалізувати в середовищі обраного пакету.

В роботі [2] було показано, як цифрові фільтри з нескінченною імпульсною характеристикою (НІХ) можна ефективно проектувати та моделювати в програмі Micro-Cap, хоча вона не містить модулів проектування НІХ фільтрів. Інструменти, запропоновані Micro-Cap, дозволяють моделювати змішані аналогово-цифрові схеми. Усі етапи процедури проектування НІХ ЦФ від формулювання вимог до аналізу частотної характеристики та моделювання у часовій області можуть бути сформульовані та виконані в середовищі Micro-Cap з використанням вбудованих методів аналізу. Моделювання структур цифрових фільтрів полегшується з використанням механізму макросів.

НІХ фільтри популярні в цифровій обробці сигналів, але вони не покривають усіх потреб обробки сигналів. Основним обмеженням їх використання є їх істотна нелінійна фазова характеристика. Фільтри Бесселя, які призначені для наближення лінійної фазової характеристики,

забезпечують досить погану амплітудну характеристику і погано підходять для частотно-селективних використань.

Крім того, реалізація НІХ фільтрів, особливо з обмеженою довжиною слова, пов'язана з ризиком втрати стійкості, що призводить до виходу за межі розрядної сітки сигналу, тобто великих спотворень, або до коливань граничного циклу, які мають відносно низький рівень, але не відповідають характеру сигналу і спотворюють вихідний сигнал.

Лінійна фазова характеристика є критичною для багатьох застосувань в автоматичному управлінні, акустиці, обробці звуку та інших. І єдиний тип фільтрів, який забезпечує таку характеристику, – це СІХ фільтри.

Тому дуже бажано розширити функціональність Micro-Cap шляхом впровадження процедури проектування СІХ фільтрів у цьому середовищі.

**Виведення розрахункових формул.**

Різницеве рівняння КІХ-фільтрів пов'язує вихідний сигнал з вхідним і виглядає наступним чином:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i x(n-i)$$

де  $x(n-i)$  – вибірки вхідного сигналу в поточний та попередній моменти часу,  $y(n)$  – вихідний сигнал в поточний момент часу,  $A_i$  – коефіцієнти фільтра (константи),  $N$  – довжина фільтра.

Метою першого етапу проектування фільтра є обчислення коефіцієнтів  $A_i$  на основі бажаних параметрів амплітудної характеристики. Набір параметрів включає:

- гранична частота смуги пропускання  $f_p$  для фільтрів НЧ і ВЧ або дві граничні частоти  $f_{p1}$ ,  $f_{p2}$  для смуг пропускання смугового і режекторного фільтрів;

- гранична частота смуги затримки  $f_a$  для фільтрів НЧ і ВЧ або дві граничні частоти  $f_{a1}$ ,  $f_{a2}$  для смуг затримки смугових і режекторних фільтрів;

- пульсація АЧХ в смугзі (смугах) пропускання  $A_p$  в дБ;

- гарантоване придушення в смугзі (смугах) затримки  $A_a$  в дБ;

- частота дискретизації  $F_s$ .

Цей етап називають апроксимацією, тому що коефіцієнти фільтра обчислюються так, щоб АЧХ результуючого фільтра наближалась до заданої форми. Відхилення від заданої форми характеризується параметрами, переліченими вище.

В найбільш повному і математично суворому вигляді задача апроксимації вирішується мето-

дом рівнохвильової (мінімаксної) апроксимації за Чебишевим. Для обчислення коефіцієнтів апроксимації використовується відомий алгоритм Ремеза [3, с. 145]. Програмна реалізація такого алгоритму досить складна. Рішення шукається ітераційно. В деяких випадках алгоритм не збігається, тобто отримати рішення не вдається. По цим двом причинам для рішення нашої проблеми такий алгоритм не підходить.

Нам потрібен метод, який забезпечує обчислення коефіцієнтів по замкненим аналітичним формулам, бажано найпростішим. Таким методом може бути метод розкладання в ряд Фур'є [3, с. 103, 4, с. 5176 5, с. 175]. Використання цього методу обґрунтовується такими фактами:

1) частотна характеристика фільтра пов'язана за імпульсною характеристикою перетворенням Фур'є;

2) відліки імпульсної характеристики фільтра співпадають зі значеннями коефіцієнтів різницевого рівняння  $A_i$ ;

3) частотна характеристика цифрового фільтра є періодичною функцією частоти з періодом  $F_s$ , що дозволяє розкласти її в ряд Фур'є.

