

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ОДЕСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Кваліфікаційна наукова робота на правах рукопису

УХІНА ГАННА ВОЛОДИМИРІВНА

УДК 004.005

ДИСЕРТАЦІЯ
МОДЕЛІ ТА МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЧАСТОТНО-
ЗАЛЕЖНИХ КОМПОНЕНТ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ

Спеціальність: 123 – «Комп'ютерна інженерія»

Галузь знань: 12 – «Інформаційні технології»

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії (PhD)

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело.



Ухіна Г.В.

Науковий керівник: **Ситніков Валерій Степанович**, доктор технічних наук,
професор

АНОТАЦІЯ

Ухіна Г.В. Моделі та методи підвищення ефективності частотно-залежних компонент комп'ютерних систем. - Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 123 – Комп'ютерна інженерія. – Одеський національний політехнічний університет, Одеса, 2020.

У **вступі** розглядаються системи, в яких виникає задача використання компонент комп'ютерних систем, які можуть комплексно або роздільно перебудовувати свої характеристики програмно-апаратними засобами в залежності від умов функціонування для підвищення ефективності системи. Наприклад, в безпілотних літальних апаратах (БПЛА) є системи визначення безпечної висоти при посадці, а у наземних платформ - пристрої визначення відстані до перешкоди. Також у двигунів внутрішнього згоряння сучасних автомобілів такі компоненти використовуються для визначення детонації у двигуні.

Однак, в розглянутих комп'ютерних системах, які функціонують в реальному часі, існуючі підходи мають обмеження по часу перебудови і не є оперативними, що має вплив на ефективність системи. Тому, має місце протиріччя між ефективністю компонентів системи при перебудові та оперативністю його реалізації.

Основною причиною виникнення зазначеного протиріччя є використання складних методів перебудови з великими обчислювальними витратами. В дисертаційній роботі пропонується новий підхід до розв'язання цього протиріччя за рахунок побудови нових моделей та методу перебудови зі зменшеними обчислювальними витратами.

Тому завдання побудови компонент комп'ютерних систем, які можуть комплексно або роздільно перебудовувати свої характеристики програмно-

апаратними засобами в залежності від умов функціонування є актуальною. Також для підвищення ефективності частотно-залежних компонент (ЧЗК) необхідно розробити методи перебудови, оцінки стійкості та тривалості перехідного процесу зі зменшеними обчислювальними витратами.

Ефективність компонент комп'ютерних систем визначається як зменшення обчислювальних витрат (ОВ) при перебудові у зв'язку з тим, що подібні системи працюють в реальному часі при обмежених обчислювальних ресурсах і обмеженому енергоживленні.

У **першому розділі** розглядаються існуючі моделі ЧЗК, методи їх перебудови, методи оцінки стійкості та тривалості перехідного процесу. Підраховуються обчислювальні витрати на їх реалізацію. Виявлено, що:

1. Методи, алгоритми і процедури прямих методів перебудови, при частотному перетворенні виявляються значно складними для обчислення в реальному часі.

2. При застосуванні перетворення частоти сигналу є необхідність усунення непотрібної копії спектра, а також фільтрації так званого дзеркального каналу, а це додаткові апаратні або програмні витрати. Для усунення перерахованих частот можна використовувати керований ФНЧ або ФВЧ з октавною зміною частоти зрізу, що, однак, вимагає додаткових обчислювальних витрат.

3. На реалізацію розглянутих методів необхідна велика кількість операцій, а отже вони мають великі обчислювальні витрати, що ускладнює їх використання у системах реального часу.

Виходячи з цього виникає необхідність розробки методу перебудови частотно-залежних компонент комп'ютерних систем зі зменшеними обчислювальними витратами, що дає можливість підвищити ефективність ЧЗК.

У другому розділі проведено аналіз передавальних функцій і частотних характеристик ЧЗК першого і другого порядків Баттерворта, Чебишева, Чебишева інверсного і еліптичного, який показав, що:

1. Амплітудно-частотні і фазочастотні характеристики ФНЧ і ФВЧ першого порядку різних типів мають приблизно однакові характеристики. Істотні зміни в характеристиках проявляються в другому порядку.

2. Амплітудно-частотні і фазочастотні характеристики СФ і РФ першого порядку, які описуються передавальними функціями другого порядку різних типів, мають приблизно однакові характеристики. Істотні зміни в характеристиках проявляються в другому порядку при описі передавальної функції четвертого порядку.

3. Для передавальних функцій першого порядку ФНЧ і ФВЧ характерна рівність коефіцієнтів чисельника $|a_0| = |a_1|$, але для ФНЧ $a_0 = a_1$, а для ФВЧ $a_0 = -a_1$.

4. Для передавальних функцій другого порядку ФНЧ та ФВЧ коефіцієнти чисельника дорівнюють один одному $a_0 = a_2$, а коефіцієнт a_1 може приймати різні значення.

5. Така ж картина виявляється для СФ і РФ першого порядку, коли коефіцієнти чисельника рівні $a_0 = a_2$, коефіцієнт a_1 для СФ дорівнює нулю $a_1 = 0$, а для РФ має різні значення $a_1 \geq 0$.

В результаті аналізу передавальних функцій і частотних характеристик ЧЗК першого і другого порядків складені конкретні математичні моделі компонент, які враховують особливості їх частотних характеристик, що дозволяє структурувати їх передавальні функції. Таке уявлення математичних моделей дозволяє перейти до розрахунку коефіцієнтів передавальної функції при заданій частоті зрізу або смузі частот зі зменшеними обчислювальними витратами.

Таким чином, виконано друге завдання дисертаційного дослідження, розроблення нових математичних моделей ЧЗК першого і другого порядків, які відображають частотні характеристики компонент.

Можна сформулювати перший пункт наукової новизни:

Вперше побудовані математичні моделі частотно-залежних компонент, які, на відміну від існуючих, враховують особливості їх частотних характеристик, що дозволяє запропонувати методи перебудови зі зменшеними обчислювальними витратами на підставі знаходження коефіцієнтів передавальних функцій по заданих частотах зрізу.

У **третьому розділі** отримані розрахункові формули коефіцієнтів передавальних функцій, на основі нових математичних моделей. Це дозволяє вказати, що побудова каналів обробки і фільтрації сигналів в комп'ютерній системі доцільно будувати на основі поєднання ЧЗК низького порядку для кращої перебудови і керованості цих компонент. В цьому випадку можна різко зменшити обчислювальні витрати для перерахунку коефіцієнтів компонент та перебудовувати всі компоненти одночасно або по частинах.

Якщо порівняти розрахункові формули для ФНЧ і ФВЧ, то рекомендується СФ і РФ побудувати за рахунок послідовного з'єднання цих ФНЧ і ФВЧ. У цьому випадку деякі коефіцієнти підходять і до ФНЧ, і до ФВЧ, що дозволяє в умовах реального часу зменшити обчислювальні витрати для знаходження нових коефіцієнтів.

- Для ФНЧ

$$\begin{cases} b_2 = \frac{\sqrt{2} - \sin \bar{\omega}_c}{\sqrt{2} + \sin \bar{\omega}_c}, \\ b_1 = -(1 + b_2) \cos(\bar{\omega}_c), \\ a_0 = \frac{(1 + b_2)}{2} \sin^2 \frac{\bar{\omega}_c}{2}, \\ a_1 = 2a_0, \\ a_2 = a_0. \end{cases}$$

- Для ФВЧ

$$\begin{cases} b_2 = \frac{\sqrt{2} - \sin \bar{\omega}_c}{\sqrt{2} + \sin \bar{\omega}_c}, \\ b_1 = -(1 + b_2) \cos \left(\frac{\bar{\omega}_c}{2} \right), \\ a_0 = \frac{(1 + b_2)}{2} \cos^2 \frac{\bar{\omega}_c}{2}, \\ a_1 = -2a_0, \\ a_2 = a_0. \end{cases}$$

Проведено дослідження ФЧХ компонент, яке показало, що є залежність частоти зрізу від рівня коливальності c компоненти. Складність цих залежностей призвело до необхідності функціональної апроксимації з технічною похибкою, що задовольняє при реалізації

$$\varphi = -\pi thx = -\pi \left[\frac{x \left[(1 + 0.1666x^2) + 0.008x^4 (1 + 0.0241x^2) \right]}{(1 + 0.5x^2) + 0.0417x^4 (1 + 0.0335x^2)} \right]$$

В результаті проведених розрахунків ЧЗК низького порядку отримані формули розрахунку коефіцієнтів передавальних функцій зі зменшеними обчислювальними витратами за рахунок перетворення «констант» або додаткової величини.

Наприклад, рівняння для знаходження коефіцієнту займенника передавальної функції ФНЧ першого порядку має вигляд

$$b = - \left\{ 1 - \frac{2c^2 \sin^2 \left(\frac{\bar{\omega}_c}{2} \right)}{c^2 - \cos^2 \left(\frac{\bar{\omega}_c}{2} \right)} \left(1 - \frac{\cos \left(\frac{\bar{\omega}_c}{2} \right)}{\sin \left(\frac{\bar{\omega}_c}{2} \right)} \sqrt{\frac{1 - c^2}{c^2}} \right) \right\},$$

а після введення додаткової величини $\xi = 2 \arccos(c)$, $0 < c < 1$ можна записати

$$b = \frac{\sin \left(\frac{\bar{\omega}_c - \xi}{2} \right)}{\sin \left(\frac{\bar{\omega}_c + \xi}{2} \right)}.$$

Рівняння для знаходження коефіцієнтів передавальної функції ФНЧ другого порядку типу Чебишева мають вигляд

$$\begin{cases} b_2 = \frac{2\sqrt{1+\phi^2} + (1 + \cos(\overline{\omega_c})) - \phi \sin(\overline{\omega_c})}{2\sqrt{1+\phi^2} + (1 + \cos(\overline{\omega_c})) + \phi \sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 = -\left[(1+b_2) \cos(\overline{\omega_c}) + \frac{(1-b_2)}{\phi} \sin(\overline{\omega_c}) \right], \\ a_0 = \frac{cp}{4} \left[(1+b_2) (1 - \cos(\overline{\omega_c})) - \frac{(1-b_2)}{\phi} \sin(\overline{\omega_c}) \right], \\ a_1 = 2a_0, \\ a_2 = a_0. \end{cases}$$

Доцільно $\phi, \frac{1}{\phi}, 2\sqrt{1+\phi^2}$ та cp віднести до констант, їх заздалегідь (на етапі проектування і реалізації) розрахувати і записати в пам'ять. Якщо для цих величин ввести нові позначення

$$A = \phi, B = \frac{1}{\phi}, D = 2\sqrt{1+\phi^2}, E = \frac{cp}{4},$$

то ці рівняння приймуть вигляд

$$\begin{cases} b_2 = \frac{D + (1 + \cos(\overline{\omega_c})) - A \sin(\overline{\omega_c})}{D + (1 + \cos(\overline{\omega_c})) + A \sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 = -\left[(1+b_2) \cos(\overline{\omega_c}) + B(1-b_2) \sin(\overline{\omega_c}) \right], \\ a_0 = E \left[(1+b_2) (1 - \cos(\overline{\omega_c})) - B(1-b_2) \sin(\overline{\omega_c}) \right] = E \left[(1+b_2) + b_1 \right], \\ a_1 = 2a_0, \\ a_2 = a_0. \end{cases}$$

Таким чином, виконано третє завдання дисертаційного дослідження, розроблення методу перебудови зі зменшеними обчислювальними витратами.

Можна сформулювати другий пункт наукової новизни:

Розроблено метод перебудови зі зменшеними обчислювальними витратами за рахунок перетворення «констант» або додаткової величини, що дозволило

отримати аналітичні вирази для коефіцієнтів передавальних функцій компонент.

У четвертому розділі проведено аналіз стійкості, розрядності подання коефіцієнтів і перехідного процесу при перебудові ЧЗК. Дослідження показало, що при проектуванні подібних ЧЗК необхідно враховувати ці показники в залежності від діапазону перебудови і типу ЧЗК.

Дослідження стійкості для оцінки меж зміни коефіцієнтів ЧЗК вище другого порядку показало, що необхідно на основі формули

$$C_n^m = \frac{n!}{m!(n-m)!}$$

визначити граничні значення коефіцієнтів характеристичного рівняння і помножити їх на коригувальні коефіцієнти, які визначаються в дисертаційному дослідженні. Отримані значення - це межі стійкості компоненти при зміні коефіцієнтів знаменника. Це значно полегшує оцінку стійкості при перебудові коефіцієнтів передавальної функції компоненти.

Дослідження зміни розрядності подання коефіцієнтів знаменника ЧЗК другого порядку показало, що можливий вихід за межі стійкості, це обумовлює необхідність перевірки стійкості ЧЗК при заданій розрядності подання коефіцієнтів і заданому діапазоні перебудови коефіцієнтів.

При дослідженні перехідних процесів при перебудові ЧЗК отримані співвідношення, які дозволяють оцінити верхню межу перехідного процесу в залежності від відносної частоти зрізу і порядку ЧЗК.

$$N = \frac{a}{2} \cdot \frac{1 + \sqrt{b_2}}{1 - \sqrt{b_2}} + b,$$

де a і b - дійсні числа ($1 < a < 3$; $2 < b < 4$), β - модуль комплексного кореня або модуль дійсного кореня, $0 < \beta < 1$.

У результаті проведених досліджень на стійкість ЧЗК вище другого порядку отримані співвідношення, що дозволяють з мінімальними обчислювальними витратами оцінити стійкість ЧЗК при перебудові.

Таким чином, виконане четверте завдання дисертаційного дослідження, розроблення методу оцінки стійкості зі зменшеними обчислювальними витратами.

Можна сформулювати третій пункт наукової новизни:

Одержало подальший розвиток метод оцінки стійкості зі зменшеними обчислювальними витратами для ЧЗК вище другого порядку на підставі методу Джурі за рахунок складання рівнянь з парних і непарних ступенів характеристичного рівняння передавальної функції, а також коефіцієнтів, які коригують межі трикутника стійкості, що дозволило скоротити час оцінки стійкості.

В результаті проведених досліджень перехідного процесу при перебудові ЧЗК оцінена верхня межа перехідного процесу.

Таким чином, виконана п'ята задача дисертаційного дослідження, розроблення методу оцінки тривалості перехідного процесу при перебудові зі зменшеними обчислювальними витратами.

Можна сформулювати четвертий пункт наукової новизни:

Одержало подальший розвиток метод оцінки тривалості перехідного процесу зі зменшеними обчислювальними витратами для ЧЗК низького порядку за рахунок використання коефіцієнтів передавальної функції при перебудові, що дозволяє спростити процедуру оцінки тривалості перехідного процесу.

У **п'ятому розділі** проведена оцінка ОВ отриманих результатів. Порахована кількість операцій для реалізації перебудови компоненти, оцінки стійкості та тривалості перехідного процесу, отримані результати порівняні з існуючими

методами. Для оцінки було обрано IntelQuark X1000 400 МГц, результати показані в табл.1.

Обчислювальні витрати оцінки стійкості удосконаленого методу на 43% менше ніж за методом Джурі, а удосконаленого методу оцінки тривалості перехідного процесу - на 28%.

Отримані результати перевірені експериментально з використанням Intel NUC. Виходячи з отриманих результатів впливає, що вдосконалений метод на 27% ефективніший для ФНЧ і ФВЧ першого порядку, на 29% - для ФНЧ і ФВЧ другого порядку і на 13% - для СФ і РФ.

Таким чином, мета дисертаційного дослідження досягнута і виконано шосте завдання, проведення експериментального дослідження розроблених методів для оцінки обчислювальних витрат.

Таблиця 1. Обчислювальні витрати (ОВ)

Метод	ЧЗК	Порядок	Тип	ОВ
Заміна змінної	ФНЧ/ФВЧ	перший		75
		другий		140
	СФ/РФ	перший		140
Удосконалений	ФНЧ/ФВЧ	перший		65
		другий	Баттерворта	69
			Чебишева	93
			Чебишева ін.	96
			еліптичний	96
	СФ/РФ	перший		114/125

Ключові слова: перебудова частотно-залежного компонента, стійкість системи, коефіцієнти передавальної функції, частотні характеристики, частота зрізу, рівень пульсації, перехідний процес, обчислювальні витрати.

ABSTRACT

Ukhina H.V. Models and methods to increase the frequency-dependent components efficiency of computer systems. - Qualifying scientific work on the manuscript.

Thesis for the PhD degree in specialty 123 – Computer Engineering. – Odesa National Polytechnic University, Odesa, 2020.

The **introduction** considers systems in which there is a problem of using computer systems components that can comprehensively or separately restructure their characteristics by software and hardware depending on the operating conditions to improve system efficiency. For example, unmanned aerial vehicles (UAVs) have systems for determining safe landing heights, and ground platforms have devices for determining the distance to an obstacle. Also in the internal combustion engines of modern cars, such components are used to determine the detonation in the engine.

However, in the considered computer systems, which operate in real time, the existing approaches have time constraints, which has an impact on system efficiency.

Therefore, the task of computer systems components building that can comprehensively or separately restructure their characteristics by software and hardware, depending on the operating conditions is relevant. Also, to increase the frequency-dependent components (FDC) efficiency, it is necessary to develop methods for tuning, assessing the stability and duration of the transition process with reduced computational costs.

The computer system components efficiency is defined as the reduction of computing costs in the restructuring due to the fact that such systems operate in real time with limited computing resources and limited power.

The **first section** considers the existing FDC models, their restructuring methods, assessing the stability and duration of the transition process methods. The computational costs for their implementation are calculated. It was found that:

1. Methods, algorithms and direct methods procedures of tuning, frequency conversion are much more difficult to calculate in real time.

2. When applying signal frequency conversion, there is a need to eliminate unnecessary copy of the spectrum, as well as filtering the so-called mirror channel, and this is an additional hardware or software cost. To eliminate these frequencies, you can use a controlled LP or HP with an octave change in the cutoff frequency, which, however, requires additional computational costs.

3. The implementation of these methods requires a large number of operations, and therefore they have high computational costs, which complicates their use in real-time systems.

Based on this, there is a need to develop the restructuring the frequency-dependent components method with reduced computing costs, which makes it possible to increase the FDC efficiency.

In the **second section** the transfer functions and FDC frequency characteristics of the Butterworth, Chebyshev, Chebyshev inverse and elliptical first and second orders analysis is carried out. The analysis is showed that:

1. The amplitude-frequency and phase responses of different types first-order LP and HP have approximately the same characteristics. Significant changes in characteristics are manifested in the second order.

2. The amplitude-frequency and phase responses of different types first order BP and SP, which are described by the second order transfer functions, have approximately the same characteristics. Significant changes in the characteristics are manifested in the second order when describing the fourth order transfer function.

3. For the LP and HP first-order transfer functions, the numerator coefficients are equal $|a_0| = |a_1|$, but for LP is $a_0 = a_1$ and for HP is $a_0 = -a_1$.

4. For the LP and HP second-order transfer functions, the numerator coefficients are equal $a_0 = a_2$, and the coefficient a_1 can take different values.

5. The same picture is found for the BP and SP first order, when the numerator coefficients are equal $a_0 = a_2$, the coefficient a_1 for BP is zero $a_1 = 0$, and for SP has different values $a_1 \gtrless 0$.

As a result, the components specific mathematical models were obtained, which take into account the peculiarities of their frequency characteristics, which allows to structure their transfer functions.

Thus, the thesis research second task, the developing of new first- and second-order FDC mathematical models, which reflect the components frequency characteristics, is completed.

