

УДК 620.179

МЕТОД КОНТРОЛЮ МЕТАЛЕВИХ ВКЛЮЧЕНЬ У СИРОВИНІ ДЛЯ ВИГОТОВЛЕННЯ КЕРАМІЧНИХ ВИРОБІВ

Л.М. Заміховський, І.Т. Левицький*

Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу, вул.Карпатська, 15,
м. Івано-Франківськ, 76019, тел. (0342) 72-71-70, e-mail: ktsu.nung@gmail.com

Розглянуто актуальну проблему контролю металевих включень у сировині для виготовлення керамічних виробів. Запропоновано метод контролю металевих включень на основі скануючого сигналу. Обґрунтовано застосування для обробки скануючого сигналу цифрових хвильових фільтрів. Наводяться результати дослідження обчислювальної точності схеми на основі цифрового хвильового фільтру з метою застосування в системі контролю металевих включень та дослідження пасивного RLC–кола другого порядку, яке виконує роль фільтра Чебишева. За порівняльну характеристику цифрового і аналогових фільтрів обрано перехідну характеристику фільтрів як реакцію на функцію Хевісайда. Встановлено, що похибка цифрового хвильового фільтру обернено пропорційна частоті дискретизації і зростає із збільшенням частоти зрізу фільтра.

Ключові слова: металеві включення, скануючий сигнал, цифровий хвильовий фільтр, RLC–коло другого порядку, функція Хевісайда, середнє квадратичне відхилення.

Рассмотрено актуальную проблему контроля металлических включений в сырье для изготовления керамических изделий. Предложен метод контроля металлических включений с использованием сканирующего сигнала. Обосновано применение цифровых волновых фильтров для обработки сканирующего сигнала. Представлены результаты исследования вычислительной точности схемы при использовании цифрового волнового фильтра с целью применения в системе контроля металлических включений и исследования пассивной RLC–цепи второго порядка, которая выполняет роль фильтра Чебышева. В качестве сравнительной характеристики цифровых и аналоговых фильтров выбрано переходную характеристику фильтров как реакцию на функцию Хевисайда. Выявлено, что погрешность цифрового волнового фильтра обратно пропорциональна частоте дискретизации и возрастает при увеличении частоты среза фильтра.

Ключевые слова: металлические включения, сканирующий сигнал, цифровой волновой фильтр, RLC–цепь второго порядка, функция Хевисайда, среднеквадратическое отклонение.

The ceramics producing raw metallic inclusion control actual problem has been considered. The metallic inclusions control method based on the scanning signal has been proposed. The digital wave filter application for the scanning signal processing has been justified. The scheme computational accuracy investigation results based on the digital wave filter has been presented to apply the results in the metallic inclusions control system and to investigate the second order passive RLC–circuit, which serves the Chebyshev filter. The transient response of the filter as the reaction on the Heaviside function has been chosen as the digital and analog comparative characteristics. It was found that the digital wave filter error is inversely proportional to the sampling frequency and increases with the filter cutoff frequency magnification.

Key words: metallic inclusions, scanning signal, digital wave filter, RLC–circuit, Heaviside function, standard deviation.

Проблема контролю металевих включень у сировині для виготовлення керамічних виробів (далі по тексті – сировини) вимагає як розробки нових, так і вдосконалення існуючих методів контролю металевих включень та розробки технічних засобів для їх реалізації.

Ризик попадання чужорідних металевих включень з'являється кожний раз, коли сировина чи продукт потрапляє від одної

операції до іншої. Подрібнювачі, сушильні камери, мішалки, подрібнювачі, дозатори та інше є потенційними джерелами металічних включень, які призводять до виходу з ладу технологічного обладнання [1].

У зв'язку з цим своєчасне виявлення в сировині металевих включень з метою запобігання можливим відмовам та аваріям технологічного обладнання є актуальною

задачею.