Коефіцієнти розкладання в ряд Фур'є бажаної частотної характеристики  $H_r(f)$  в загальному вигляді обчислюються за формулою:

$$C_i = \frac{1}{F_s} \int_{-\frac{F_s}{2}}^{\frac{F_s}{2}} H_r(f) e^{j2\pi i \frac{f}{F_s}} df \quad (1)$$

В якості бажаної функції для частотно-селективних фільтрів, як правило, використовується дійсна прямокутна функція. Оскільки для обчислення коефіцієнтів ряду достатньо визначити функцію лише на одному періоді від  $-F_s/2$  до  $F_s/2$ , цю функцію можна представити у вигляді:

$$H_r(f) = \begin{cases} 1, & -f_p \leq f \leq f_p \\ 0 & \text{для інших } f \end{cases} \quad \text{— для фільтрів НЧ;}$$

$$H_r(f) = \begin{cases} 1, & -\frac{F_s}{2} \leq f \leq -\frac{F_s}{2} + f_p \\ 1, & f_p \leq f \leq \frac{F_s}{2} \\ 0 & \text{для інших } f \end{cases} \quad \text{— для фільтрів ВЧ;}$$

$$H_r(f) = \begin{cases} 1, & -f_{p2} \leq f \leq -f_{p1} \\ 1, & f_{p1} \leq f \leq f_{p2} \\ 0 & \text{для інших } f \end{cases} \quad \text{— для смугових фільтрів}$$

$$H_r(f) = \begin{cases} 1, & -\frac{F_s}{2} \leq f \leq -\frac{F_s}{2} + f_{p2} \\ 1, & -f_{p1} \leq f \leq f_{p1} \\ 1, & f_{p2} \leq f \leq \frac{F_s}{2} \\ 0 & \text{для інших } f \end{cases} \quad \text{— для режек-$$

торних фільтрів

Для забезпечення лінійної фазо-частотної характеристики імпульсна характеристика має бути дзеркально симетричною відносно її середини. Завдяки цьому достатньо обчислити лише половину коефіцієнтів Фур'є.

З урахуванням дзеркальної симетрії частотно-селективних характеристик, наведених вище, формула для обчислення коефіцієнтів фільтра спрощується до

$$C_i = \frac{2}{F_s} \int_{-\frac{F_s}{2}}^{\frac{F_s}{2}} H_r(f) \cos\left(2\pi i \frac{f}{F_s}\right) df$$

Отримана імпульсна характеристика не може бути реалізована СІХ-фільтром через нескінченну довжину. Тому його необхідно обрізати, використовуючи деяке вікно зважування, щоб мінімізувати явища Гіббса [3-6]. Але цього недостатньо, тому що розрахована імпульсна характеристика симетрична відносно часу початку і не дорівнює нулю при негативних значеннях часу. Це означає, що такий фільтр не є причинним і не може бути реалізований. Для вирішення цієї проблеми імпульсна характеристика затримується в часі на довжину фільтра, поділену на 2. В результаті отриманий фільтр має точно лінійну фазову характеристику.

Отримані описаним способом формули для коефіцієнтів Фур'є частотно-селективних СІХ фільтрів наведені в таблицях 1 і 2.

Відносно фільтрів парної довжини слід зауважити, що такі фільтри насправді не можуть реалізувати характеристики типів ВЧ і РЖ [3, с. 95]. Хоча в таблиці 2 наведені формули для цих фільтрів, вони не є чисто ВЧ і РЖ фільтрами внаслідок наявності нуля на частоті Найквіста, який обумовлений властивостями АЧХ фільтрів парної довжини з дзеркальною симетрією імпульсної характеристики.

Імпульсна характеристика формується з коефіцієнтів Фур'є шляхом їх дзеркального відображення відносно першого коефіцієнта  $C_0$ . Цей процес можна описати наступними формулами:

— для фільтрів непарної довжини

$$h(i) = h(N-1-i) = C_{\frac{N-1}{2}-i}, \quad i = 0 \dots \frac{N-1}{2};$$

Таблиця 1

**Формули розрахунку коефіцієнтів Фур'є  
для частотно-селективних СІХ фільтрів непарної довжини**

Тип АЧХ	Формули
НЧ	$C_0 = 2 \frac{f_p}{F_s}; C_i = \frac{1}{\pi i} \sin\left(2\pi i \frac{f_p}{F_s}\right), i = 1 \dots (N-1)/2$
ВЧ	$C_0 = 1 - 2 \frac{f_p}{F_s}; C_i = -\frac{1}{\pi i} \sin\left(2\pi i \frac{f_p}{F_s}\right), i = 1 \dots (N-1)/2$
СМ	$C_0 = 2 \frac{f_{p2} - f_{p1}}{F_s}; C_i = \frac{1}{\pi i} \left[ \sin\left(2\pi i \frac{f_{p2}}{F_s}\right) - \sin\left(2\pi i \frac{f_{p1}}{F_s}\right) \right],$ $i = 1 \dots (N-1)/2$
РЖ	$C_0 = 1 - 2 \frac{f_{p2} - f_{p1}}{F_s};$ $C_i = -\frac{1}{\pi i} \left[ \sin\left(2\pi i \frac{f_{p2}}{F_s}\right) - \sin\left(2\pi i \frac{f_{p1}}{F_s}\right) \right],$ $i = 1 \dots (N-1)/2$