We can formulate the first point of scientific novelty:

For the first time the frequency-dependent components mathematical models are constructed, which, in contrast to the existing ones, take into account the peculiarities of their frequency characteristics, which allows to offer tuning methods with reduced computational costs based on finding the transfer function coefficients at given cutoff frequencies.

In the **third section**, the transfer functions coefficients calculation formulas are obtained, based on new mathematical models. This allows us to indicate that the channels construction for processing and filtering signals in a computer system should be built on the combination of low-order FDC for better components adjustment and controllability. In this case, you can dramatically reduce the computational cost to recalculate the components coefficients and rebuild all the components simultaneously or in parts.

If we compare the calculation formulas for LP and HP, it is recommended to build BP and SP by sequential connection of these LP and HP. In this case, some coefficients are suitable for both LP and HP, which allows in real time to reduce the computational costs to find new coefficients.

- LP

$$\begin{cases} b_2 = \frac{\sqrt{2} - \sin \bar{\omega}_c}{\sqrt{2} + \sin \bar{\omega}_c}, \\ b_1 = -(1 + b_2) \cos\left(\frac{\bar{\omega}_c}{2}\right), \\ a_0 = \frac{(1 + b_2)}{2} \sin^2 \frac{\bar{\omega}_c}{2}, \\ a_1 = 2a_0, \\ a_2 = a_0. \end{cases}$$

- HP

$$\begin{cases} b_2 = \frac{\sqrt{2} - \sin \bar{\omega}_c}{\sqrt{2} + \sin \bar{\omega}_c}, \\ b_1 = -(1 + b_2) \cos\left(\frac{\bar{\omega}_c}{2}\right), \\ a_0 = \frac{(1 + b_2)}{2} \cos^2 \frac{\bar{\omega}_c}{2}, \\ a_1 = -2a_0, \\ a_2 = a_0. \end{cases}$$

The components phase response study showed that there is the cutoff frequency dependence on the level of component oscillation. The dependencies complexity has led to the need for functional approximation with a technical error that satisfies the implementation

$$\varphi = -\pi \text{th}x = -\pi \left[\frac{x \left[(1 + 0.1666x^2) + 0.008x^4(1 + 0.0241x^2) \right]}{(1 + 0.5x^2) + 0.0417x^4(1 + 0.0335x^2)} \right]$$

As a result, the formulas for calculating the transfer functions coefficients with reduced computational costs due to the "constants" conversion or an additional value are obtained.

For example, the equation for finding the coefficient of the LP first-order transfer function pronoun has the form

$$b = - \left\{ 1 - \frac{2c^2 \sin^2\left(\frac{\bar{\omega}_c}{2}\right)}{c^2 - \cos^2\left(\frac{\bar{\omega}_c}{2}\right)} \left(1 - \frac{\cos\left(\frac{\bar{\omega}_c}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\bar{\omega}_c}{2}\right)} \sqrt{\frac{1 - c^2}{c^2}} \right) \right\},$$

and after the additional value introduction $\xi = 2 \arccos(c)$, $0 < c < 1$ we can write

$$b = \frac{\sin\left(\frac{\bar{\omega}_c - \xi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\bar{\omega}_c + \xi}{2}\right)}.$$

The equations for finding the Chebyshev type LP second-order transfer function coefficients have the form

$$\begin{cases} b_2 = \frac{2\sqrt{1+\phi^2} + (1 + \cos(\bar{\omega}_c)) - \phi \sin(\bar{\omega}_c)}{2\sqrt{1+\phi^2} + (1 + \cos(\bar{\omega}_c)) + \phi \sin(\bar{\omega}_c)}, \\ b_1 = -\left[(1 + b_2)\cos(\bar{\omega}_c) + \frac{(1 - b_2)}{\phi} \sin(\bar{\omega}_c)\right], \\ a_0 = \frac{cp}{4} \left[(1 + b_2)(1 - \cos(\bar{\omega}_c)) - \frac{(1 - b_2)}{\phi} \sin(\bar{\omega}_c)\right], \\ a_1 = 2a_0, \\ a_2 = a_0. \end{cases}$$

It is advisable the values $\phi, \frac{1}{\phi}, 2\sqrt{1+\phi^2}$ and cp refer to constants, calculate them in advance (at the design and implementation stage) and write them down in memory. If you enter new notations for these values

$$A = \phi, B = \frac{1}{\phi}, D = 2\sqrt{1+\phi^2}, E = \frac{cp}{4},$$

then these equations will take the form

$$\begin{cases} b_2 = \frac{D + (1 + \cos(\bar{\omega}_c)) - A \sin(\bar{\omega}_c)}{D + (1 + \cos(\bar{\omega}_c)) + A \sin(\bar{\omega}_c)}, \\ b_1 = -\left[(1 + b_2)\cos(\bar{\omega}_c) + B(1 - b_2)\sin(\bar{\omega}_c)\right], \\ a_0 = E \left[(1 + b_2)(1 - \cos(\bar{\omega}_c)) - B(1 - b_2)\sin(\bar{\omega}_c)\right] = E \left[(1 + b_2) + b_1\right], \\ a_1 = 2a_0, \\ a_2 = a_0. \end{cases}$$

Thus, the thesis research third task, the development of the restructuring with reduced computational costs method is completed.

We can formulate the second point of scientific novelty:

The adjustment method with reduced computational costs due to the "constants" conversion or an additional value was developed, which allowed to obtain analytical expressions for the transfer functions coefficients.

The **fourth section** analyzes the stability, coefficients bit representation and the transition process during the FDC restructuring. The study showed that when designing such FDCs, it is necessary to take into account these indicators depending on the adjustment range and the FDC type.

The stability study to estimate the change limits in the FDC coefficients above the second order showed that it is necessary on the basis of

$$C_n^m = \frac{n!}{m!(n-m)!}$$

to determine the characteristic equation coefficients limit values and multiply them by the correction factors that are determined in the thesis research. The obtained values are the limits of the components stability when the denominator coefficients change. This greatly facilitates the stability assessment when adjusting the transfer function coefficients.

The study of the second order denominator coefficients change in the bit representation showed that it is possible to go beyond stability, this necessitates checking the FDC stability at a given coefficients bit representation and a given coefficients range.

In the FDC transients during the restructuring study relations are obtained that allow us to estimate the transient process upper limit depending on the relative cutoff frequency and the FDC order.

$$N = \frac{a}{2} \cdot \frac{1 + \sqrt{b_2}}{1 - \sqrt{b_2}} + b,$$

where a and b are real numbers ($1 < a < 3; 2 < b < 4$), β is complex root module or real root module, $0 < \beta < 1$.

As a result, the conducted researches on above the second order FDC stability the relations allowing to estimate FDC stability at adjustment with the minimum computing expenses are received.

Thus, the thesis research performed fourth task, development of a method for assessing stability with reduced computational costs is completed.

We can formulate the third point of scientific novelty:

The stability estimation with reduced computational costs method for FDC above the second order was further developed on the Jury method basis by compiling equations from even and odd degrees of the transfer function characteristic equation, as well as coefficients that adjust the stability triangle, which reduced stability estimation time.

As a result, the transient process during the FDC restructuring research, the transient process upper limit was estimated.

Thus, the thesis research fifth task, the development of the transient process estimation method at reorganization with the reduced computing expenses is executed.

We can formulate the fourth point of scientific novelty:

The estimating the transition process duration with reduced computational costs method for low-order FDC due to the use of the transfer function coefficients during the restructuring has been further developed, which simplifies the procedure for estimating the transition process duration.

In the **fifth section**, the obtained results evaluation is evaluated. The operations number for the component restructuring implementation, the stability assessment and the transition process duration, the results are compared with existing methods. IntelQuark X1000 400 MHz was selected for evaluation; the results are shown in table 1.

The estimating stability improved method computational cost is 43% less than the Jury method, and the advanced method of estimating the transition process duration is 28% less.

Table 1. Computational costs (CC)

Method	FDC	Order	Type	CC
Variable replacement	LP/HP	first		75
		second		140
	BP/SP	first		140
Improved method	LP/HP	first		65
		second	Butterworth	69
			Chebyshev	93
			Chebyshev	96
			inv.	
			elliptic	96
	BP/SP	first		114/125

The obtained results were tested experimentally using Intel NUC. Based on the obtained results, it follows that the improved method is 27% more effective for first-order LP and HP, 29% - for second –order LP and HP and 13% - for BP and SP.

Thus, the thesis research purpose is achieved and the sixth task is performed, conducting an experimental study of the developed methods for estimating computational costs.

Keywords: the frequency-dependent component restructuring, system stability, transmission function coefficients, frequency characteristics, cutoff frequency, ripple level, transient process, computational costs.

Список публікацій здобувача

Наукові праці, в яких опубліковано основні наукові результати дисертації

1. Ухина А.В., Ситников Т.В., Ситников В.С. Введение и применение

динамической составляющей датчиков в специализированной компьютерной системе. *Журнал “Автоматизация технологических и бизнес - процессов” (АТБП), ОНАПТ.* Т. 7, Вып. 1. 2015. С. 52-54. Видання входить до міжнародних наукометричних баз Directory of Open Access Journals, Scilit, EBSCOhost, Ulrich's Periodicals Directory, ROAD, Dimensions, ResearchBib, WorldCat, Бібліометрика української науки, Bielefeld Academic Search Engine, Google Scholar, CrossRef, Национальная библиотека Украины имени Вернадского, URAN.

2. Ухина А.В., Яценко Т.П., Ситников В.С. Аппроксимация в задаче управления характеристикой цифрового фильтра для специализированной компьютерной системы. *Журнал “Автоматизация технологических и бизнес - процессов” (АТБП), ОНАПТ.* Т. 8, Вып. 1. 2016. С. 42-50. Видання входить до міжнародних наукометричних баз Directory of Open Access Journals, Scilit, EBSCOhost, Ulrich's Periodicals Directory, ROAD, Dimensions, ResearchBib, WorldCat, Бібліометрика української науки, Bielefeld Academic Search Engine, Google Scholar, CrossRef, Национальная библиотека Украины имени Вернадского, URAN.

3. Ухина А.В., Биленко А.А., Ситников В.С. Повышение эффективности программно-технических комплексов в АСУ ТП АЭС. *Журнал «Ядерная и радиационная безопасность».* Вып. 3. 2016. С. 70-76. Видання входить до міжнародних наукометричних баз Google Scholar, **Scopus**, International Nuclear Information System (INIS), Національна бібліотека України імені В. І. Вернадського.

4. Ухина А.В., Яценко Т.П., Ситников В.С. Линеаризация в задаче управления характеристикой цифрового фильтра для специализированной компьютерной системы. *Журнал «Автоматизация технологических и бизнес-процессов».* Т.8, Вып. 4. 2016. С. 8-10. Видання входить до міжнародних наукометричних баз Directory of Open Access Journals, Scilit, EBSCOhost,

Ulrich's Periodicals Directory, ROAD, Dimensions, ResearchBib, WorldCat, Бібліометрика української науки, Bielefeld Academic Search Engine, Google Scholar, CrossRef, Национальная библиотека Украины имени Вернадского, URAN.

5. Ukhina H., Sytnikov V. Express-analysis of stability of fourth order frequency-dependent rearrangeable components. *International Conference on Electronics and Information Technology, EIT 2016 - Conference Proceedings (Ukraine)*. 2016. P. 84-86. Видання входить до міжнародних наукометричних баз **Scopus, IEEE Xplore**.

6. Ухина А. Анализ передаточных функций цифровых частотно-зависимых компонент низкого порядка. *Журнал "Автоматизация технологических и бизнес - процессов" (АТБП), ОНАПТ*. Т. 9, Вып. 2. 2017. С. 12-20. Видання входить до міжнародних наукометричних баз Directory of Open Access Journals, Scilit, EBSCOhost, Ulrich's Periodicals Directory, ROAD, Dimensions, ResearchBib, WorldCat, Бібліометрика української науки, Bielefeld Academic Search Engine, Google Scholar, CrossRef, Национальная библиотека Украины имени Вернадского, URAN.

7. Ukhina H.V., Bilenko A.A., Sytnikov V.S. Adjustable components in automated control systems of NPP technological processes. *Вісник Черкаського державного технологічного університету*. №3. 2018. С. 8 -14. Видання входить до міжнародних наукометричних баз Academic Recource Index, ResearchBib, BASE, Crossref, Citefactor, Index Copernicus, Ulrich's Periodicals Directory, WorldCat, Наукова періодика України.

8. Ukhina H., Sytnikov V. Transient process at low-order frequency dependent digital components. *Журнал «Радиоэлектроника, информатика, управление», Запорожье*. Вып. 3. 2018. С. 40-47. Видання входить до міжнародних наукометричних баз **Web of Science (WoS)**.

9. H. Ukhina, V. Sytnikov., K. Puts. Stability evaluation based on the sustainability triangle application for transfer functions above 2nd order. *Журнал «Сучасні інформаційні системи», Харків.* Т.2, №4. 2018. С. 49-54. *Видання входить до міжнародних наукометричних баз Google Scholar Національна бібліотека України імені В. І. Вернадського.*

10. Ухина А.В., Теплечук А.М., Кірьязов Ю.Ф., Ситников В.С. Управление смуговим частотно-залежним компонентом інформаційно-управляючою системою для усунення детонації двигуна внутрішнього згорання. *Информационные управляющие системы и технологии. Проблемы и решения: монография / авт. кол.: В. Вамянин, Г. Востров, В. Вычужанин и др.; под науч. ред. проф. В. Вычужанина. Одесса: Экология. 2019. С. 137-142.*

Опубліковані праці апробаційного характеру

11. Ukhina H., Sytnikov V., Streltsov O., Stupen P., Yakovlev D. Transfer Function Coefficients Influence on the Processing Path Bandpass Frequency-Dependent Components' Amplitude-Frequency Characteristics Properties at the NPP TP ACS. *Conference Proceedings of 2019 10th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies, DESSERT 2019 (United Kingdom).* 2019. С. 293-196. *Видання входить до міжнародних наукометричних баз Scopus, IEEE Xplore.*

12. Ukhina H., Sytnikov V., Streltsov O., Stupen P., Yakovlev D. Specialized computer systems digital bandpass frequency-dependent components rearrangement. *Proceedings of the 2019 10th IEEE International Conference on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications, IDAACS 2019 (France).* 2019. P. 168-171. *Видання входить до міжнародних наукометричних баз Scopus, DBLP.*

13. Ukhina H., Sytnikov V., Streltsov O., Stupen P., Yakovlev D. Stability evaluation based on the sustainability triangle application for transfer functions above 2nd order. *ACM International Conference Proceeding Series (China).* 2019.

P.113-117. *Видання входить до міжнародних наукометричних баз Scopus, Ei Compendex.*

14. Ukhina H., Sytnikov V., Stupen P., Strelcov O., Yakovleva I. Signal Processing in the Restructuring of a Computer System Bandpass Frequency-Dependent Component to Eliminate the Internal Combustion Engine Detonation. *IEEE International Conference on Advanced Trends in Information Theory, ATIT 2019 – Proceedings. No.6. 2019. P. 1-5. Видання входить до міжнародних наукометричних баз Scopus, IEEE Xplore.*

15. Ukhina H., Sytnikov V., Streltsov O., Stupen P., Yakovlev D. Improving the data processing efficiency based on tunable hard- and software components. *Part of the Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies book series. LNDECT, v. 48. P. 91-106. Видання входить до міжнародних наукометричних баз Scopus.*

16. Hanna Ukhina, Ludmila Zhyvtsova, Valerii Sytnikov, Volodymyr Kudria, Pavel Stupen. Improving the efficiency of information control system for the drilling objects' spatial orientation parameters control. *The 4 World Conference on Smart Trends in Systems, Security & Sustainability (WorldS4 2020). London 2020. P. 86-91. Видання входить до міжнародних наукометричних баз IEEE Xplore.*

17. Ukhina H., Ivan Afanasyev, Sytnikov V., Streltsov O., Stupen P. Features of Mobile Platforms' Equipment Second Order Digital Frequency-Dependent Components Phase-Frequency Response at Tuning. *8. European conference on renewable energy systems. Istanbul – Turkey. 2020. P. 256-263 Видання входить до міжнародних наукометричних баз Science Citation (SCI), E-SCI, Scopus, EBSCO.*

ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ.....	2
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	26
ВСТУП.....	27
РОЗДІЛ 1	
АНАЛІЗ ЧАСТОТНО-ЗАЛЕЖНИХ КОМПОНЕНТ, ЩО ПЕРЕБУДОВУЮТЬСЯ.....	33
1.1. Аналіз передавальних функцій частотно-залежних компонент.....	33
1.2. Методи перебудови частотно-залежних компонент.....	35
1.2.1. Прямі методи перебудови частотно-залежних компонент.....	35
1.2.2. Застосування перетворення частоти сигналу для перебудови частотно-залежних компонент.....	38
1.3. Метод оцінки стійкості частотно-залежних компонент.....	41
1.4. Метод оцінки тривалості перехідного процесу частотно-залежних компонент.....	43
1.5. Висновки.....	45
1.6. Список використаних джерел.....	46
РОЗДІЛ 2	
ФОРМУВАННЯ МОДЕЛЕЙ ЧЗК З УРАХУВАННЯМ ОСОБЛИВОСТЕЙ ЇХ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК.....	53
2.1. Особливості передавальних функцій ЧЗК низького порядку.....	53
2.1.1. Частотно-залежний компонент першого порядку.....	53
2.1.2. Частотно-залежний компонент другого порядку.....	54
2.1.3. Частотно-залежний коефіцієнт четвертого порядку.....	56
2.2. Амплітудно-частотні та фазочастотні характеристики ЧЗК низького порядку.....	57

2.2.1. АЧХ і ФЧХ ЧЗК першого порядку.....	58
2.2.2. АЧХ та ФЧХ ЧЗК другого порядку.....	59
2.3. Формування математичних моделей ЧЗК низького порядку з урахуванням особливостей їх АЧХ і ФЧХ.....	60
2.3.1. Формування моделей ЧЗК першого порядку.....	60
2.3.2. Формування моделей ЧЗК другого порядку.....	63
2.4. Висновки.....	80
2.5. Список використаних джерел	82

РОЗДІЛ 3

МЕТОД ПЕРЕБУДОВИ ЧЗК ЗІ ЗМЕНШЕНИМИ ОБЧИСЛЮВАЛЬНИМИ ВИТРАТАМИ.....	83
3.1. Знаходження коефіцієнтів передавальної функції ЧЗК першого порядку зі зменшеними обчислювальними витратами.....	83
3.2. Знаходження коефіцієнтів передавальної функції ЧЗК другого порядку зі зменшеними обчислювальними витратами.....	90
3.3. Аналіз фазочастотної характеристики ЧЗК другого порядку на частоті зрізу.....	108
3.4. Зменшення обчислювальних витрат при зміні частоти зрізу.....	115
3.5. Висновки.....	125
3.6. Список використаних джерел	126

РОЗДІЛ 4

МЕТОД ОЦІНКИ СТІЙКОСТІ ТА ПЕРЕХІДНОГО ПРОЦЕСУ ПРИ ПЕРЕБУДОВИ ЧЗК.....	128
4.1. Особливості стійкості ЧЗК при перебудові.....	128
4.2. Вплив розрядності подання коефіцієнтів передавальної функції ЧЗК.....	135
4.3. Перехідний процес в ЧЗК низького порядку при перебудові.....	137
4.4. Висновки.....	145

4.5. Список використаних джерел	146
---------------------------------------	-----

РОЗДІЛ 5

ОЦІНКА ОБЧИСЛЮВАЛЬНИХ ВИТРАТ ПЕРЕБУДОВИ ЧАСТОТНО-ЗАЛЕЖНИХ КОМПОНЕНТ.....	150
--	-----

5.1. Розрахунок обчислювальних витрат.....	150
--	-----

5.1.1. Обчислювальні витрати перебудови компоненти.....	150
---	-----

5.1.2. Обчислювальні витрати оцінки стійкості компоненти.....	151
---	-----

5.1.3. Обчислювальні витрати оцінки тривалості перехідного процесу компоненти.....	151
--	-----

5.2. Експериментальна перевірка результатів.....	152
--	-----

5.3. Висновки.....	153
--------------------	-----

5.4. Список використаних джерел	154
---------------------------------------	-----

ВИСНОВКИ.....	155
---------------	-----

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	161
------------------------	-----

ДОДАТОК А. Акт впровадження результатів дисертаційної роботи. ТОВ «НВП СПАЙТЕК»	
---	--

ДОДАТОК Б. Акт перевірки результатів дисертаційної роботи. ТОВ «Евротранс-Л»	
--	--

ДОДАТОК В. Акт впровадження практичних результатів дисертаційної роботи. ТОВ «ЛАБ-ТЕСТ»	
---	--

ДОДАТОК Г. Акт впровадження у навчальний процес ОНПУ	
--	--

ДОДАТОК Д. Акт впровадження у навчальний процес ОНПУ	
--	--

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АСУ ТП – автоматизована система керування технологічним процесом;

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика;

БПЛА – безпілотний літальний апарат;

ДПХ – дискретна перехідна характеристика;

НІХ – нескінченно імпульсна характеристика;

ОВ– обчислювальні витрати;

РФ – режекторний фільтр;

СКС – спеціалізована комп'ютерна система;

СФ – смуговий фільтр;

ФВЧ – фільтр верхніх частот;

ФНЧ – фільтр нижніх частот;

ФЧХ – фазочастотна характеристика;

ЧЗК – частотно-залежний компонент.