В [2] сформульовані вимоги до системи контролю металевих включень, запропонована система контролю, яка їх реалізує, та наводиться опис її основних функціональних вузлів. З метою подальшого її вдосконалення пропонується метод контролю металевих включень на основі скануючого сигналу.

Принцип дії методу проілюстровано на рис. 1 і рис. 2. Система складається із приймального і передавального блоків. Передавальний блок складається з п'яти котушок (рис.1), розміщених одна від одної на відстані 0,2 м. Тим самим забезпечується перекриття зони конвеєрної стрічки, ширина якої становить 0,8 м. Кожна із передавальних котушок генерує синусоїдальний сигнал певної фази, амплітуди і частоти.

В результаті сигнал системою передавальних котушок (напруженість магнітного поля) отримує форму "дзвону" із явно вираженим максимумом в одній точці (рис.2,а). Шляхом зміни амплітуди і фази кожного із сигналів передавальних котушок ми отримуємо можливість переміщати результуючий сигнал вздовж котушок, тим самим утворювати скануючий сигнал (рис.2,б). Так на рис. 2,а результуючий сигнал знаходиться в зоні котушки №3, а на рис. 2,б результуючий сигнал знаходиться в зоні котушки №4. Крім цього, результуючий сигнал має можливість займати будь-яке положення між котушками. В результаті скануючий результуючий сигнал демонструє свій рух, тим самим створюється ефект сканування конвеєрної стрічки на наявність металевих включень. При цьому контроль за наявністю металевих включень в сировині проводить система приймальних котушок (рис.1).

Перевагою даного методу є, перш за все, відсутність рухомих механічних частин, висока швидкість сканування, висока точність і, що не менш важливо, це можливість визначення геометрії і місця знаходження металевих включень.

На рис. 3 зображено функціональну схему системи, яка складається з п'яти приймально-передавальних блоків, що виконують роль датчиків системи. До складу функціональної схеми системи також входить мікроконтролер, який виконує роль пристрою обробки і генерування сигналів, АЦП (в залежності від необхідної точності він може бути вбудованим у мікроконтролер, або бути окремим елементом) для вводу аналогових сигналів у мікроконтролер, органи управління та пристрої відображення інформації.

Кожний приймально-передавальний блок складається з приймальної і передавальної котушок, підсилювача потужності, приймального підсилювача, схеми компенсації, синхронного детектора і нелінійного підсилювача.

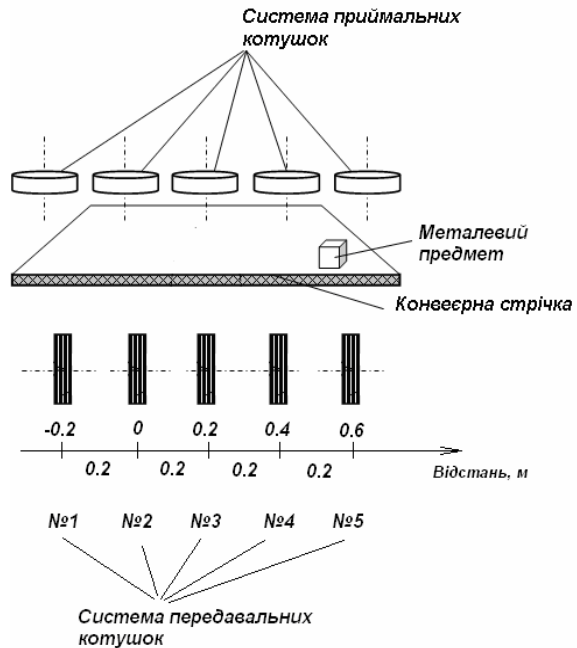
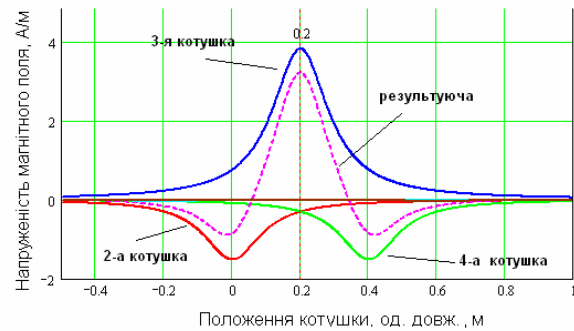
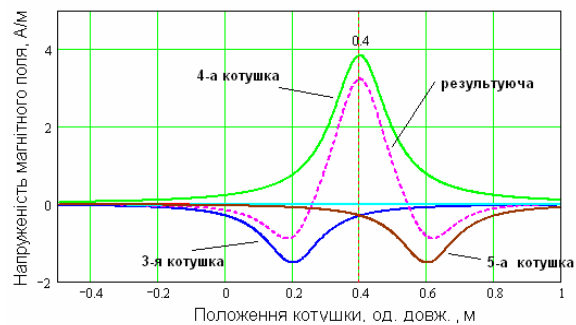