Таблиця 2

**Формули розрахунку коефіцієнтів Фур'є  
для частотно-селективних СІХ фільтрів парної довжини**

Тип АЧХ	Формули
НЧ	$C_i = \frac{1}{\pi\left(i + \frac{1}{2}\right)} \sin\left(2\pi\left(i + \frac{1}{2}\right) \frac{f_p}{F_s}\right) \quad i = 0 \dots N/2 - 1$
ВЧ	$C_i = \frac{1}{\pi\left(i + \frac{1}{2}\right)} \left[ \sin\left(\pi\left(i + \frac{1}{2}\right)\right) - \sin\left(2\pi\left(i + \frac{1}{2}\right) \frac{f_p}{F_s}\right) \right]$ $i = 0 \dots N/2 - 1$
СМ	$C_i = \frac{1}{\pi\left(i + \frac{1}{2}\right)} \left[ \sin\left(2\pi\left(i + \frac{1}{2}\right) \frac{f_{p2}}{F_s}\right) - \sin\left(2\pi\left(i + \frac{1}{2}\right) \frac{f_{p1}}{F_s}\right) \right]$ $i = 0 \dots N/2 - 1$
РЖ	$C_i = \frac{1}{\pi\left(i + \frac{1}{2}\right)i} \left[ \sin\left(\pi\left(i + \frac{1}{2}\right)\right) - \sin\left(2\pi\left(i + \frac{1}{2}\right) \frac{f_{p2}}{F_s}\right) + \sin\left(2\pi\left(i + \frac{1}{2}\right) \frac{f_{p1}}{F_s}\right) \right]$ $i = 0 \dots N/2 - 1$

– для фільтрів парної довжини

$$h(i) = h\left(\frac{N}{2} - 1 - i\right) = C_{\frac{N}{2} - i}, \quad i = 0 \dots \frac{N}{2} - 1.$$

Метод проектування СІХ фільтрів розкладанням в ряд Фур'є може бути також застосований

і до фільтрів, які не є частотно-селективними. Наприклад, це можуть бути цифрові диференціатори та перетворювачі Гільберта.

Цифровий диференціатор має лінійну АЧХ з фазовим зсувом  $\pi/2$  в смузі пропускання. Його

комплексна частотна характеристика і може бути описана уявною функцією:

$$H_r(f) = \begin{cases} j2f, & -f_p \leq f \leq f_p \\ 0 & \text{для інших } f \end{cases}$$

Комплексна частотна характеристика перетворювача Гільберта, який забезпечує фазовий зсув вхідного сигналу на  $\pi/2$  при незмінній амплітуді в заданій смузі частот, можна описати як:

$$H_r(f) = \begin{cases} j, & -f_{p2} \leq f \leq -f_{p1} \\ -j, & f_{p1} \leq f \leq f_{p2} \\ 0 & \text{для інших } f \end{cases}$$

Реалізація таких фільтрів можлива при центральній симетрії імпульсної характеристики відносно середини імпульсної характеристики. Імпульсна характеристика при цьому пов'язана з коефіцієнтами Фур'є, отриманими з (1) для невід'ємних  $i$ , співвідношеннями:

- для фільтрів непарної довжини  
 $-h(i) = h(N-1-i) = C_{\frac{N-1}{2}-i}, i = 0 \dots \frac{N-1}{2};$
- для фільтрів парної довжини  
 $-h(i) = h\left(\frac{N}{2}-1-i\right) = C_{\frac{N}{2}-1-i}, i = 0 \dots \frac{N}{2}-1.$

Отримані формули для коефіцієнтів Фур'є наведені в таблицях 3 і 4.

Як і у випадку частотно-селективних фільтрів, при необхідності нерівномірність АЧХ може бути згладжена за допомогою вікон [3, с. 106, 6]. Короткий опис деяких популярних вікон можна знайти в [7].

**Реалізація метода в середовищі Micro-Cap.**

Реалізацію розрахункових формул, наведених в попередньому розділі, розглянемо на прикладах.