ВСТУП

У багатьох технічних додатках виникає завдання підвищення ефективності системи при їх експлуатації в складних умовах, тому що зміни умов функціонування змушує підлаштовуватися систему до нових умов. Відповідно до концепції Індустрія 4.0 в складі системи повинні бути компоненти, які могли б перебудовуватися відповідно нових вимог до їх характеристик. В рамках цього напрямку виникає необхідність удосконалити існуючі та розробити нові підходи для розробки компонент подібних систем з точки зору мобільності, гнучкості, здатності оперативної перебудови та адаптації систем до умов експлуатації. Одним із завдань у цьому напрямку є розробка нових компонент, які могли б здійснювати комплексну або роздільну перебудову своїх характеристик, самонастройку і самонавчання [1].

Існуюча технологія Інтернету речей (Internet of Things, IoT) має на увазі використання обміну інформацією не тільки між людьми і «речами», але і між «речами», тобто машинами, пристроями, компонентами, датчиками. З одного боку, «речі», забезпечені датчиками, можуть обмінюватися даними і обробляти їх без участі людини, а з іншого - людина може активно брати участь в цьому процесі, наприклад, коли мова йде про «розумні пристрої» або «розумне виробництво» [2-3].

«Розумне виробництво» є різновидом IoT, як промисловий (індустріальний) Інтернету речей (Industrial Internet of Things, IIoT). Тому багато компонент технологічного обладнання забезпечуються багатофункціональними датчиками, виконавчими механізмами і контролерами. А застосування Інтернет технологій і бездротових мереж до них сприяє оперативному збору даних, первинної обробки та поданням оператору в зручному вигляді для оперативного і своєчасного прийняття рішення. Однак підвищення рівня автоматизації на всіх ділянках підприємства дозволяє організувати

виробництво без участі людини. Роль персоналу при цьому зводиться до контролю технологічного процесу і реакції на екстрені ситуації [4-5]. Особливо гостро таке завдання стоїть перед робототехнічними платформами і системами критичного застосування, які повинні працювати в складних умовах без доступу людини [6-8].

Слід зазначити, що в тракті обробки сигналів таких систем використовуються частотно-залежні компоненти (ЧЗК), які представляють собою сукупність апаратних і програмних засобів зі складною архітектурою і різноманітним зв'язків [12-14]. До ЧЗК можуть відноситись, наприклад, фільтри і типові ланки систем керування.

Наприклад, в безпілотних літальних апаратах (БПЛА) є системи визначення безпечної висоти при посадці, а у наземних платформ - пристрої визначення відстані до перешкоди. Слід зазначити, що час обробки даних має бути синхронізований зі швидкістю руху платформи, в іншому випадку можлива аварія.

У цих умовах компоненти, що входять до тракту обробки, повинні мати можливість перебудовувати свої параметри без втрати стійкості [15].

Аналогічна задача виникає при вдосконаленні двигунів внутрішнього згоряння сучасних автомобілів. При роботі двигуна з використанням неякісного палива в циліндрах з'являються режими згоряння з високими швидкостями, які призводять до зносу робочих поверхонь поршневої групи і газорозподільного механізмів. Ці режими згоряння отримали назву детонація [16, 17].

Для розпізнавання режиму детонація використовується смуговий фільтр, який виділяє в високочастотній частині спектра частот складової з високою амплітудою.

Якщо умови функціонування змінюються, то ЧЗК, за рахунок перебудови, повинен відслідковувати ці зміни відповідно до заданого критерію. Якщо

зміни повільні, тобто відбуваються за час, що перевищує тривалість перехідного процесу фільтра, то цей ЧЗК такі зміни, як правило, відстежує [18, 19]. У міру збільшення швидкості змін ефективність ЧЗК, що перебудовується буде падати, тому що за час зміни ЧЗК, що перебудовується не встигає повністю перебудуватися (в цьому випадку його перехідний процес не закінчився).

Проблемами перебудови компонент комп'ютерних систем займалися Г. Стоянов, К. Іванова, В. Анзова, М. Кашамата, І. Турулін, Н. Харидас, Е. Еліас, С. Дхабу, А. Амбеде, М. Мусієнко, Л. Ліщинська та інші. Однак в мобільних, роботизованих і спеціалізованих комп'ютерних системах, які функціонують в реальному масштабі часу, запропоновані підходи мають обмеження по часу перебудови, що має вплив на ефективність системи.

Тому завдання побудови компонент комп'ютерних систем, які можуть комплексно або роздільно перебудовувати свої характеристики програмно-апаратними засобами в залежності від умов функціонування є актуальним. Також для підвищення ефективності ЧЗК необхідно розробити методи перебудови, оцінки стійкості та тривалості перехідного процесу зі зменшеними обчислювальними витратами.

Мета і завдання дослідження. Метою даної роботи є підвищення ефективності частотно-залежних компонент комп'ютерних систем, за рахунок зменшення обчислювальних витрат при перебудові, шляхом аналізу і удосконалення моделі компонент, з урахуванням особливостей їх частотних характеристик, а також знаходження коефіцієнтів їх передавальних функцій.

Для досягнення поставленої мети сформульовані та вирішені такі завдання:

- провести аналіз існуючих методів перебудови частотно-залежними компонентами (ЧЗК) комп'ютерних систем;

- розробити нові математичні моделі ЧЗК першого і другого порядків, які відображають частотні характеристики компонент;
- розробити метод перебудови зі зменшеними обчислювальними витратами;
- розробити метод оцінки стійкості зі зменшеними обчислювальними витратами;
- розробити метод оцінки тривалості перехідного процесу при перебудові зі зменшеними обчислювальними витратами;
- провести експериментальне дослідження розроблених методів для оцінки обчислювальних витрат.

Об'єктом дослідження є перебудова частотно-залежного компонента (ЧЗК) спеціалізованих комп'ютерних систем (СКС).

Предметом дослідження є моделі та методи підвищення ефективності частотно-залежних компонент комп'ютерних систем.

Методи дослідження. Для розробки математичних моделей частотно-залежних компонент першого і другого порядків використовувались методи аналізу частотних характеристик компонент. При розробці методів перебудови зі зменшеними обчислювальними витратами - методи перебудови частотно-залежних компонент, z -перетворення, комплексні передавальні функції. Для забезпечення стійкості та оцінки тривалості перехідного процесу компоненти - методи аналізу стійкості цифрових систем та методи аналізу тривалості перехідних процесів.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Вперше побудовані математичні моделі частотно-залежних компонент, які, на відміну від існуючих, враховують особливості їх частотних характеристик, що дозволяє запропонувати методи перебудови зі зменшеними обчислювальними витратами на підставі знаходження коефіцієнтів передавальних функцій по заданих частотах зрізу.

2. Розроблено метод перебудови зі зменшеними обчислювальними витратами за рахунок використання перетворення «констант» або додаткової величини, що дозволило отримати аналітичні вирази для коефіцієнтів передавальних функцій компонент.

3. Одержало подальший розвиток метод оцінки стійкості зі зменшеними обчислювальними витратами для ЧЗК вище другого порядку на підставі методу Джурі за рахунок складання рівнянь з парних і непарних ступенів характеристичного рівняння передавальної функції, а також коефіцієнтів, які коригують межі трикутника стійкості, що дозволило скоротити час оцінки стійкості.

4. Одержало подальший розвиток метод оцінки тривалості перехідного процесу зі зменшеними обчислювальними витратами для ЧЗК низького порядку за рахунок використання коефіцієнтів передавальної функції при перебудові, що дозволяє скоротити час оцінки тривалості перехідного процесу.

Особистий внесок здобувача. Всі наукові положення, висновки та рекомендації, що містяться в дисертації, отримано здобувачем особисто. В роботах, які написано в співавторстві, автору дисертації належать: метод перебудови ЧЗК ФНЧ та ФВЧ першого порядку [2, 3, 4, 7, 11]; метод оцінки стійкості ЧЗК вище другого порядку [5, 9, 12]; метод оцінки перехідного процесу ЧЗК [8]; метод перебудови ЧЗК ФНЧ, ФВЧ другого порядку та СФ, РФ першого порядку [10, 13, 14, 15, 16, 17].

Апробація роботи. Основні положення і результати дисертаційного дослідження доповідалися та обговорювалися на наступних наукових конференціях: International Conference on Electronics and Information Technology (Odesa, 2016); 10th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (Leeds, United Kingdom 2019); 10th IEEE International Conference on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems:

Technology and Applications (Mertz, France, 2019); The Fourth International Conference on Computer Science and Application Engineering (Sanya, China, 2019); International Conference on Advanced Trends in Information Theory (Kyiv, 2019); The 4 World Conference on Smart Trends in Systems, Security & Sustainability (London, United Kindom, 2020); 8 European conference on renewable energy systems (Instanbul,Turkey, 2020).

Структура і обсяг дисертації. Дисертація має загальний обсяг 174 сторінки і складається з вступу, п'яти розділів, висновків, списку використаних джерел та додатків. Основний текст дисертації викладено на 169 сторінках. Робота містить 50 рисунків, 18 таблиць та список використаних джерел з 65 найменувань.

Практична значимість отриманих результатів. Практична цінність роботи полягає в доведенні розроблених моделей і отриманих методів до практичного застосування. Запропоновані підходи можуть бути використані в інженерній практиці вдосконалення існуючих та побудові нових частотно-залежних компонент, що перебудовуються.

Результати роботи впроваджено в навчальний процес на кафедрі комп'ютерних систем Одеського національного політехнічного університету у рамках дисциплін.

Отримані результати дозволили скоротити обчислювальні витрати оцінки стійкості на 43% та оцінки тривалості перехідного процесу – на 28%.

Результати роботи впроваджено при розробці системи відстеження детонації. В результаті використання запропонованих моделей, методів та програмних засобів дозволили скоротити час перебудови смугового фільтру на 13% і покращити оперативність та якість відстеження детонації.

Також результати впроваджено при побудові системи автоматичного керування БПЛА. Це дало можливість на 29% скоротити обчислювальні витрати та підвищити оперативність керування.

Практична значимість отриманих результатів підтверджена Актами про впровадження основних результатів дослідження.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ ЧАСТОТНО-ЗАЛЕЖНИХ КОМПОНЕНТ, ЩО ПЕРЕБУДОВУЮТЬСЯ

1.1. Аналіз передавальних функцій частотно-залежних компонент

Для формування моделей ЧЗК необхідно провести аналіз передавальних функцій ЧЗК, які використовуються в комп'ютерних системах. Частотно-залежні компоненти комп'ютерних систем можуть бути як аналоговими, так і цифровими.

Аналіз особливостей аналогових ЧЗК низького порядку проведено в роботах [20-22], де розглянуті узагальнені передавальні функції першого і другого порядків аналогових компонент

$$K_1(p) = k_{01} \frac{a + bp}{c + dp}, K_2(p) = k_{02} \frac{a + bp + ep^2}{c + dp + fp^2}.$$

У роботі [23] наведені передавальні функції і алгоритми розрахунку для аналогових частотно-залежних компонент низького порядку з комплексними коренями знаменника. Такі передавальні функції відповідають фільтрам і їх можна представити у вигляді

- фільтра нижніх частот (ФНЧ) - $K(p) = k_0 \frac{1}{1 + ap};$

- фільтра верхніх частот (ФВЧ) - $K(p) = k_0 \frac{p}{1 + ap};$

- смугового фільтра (СФ) - $K(p) = k_0 \frac{Bp}{A + Bp + p^2};$

- режекторного фільтра (РФ) - $K(p) = k_0 \frac{A + p^2}{A + Bp + p^2};$

Наведені передавальні функції мають структурні особливості в залежності від властивостей фільтра. Таке уявлення дозволило скоротити обчислювальні витрати для обчислення коефіцієнтів компонент. Крім того, це спростило побудова компонент, що перебудовуються високого порядку, тому що воно засноване на з'єднанні компонент низького порядку [23-25], що полегшує проектування і перебудову (налаштування) тракту обробки сигналів в спеціалізованій комп'ютерній системі (СКС).

Слід зазначити, що в порівнянні з аналоговими фільтрами такої чіткої визначеності в структурі передавальних функцій у цифрових компонент не існує. Узагальнені передавальні функції першого і другого порядків мають вигляд [26]

$$H_1(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1}}{1 + b_1 z^{-1}}; \quad (1.1)$$

$$H_2(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}, \quad (1.2)$$

що ускладнює розробнику виконання розрахунків. У цьому випадку виникає необхідність зменшити число коефіцієнтів, що розраховуються та налаштовуються, а також завдання проведення аналізу виду передавальних функцій цифрових ЧЗК низького порядку, за аналогією з аналоговими компонентами.

Розглянемо методи перебудови ЧЗК, та оцінимо обчислювальні затрати для їх перебудови.

Обчислювальні витрати кожної операції виразимо у вигляді коефіцієнта відносно базової операції, у якості якої оберемо операцію додавання.

Оскільки різні процесори мають різний час виконання операції та різні співвідношення цих часів, було обрано використовувати деякий середній універсальний процесор [27].

1.2. Методи перебудови частотно-залежних компонент

1.2.1. Прямі методи перебудови ЧЗК

Під прямим методом розуміється перерахунок ЧЗК заново. До цього ж методу можна віднести перемикання ЧЗК, розрахованих заздалегідь, що є прийнятним в ряді програм.

Для зберігання коефіцієнтів необхідний малий обсяг пам'яті. Наприклад, для рекурсивного фільтра N -го порядку потрібно не більше $2N$ дійсних чисел. Якщо ці числа стандартної точності (4 байта), то обсяг пам'яті буде дорівнювати $8N$ байт [28].

Оскільки опис ЧЗК по передавальній функції визначається набором коефіцієнтів, можлива плавна зміна цих коефіцієнтів без зміни вмісту суматора структури. В цьому випадку перехідний процес буде більш тривалим, але без різких викидів, як при перемиканні лінійки ЧЗК. Реалізація декількох паралельно працюючих ЧЗК вимагає в кілька разів більших обчислювальних витрат.

Якщо даний варіант є неприйнятним, можна перерахувати ЧЗК на рівні прикладної програми шляхом заміни змінної. Найзручніше це показати на фільтрах, як різновидах ЧЗК.

У табл. 1.1 наведені заміни змінної z для перетворення ФНЧ- прототипу з частотою зрізу 1 рад/с в довільний фільтр з довільними граничними частотами [29, 30]. В літературі це називається частотними перетвореннями. При цьому мається на увазі перетворення АЧХ фільтра.

Нерівномірність АЧХ в смугах пропускання і затримання визначається типом апроксимації АЧХ прототипу (Баттерворта, Чебишева і т.д.). Перетворення форми АЧХ прототипу ілюструє рис. 1.1.

Таблиця 1.1. Перетворення ФНЧ - прототипу в довільний фільтр

Тип перетворення	Перетворення частоти зрізу прототипу	Заміна змінної
ФНЧ→ФНЧ	$\omega_c \rightarrow \omega'_c$	$z^{-1} \rightarrow \frac{-\alpha_n + z^{-1}}{1 - \alpha_n z^{-1}}$
ФНЧ→ФВЧ	$\omega_c \rightarrow \omega'_c$	$z^{-1} \rightarrow \frac{-\alpha_e + z^{-1}}{1 - \alpha_e z^{-1}}$
ФНЧ→СФ	$\omega_c \rightarrow \frac{\omega_e + \omega_n}{2}$	$z^{-1} \rightarrow \frac{\frac{k_{\Pi} - 1}{k_{\Pi} + 1} - \frac{2k_{\Pi} - \beta_{\Pi}}{k_{\Pi} + 1} z^{-1} + z^{-2}}{1 - \frac{2k_{\Pi} - \beta_{\Pi}}{k_{\Pi} + 1} z^{-1} + \frac{k_{\Pi} - 1}{k_{\Pi} + 1} z^{-2}}$
ФНЧ→РФ	$\omega_c \rightarrow \frac{\omega_e + \omega_n}{2}$	$z^{-1} \rightarrow \frac{\frac{1 - k_P}{1 + k_P} - \frac{2\beta_P}{1 + k_P} z^{-1} + z^{-2}}{1 - \frac{2\beta_P}{1 + k_P} z^{-1} + \frac{1 - k_P}{1 + k_P} z^{-2}}$

Тут ω_c - частота зрізу прототипу;

ω'_c - частота зрізу перетвореного фільтру в результаті перетворення;

ω_n та ω_e - нижня і верхня частоти відповідно (рис.1.3);

$$\alpha_n = \frac{\sin\left(\frac{\omega_c - \omega'_c}{2} T_D\right)}{\sin\left(\frac{\omega_c + \omega'_c}{2} T_D\right)}; \quad \alpha_e = \frac{\cos\left(\frac{\omega_c - \omega'_c}{2} T_D\right)}{\cos\left(\frac{\omega_c + \omega'_c}{2} T_D\right)};$$

$$\beta_{\Pi} = \frac{\cos\left(\frac{\omega_e + \omega_n}{2} T_D\right)}{\cos\left(\frac{\omega_e - \omega_n}{2} T_D\right)}; \quad \beta_P = \frac{1}{\beta_{\Pi}};$$

$$k_{II} = ctg\left(\frac{\omega_c + \omega_n}{2} T_D\right) tg \frac{\omega_c T_D}{2}; \quad k_3 = tg\left(\frac{\omega_c + \omega_n}{2} T_D\right) tg \frac{\omega_c T_D}{2}$$

- параметри, що визначають ω_c , ω_n та ω_c .