Рисунок 1 – Схема розміщення елементів системи



а)



б)

а – результуючий сигнал в зоні котушки №3;
б – в зоні котушки №4

Рисунок 2 – Графік залежності напруженості магнітного поля від положення котушок на конвеєрній стрічці

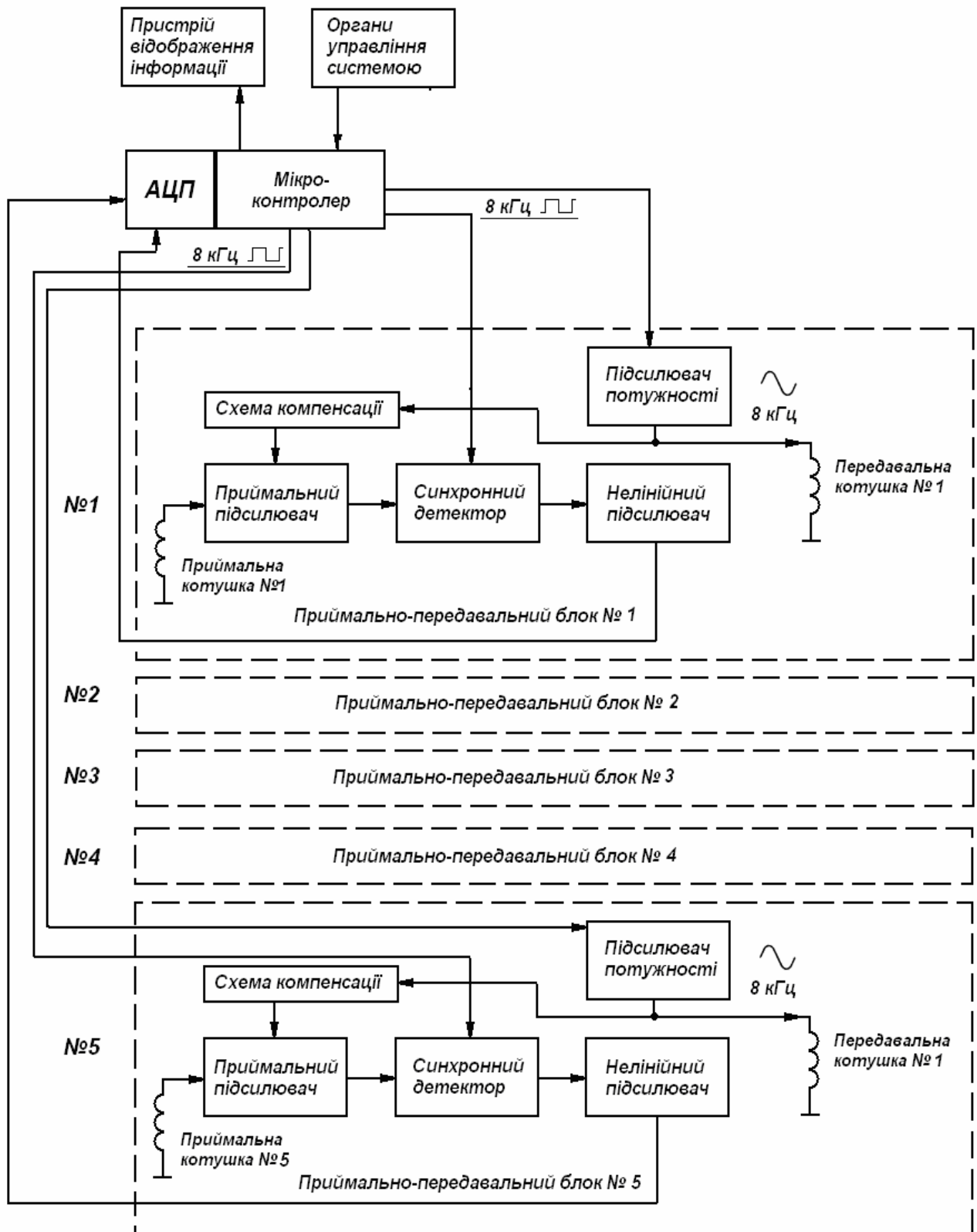


Рисунок 3 – Функціональна схема системи контролю металевих включень у сировині

Сигнал із виходу мікроконтролера подається на підсилювач потужності навантаження, для якого є коливний контур із випромінюючою котушкою. По своєму типу підсилювач є перетворювачем "напруга–струм", що дозволяє запобігти перевантаженням вихідного каскаду в момент зміни полярності вхідного прямокутного сигналу підсилювача.

Приймальний підсилювач підсилює сигнал, що поступає від приймальної котушки. Для усунення впливу паразитного сигналу призначена схема компенсації. Синхронний детектор перетворює змінний вхідний сигнал у постійний. Важливою особливістю синхронного детектора є можливість виділення корисного сигналу на фоні шумів і завад, що значно перевищують корисний сигнал по амплітуді. Опорний сигнал синхронного детектора, який поступає від мікроконтролера, зсунутий по фазі відносного основного сигналу на 90° . Для звуження динамічного діапазону у схемі використовується нелінійний підсилювач, вихідний сигнал з якого поступає на АЦП.