Таблиця 3

**Формули розрахунку коефіцієнтів Фур'є для диференціаторів і перетворювачів Гільберта непарної довжини**

Тип частотної характеристики	Формули
Диференціатор	$C_0 = 0; C_i = \frac{1}{(\pi i)^2} \left( 2\pi i \frac{f_p}{F_s} \cos\left(2\pi i \frac{f_p}{F_s}\right) - \sin\left(2\pi i \frac{f_p}{F_s}\right) \right),$ $i = 1 \dots (N-1)/2$
Перетворювач Гільберта	$C_0 = 0; C_i = \frac{1}{\pi i} \left( \cos\left(2\pi i \frac{f_{p1}}{F_s}\right) - \cos\left(2\pi i \frac{f_{p2}}{F_s}\right) \right),$ $i = 1 \dots (N-1)/2$

Таблиця 4

**Формули розрахунку коефіцієнтів Фур'є для диференціаторів і перетворювачів Гільберта парної довжини**

Тип частотної характеристики	Формули
Диференціатор	$C_i = \frac{2\pi \left(i + \frac{1}{2}\right) \frac{f_p}{F_s} \cos\left(2\pi \left(i + \frac{1}{2}\right) \frac{f_p}{F_s}\right) - \sin\left(2\pi \left(i + \frac{1}{2}\right) \frac{f_p}{F_s}\right)}{\left(\pi \left(i + \frac{1}{2}\right)\right)^2}$ $i = 0 \dots N/2 - 1$
Перетворювач Гільберта	$C_i = \frac{\cos\left(2\pi \left(i + \frac{1}{2}\right) \frac{f_{p1}}{F_s}\right) - \cos\left(2\pi \left(i + \frac{1}{2}\right) \frac{f_{p2}}{F_s}\right)}{\pi \left(i + \frac{1}{2}\right)},$ $i = 0 \dots N/2 - 1$

**Приклад 1.**

Спроекувати цифровий диференціатор для обробки сигналів в області частот від 0 до 3000Гц при частоті дискретизації 8000 Гц, довжина фільтра N=31.

В Мікро-Сар розрахунки по формулам реалізуються директивою .define [1, с. 143].

Задаємо довжину фільтра:

```
.define N 31
```

В нашому прикладі для розрахунку коефіцієнтів Фур'є потрібно записати 16 директив з формулами Таблиці 3:

```
.define C0 0
.define C1 (sin(2*pi*1*fc/Fs)-2*pi*1*fc/
Fs*cos(2*pi*1*fc/Fs))/(pi*1)^2
.define C2 (sin(2*pi*2*fc/Fs)-2*pi*2*fc/
Fs*cos(2*pi*2*fc/Fs))/(pi*2)^2
...
.define C15 (sin(2*pi*15*fc/Fs)-2*pi*15*fc/
Fs*cos(2*pi*15*fc/Fs))/(pi*15)^2
```

Для зменшення пульсацій АЧХ використаємо вікно Хемінга [3, с. 107, 6, с. 149]:

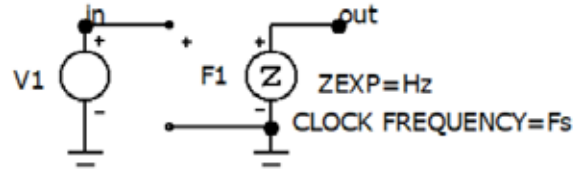
```
.define w0 1
.define w1 0.54+0.46*cos(2*pi*1/(N-1))
.define w2 0.54+0.46*cos(2*pi*2/(N-1))
...
.define w15 0.54+0.46*cos(2*pi*15/(N-1))
```

Нарешті, для коефіцієнтів різницевого рівняння формуємо наступні директиви:

```
.define A15 C0*w0
.define A16 C1*w1
.define A17 C2*w2
...
.define A30 C15*w15

.define A0 -A30
.define A1 -A29
.define A2 -A28
...
.define A14 -A16
```

Найпростіша модель цифрового фільтра являє собою кероване джерело з заданою передатною функцією [1, с. 218]. Схема для дослідження фільтра виглядає так:



Параметром джерела є передатна функція, яка для розрахованого фільтра задається наступним чином:

```
.define Hz A0+A1*z^-1+A2*z^-2+A3*z^-3+A4*z^-4+A5*z^-5+A6*z^-6+A7*z^-7+A8*z^-8+A9*z^-9+A10*z^-10+A11*z^-11+A12*z^-12+A13*z^-13+A14*z^-14+A15*z^-15+A16*z^-16+A17*z^-17+A18*z^-18+A19*z^-19+A20*z^-20+A21*z^-21+A22*z^-22+A23*z^-23+A24*z^-24+A25*z^-25+A26*z^-26+A27*z^-27+A28*z^-28+A29*z^-29+A30*z^-30
```

Для аналізу в частотній області джерело вхідного сигналу повинно бути налаштоване на генерацію синусоїдального сигналу. Тобто параметр джерела VALUE може бути заданий у вигляді [1, с. 199]:

```
DC 0 AC 1 0 Sin 0 1 1k 0 0 0
```

В результаті частотного аналізу отримуємо характеристики, наведені на рисунках 1 і 2.