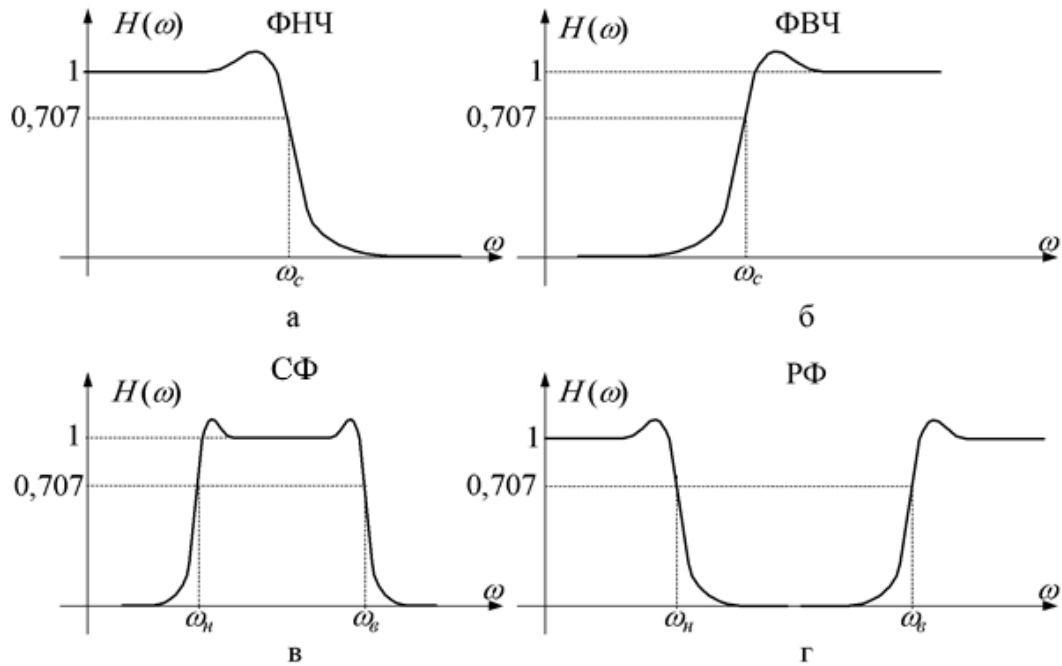


Рисунок 1.1 – АЧХ типових фільтрів

У загальному випадку викладки, відповідні алгоритми та процедури, при частотному перетворенні виявляються щодо громіздкими, хоча ті, що реалізуються.

Число операцій для реалізації цього методу показано в табл. 1.2 [27].

Таблиця 1.2. Число операцій на перебудову компоненти

Цифрова ланка	Число операцій на перебудову				
	зсув	додавання	множення	ділення	синус
1-й порядок	2	6	8	3	2
2-й порядок	4	18	18	2	2

Тоді обчислювальні витрати буду розраховуватися за формулами:

1-й порядок

$$C_{П1} = 2K_{сдв} + 2 + 8K_y + 3K_{дел} + 2K_{sin} \quad (1.3)$$

де $K_{сдв}$ - відношення часу арифметичного зсуву і додавання (вважаємо, що множення/ділення на ступінь двійки може бути виконано за допомогою арифметичного зсуву), K_y - відношення часу множення до часу додавання, $K_{дел}$ - відношення часу поділу до часу додавання, K_{sin} - відношення часу виконання операцій тангенса і додавання.

2-й порядок

$$C_{П2} = 4K_{сдв} + 18 + 18K_y + 2K_{дел} + 2K_{sin} \quad (1.4)$$

Виходячи з цього отримаємо обчислювальні витрати для універсального процесора, у якого $K_{сдв} = 1$; $K_y = 4$; $K_{дел} = 8$; $K_{floor} = 20$; $K_{tg} = K_{sin} = K_{cos} = K_{log} = 30$. Для першого порядку ОВ будуть дорівнювати 120, а для другого порядку – 170.

1.2.2. Застосування перетворення частоти сигналу для перебудови ЧЗК

Також одним з методів перебудови ЧЗК є перетворення частоти сигналу. Як відомо, перетворення частоти - це перенесення спектра сигналу по осі частот зі збереженням внутрішньої структури сигналу [31, 32]. Якщо при передискретизації спектр розтягується або стискається по осі частот, то в разі перетворення частоти - зсувається вправо або вліво по цій осі.

Перетворення частоти може здійснюватися за допомогою перемножувача (рис. 1.2).

Якщо на його входи подати дві синусоїди або косинусоїд (тональні сигнали) з частотами ω_1 та ω_2 , у результаті перемноження вийдуть два тональних сигналу з частотами $\omega_- = |\omega_1 - \omega_2|$ та $\omega_+ = \omega_1 + \omega_2$, рис. 1.3.

Якщо який-небудь сигнал треба зрушити по осі частот, його подають на один вхід перемножувача, на інший - коливання частоти ω_r від генератора, який називається гетеродином. У цьому випадку кожна спектральна компонента сигналу з частотою ω перетвориться в дві складові з частотами $\omega_- = |\omega_r - \omega|$ та $\omega_+ = \omega_r + \omega$, а спектр $S(\omega)$ -у спектри $S_-(\omega)$ та $S_+(\omega)$ (рис. 1.3, б, в). Потрібний спектр виділяють фільтром, підключеним до виходу перемножувача.

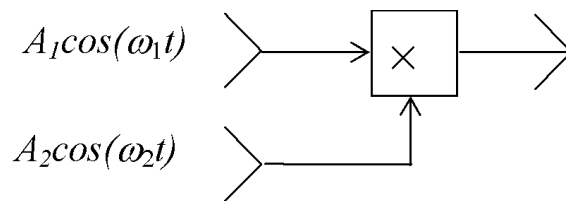


Рисунок 1.2 – Структура перетворення частоти за допомогою перемножувача

Таким чином, за допомогою перетворення частоти спектр сигналу можна зрушувати по осі частот, за допомогою передискретизатора - звужувати/розширювати. Цим способом можна підлаштувати центральну частоту і ширину спектра сигналу під центральну частоту і смугу пропускання некерованого фільтра, відфільтрувати сигнал, а потім виконати зворотне перетворення. В результаті отримана система буде еквівалента керованого фільтру.

Недоліком такого методу є необхідність усунення непотрібної копії спектра ($S_-(\omega)$ або $S_+(\omega)$), а також фільтрації так званого дзеркального каналу (частота сигналу ω плюс подвоєна проміжна частота $|\omega_r - \omega|$) [30-32]. Якщо на частоті дзеркального каналу сигнали і перешкоди відсутні, усунення цього каналу не потрібно. Для усунення перерахованих частот можна використовувати керований ФНЧ або ФВЧ з октавною зміною частоти зрізу, що, однак, вимагає додаткових обчислювальних витрат.

Формули для знаходження обчислювальних витрат для реалізації цього методу будуть мати вигляд:

для першого порядку

$$C_{q1} = 15 + 8K_{\text{дел}} + 2K_{\log 2} + 2K_{\text{floor}}$$

де $K_{\log 2}$ та K_{floor} - відповідно відношення часу виконання логарифму на підставі 2 та операції обчислення цілої частини до часу складання.

Для другого порядку

$$C_{q2} = 24 + 10K_{\text{дел}} + 4K_{\log 2} + 2K_{\text{floor}}$$

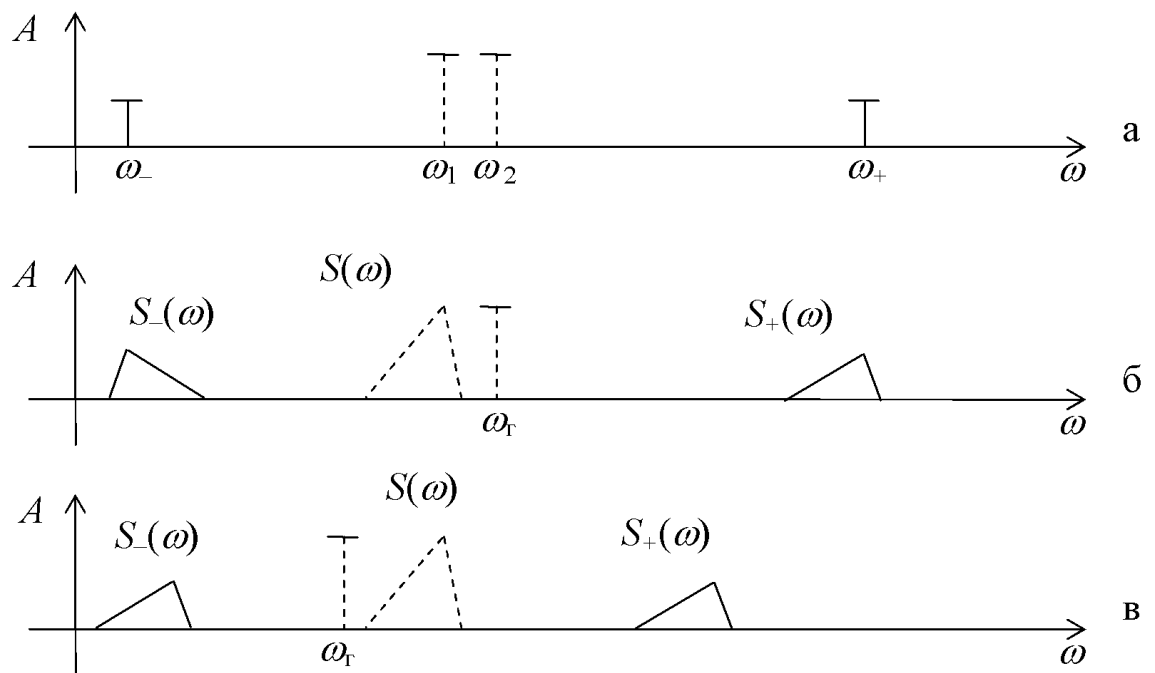


Рисунок 1.3 – Перетворення спектра

Виходячи з отриманих формул ОВ перебудови ЧЗК першого порядку будуть дорівнювати 179, а для другого порядку – 264.

1.3. Метод оцінки стійкості частотно-залежних компонент

У більшості завдань стійкості розглядається характеристичне рівняння системи

$$D(z) = \sum_{i=0}^n b_i z^{n-i},$$

де b_i - коефіцієнти знаменника передавальної функції системи (в більшості випадків $b_0 = 1$), n - порядок системи.

Оцінити стійкість системи n -го порядку можна за критерієм Джурі, відповідно до якого повинні виконуватися нерівності для характеристичного рівняння виду [33]

$$D(1) > 0; (-1)^n D(-1) > 0 \quad (1.3)$$

Цей критерій добре працює при постійних коефіцієнтах передавальної функції системи, а при перебудові одного або декількох коефіцієнтів виникають проблеми. Необхідно визначити межі зміни цих коефіцієнтів для забезпечення стійкості.

Для системи другого порядку, передавальна функція якого має вигляд (1.1) [33, 34]. Характеристичне рівняння буде дорівнювати

$$D(z) = z^2 + b_1 z + b_2$$

В цьому випадку з (1.3) можна записати

$$1 + b_1 + b_2 > 0;$$

$$1 - b_1 + b_2 > 0$$

Тоді в координатах (b_1, b_2) можна знайти лінії, що утворюють трикутник стійкості

$$\begin{cases} b_2 > -1 - b_1; \\ b_2 > -1 + b_1 \end{cases}$$

Однак у цього трикутника немає верхньої межі $b_{2\max}$. Розглянемо варіант комплексно-сполучених коренів характеристичного рівняння

$$z_{1,2} = \alpha e^{\pm j\varphi} \quad (1.4)$$

де α - модуль ($|\alpha| \leq 1$), φ - аргумент.

Слід зазначити, що частотно-залежні компоненти комп'ютерних систем вище першого порядку містять комплексно-сполученні корені, наприклад, фільтри.

Тоді на підставі теореми Вієта можна записати [35]

$$\begin{cases} z_1 + z_2 = -b_1; \\ z_1 z_2 = b_2 \end{cases} \quad (1.5)$$

Підставляючи (1.4) у (1.5) отримаємо

$$\begin{cases} z_1 + z_2 = \alpha(e^{j\varphi} + e^{-j\varphi}); \\ z_1 z_2 = \alpha e^{j\varphi} \alpha e^{-j\varphi} \end{cases}$$

На підставі формули Ейлера і правил дій з комплексними числами отримаємо

$$\begin{cases} z_1 + z_2 = 2\alpha \cos(\varphi) = -b_1; \\ z_1 z_2 = \alpha^2 = b_2 \end{cases}$$

Тоді $b_{2\max} \leq 1$, так як $|\alpha| \leq 1$.

На підставі отриманих співвідношень можна побудувати трикутник стійкості, рис.1.4.

Трикутник стійкості обмежує значення коефіцієнтів знаменника передавальної функції другого порядку [34, 36]. Це означає, що корені характеристичного рівняння передавальної функції

$$D(z) = z^2 + b_1 z + b_2 = 0$$

будуть знаходитися всередині одиничного кола на Z -площині.

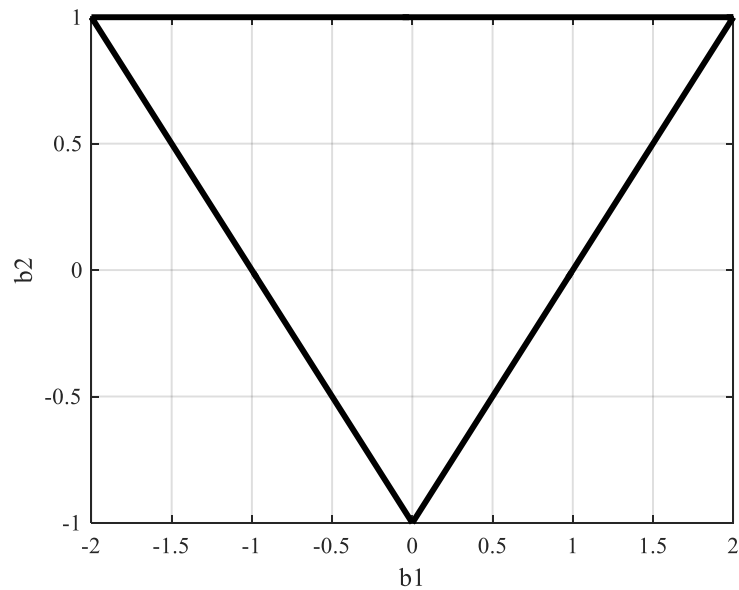


Рисунок 1.4 - Трикутник стійкості для передавальної функції другого порядку

За аналогією, показаною у пункті 1.2, ОВ оцінки стійкості ЧЗК приведені у табл.1.3.

Таблиця 1.3. Обчислювальні витрати на оцінку стійкості компоненти

Метод	Число операцій			ОВ
	додавання	множення	ділення	
Критерій Джурі	20	20	5	140

1.4. Метод оцінки тривалості перехідного процесу частотно-залежних компонент

Для забезпечення коректної роботи ЧЗК при перебудові виникає задача аналізу тривалості та виду перехідного процесу, а також оцінки максимальної тривалості перехідного процесу.

З теорії систем відомо, що тривалість перехідного процесу найчастіше визначається коренем передавальної функції з мінімальною дійсною частиною [37-41]. Класичний підхід до аналізу тривалості перехідного процесу виконується при нульових початкових умовах. Однак функціонування інтелектуальних датчиків спеціалізованих комп'ютерних систем і перебудова параметрів можуть відбуватися і при ненульових початкових умовах. Такий аналіз досить складний і вимагає великих обчислень при різних варіантах перехідного процесу, що часом не можливо в реальному масштабі часу.

При створенні інтелектуальних датчиків і спеціалізованих комп'ютерних систем, до складу яких входить велика кількість компонент, провести такий аналіз досить проблематично. Тому на етапі проектування ряд авторів пропонують задатися критичною частотою системи, яка повинна бути вище частоти можливих перешкод або впливів на систему [37, 42].

Крім того, запропоновано визначати не саме час перехідного процесу, а лише постійну часу експоненти, за допомогою якої наближено апроксимують досліджуваний перехідний процес або час перехідного процесу [42].

При інженерному аналізі системи, як перше наближення, пропонується відштовхуватися від тривалості перехідного процесу при нульових початкових умовах [44].

Оскільки в основному системи працюють в нестационарних умовах, то ряд іноземних авторів пропонують провести аналіз тривалості квазістаціонарності, наприклад, на основі методів статистичної лінеаризації. При цьому ділянки квазістаціонарності повинні бути більше тривалості перехідного процесу в системі [45].

Всі ці підходи визначають діапазон можливих змін в системі при її адаптації або перебудові.

У роботах [38, 46] проведено аналіз перехідних процесів для цифрових систем автоматичного керування.

Зазвичай якість перехідного процесу оцінюють прямими або непрямими показниками [38]. Прямі показники характеризують безпосередньо сам перехідний процес, як реакцію на типовий вплив (зазвичай на ступеневий вплив). Непрямі показники оцінюють перехідний процес по розташуванню коренів характеристичного рівняння або полюсів передавальної функції, по частотним властивостям системи або інтегральним оцінками. У загальному випадку на якість перехідного процесу впливає розташування, як полюсів, так і нулів передавальної функції.

Обчислювальні витрати оцінки тривалості перехідного процесу за класичним методом показані у табл.1.4

Таблиця 1.4. Обчислювальні витрати на оцінку тривалості перехідного процесу

Метод	Число операцій				ОВ
	додавання	множення	ділення	зсув	
Класичний метод	5	3	4	4	53

1.5. Висновки

Проведений аналіз методів перебудови частотно-залежними компонентами показав, що існуючі методи мають ряд недоліків:

1. Методи, алгоритми і процедури прямих методів перебудови, при частотному перетворенні виявляються значно складними для обчислення в реальному часі.

2. При застосуванні перетворення частоти сигналу є необхідність усунення непотрібної копії спектра, а також фільтрації так званого дзеркального каналу, а це додаткові апаратні або програмні витрати. Для усунення перерахованих

частот можна використовувати керований ФНЧ або ФВЧ з октавною зміною частоти зрізу, що, однак, вимагає додаткових обчислювальних витрат.

3. На реалізацію розглянутих методів необхідна велика кількість операцій, а отже вони мають великі обчислювальні витрати, що ускладнює їх використання у системах реального часу.

Виходячи з цього виникає необхідність розробки методу перебудови частотно-залежних компонент комп'ютерних систем зі зменшеними обчислювальними витратами, що дає можливість підвищити ефективність ЧЗК.

Таким чином, виконана перша задача дисертаційного дослідження аналіз існуючих методів перебудови частотно-залежних компонент комп'ютерних систем.

1.6. Список використаних джерел

1. The Industry 4.0 Standards Landscape from a Semantic Integration Perspective Conference Paper (PDF Available) · September 2017 with 4,699 Reads DOI: 10.1109/ETFA.2017.8247584 Conference: Conference: 2017 IEEE 22nd International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA), At Limassol, Cyprus, available: https://www.researchgate.net/publication/318208930_The_Industry_40_Standards_Landscape_from_a_Semantic_Integration_Perspective
2. Industry 4.0: an overview. Conference Paper (PDF Available) · July 2018 with 7,147 Reads, available at: https://www.researchgate.net/publication/326352993_Industry_40_an_overview
3. Industry 4.0, available: <https://www.cognex.com/ru-ru/what-is/industry-4-0-machine-vision/development>.