З метою обробки вхідних сигналів було вирішено застосувати цифрові фільтри. Апаратна реалізація таких фільтрів – тривіальна, натомість програмна – має свої особливості, які на сьогодні залишаються не достатньо дослідженими. На відміну від аналогової апаратної обробки даних, цифрова обробка сигналів дозволяє забезпечити часову та температурну стабільність, а також повторюваність результатів. Існує декілька основних підходів в цифровій обробці даних. В першу чергу, це використання алгоритмів швидкого перетворення Фур'є (ШПФ), які дозволяють багатократно прискорити процес обробки сигналів. При цьому бібліотеки ШПФ для досягнення максимальної швидкодії повинні бути апаратно-залежні, тобто оптимізовані під конкретний тип процесора. Такі бібліотеки відомі для процесорів Intel та AMD. Використання теорії z -перетворення дозволяє будувати цифрові фільтри за відомими алгоритмами і забезпечувати значну швидкість цифрової обробки сигналів [3]. Іншим можливим методом обробки сигналів є цифрова реалізація аналогових вузлів.

Вона може здійснюватись на основі складання систем диференціальних рівнянь і їх розв'язку за допомогою відомих ітераційних числових методів, що забезпечують високу точність розв'язку, однак в деяких випадках вони не гарантують збіжність розрахункового процесу.