Роботу фільтра продемонструємо на прикладі обробки імпульсного сигналу. Для цього джерело вхідного сигналу має бути переналаштоване відповідно до параметрів цього сигналу [1, с. 198]:

```
DC 0 PULSE 0 1 0.5ms 1ms 2ms 4ms 12ms
```

Гоафіки вхідного і вихідного сигналів наведені на Рисунку 3.

**Приклад 2.**

Спроекувати, побудувати і дослідити модель цифрового перетворювача Гільберта для обробки сигналів в діапазоні частот від fp1=1 КГц до fp2=3 КГц при частоті дискретизації Fs=8 КГц, довжина фільтра N=31.

Схема для реалізації перетворювача Гільберта буди відрізнятися від схеми диференціатора, розглянутого в першому прикладі, лише директивами обчислення коефіцієнтів Фур'є (Таблиця 3):

```
.define C0 0
.define C1 (cos(2*pi*1*fp1/Fs)-
cos(2*pi*1*fp2/Fs))/(pi*1)
.define C2 (cos(2*pi*2*fp1/Fs)-
cos(2*pi*2*fp2/Fs))/(pi*2)
```

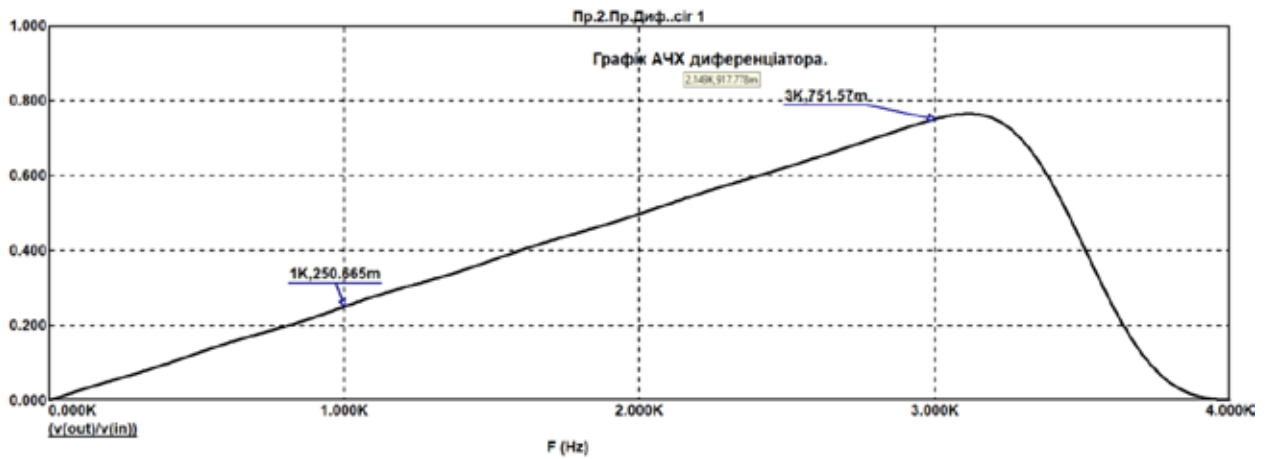


Рис. 1. Амплітудно-частотна характеристики диференціатора

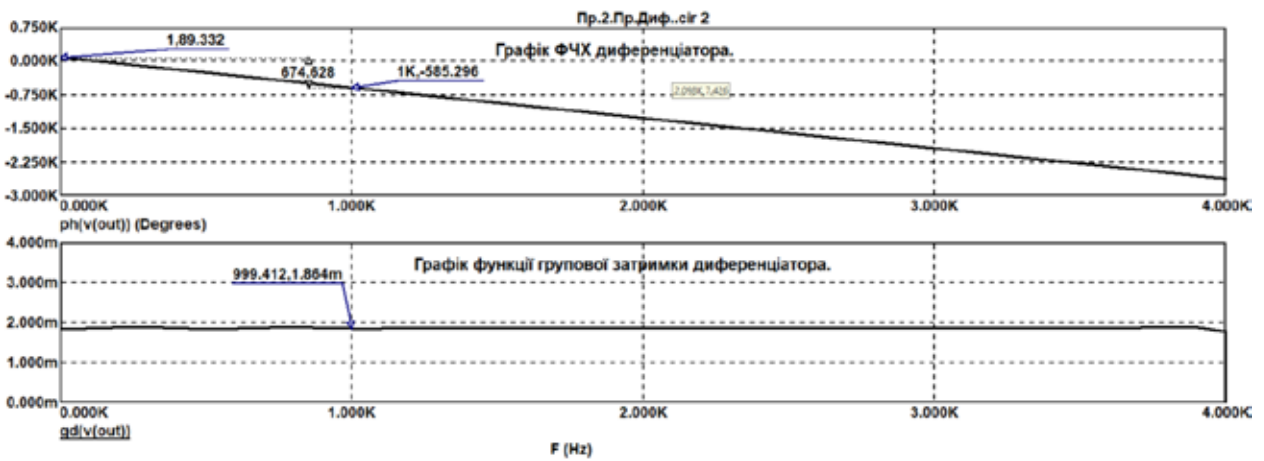


Рис. 2. Фазо-частотна характеристика (верхній графік) та характеристика групової затримки диференціатора

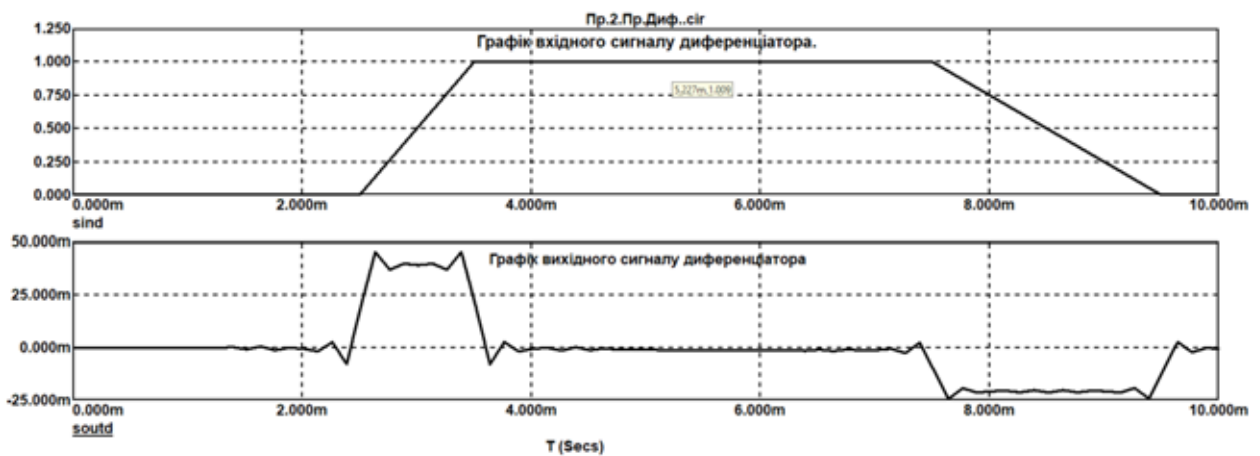


Рис. 3. Вхідний і вихідний сигнали диференціатора в часовій області

...  
 .define C15 (cos(2\*pi\*15\*fp1/Fs) -  
 cos(2\*pi\*15\*fp2/Fs))/(pi\*15)

Частотні характеристики розрахованого фільтру наведені на Рисунках 4 і 5.