4. Semenov, S., Voloshyn, D., Ahmed, A.N. Mathematical model of the implementation process of flight task of unmanned aerial vehicle in the conditions of external impact, *International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering*, vol. 8(1), pp. 7-13, 2019.
5. Zhuravska, I., Musyienko, M., Tohoiev, O. Development the heat leak detection method for hidden thermal objects by means the information- measuring computer system. *CEUR Workshop Proceedings*, 2353, pp. 350-364, 2019.
6. Musiyenko, M.P., Denysov, O.O., Zhuravska, I.M., Burlachenko, I.S. Development of double median filter for optical navigation problems. *Proceedings of the 2016 IEEE 1st International Conference on Data Stream Mining and Processing, DSMP 2016*, 7583535, pp. 177-181, 2016.
7. Ukhina, H., Sytnikov, V., Streltsov, O., Stupen, P., Yakovlev, D. Transfer Function Coefficients Influence on the Processing Path Bandpass Frequency-Dependent Components' Amplitude-Frequency Characteristics Properties at the NPP TP ACS. *Conference Proceedings of 2019 10th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies, DESSERT 2019*, June 2019, Pages 193-196 10th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies, DESSERT 2019; Leeds; United Kingdom; 5 June 2019 до 7 June 2019, DOI: 10.1109/DESSERT.2019.8770050
8. Eliseenko V.V., Information and control systems of NPPs produced by SNPO “Impulse”. State, prospects, *Jadernajairadiatsionnajabezopasnost*, No 4(60), 2013, 61-64 pp. (in Russian)
9. Nisha Haridas, Elizabeth Elias, “Efficient variable bandwidth filters for digital hearing aid using Farrow structure”, *Journal of Advanced Research*, vol. 7(2), 2016, pp. 255–262.
10. SumedhDhabu, Abhishek Ambede, Smitha K. G., SumitDarak, A. P. Vinod, “Variable Cutoff Frequency FIR Filters: A Survey”, 2018, available: <https://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/1804/1804.02891.pdf>

11. ShunsukeKoshita, Masahide Abe and Masayuki Kawamata, Recent Advances in Variable Digital Filters, 2018, available: <https://www.intechopen.com/books/digital-systems/recent-advances-in-variable-digital-filters>
12. Ухина А.В., Афанасьев И.С., Ситников В.С. Исследование фазо-частотной характеристики цифровых частотно-зависимых компонентов второго порядка мобильных платформ. Сучасні інформаційні технології 2019: Матер. Дев'ятої міжнар. Наук. Конф. Одеса. 2019. С. 133-134.
13. Korn G., Korn T. Mathematical handbook for scietists and engineers – McGraw Hill Book Company, N.York, 1974 – 832 p.
14. Ukhina, H., Sytnikov, V., Streltsov, O., Stupen, P., Yakovlev, D. Stability evaluation based on the sustainability triangle application for transfer functions above 2nd order. CSAE 2019: Proceedings of the 3rd International Conference on Computer Science and Application Engineering October 2019, Article No.: 6, pp 1–5 <https://doi.org/10.1145/3331453.3361305>
15. Ukhina H., Sytnikov V. Express-analysis of stability of fourth order frequency-dependent rearrangeable components. International Conference on Electronics and Information Technology, EIT 2016 - Conference Proceedings (Ukraine). 2016. P. 84-86.
16. Ухина А.В., Сафтюк М.П., Ситников В.С., Темплечук А.М. Управление режекцией нежелательных частот в устройстве диагностики и контроля форсунок дизельного двигателя автомобиля. Сучасні інформаційні технології 2014: Четверта міжнар. наук. конф. студентів та молодих вчених. Одеса. 2014. С. 178-179.
17. Ukhina H., Sytnikov V., Stupen P., Strelcov O., Yakovleva I. Signal Processing in the Restructuring of a Computer System Bandpass Frequency-Dependent Component to Eliminate the Internal Combustion Engine Detonation.

IEEE International Conference on Advanced Trends in Information Theory, ATIT 2019 – Proceedings. No.6. 2019. P. 1-5.

18. Джиган В. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / В. Джиган // М.: Техносфера, 2013 – 528 с.

19. Dorf R.C., Bishop R.H. Modern Control Systems / Pearson Education Inc., ISBN-13: 978-0134407623, 2017 – 831 p.

20. Гаврилов, Л. П. Расчет и моделирование линейных электрических цепей с применением ПК. Л. П. Гаврилов, Д. А. Соснин. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004. – 448 с.

21. Карлащук, В. И. Электронная лаборатория на IBMPC. Том 1. Моделирование элементов аналоговых систем. В. И. Карлащук. – М.: СОЛОН-Пресс, 2006. – 672 с.

22. Малахов, В. П. Анализ основных свойств матриц аналоговых и цифровых устройств. Труды Одесского политехнического ун-та: Теоретический и научно-практический журнал по техническим и естественным наукам. В. П. Малахов, В. С. Ситников, П. В. Ступень. – Одесса, 1996. – №2 Автоматика и системотехника. Радиоэлектроника. Гуманитарные науки. – С. 5-6.

23. Мошиц Г. Проектирование активных фильтров. Г. Мошиц, П. Хорн. – М.: Мир, 1984. – 320 с.

24. Ситников, В. С. Реализация цифрового фильтра высокого порядка в каскадной форме по критерию минимума выходного шума квантования. // Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы (ААЭКС) / В. С. Ситников. – Херсон, 2003. – №2(12). – С. 100-108.

25. Ситніков, В. С. Вплив особливостей каскадів цифрового фільтру високого порядку на вихідний шум квантування. // Електротехнічні та комп'ютерні системи / В. С. Ситніков, П. В. Ступень, Б. О. Півень. – 2013. – №9(85). – С. 97-101.

26. Stoyanov, G., Uzunov, I., Kawamata, M. (2000), Design of variable IIR digital filters using equal subfilters, Proceedings of IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, vol. 1, pp. 141—146.
27. Турулин И. И., Ткаченко М.Г. Быстроперестраиваемые цифровые фильтры. Монография. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2008, 104 с.
28. Ситніков В.С., Яценко Т.П., Тепличук А.М., Флоренко І.С. Реалізація управління перебудовую вузла фільтрації у спеціалізованій комп'ютерній системі управління автомобільним двигуном. Тр. XIV МНПК «СИЭТ-2013», Т.1, Украина, Одесса, 2013, С. 178-180.
29. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры: расчет и реализация. – М.: Мир, 1982.
30. Нуссмбаумер Г. Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления сверток. – М.: Радио и связь, 1985.
31. Басков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 2003
32. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Радио и связь, 1993.
33. Astrom K.J., Witternmark B. Computer controlled systems: Theory and design. Prentice-Hall. Inc. 1987. 480p.
34. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2006. 751 с.
35. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике. М.: Наука, 1980. 976 с.
36. Ситников В.С., Ступень П.В. Проверка устойчивости цифровых фильтров по передаточной функции. Труды Одеськ. політехн. ун-та: Одеса, 1999. Вип. 1(7). С. 160-162.

37. Кузнецов Б.И. Микропроцессорное управление многоканальными системами высокой точности / Б.И. Кузнецов, В.Е. Сергеев, В.М. Чернышев. – К.: Техніка, 1990. – 208 с.
38. Li M., Duan Y., Wang Y., Zhang L. Time-Frequency Analysis Method in the Transient Power Quality Disturbance Analysis Application / Electronic Devices – № 1. – 2016. – P. 9-13.
39. Kuo B.C. Digital Control Systems / Holt, Rinehart and Winston, Inc., 1980 – 448 p.
40. Iserman R. Digital Control Systems / Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, N. York, 1981 – 541 p.
41. Anderson B.D.O., Bitmead R.R., Johnson C.R. Stability of Adaptive Systems: passivity and averaging analysis / The MIT Press Cambridge, Massachusetts, London, England, 1986 – 263 p.
42. Schulze K-P., Rehberg K-J. Entwurf von adaptiven Systemen Eine Darstellung fur Ingenieure / Veb Verlag Technik, Berlin, 1990 – 448 p.
43. Zhmud V.A., Yadrishnikov O.D. Improving the Quality of the Transient Process in the Control of Objects, Prone to Vibrations / Automatics & Software Enginery. – 2013. – № 3(5). - P. 41-50.
44. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т.1. Математические модели, динамические характеристики и анализ систем автоматического управления/ Под ред. К.П. Пупкова, Н.Д. Егупова – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 654 с.
45. Журавлев А.Ю. Методика повышения общей устойчивости и коррекции прямых показателей качества переходных процессов в цифровых системах управления / А.Ю. Журавлев, А.В. Павлов, В.О. Журба // Компрессионное и энергетическое машиностроение. – 2012. - № 1. – С. 36-40.
46. Кисель А.Г. Анализ длительности переходного процесса при ненулевых начальных условиях / А.Г. Кисель, В.С. Ситников, А.В. Ухина //

«Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки» (ПІКТ-2017). Праці VI Міжнар. наук.-практ. конф. (Чернівці, Україна, жовтень 5-8, 2017). – С. 100-102.

РОЗДІЛ 2

ФОРМУВАННЯ МОДЕЛЕЙ ЧЗК З УРАХУВАННЯМ ОСОБЛИВОСТЕЙ ЇХ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Для удосконалення перебудови ЧЗК необхідно розглянути опис їх моделей, на основі особливостей опису їх передавальних функцій, амплітудно-частотних і фазочастотних характеристик.

2.1. Особливості передавальних функцій ЧЗК низького порядку

Були досліджені передавальні функції нормованих цифрових ЧЗК першого, другого і четвертого порядків ФНЧ, ФВЧ, СФ, РФ типів Баттерворта, Чебишева, Чебишева інверсного та еліптичного. При зміні відносної частоти зрізу $\bar{\omega}$ для ФНЧ і ФВЧ на відрізку $\bar{\omega} = [0.1 \div 0.9]$ і відносної центральної частоти для СФ і РФ на відрізку $\bar{\omega}_0 = [0.2 \div 0.8]$, при цьому $\bar{\omega}_0 = \frac{(\bar{\omega}_1 + \bar{\omega}_2)}{2}$, $\bar{\omega}_1 = \bar{\omega}_0 - 0.1$, $\bar{\omega}_2 = \bar{\omega}_0 + 0.1$ і при зміні рівня коливальності -0.5 дБ, -3 дБ, -20 дБ,

де $\bar{\omega} = \frac{2\pi \frac{f}{f_d}}{\pi}$, $\bar{\omega} \in [0 \div 1]$, f, f_d - відповідно поточна частота і частота дискретизації [1].

2.1.1. Частотно-залежний компонент першого порядку
Передавальна функція ЧЗК першого порядку має вигляд.

$$H_1(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1}}{1 + b_1 z^{-1}}. \quad (2.1)$$

При цьому ФНЧ відповідає передавальна функція при коефіцієнті чисельника $a_1 > 0$, а ФВЧ – $a_1 < 0$.

Слід зазначити, що коефіцієнти чисельника нормованих цифрових ЧЗК першого порядку дорівнюють один одному, тобто для ФНЧ

$$a_0 = a_1, \quad (2.2)$$

а для ФВЧ

$$a_0 = -a_1 \quad (2.3)$$

При врахуванні (2.2) та (2.3) передавальну функцію (2.1) можна записати у вигляді

$$H(z) = a_0 \frac{1 \pm \frac{a_1}{a_0} z^{-1}}{1 + bz^{-1}} = a_0 \frac{1 \pm z^{-1}}{1 + bz^{-1}}, \quad (2.4)$$

де знак «+» в чисельнику відповідає ФНЧ, а знак «-» - ФВЧ. При цьому коефіцієнти ЧЗК типу Баттерворта рівні коефіцієнтам ЧЗК Чебишева, Чебишева інверсного та еліптичного відповідно. Так при збільшенні частоти зрізу $\bar{\omega} \uparrow$ коефіцієнти чисельника і знаменника ФНЧ зростають, тобто $b \uparrow, a_0 \uparrow$, а ФВЧ - $b \uparrow, a_0 \downarrow$.

ЧЗК СФ і РФ першого порядку описуються передавальними функціями другого порядку, тому далі розглянемо ЧЗК другого порядку.

2.1.2. Частотно-залежний компонент другого порядку

Передавальна функція другого порядку має вигляд.

$$H_2(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}. \quad (2.5)$$

Фільтри нижніх та верхніх частот.

В ході досліджень було виявлено, що два коефіцієнта чисельника рівні:

$$a_0 = a_2, \quad (2.6)$$

З урахуванням (2.6) передавальну функцію (2.5) можна записати у вигляді

$$H(z) = a_0 \frac{1 + \frac{a_1}{a_0} z^{-1} + z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} = a_0 \frac{1 + a z^{-1} + z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}, \quad (2.7)$$

для ФНЧ Баттерворта і Чебишева коефіцієнт чисельника $a = \frac{a_1}{a_0} = 2$, а для ФВЧ - $a = -2$, оскільки $a_1 < 0$. Для інших фільтрів такої визначеності з коефіцієнтом a немає.

При збільшенні частоти коефіцієнт знаменника зростає $b_1 \uparrow$, а b_2 - до середини діапазону частоти зменшується, а потім знову зростає, тобто $b_2 \downarrow \in [\overline{\omega_{\min}}, \overline{\omega_{cp}}) \cup b_2 \uparrow \in (\overline{\omega_{cp}}, \overline{\omega_{\max}}]$. Коефіцієнти чисельника зростають $a_0 = a_2 \uparrow, a_1 \uparrow$ для ФНЧ, а для ФВЧ - $a_0 = a_2 \downarrow, a_1 \uparrow$.

Смугові та режекторні фільтри.

Коефіцієнти чисельника смугових та режекторних фільтрів, які описуються передавальною функцією (2.5) рівні (2.6). Однак, для СФ коефіцієнт $a_2 < 0$ та $a_1 = 0$, тому рівняння (2.7) набуде вигляду

$$H(z) = a_0 \frac{1 - z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}, \quad (2.8)$$

а РФ буде відповідати рівняння (2.7).

При збільшенні середньої частоти $\overline{\omega_0} \uparrow$ коефіцієнти знаменника b_2 та чисельника $a_0 = |a_2|$ залишаються незмінними, тобто $b_2(\overline{\omega_0}) = const$, $a_0(\overline{\omega_0}) = |a_2(\overline{\omega_0})| = const$. Коефіцієнти знаменника b_1 змінюється як $b_1 \downarrow \in [\overline{\omega_{\min}}, \overline{\omega_{0cp}}) \cup b_1 \uparrow \in (\overline{\omega_{0cp}}, \overline{\omega_{\max}}] \cup b_1(\overline{\omega_{0cp}}) = 0$; $b_1 \in [\overline{\omega_{\min}}, \overline{\omega_{0cp}}) = -b_1 \in (\overline{\omega_{0cp}}, \overline{\omega_{\max}}]$. Слід зазначити, що для РФ коефіцієнти $b_1 = a_1$.

2.1.3. Частотно-залежний коефіцієнт четвертого порядку

Частотно-залежний компонент четвертого порядку описується рівнянням

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3} + a_4 z^{-4}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3} + b_4 z^{-4}}, \quad (2.9)$$

де a_0, a_1, a_2, a_3, a_4 – дійсні коефіцієнти чисельника; b_1, b_2, b_3, b_4 – дійсні коефіцієнти знаменника.

Фільтри нижніх та верхніх частот.

Коефіцієнти чисельника рівняння (2.9) співвідносяться як

$$a_0 = a_4, a_1 = a_3 \quad (2.10)$$

Тоді рівняння (2.9) можна записати, як

$$H(z) = a_0 \frac{\frac{a_1}{a_0} z^{-1} + \frac{a_2}{a_0} z^{-2} + \frac{a_3}{a_0} z^{-3} + z^{-4}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3} + b_4 z^{-4}} = a_0 \frac{A_1(z^{-1} + z^{-3}) + A_2 z^{-2} + z^{-4}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3} + b_4 z^{-4}}, \quad (2.11)$$

де $A_1 = \frac{a_1}{a_0} = \frac{a_3}{a_0}$, $A_2 = \frac{a_2}{a_0}$. Для ФНЧ Баттерворта та Чебишева $A_1 = 4$, $A_2 = 6$,

для ФВЧ – $A_1 = -4$, $A_2 = 6$.

При зміні частоти зрізу коефіцієнти знаменника зростають $b_1, b_3 \uparrow$, а b_2, b_4 – до середини діапазону частоти зменшуються, а потім знову зростають, $b_2, b_4 \downarrow \in [\overline{\omega_{\min}}, \overline{\omega_{cp}}) \cup b_2, b_4 \uparrow \in (\overline{\omega_{cp}}, \overline{\omega_{\max}}]$. Коефіцієнти чисельника зростають $a_0 = a_4 \uparrow, a_1 = a_3 \uparrow$ для ФНЧ, а для ФВЧ – $a_0 = a_4 \downarrow, a_1 = a_3 \uparrow$.

Смугові та режекторні фільтри.

Ці фільтри другого порядку описується рівнянням четвертого порядку (2.9) і коефіцієнти чисельника співвідносяться як (2.10). Однак у СФ Баттерворта і Чебишева коефіцієнти чисельника $a_1 = a_3 = 0$ і рівняння (2.11) набуде вигляду

$$H(z) = a_0 \frac{A_2 z^{-2} + z^{-4}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3} + b_4 z^{-4}} \quad (2.12)$$

Так само слід зазначити, що коефіцієнти чисельника $a_0(\overline{\omega_0}) = a_4(\overline{\omega_0}) = \text{const}$ і коефіцієнт знаменника $b_4(\overline{\omega_0}) = \text{const}$. При зміні центральної частоти $\overline{\omega_0} \uparrow$ коефіцієнти знаменника b_1 та b_2 змінюються як $b_1, b_3 \downarrow \in [\overline{\omega_{0\min}}, \overline{\omega_{0cp}}) \cup b_1, b_3 \uparrow \in (\overline{\omega_{0cp}}, \overline{\omega_{0\max}}]$. В ході аналізу були виявлені наступні закономірності

$$\left\{ \begin{array}{l} b_1, b_3 \in [\overline{\omega_{0\min}}, \overline{\omega_{0cp}}) = -b_1, b_3 \in (\overline{\omega_{0cp}}, \overline{\omega_{0\max}}]; \\ b_1, b_3(\overline{\omega_{0cp}}) = 0; \\ b_2 \in [\overline{\omega_{0\min}}, \overline{\omega_{0cp}}) = b_2 \in (\overline{\omega_{0cp}}, \overline{\omega_{0\max}}]; \\ a_1, a_3 \in [\overline{\omega_{0\min}}, \overline{\omega_{0cp}}) = -a_1, a_3 \in (\overline{\omega_{0cp}}, \overline{\omega_{0\max}}]; \\ a_1, a_3(\overline{\omega_{0cp}}) = 0; \\ a_2 \in [\overline{\omega_{0\min}}, \overline{\omega_{0cp}}) = a_2 \in (\overline{\omega_{0cp}}, \overline{\omega_{0\max}}]; \end{array} \right.$$

Таким чином, проведений аналіз дозволяє скоротити число обчислюваних коефіцієнтів, а отримані співвідношення і закономірності в поведінці коефіцієнтів допоможе в перебудові трактів обробки вхідних сигналів в СКС. Зменшення кількості коефіцієнтів у передавальних функціях спрощує алгоритми їх обчислення і обсягів обчислень. Слід зазначити, що в порівнянні з аналоговими фільтрами такої чіткої визначеності в структурі передавальної функції у цифрових компонент не існує. Однак деякі особливості можна використовувати при побудові моделей цифрових ЧЗК низького порядку.

2.2. Амплітудно-частотні та фазочастотні характеристики ЧЗК низького порядку

На основі аналізу структурних особливостей передавальних функції отримаємо вирази для АЧХ і ФЧХ [2,3].