Одним із способів побудови цифрових фільтрів є реалізація моделі цифрових хвильових фільтрів (ЦХФ), перевагами яких є можливість прямої реалізації пасивних електронних кіл. Крім того, такі фільтри створюються

шаблонним способом з типових елементів – тобто послідовних та паралельних адаптерів, цифрових еквівалентів RLC тощо [3,4,5,6]. Оскільки кількість ітерацій при розрахунку фільтрованого сигналу для одного елемента хвильового фільтра не перевищує 2, то суттєвим недоліком такого фільтра є його доволі низька точність, яка може бути підвищеною за рахунок підвищення його робочої частоти дискретизації. В той же час підвищення робочої частоти дискретизації приводить до зростання обчислювального навантаження на процесор. Тому визначення похибки фільтрації методом хвильових фільтрів є важливим завданням для досліджень.

Для вирішення цього завдання було досліджене пасивне LRC -коло другого порядку, яке виконує роль фільтра Чебишева (рис. 4) [7].

Таке коло можна розрахувати аналітично і одержати точний розв'язок вихідного сигналу. За вихідний сигнал може слугувати реакція кола на функцію Хевісайда – його перехідна характеристика. Точний розрахунок може бути здійснений за формулами: передавальна функція фільтра низької частоти другого порядку:

$$A(p) = \frac{1}{1 + \omega RCp + \omega^2 LCp^2}; \quad (1)$$

частота зрізу ω :

$$\omega = \frac{1}{LC}. \quad (2)$$

Тоді в результаті підстановки формули (2) у формулу (1) і прирівнявши знаменник до нуля, обчислюємо дискримінант квадратного рівняння D :

$$D = \frac{R^2}{L^2} - \frac{4}{LC}; \quad (3)$$

табличні коефіцієнти типового розрахунку аналогового фільтра

$$a = \frac{-R}{L} - \frac{\sqrt{D}}{2}, \quad b = \frac{-R}{L} + \frac{\sqrt{D}}{2}, \quad (4)$$

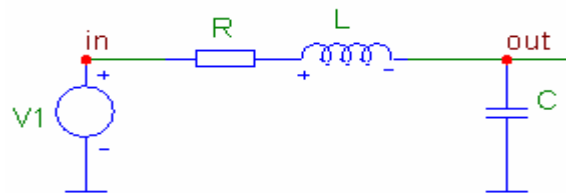


Рисунок 4 – Електрична схема фільтра низької частоти другого порядку

де R, L, C – значення опору, індуктивності та ємності, відповідно.

Тоді перехідна характеристика $h(t)$ може бути розрахована наступним чином:

$$h(t) = \frac{\left(\frac{1}{ab} + \frac{e^{at}}{a(a-b)} + \frac{e^{bt}}{b(b-a)} \right)}{LC} k, \quad (5)$$

де k – додатково введений коефіцієнт, призначений для нормування перехідної характеристики в обчислювальному полі типового програмного забезпечення; t – час.

В термінах ЦХФ наведена вище аналогова схема може бути представлена так (рис.5):

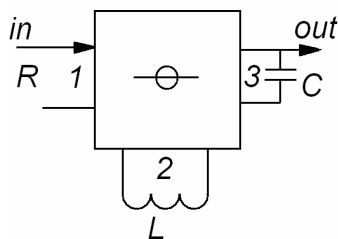


Рисунок 5 – Аналогова схема другого порядку в позначеннях цифрових хвильових фільтрів

При побудові даного кола використаний послідовний адаптер без вільних відбивань. Як резистор R використаний власний хвильовий опір адаптера.

З використанням бібліотеки [6] можна сформулювати клас фільтра Чебишева, який буде виглядати так:

```
class Chebyshev
{
public:
    Chebyshev(){};
    cSerAdapt S1;
    cCap C;
    cInd L;
    cRes R;
    void init(double r, double c, double l)
    {
        C.init(c);
        L.init(l);
        R.Rp=r;
        S1.initAdapt(R.Rp,L.Rp,C.Rp);
    }
    double process(double in)
    {
        S1.do_b123(in,-L.state,C.state);
        L.state = S1.b2;
        C.state = S1.b3;
    }
};
```

Виходячи із способу представлення даних в звукових редакторах, де типовий діапазон

складає ± 32767 в більшості форматів, введемо множник $k=15000$ для формули (5).