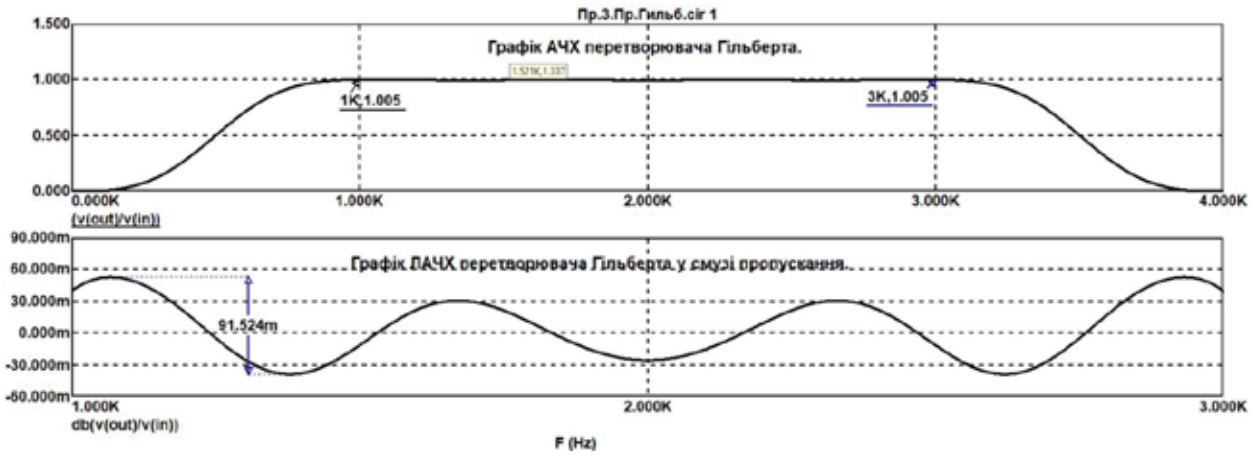


Рис. 4. Амплітудно-частотна характеристика перетворювача Гільберта (на верхньому графіку загальна, на нижньому в смузі пропускання в логарифмічному масштабі)

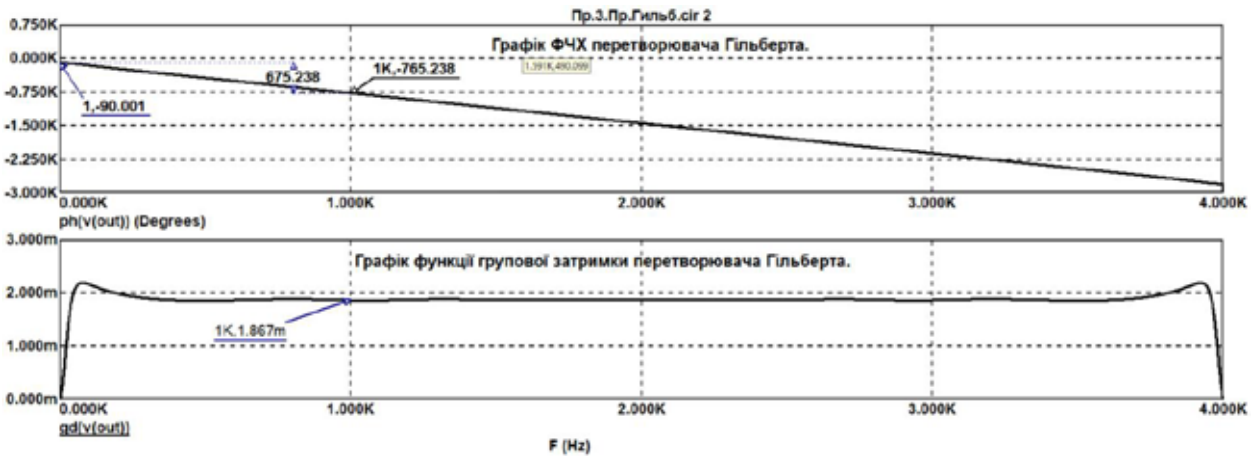


Рис. 5. Фазо-частотна характеристика і характеристика групової затримки перетворювача Гільберта

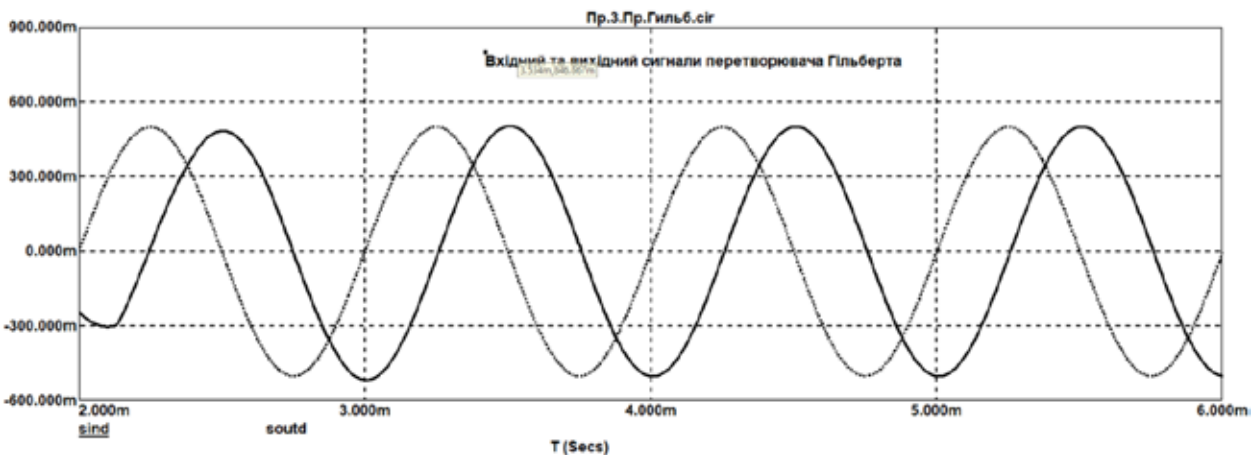


Рис. 6. Вхідний і вихідний сигнали перетворювача Гільберта

Моделювання в часовій області виконувалось при подаванні на вхід синусоїдального сигналу частотою 1 КГц. Графіки вхідного і вихідного сигналів перетворювача наведені на Рисунку 6. При

відображенні вихідного осигналу була скомпенсована групова затримка фільтра. Завдяки цьому ми можемо чітко бачити фазовий зсув сигналу на 90 градусів.