2.2.1. АЧХ і ФЧХ ЧЗК першого порядку

Відповідно до формули (2.4) для ЧЗК першого порядку передавальна функція має вигляд

$$H(z) = a_0 \frac{1 \pm z^{-1}}{1 + bz^{-1}},$$

де “+” — в чисельнику визначає ФНЧ, а “-” — ФВЧ.

При підстановці $z^{-1} = e^{-j\bar{\omega}}$ або за формулою Ейлера $z^{-1} = \cos \bar{\omega} - j \sin \bar{\omega}$, де $\bar{\omega}$ — нормована кутова частота $\bar{\omega} = 2\pi \frac{f}{f_d}$, $\bar{\omega} \in [0, \pi]$ f , f_d — відповідно лінійна частота і частота дискретизації, отримаємо комплексний коефіцієнт передачі, а на його основі АЧХ фільтрів нижніх і верхніх частот.

Фільтр нижніх частот.

Частотно-залежний коефіцієнт передачі ФНЧ в загальному вигляді описується виразом

$$H(\bar{\omega}) = \frac{2a_0 \cos\left(\frac{\bar{\omega}}{2}\right)}{\sqrt{(1+b)^2 - 4b \sin^2\left(\frac{\bar{\omega}}{2}\right)}}. \quad (2.13)$$

А тангенс фазочастотної характеристики, як відношення уявної і дійсної частин комплексного коефіцієнта передачі має вигляд

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{(1-b)}{a_0(1+b)} \operatorname{tg}\left(\frac{\bar{\omega}}{2}\right) \quad (2.14)$$

Фільтр верхніх частот.

Для нормованих фільтрів верхніх частот, передавальна функція яких визначається виразом (2.4), частотно-залежний коефіцієнт передачі, з урахуванням (2.3), в загальному вигляді описується виразом

$$H(\bar{\omega}) = \frac{2a_0 \sin\left(\frac{\bar{\omega}}{2}\right)}{\sqrt{(1+b)^2 - 4b \sin^2\left(\frac{\bar{\omega}}{2}\right)}}. \quad (2.15)$$

Тангенс фазочастотної характеристики буде мати вигляд

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{(1+b)}{a_0(1-b) \operatorname{tg}\left(\frac{\bar{\omega}}{2}\right)} \quad (2.16)$$

2.2.2. АЧХ та ФЧХ ЧЗК другого порядку

Для отримання частотних характеристик скористаємося функцією передачі загального вигляду

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}, \quad (2.17)$$

де a_0, a_1, a_2, b_1, b_2 — дійсні коефіцієнти чисельника і знаменника.

Виконавши підстановки аналогічні для ЧЗК першого порядку, отримаємо комплексний коефіцієнт передачі, а на його основі АЧХ і ФЧХ: при $a_0 = a_2$

$$H(\bar{\omega}) = \sqrt{a_0^2 \frac{1 + \left(\frac{a_1}{a_0}\right)^2 + \left(\frac{a_2}{a_0}\right)^2 + 2\left(\frac{a_1}{a_0}\right)\left(1 + \frac{a_2}{a_0}\right)\cos(\bar{\omega}) + 2\frac{a_2}{a_0}\cos(2\bar{\omega})}{1 + b_1^2 + b_2^2 - 2b_1(1 + b_2)\cos(\bar{\omega}) + 2b_2\cos(2\bar{\omega})}} \quad (2.18)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{(b_2 - 1)\sin(\bar{\omega})\left(\frac{a_1}{a_0} + 2\cos(\bar{\omega})\right)}{\left(1 + b_1\frac{a_1}{a_0} + b_2\right) + \left(\frac{a_1}{a_0}(1 + b_2) + 2b_1\right)\cos(\bar{\omega}) + (1 + b_2)\cos(2\bar{\omega})} \quad (2.19)$$

2.3. Формування математичних моделей ЧЗК низького порядку з урахуванням особливостей їх АЧХ і ФЧХ

Для побудови математичних моделей ЧЗК, які можна використовувати при обчисленні коефіцієнтів передавальних функцій, необхідно враховувати особливості їх АЧХ і ФЧХ. Такими особливими точками на характеристиках можуть бути для АЧХ

- значення АЧХ на відносній нормованій частоті $\bar{\omega} = 0$;
- значення АЧХ на відносній нормованій частоті зрізу $\bar{\omega} = \bar{\omega}_c$;
- значення АЧХ на відносній нормованій частоті $\bar{\omega} = \pi$;

а для ФЧХ

- значення ФЧХ на відносній нормованій частоті $\bar{\omega} = 0$;
- значення ФЧХ на відносній нормованій частоті зрізу $\bar{\omega} = \bar{\omega}_c$;
- значення ФЧХ на відносній нормованій частоті $\bar{\omega} = \pi$;

Ці характерні точки можуть точно описати особливості ЧЗК.

Розглянемо опис відомих ЧЗК на прикладі цифрових фільтрів низького порядку.

2.3.1. Формування моделей ЧЗК першого порядку

Для формування математичної моделі ЧЗК першого порядку на підставі вище викладеного необхідно розглянути АЧХ ФНЧ і ФВЧ таких компонент. З урахуванням п. 2.1.1. і рівнянь (2.13) та (2.15) два невідомих коефіцієнта a_0 і b , при цьому вид АЧХ таких компонент має для ФНЧ і ФВЧ один і той самий вигляд.

ФНЧ першого порядку.

Узагальнена АЧХ ФНЧ першого порядку має вигляд, наведений на рис. 2.1.

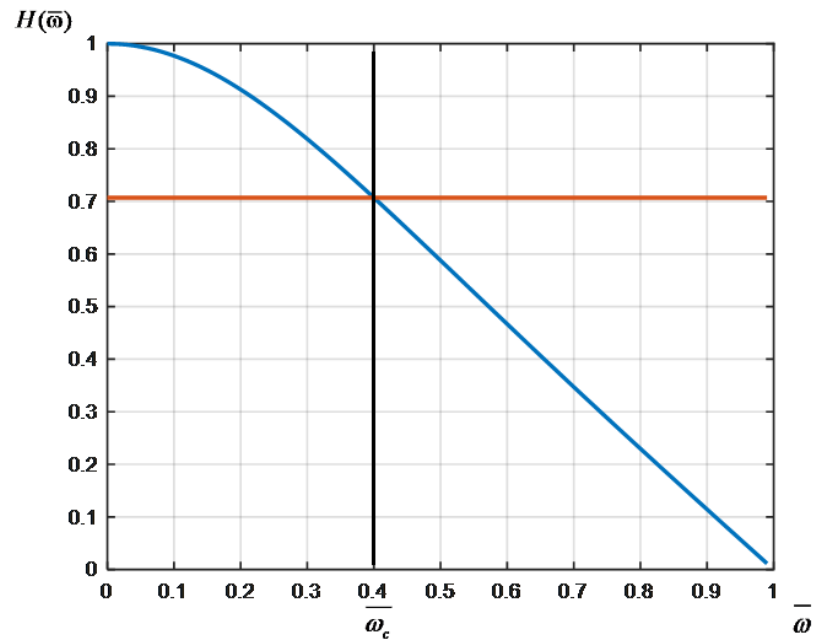


Рисунок 2.1 - Узагальнена АЧХ ФНЧ першого порядку

Для опису цієї нормованої АЧХ досить розглянути два рівняння виду (2.13) при відносній частоті $\bar{\omega} = 0$ та $\bar{\omega} = \bar{\omega}_c$, оскільки при $\bar{\omega} = \pi$ рівняння (2.13) дорівнюватиме нулю. Тоді, запишемо рівняння (2.13) як квадрат - $H^2(\bar{\omega})$

$$H^2(0) = \frac{4a_0^2 \cos^2(0)}{(1+b)^2 + 4b \sin^2(0)} = 1,$$

$$H^2(\bar{\omega}_c) = \frac{4a_0^2 \cos^2(\bar{\omega}_c)}{(1+b)^2 + 4b \sin^2(\bar{\omega}_c)} = c^2.$$

Після перетворень математичну модель ФНЧ першого порядку можна представити у вигляді

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1+b}{2}, \\ a_1 = a_0, \\ \frac{4a_0^2 \cos^2(\bar{\omega}_c)}{(1+b)^2 + 4b \sin^2(\bar{\omega}_c)} = c^2. \end{cases} \quad (2.20)$$

ФВЧ першого порядку.

Узагальнена АЧХ ФВЧ першого порядку має вигляд, наведений на рис. 2.2.

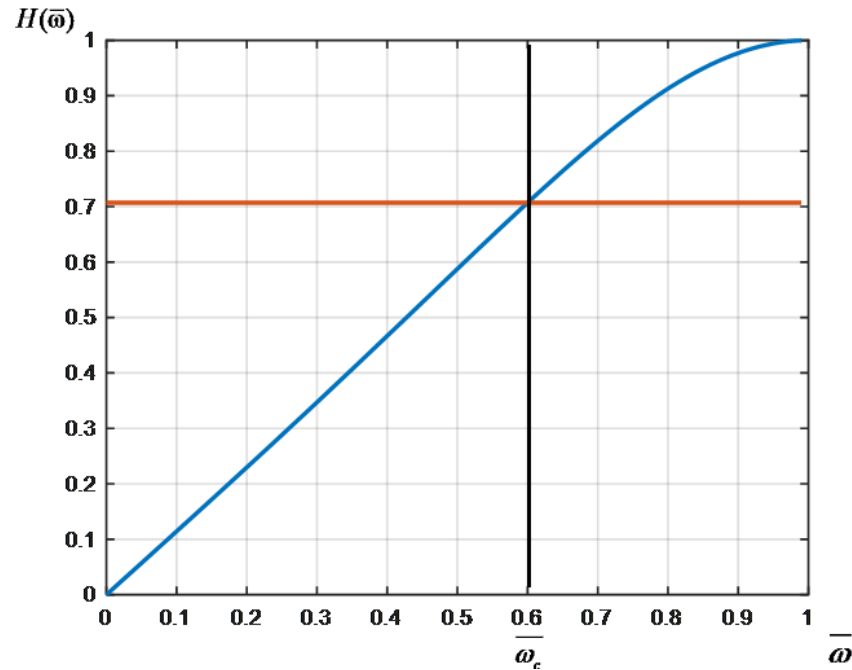


Рисунок 2.2 - Узагальнена АЧХ ФВЧ першого порядку

Для опису нормованої АЧХ досить розглянути два рівняння виду (2.15) при відносній частоті $\bar{\omega} = \pi$ та $\bar{\omega} = \bar{\omega}_c$, оскільки при $\bar{\omega} = 0$ рівняння (2.15) буде дорівнювати нулю. Тоді, запишемо рівняння (2.15) як квадрат - $H^2(\bar{\omega})$

$$H^2(\pi) = \frac{4a_0^2 \sin^2(\pi)}{(1+b)^2 + 4b \sin^2(\pi)} = 1,$$

$$H^2(\bar{\omega}_c) = \frac{4a_0^2 \sin^2(\bar{\omega}_c)}{(1+b)^2 + 4b \sin^2(\bar{\omega}_c)} = c^2.$$

Після перетворень математичну модель ФВЧ першого порядку можна представити у вигляді

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1-b}{2}, \\ a_1 = -a_0, \\ \frac{4a_0^2 \sin^2(\bar{\omega}_c)}{(1+b)^2 + 4b \sin^2(\bar{\omega}_c)} = c^2. \end{cases} \quad (2.21)$$

2.3.2. Формування моделей ЧЗК другого порядку

Для формування математичної моделі ЧЗК другого порядку на підставі вище викладеного необхідно розглянути АЧХ і ФЧХ таких компонент, як ФНЧ, ФВЧ, СФ та РФ. З урахуванням п. 2.1.2. і рівнянь (2.18) і (2.19) необхідно враховувати особливості таких компонент типу Баттерворта, Чебишева, Чебишеваінверсного та еліптичного, тому що їх АЧХ і ФЧХ мають свої особливості.

ФНЧ типу Баттерворта.

АЧХ та ФЧХ ФНЧ другого порядку Баттерворта мають вигляд, наведений на рис. 2.3.

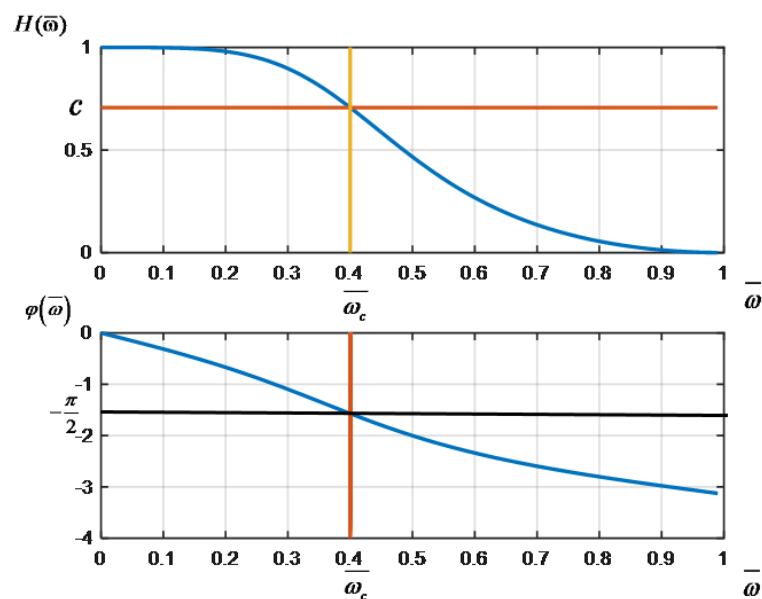


Рисунок 2.3 - АЧХ та ФЧХ ФНЧ другого порядку типу Баттерворта

Для опису нормованої АЧХ необхідно враховувати особливості компоненти типу Баттерворта, тому що відношення коефіцієнтів чисельника $\frac{a_1}{a_0} = 2$ та $a_2 = a_0$. Тоді після перетворень квадрат АЧХ (2.18) можна записати у вигляді

$$H^2(\bar{\omega}) = \frac{4a_0(1 + \cos(\bar{\omega}))^2}{(1 - b_2)^2 + (b_1 + 2\cos(\bar{\omega}))(b_1 + 2b_2\cos(\bar{\omega}))} \quad (2.22)$$

Для опису АЧХ ФНЧ другого порядку типу Баттерворта розглянемо два рівняння АЧХ виду (2.22) при відносній частоті $\bar{\omega} = 0$ та $\bar{\omega} = \bar{\omega}_c$, оскільки при $\bar{\omega} = \pi$ рівняння (2.22) дорівнюватиме нулю. Тоді, запишемо наступне

$$H^2(0) = \frac{4a_0(1 + \cos(0))^2}{(1 - b_2)^2 + (b_1 + 2\cos(0))(b_1 + 2b_2\cos(0))}$$

$$H^2(\bar{\omega}_c) = \frac{4a_0(1 + \cos(\bar{\omega}_c))^2}{(1 - b_2)^2 + (b_1 + 2\cos(\bar{\omega}_c))(b_1 + 2b_2\cos(\bar{\omega}_c))}$$

У ФЧХ компоненти типу Баттерворта $\varphi(0) = 0$, $\varphi(\bar{\omega}_c) = -\frac{\pi}{2}$, $\varphi(\pi) \rightarrow -\pi$. У цьому випадку на частоті зрізу $\bar{\omega}_c$ умова буде виконуватися, якщо в рівнянні (2.19) знаменник буде дорівнює нулю, тобто

$$(b_2 + 1)\cos(\bar{\omega}_c) + b_1 = 0$$

$$\text{Тоді } b_1 = -(b_2 + 1)\cos(\bar{\omega}_c).$$

Після перетворень математичну модель ФНЧ другого порядку типу Баттерворта можна представити у вигляді

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 = 2a_0, \\ a_2 = a_0, \\ \frac{16a_0^2}{(1-b_2)^2 + (b_1+2)(b_1+2b_2)} = 1, \\ \frac{4a_0(1+\cos(\overline{\omega_c}))^2}{(1-b_2)^2 + (b_1+2\cos(\overline{\omega_c}))(b_1+2b_2\cos(\overline{\omega_c}))} = c^2, \\ b_1 = -(1+b_2)\cos(\overline{\omega_c}). \end{array} \right. \quad (2.23)$$

ФНЧ типу Чебишева.

АЧХ і ФЧХ ФНЧ другого порядку Чебишева мають вигляд, наведений на рис. 2.4.

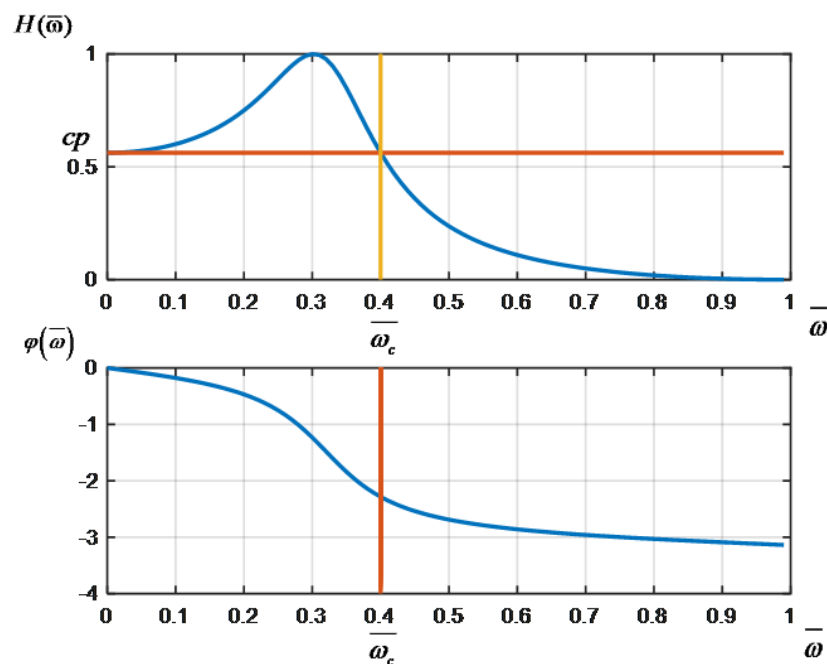


Рисунок 2.4 -АЧХ і ФЧХ ФНЧ другого порядку типу Чебишева

Для опису нормованої АЧХ необхідно враховувати особливості компоненти типу Чебишева, тому що ряд співвідношень однакові, але є і відмінності. У даного ФНЧ з'являється нова характеристика – рівень пульсацій (в різних джерела називається по-різному - рівень коливальності, рівень спотворень) в смузі пропускання cp , який знаходиться в діапазоні

$0 < cp < 1$. Слід зазначити, що в більшості математичних пакетів рівень пульсацій задається у децибелах: RP - коливальність в смузі пропускання, RS - коливальність в смузі затримання. Однак і в тому і в іншому випадку

$$cp = \frac{1}{\sqrt{10^{0.1RP}}} \text{ або } cs = \frac{1}{\sqrt{10^{0.1RS}}}$$

Відношення коефіцієнтів чисельника $\frac{a_1}{a_0} = 2$ та $a_2 = a_0$ такі ж як і у ФНЧ

Баттерворта. Тоді квадрат АЧХ буде описуватися виразом (2.22). Однак слід зазначити, що частота зрізу ФНЧ Чебишева визначається на рівні cp .