Перехідна характеристика для фільтра низької частоти з характеристикою Чебишева з частотою зрізу 100Гц для частоти дискретизації 44100Гц, одержана з використанням формул (3)÷(5), виглядає наступним чином (рис. 6).

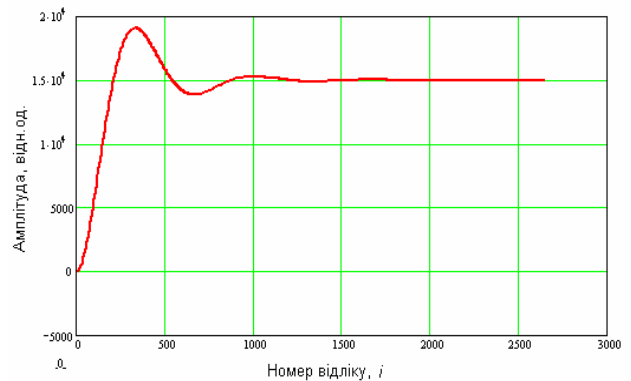


Рисунок 6 – Одержана перехідна характеристика фільтра

Оскільки залежність, одержана з використанням ЦХФ моделі, візуально повністю співпадає з залежністю, представленою рис.6, введемо різницевий графік для цих залежностей (рис. 7).

З рис. 7 видно, що максимальне відхилення складає -46 відн. од., що становить 0,3% від максимального амплітудного значення 15000.

Середнє квадратичне відхилення (СКВ) для сигналу, представленого на рис. 7, $S_d=11,553$.

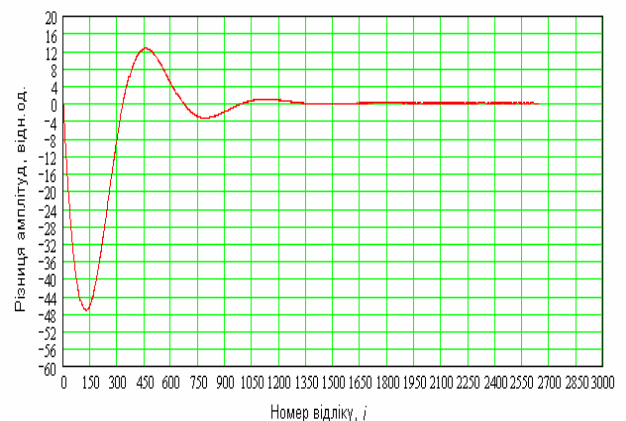


Рисунок 7 – Залежність різниці амплітуд між цифровим хвильовим фільтром та моделлю фільтра

Для визначення характеру поведінки різницевого сигналу від частоти зрізу фільтра та від частоти дискретизації системи в загальному було проведено ще 14 дослідів, аналогічних до вищеприведеного. Всі результати наведені в табл.1.

Таблиця 1 – Залежність СКВ різницевого сигналу від частоти зрізу фільтра та частоти дискретизації

Частота дискретизації, f_s [кГц]	Частота зрізу фільтра, F [Гц]			
		10^2	10^3	10^4
44,1	11.553	112.998	344.615	
88,2	5.7844	57.1870	194.443	
176,4	2.8939	28.7769	103.338	
352,8	1.4475	14.4355	53.2210	
705,6	0.7242	7.22867	26.9978	

Залежність СКВ для фільтрів, що налаштовані на частоти 10^2 , 10^3 , 10^4 Гц від частоти дискретизації наведена на рис. 8.