### Висновки.

Метод проектування СІХ фільтрів на основі рядів Фур'є надає проектувальникам аналого-цифрових систем можливість включити такі фільтри до переліку засобів, які надаються популярним безкоштовним схемотехнічним симулятором. Таким чином відпадає необхідність залучення до процесу проектування додаткових програм, деякі з яких можуть коштувати досить дорого.

Нажаль, цей метод не дає змоги обчислювати довжину фільтра, необхідну для реалізації заданих вимог до АЧХ. Тому звичайно для

отримання потрібного результату необхідно виконати кілька ітерацій зі зміною довжини фільтра або типу вікна. Оскільки мова йде про апаратну реалізацію, довжина фільтра в багатьох випадках диктується не стільки вимогами до АЧХ, скільки обмеженнями на об'єм апаратури і час обробки відліків сигналу. В таких системах довжина фільтра фіксована і не може змінюватись в процесі роботи, зміна характеристик фільтра виконується за рахунок перерахунку коефіцієнтів при незмінній довжині фільтра.

### Список літератури:

1. М.А. Амелина, С.А. Амелин. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9,10. Смоленск, Смоленский филиал НИУ МЭИ, 2012, 617 с.
2. V. Artuhov, O. Brytov, "Digital Filter Design by Micro-Cap Tools", IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), April 21-24, 2015, Kyiv, Ukraine, pp.310-313.
3. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применения цифровой обработки сигналов. М.:Мир, 1978, 848 с.
4. Alan V. Oppenheim, Ronald W. Shafer, Discrete-Time Signal Processing, 3rd ed. Pearson, 2010, 1055 p.
5. Richard.G. Lyons, Understanding Digital Signal Processing, 2nd ed. Pearson Education, Inc., 2004, 517 p.
6. К.М.М. Prabhu, Windows Functions and their Applications in Digital Signal Processing, CRC Press Taylor & Francis Group, 2014, 382 p.
7. V. Artuhov, O. Brytov, "FIR Filter Design by Micro-Cap Tools", 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO) Conference Proceedings, April 16-18, 2019, Kyiv, Ukraine, pp. 626-629.

### Artuhov V.G., Brytov O.A., Hiorhizova-Hai V.S., Kyriusha B.A., Stikanov V.J. CALCULATION AND SIMULATION OF NON-RECURSIVE DIGITAL FILTERS IN ANALOG-DIGITAL CIRCUIT SIMULATOR

*The article considers the problem of calculating the coefficients of digital filters with impulse response of finite duration (FIR filters) in the environment of a circuit simulator. An analysis of the methods for solving this problem, on the one hand, and the capabilities of the popular Micro-Cap circuit simulator, on the other, leads to the conclusion that the Fourier series method, also known as the window method, is a feasible method. The result of this method is the calculation formulas for the samples of the impulse response of the desired filter, which are easily implemented in the environment of the circuit simulator Micro-Cap. The idea of the method is to decompose a given periodic frequency response into a Fourier series, the coefficients of which are samples of the impulse response of the filter under consideration. To reduce the pulsations of the magnitude response caused by the Gibbs phenomenon, the obtained pulse response is modified by multiplying by a window function.*

*A detailed description of the procedure for deriving calculation formulas for four types of frequency-selective filters: low-pass filters, high-pass filters, band-pass and band-stop filters. The desired frequency characteristics for these filters are set in the form of real rectangular mirror-symmetric frequency functions. The obtained calculation formulas are given in two tables.*

*In addition, the calculation of digital differentiators and Hilbert converters is considered. The calculation formulas are summarized in two more tables.*

*The implementation of the Fourier series method in the environment of the Micro-Cap simulator is demonstrated in two examples of the calculation of the differentiator and the Hilbert converter. Frequency analysis was performed to evaluate the results of calculations. Graphs of magnitude, phase responses and group delay response are given. The operation of the filters in the time domain is demonstrated by simulating the response of the differentiator to the pulse input signal and the Hilbert converter to the sinusoidal input signal. Graphs of input and output signals are given.*

**Key words:** digital filter design, Fourier series, frequency response, finite impulse response, digital differentiator, Hilbert converter, simulation.