Для опису АЧХ ФНЧ другого порядку типу Чебишева розглянемо два рівняння АЧХ виду (2.22) при відносній частоті $\bar{\omega} = 0$ та $\bar{\omega} = (\bar{\omega}_c)$, оскільки при $\bar{\omega} = \pi$ рівняння (2.22) буде дорівнювати нулю.

У ФЧХ компоненти типу Чебишева $\varphi(0) = 0$, $\varphi(\bar{\omega}_c) = \theta$, $\varphi(\pi) \rightarrow -\pi$, де величина θ на частоті зрізу залежить від величини пульсації cp . Визначення цієї залежності розглянемо в Главі 3.

Після перетворень математичну модель ФНЧ другого порядку типу Чебишева можна представити у вигляді

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 = 2a_0, \\ a_2 = a_0, \\ \frac{16a_0^2}{(1-b_2)^2 + (b_1+2)(b_1+2b_2)} = 1, \\ \frac{4a_0(1+\cos(\bar{\omega}_c))^2}{(1-b_2)^2 + (b_1+2\cos(\bar{\omega}_c))(b_1+2b_2\cos(\bar{\omega}_c))} = cp^2, \\ \frac{(b_2-1)\sin(\bar{\omega}_c)}{(b_2+1)\cos(\bar{\omega}_c) + b_1} = tg\theta(cp). \end{array} \right. \quad (2.24)$$

ФНЧ типу Чебишева інверсний.

АЧХ і ФЧХ ФНЧ другого порядку Чебишева інверсного мають вигляд, наведений на рис. 2.5.

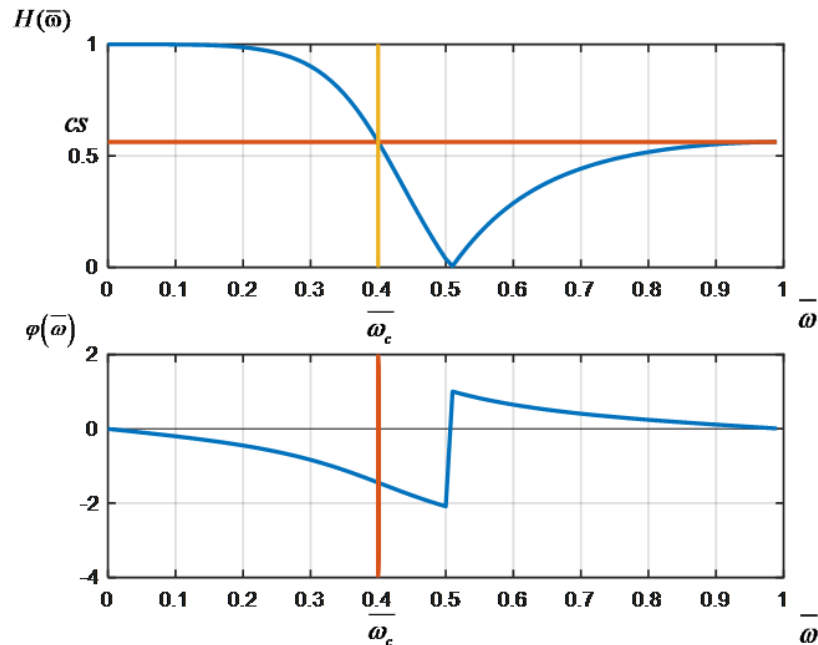


Рисунок 2.5 - АЧХ і ФЧХ ФНЧ другого порядку типу Чебишева інверсного

Для опису нормованої АЧХ необхідно враховувати особливості компоненти типу Чебишева інверсний. У даного ФНЧ з'являється нова характеристика – рівень пульсацій в смузі затримання CS , яка знаходиться у діапазоні $0 < CS < 1$.

Залежність $a_2 = a_0$ така сама як і у ФНЧ Баттерворта та Чебишева. Тоді квадрат АЧХ на основі рівняння (2.18) після перетворень буде виглядати наступним чином

$$H^2(\bar{\omega}) = \frac{(a_1 + 2a_0 \cos(\bar{\omega}))^2}{(1 - b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1 + b_2)\cos(\bar{\omega}) + 4b_2 \cos^2(\bar{\omega})} \quad (2.25)$$

Для ФНЧ Чебишева інверсний частота зрізу визначається на рівні CS .

Для опису АЧХ ФНЧ другого порядку типу Чебишева інверсного розглянемо вже три рівняння АЧХ виду (2.24) при відносній частоті $\bar{\omega} = 0$, $\bar{\omega} = \bar{\omega}_c$ та $\bar{\omega} = \pi$.

У ФЧХ компоненти типу Чебишева інверсного $\varphi(0) = 0$, $\varphi(\bar{\omega}_c) = \theta$, $\varphi(\pi) \rightarrow -\pi$, де величина θ на частоті зрізу залежить від величини пульсації cs .

Після перетворень математичну модель ФНЧ другого порядку типу Чебишева інверсного можна представити у вигляді

$$\left\{ \begin{array}{l} a_2 = a_0, \\ \frac{(a_1 + 2a_0)^2}{(b_1 + (1 + b_2))^2} = 1, \\ \frac{(a_1 + 2a_0 \cos(\bar{\omega}_c))^2}{(1 - b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1 + b_2)\cos(\bar{\omega}_c) + 4b_2 \cos^2(\bar{\omega}_c)} = cs^2, \\ \frac{(a_1 - 2a_0)^2}{(b_1 - (1 + b_2))^2} = cs^2, \\ \frac{(1 - b_2)\sin(\bar{\omega}_c)(a_1 + 2a_0 \cos(\bar{\omega}_c))}{a_1 b_1 + (2a_0 b_1 + a_1(1 + b_2))\cos(\bar{\omega}_c) + 2a_0(1 + b_2)\cos^2(\bar{\omega}_c)} = tg\theta(cs). \end{array} \right. \quad (2.26)$$

ФНЧ типу еліптичний (Кауера).

АЧХ та ФЧХ ФНЧ другого порядку еліптичного мають вигляд, наведений на рис. 2.6.

Для опису нормованої АЧХ необхідно враховувати особливості компоненти типу еліптичний. У даного ФНЧ є характеристика – рівень пульсацій i в смузі пропускання cp , та в смузі затримання cs .

Залежність $a_2 = a_0$ така ж як і у попередніх фільтрів. Тоді квадрат АЧХ буде виглядати як вираз (2.24).

Для ФНЧ еліптичного частота зрізу визначається на рівні cp .

Для опису АЧХ ФНЧ другого порядку типу еліптичного розглянемо вже три рівняння АЧХ виду (2.24) при відносній частоті $\bar{\omega} = 0$, $\bar{\omega} = \bar{\omega}_c$ та $\bar{\omega} = \pi$.

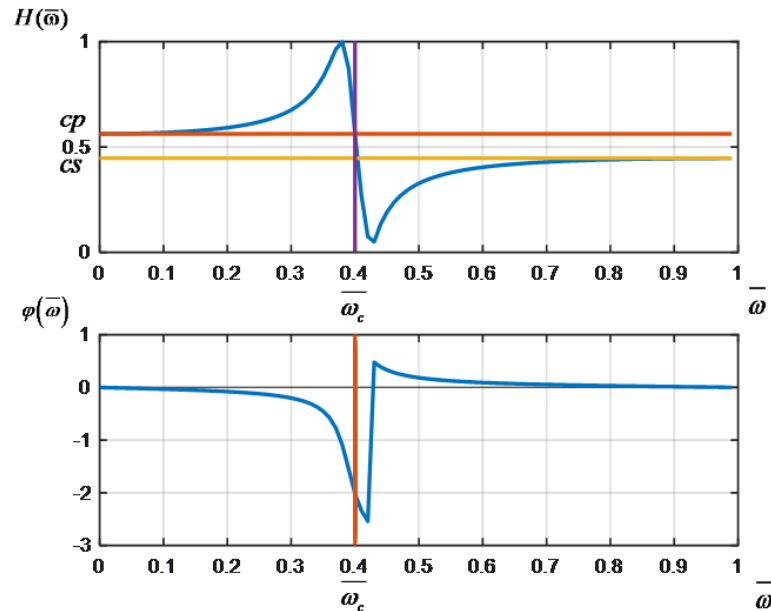


Рисунок 2.6 - АЧХ та ФЧХ ФНЧ другого порядку типу еліптичний

У ФЧХ компоненти типу еліптичний $\varphi(0) = 0$, $\varphi(\bar{\omega}_c) = \theta$, $\varphi(\pi) \rightarrow -\pi$, де величина θ на частоті зрізу залежить від величини пульсації cp .

Після перетворень математичну модель ФНЧ другого порядку типу еліптичний можна представити у вигляді

$$\left\{ \begin{array}{l} a_2 = a_0, \\ \frac{(a_1 + 2a_0)^2}{(b_1 + (1 + b_2))^2} = cp^2, \\ \frac{(a_1 + 2a_0 \cos(\bar{\omega}_c))^2}{(1 - b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1 + b_2)\cos(\bar{\omega}_c) + 4b_2 \cos^2(\bar{\omega}_c)} = cp^2, \\ \frac{(a_1 - 2a_0)^2}{(b_1 - (1 + b_2))^2} = cs^2, \\ -\frac{(1 - b_2) \sin(\bar{\omega}_c)(a_1 + 2a_0 \cos(\bar{\omega}_c))}{a_1 b_1 + (2a_0 b_1 + a_1(1 + b_2)) \cos(\bar{\omega}_c) + 2a_0(1 + b_2) \cos^2(\bar{\omega}_c)} = tg\theta(cp). \end{array} \right. \quad (2.27)$$

ФВЧ типу Баттерворта.

АЧХ і ФЧХ ФВЧ другого порядку Баттерворта мають вигляд, наведений на рис. 2.7.

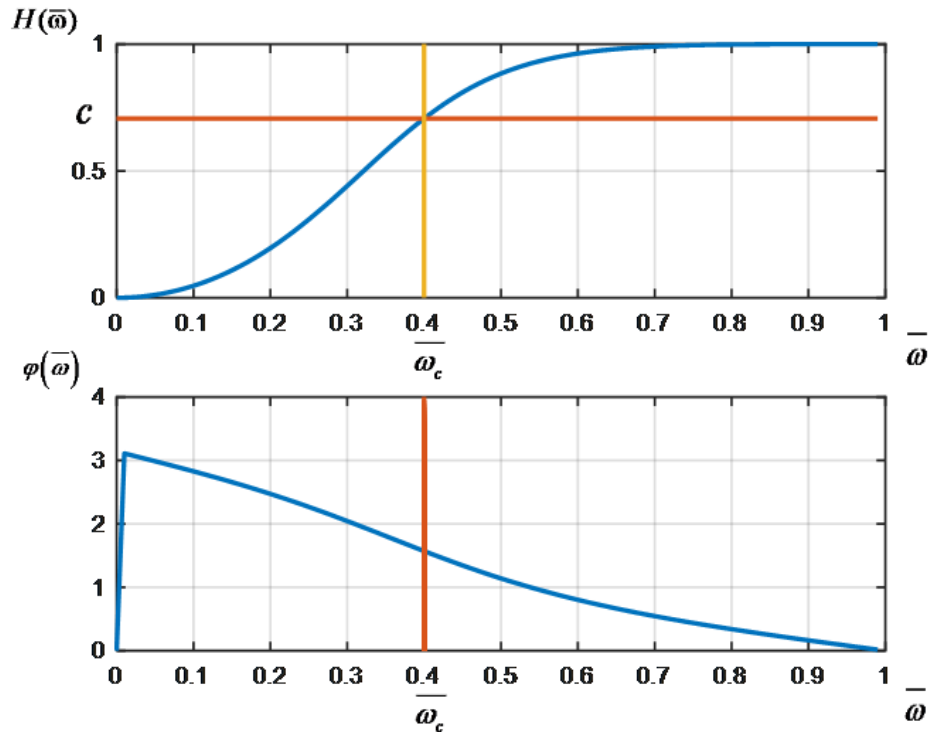


Рисунок 2.7 - АЧХ і ФЧХ ФВЧ другого порядку типу Баттерворта

Для опису нормованої АЧХ необхідно враховувати особливості компоненти типу Баттерворта, тому що відношення коефіцієнтів чисельника $\frac{a_1}{a_0} = -2$ та $a_2 = a_0$. Тоді після перетворень квадрат АЧХ (2.18) можна записати у вигляді

$$H^2(\bar{\omega}) = \frac{4a_0(1 - \cos(\bar{\omega}))^2}{(1 - b_2)^2 + (b_1 + 2\cos(\bar{\omega}))(b_1 + 2b_2\cos(\bar{\omega}))} \quad (2.28)$$

Для опису АЧХ ФВЧ другого порядку типу Баттерворта розглянемо два рівняння АЧХ виду (2.28) при відносній частоті $\bar{\omega} = \pi$ та $\bar{\omega} = \bar{\omega}_c$, оскільки при $\bar{\omega} = 0$ рівняння (2.28) буде дорівнювати нулю. Тоді запишемо наступне

$$H^2(\pi) = \frac{4a_0(1 - \cos(\pi))^2}{(1 - b_2)^2 + (b_1 + 2\cos(\pi))(b_1 + 2b_2\cos(\pi))}$$

$$H^2(\overline{\omega_c}) = \frac{4a_0(1 - \cos(\overline{\omega_c}))^2}{(1 - b_2)^2 + (b_1 + 2\cos(\overline{\omega_c}))(b_1 + 2b_2\cos(\overline{\omega_c}))}$$

У ФЧХ компоненти типу Баттерворта $\varphi(0) = \pi$, $\varphi(\overline{\omega_c}) = \frac{\pi}{2}$, $\varphi(\pi) \rightarrow 0$. У цьому випадку на частоті зрізу $\overline{\omega_c}$ умова буде виконуватися, якщо в рівнянні (2.19) знаменник буде дорівнює нулю, тобто

$$(b_2 + 1)\cos(\overline{\omega_c}) + b_1 = 0$$

Тоді $b_1 = -(b_2 + 1)\cos(\overline{\omega_c})$.

Після перетворень математичну модель ФВЧ другого порядку типу Баттерворта можна представити у вигляді

$$\begin{cases} a_1 = -2a_0, \\ a_2 = a_0, \\ \frac{16a_0^2}{(1 - b_2)^2 + (b_1 - 2)(b_1 - 2b_2)} = 1, \\ \frac{4a_0(1 - \cos(\overline{\omega_c}))^2}{(1 - b_2)^2 + (b_1 + 2\cos(\overline{\omega_c}))(b_1 + 2b_2\cos(\overline{\omega_c}))} = c^2, \\ b_1 = -(1 + b_2)\cos(\overline{\omega_c}). \end{cases} \quad (2.29)$$

ФВЧ типу Чебишева.

АЧХ і ФЧХ ФВЧ другого порядку Чебишева мають вигляд, наведений на рис. 2.8.

Для опису нормованої АЧХ необхідно враховувати особливості компоненти типу Чебишева, тому що ряд співвідношень однакові, але є і відмінності.

Відношення коефіцієнтів чисельника $\frac{a_1}{a_0} = -2$ та $a_2 = a_0$ такі само, як і у

ФВЧ Баттерворта. Тоді квадрат АЧХ буде описуватися виразом (2.28). Однак слід зазначити, що частота зрізу ФВЧ Чебишева визначається на рівні cp .

Для опису АЧХ ФВЧ другого порядку типу Чебишева розглянемо два рівняння АЧХ виду (2.28) при відносній частоті $\bar{\omega} = \pi$ та $\bar{\omega} = \bar{\omega}_c$, оскільки при $\bar{\omega} = 0$ рівняння (2.28) буде дорівнювати нулю.

У ФЧХ компоненти типу Чебишева $\varphi(0) = \pi$, $\varphi(\bar{\omega}_c) = \theta$, $\varphi(\pi) \rightarrow 0$, де величина θ на частоті зрізу залежить від величини пульсації cp .

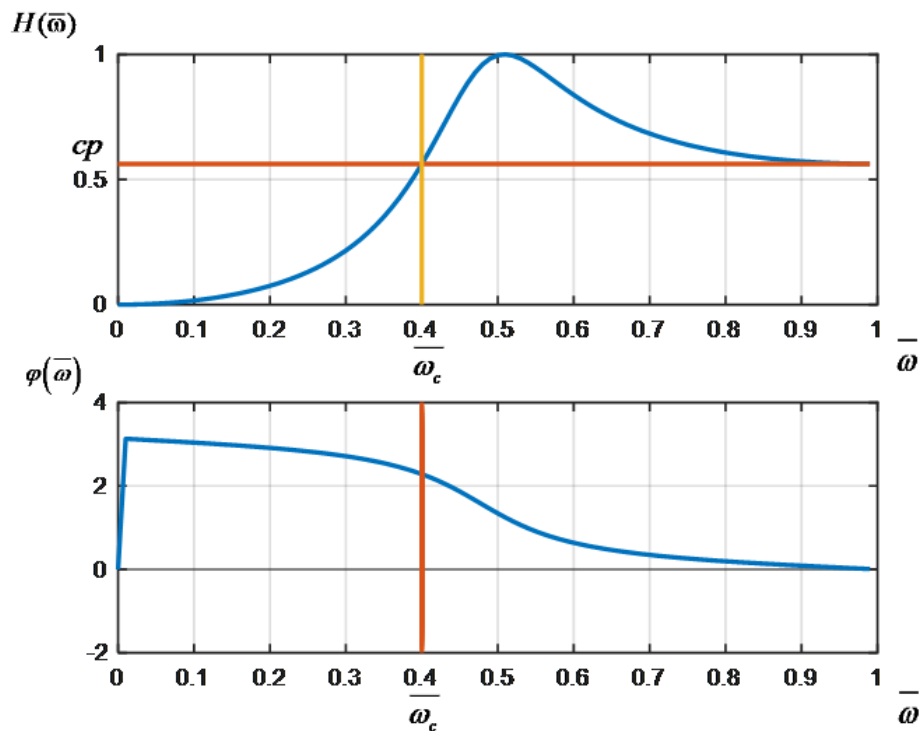


Рисунок 2.8 - АЧХ і ФЧХ ФВЧ другого порядку типу Чебишева

Після перетворень математичну модель ФВЧ другого порядку типу Чебишева можна представити у вигляді

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 = -2a_0, \\ a_2 = a_0, \\ \frac{16a_0^2}{(1-b_2)^2 + (b_1-2)(b_1-2b_2)} = 1, \\ \frac{4a_0(1-\cos(\overline{\omega}_c))^2}{(1-b_2)^2 + (b_1+2\cos(\overline{\omega}_c))(b_1+2b_2\cos(\overline{\omega}_c))} = cp^2, \\ \frac{(b_2-1)\sin(\overline{\omega}_c)}{(b_2+1)\cos(\overline{\omega}_c)+b_1} = tg\theta(cp). \end{array} \right. \quad (2.30)$$

ФВЧ типу Чебишева інверсний.

АЧХ і ФЧХ ФВЧ другого порядку Чебишева інверсного мають вигляд, наведений на рисунку 2.9.