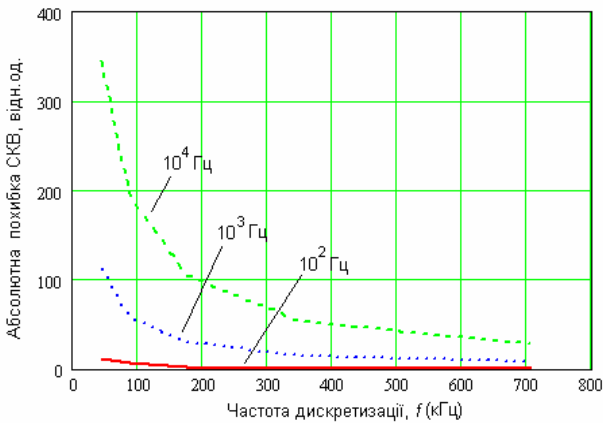


Рисунок 8 – Графіки залежності СКВ для фільтрів 10^2 , 10^3 , 10^4 Гц від частоти дискретизації (f)

За допомогою інтерполяції даних кубічним сплайном по двох координатах можна встановити загальну поведінку похибки фільтраційних схем, що реалізують апроксимацію Чебишева.

В тривимірному просторі результати такої апроксимації мають наступний вигляд (рис.9).

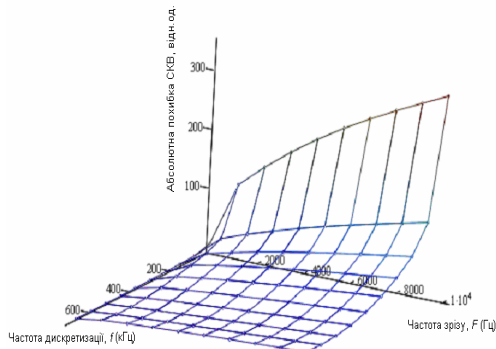


Рисунок 9 – Залежність СКВ для фільтрів Чебишева від частоти дискретизації (f) та частоти зрізу фільтра (F)

ВИСНОВКИ

З викладеного вище можна зробити наступні висновки: похибка цифрового фільтра обернено пропорційна частоті дискретизації і збільшується із збільшенням частоти зрізу фільтра. Так як у системі металопошуку пропонується використання низькочастотного сигналу із високою частотою дискретизації, похибка фільтра становить 0,3% від максимального амплітудного значення, що виправдовує його застосування з метою обробки сигналів.

В подальших дослідженнях необхідно визначити оптимальне число приймально-передавальних котушок для забезпечення необхідної точності, визначити параметри приймально-передавальних котушок (діаметр, кількість витків, струм), встановити оптимальну відстань між приймальним і передавальним блоком.

1. Левицький І.Т. Сучасний стан контролю складу сировини (глини) для керамічної промисловості / І.Т. Левицький // «Наукові вісті» Інституту менеджменту та економіки «Галицька академія» №1(12) – 2007. – С. 101–104. 2. Заміховський Л.М. Розробка структури і формування вимог до системи пошуку металевих включень у сировині для виготовлення керамічних виробів / Л.М. Заміховський, І.Т. Левицький // Науковий вісник. № 1(17) – Івано-Франківськ: Галицька академія, – 2010. – С.38–42. 3. Antoniou A. Digital Signal Processing. / A. Antoniou // Signals, Systems and Filters. McGraw-Hill, 2006. –991 pp. 4. Fettweis A. Wave digital filters: theory and practice / A. Fettweis // Proc. IEEE, vol. 74, no. 2, – Feb. 1986 – PP.270–327. 5. Ровінський В.А. Особливості реалізації нелінійних опорів в системах цифрової обробки сигналів / В.А. Ровінський, О.В. Євчук, Ю.Й. Стрілецький // – Методи та прилади контролю якості. – 2011. – №27. – С. 91–95. 6. Ровінський В.А. Використання цифрових хвильових фільтрів у задачах технічної вібродіагностики / В.А. Ровінський, О.В. Євчук, Ю.Й. Стрілецький // – Метрологія та прилади. – 2011. – №6(32). – С.67–70. 7. Титце У. – Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с.нем. / У. Титце, К. Шенк // – М.: Мир, 1982. – 512с.

Поступила в редакцію 12.11.2012р.

Рекомендував до друку докт. техн. наук, проф. Горбійчук М. І.