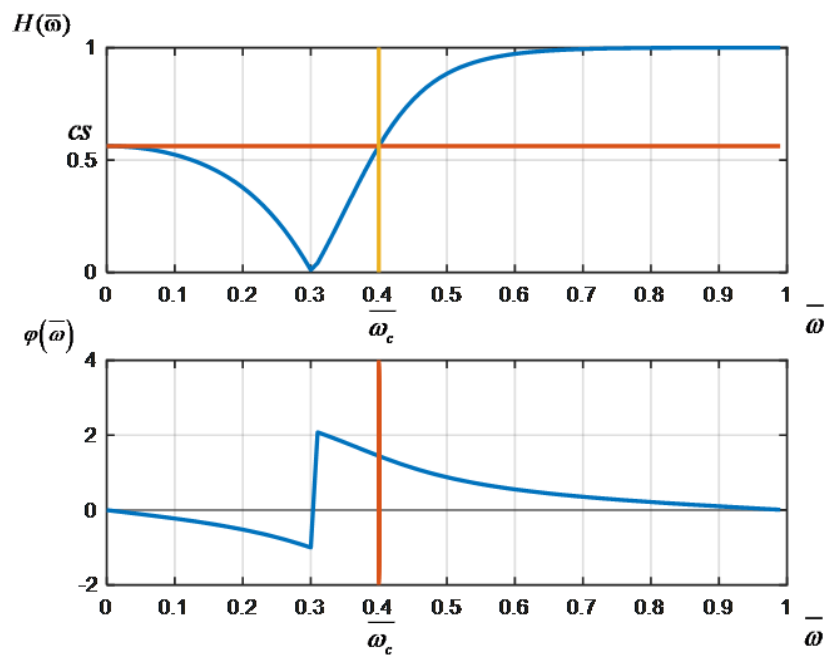


Рисунок 2.9 -АЧХ і ФЧХ ФВЧ другого порядку типу Чебишева

Для опису нормованої АЧХ необхідно враховувати особливості компоненти типу Чебишева інверсного.

Залежність $a_2 = a_0$ така сама, як і у ФВЧ Баттерворта і Чебишева. Тоді квадрат АЧХ на основі рівняння (2.18) після перетворень буде виглядати наступним чином

$$H^2(\bar{\omega}) = \frac{(a_1 + 2a_0 \cos(\bar{\omega}))^2}{(1 - b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1 + b_2)\cos(\bar{\omega}) + 4b_2 \cos^2(\bar{\omega})} \quad (2.31)$$

Для ФВЧ Чебишева інверсного частота зрізу визначається на рівні cs .

Для опису АЧХ ФВЧ другого порядку типу Чебишева інверсного розглянемо вже три рівняння АЧХ виду (2.31) при відносній частоті $\bar{\omega} = 0$, $\bar{\omega} = \bar{\omega}_c$ та $\bar{\omega} = \pi$.

У ФЧХ компоненти типу Чебишева інверсного $\varphi(0) = \pi$, $\varphi(\bar{\omega}_c) = \theta$, $\varphi(\pi) \rightarrow 0$, де величина θ на частоті зрізу залежить від величини пульсації cs .

Після перетворень математичну модель ФВЧ другого порядку типу Чебишева інверсного можна представити у вигляді

$$\left\{ \begin{array}{l} a_2 = a_0, \\ \frac{(a_1 + 2a_0)^2}{(b_1 + (1 + b_2))^2} = cs^2, \\ \frac{(a_1 - 2a_0)^2}{(b_1 - (1 + b_2))^2} = 1, \\ \frac{(a_1 + 2a_0 \cos(\bar{\omega}_c))^2}{(1 - b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1 + b_2)\cos(\bar{\omega}_c) + 4b_2 \cos^2(\bar{\omega}_c)} = cs^2, \\ -\frac{(1 - b_2)\sin(\bar{\omega}_c)(a_1 + 2a_0 \cos(\bar{\omega}_c))}{a_1 b_1 + (2a_0 b_1 + a_1(1 + b_2))\cos(\bar{\omega}_c) + 2a_0(1 + b_2)\cos^2(\bar{\omega}_c)} = tg\theta(cs). \end{array} \right. \quad (2.32)$$

ФВЧ типу еліптичний (Кауера).

АЧХ і ФЧХ ФВЧ другого порядку еліптичного мають вигляд, наведений на рисунку 2.10.

Для опису нормованої АЧХ необхідно враховувати особливості компоненти типу еліптичний. У даного ФВЧ є характеристика - рівень пульсацій і в смузі пропускання cp , та в смузі затримання cs .

Залежність $a_2 = a_0$ така ж як і у попередніх фільтрів. Тоді квадрат АЧХ буде виглядати як вираз (2.31).

Для ФВЧ еліптичного частота зрізу визначається на рівні cp .

Для опису АЧХ ФВЧ другого порядку типу еліптичний розглянемо вже три рівняння АЧХ виду (2.31) при відносній частоті $\bar{\omega} = 0$, $\bar{\omega} = \bar{\omega}_c$ та $\bar{\omega} = \pi$.

У ФЧХ компоненти типу еліптичний $\varphi(0) = \pi$, $\varphi(\bar{\omega}_c) = \theta$, $\varphi(\pi) \rightarrow 0$, де величина θ на частоті зрізу залежить від величини пульсації cp .

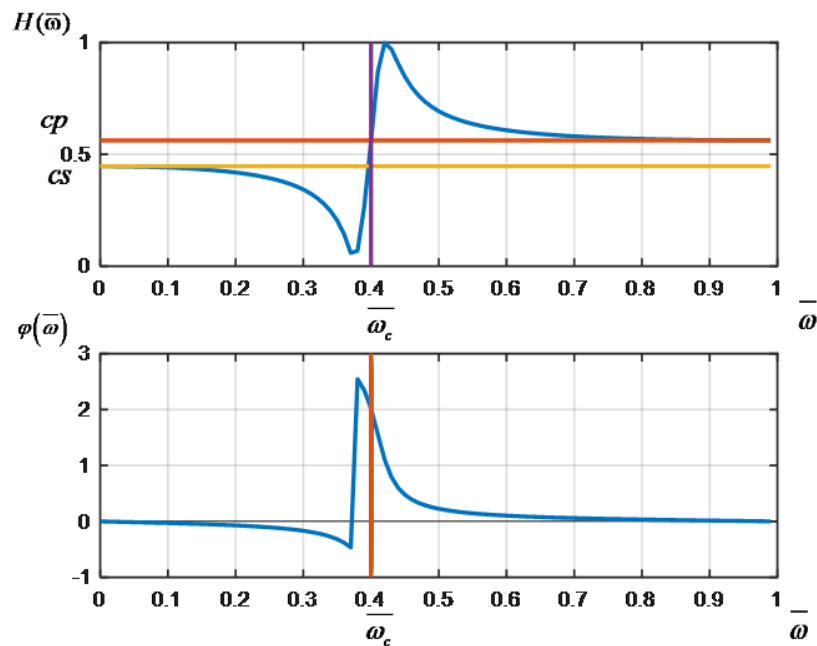


Рисунок 2.10 - АЧХ і ФЧХ ФВЧ другого порядку типу еліптичний

Після перетворень математичну модель ФВЧ другого порядку типу еліптичний можна представити у вигляді

$$\left\{ \begin{array}{l} a_2 = a_0, \\ \frac{(a_1 + 2a_0)^2}{(b_1 + (1 + b_2))^2} = cs^2, \\ \frac{(a_1 - 2a_0)^2}{(b_1 - (1 + b_2))^2} = cp^2, \\ \frac{(a_1 + 2a_0 \cos(\overline{\omega}_c))^2}{(1 - b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1 + b_2)\cos(\overline{\omega}_c) + 4b_2 \cos^2(\overline{\omega}_c)} = cp^2, \\ -\frac{(1 - b_2)\sin(\overline{\omega}_c)(a_1 + 2a_0 \cos(\overline{\omega}_c))}{a_1 b_1 + (2a_0 b_1 + a_1(1 + b_2))\cos(\overline{\omega}_c) + 2a_0(1 + b_2)\cos^2(\overline{\omega}_c)} = tg\theta(cp). \end{array} \right. \quad (2.33)$$

СФ першого порядку.

Узагальнені АЧХ та ФЧХ СФ першого порядку мають вигляд, наведених на рисунку 2.11.

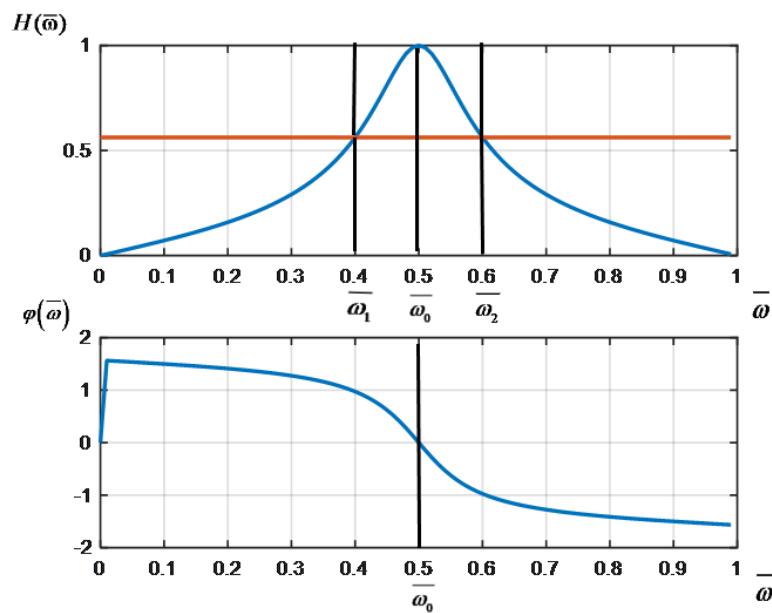


Рисунок 2.11 - Узагальнені АЧХ та ФЧХ СФ першого порядку

Слід зазначити, що всі СФ розглянутих раніше типів фільтрів (Баттерворта, Чебишева, Чебишева інверсний і еліптичний) мають приблизно однакові АЧХ і ФЧХ, як і в разі ФНЧ і ФВЧ першого порядку. Рівні коливальності cp та cs

на форму АЧХ суттєвих змін не вносять. Їх вплив різко зростає при порядках вище першого.

З рівнянь (2.17), (2.18) і (2.19) за умови, що $a_0 = -a_2$ та $a_1 = 0$ після перетворень отримаємо квадрат АЧХ виду

$$H^2(\bar{\omega}) = \frac{(2a_0 \sin(\bar{\omega}))^2}{(1-b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1+b_2)\cos(\bar{\omega}) + 4b_2 \cos^2(\bar{\omega})} \quad (2.34)$$

та ФЧХ

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{b_1 + (b_2 + 1)\cos(\bar{\omega})}{(1-b_2)\sin(\bar{\omega})} \quad (2.35)$$

Для опису цієї нормованої АЧХ розглянемо три рівняння виду (2.34) при відносній частоті $\bar{\omega} = \bar{\omega}_1$, $\bar{\omega} = \bar{\omega}_2$ та відносної частоти піку $\bar{\omega} = \bar{\omega}_p$, оскільки частоті піку ФЧХ проходить через нуль. В цьому випадку чисельник рівняння (2.35) має дорівнювати нулю

$$b_1 + (b_2 + 1)\cos(\bar{\omega}_p) = 0$$

Тоді $b_1 = -(b_2 + 1)\cos(\bar{\omega}_p)$. Значення відносної частоти піку АЧХ розглянемо в Главі 3.

З урахуванням вище сказаного і після перетворень математичну модель СФ другого порядку можна представити у вигляді

$$\left\{ \begin{array}{l} a_0 = -a_2, \\ a_1 = 0, \\ \frac{\left(2a_0 \sin(\overline{\omega}_1)\right)^2}{(1-b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1+b_2)\cos(\overline{\omega}_1) + 4b_2 \cos^2(\overline{\omega}_1)} = c^2, \\ \frac{\left(2a_0 \sin(\overline{\omega}_p)\right)^2}{(1-b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1+b_2)\cos(\overline{\omega}_p) + 4b_2 \cos^2(\overline{\omega}_p)} = 1, \\ \frac{\left(2a_0 \sin(\overline{\omega}_2)\right)^2}{(1-b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1+b_2)\cos(\overline{\omega}_2) + 4b_2 \cos^2(\overline{\omega}_2)} = c^2, \\ b_1 = -(b_2 + 1)\cos(\overline{\omega}_p). \end{array} \right. \quad (3.36)$$

РФ першого порядку.

Узагальнені АЧХ та ФЧХ РФ першого порядку мають вигляд, наведених на рисунку 2.12.

Частотні характеристики РФ першого порядку інших типів мають приблизно однакові АЧХ і ФЧХ, як і в разі ФНЧ і ФВЧ першого порядку. Рівні коливальності $ср$ та $сс$ на форму АЧХ суттєвих змін не вносять. Їх вплив різко зростає при порядках вище першого.

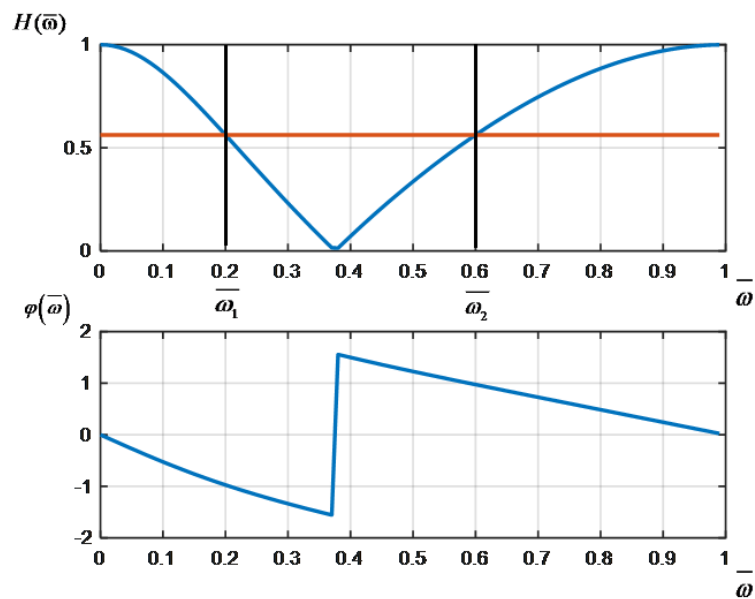


Рисунок 2.12 - Узагальнені АЧХ та ФЧХ РФ першого порядку

З рівнянь (2.17), (2.18) і (2.19) за умови, що $a_0 = a_2$ та $a_1 \geq 0$ після перетворень отримаємо квадрат АЧХ виду

$$H^2(\bar{\omega}) = \frac{(a_1 + 2a_0 \sin(\bar{\omega}))^2}{(1 - b_2)^2 + (b_1 + 2\cos(\bar{\omega})) + 2b_2 \cos(\bar{\omega})} \quad (2.37)$$

та ФЧХ

$$\operatorname{tg} \varphi = - \frac{(1 - b_2) \sin(\bar{\omega})}{b_1 + (b_2 + 1) \cos(\bar{\omega})} \quad (2.38)$$

Для опису цієї нормованої АЧХ розглянемо чотири рівняння виду (2.37) при відносній частоті $\bar{\omega} = \bar{\omega}_1$, $\bar{\omega} = \bar{\omega}_2$, а також при 0 та при π . Слід звернути увагу, що ФЧХ при мінімумі АЧХ дорівнює $\frac{\pi}{2}$. В цьому випадку знаменник рівняння (2.38) має дорівнювати нулю

$$b_1 + (b_2 + 1) \cos(\bar{\omega}_0) = 0$$

Тоді $b_1 = -(b_2 + 1) \cos(\bar{\omega}_0)$.

З урахуванням вище сказаного і після перетворень математичну модель РФ другого порядку можна представити у вигляді

$$\left\{ \begin{array}{l} a_0 = a_2, \\ a_1 \geq 0, \\ \frac{(a_1 + 2a_0)^2}{(1 - b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1 + b_2) + 4b_2} = 1, \\ \frac{(a_1 + 2a_0 \sin(\overline{\omega}_1))^2}{(1 - b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1 + b_2) \cos(\overline{\omega}_1) + 4b_2 \cos^2(\overline{\omega}_1)} = c^2, \\ \frac{(a_1 + 2a_0 \sin(\overline{\omega}_2))^2}{(1 - b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1 + b_2) \cos(\overline{\omega}_2) + 4b_2 \cos^2(\overline{\omega}_2)} = c^2, \\ \frac{(a_1 - 2a_0)^2}{(1 - b_2)^2 + b_1^2 - 2b_1(1 + b_2) + 4b_2} = 1, \\ b_1 = -(b_2 + 1) \cos(\overline{\omega}_0). \end{array} \right. \quad (2.39)$$

2.4. Висновки

З аналізу передавальних функцій і частотних характеристик ЧЗК першого і другого порядків можна зробити наступні висновки.

1. Амплітудно-частотні і фазочастотні характеристики ФНЧ і ФВЧ першого порядку різних типів мають приблизно однакові характеристики. Суттєві зміни характеристик проявляються у другому порядку.

2. Амплітудно-частотні і фазочастотні характеристики СФ і РФ першого порядку, які описуються передавальними функціями другого порядку, різних типів, мають приблизно однакові характеристики. Суттєві зміни характеристик проявляються у другому порядку, при описі передавальної функції четвертого порядку.

3. Для передавальних функцій першого порядку ФНЧ і ФВЧ характерно рівність коефіцієнтів чисельника $|a_0| = |a_1|$, але для ФНЧ - $a_0 = a_1$, а для ФВЧ $a_0 = -a_1$.

4. Для передавальних функцій другого порядку ФНЧ і ФВЧ має місце рівність коефіцієнтів чисельника $a_0 = a_2$, а коефіцієнт a_1 може приймати різні значення.

5. Така сама картина виявляється і для СФ та РФ першого порядку, коли коефіцієнти чисельника $a_0 = a_2$, а коефіцієнт a_1 для СФ дорівнює нулю $a_1 = 0$, а для РФ має різні значення $a_1 \geq 0$.

6. У результаті аналізу передавальних функцій і частотних характеристик ЧЗК першого і другого порядків складені конкретні математичні моделі компонент, які враховують особливості їх частотних характеристик, що дозволяє структурувати їх передавальні функції. Таке уявлення математичних моделей дозволяє перейти до розробки метода перебудови ЧЗК зі зменшеними обчислювальними витратами при знаходженні коефіцієнтів передавальної функції по заданих частотах зрізу або смузі частот.

Таким чином, виконано друге завдання дисертаційного дослідження розроблено нові математичні моделі ЧЗК першого і другого порядків, які відображають частотні характеристики компонент.

Можна сформулювати перший пункт наукової новизни:

Вперше побудовані математичні моделі частотно-залежних компонент, які, на відміну від існуючих, враховують особливості їх частотних характеристик, що дозволяє запропонувати методи перебудови зі зменшеними обчислювальними витратами на підставі знаходження коефіцієнтів передавальних функцій по заданих частотах зрізу.

2.5. Список використаних джерел

1. Ухина А. Анализ передаточных функций цифровых частотно-зависимых компонент низкого порядка. Журнал “Автоматизация технологических и бизнес - процессов” (АТБП), ОНАПТ. Т. 9, Вып. 2. 2017. С. 12-20.

2. Ukhina H.V., Bilenko A.A., Sytnikov V.S. Adjustable components in automated control systems of NPP technological processes. Вісник Черкаського державного технологічного університету. №3. 2018. С. 8 -14.

3. Hanna Ukhina, Valerii Sytnikov, Oleg Streltsov, Pavel Stupen, Dmitrii Yakovlev. Rearranging the Real-Time Computer System Components for Nuclear Power Plant Reactor Compartment Monitoring. The 2020 International Conference on Future Generation Computing & Technology Innovations – Liverpool, UK, 1-3 July 2020

РОЗДІЛ 3

МЕТОД ПЕРЕБУДОВИ ЧЗК ЗІ ЗМЕНШЕНИМИ ОБЧИСЛЮВАЛЬНИМИ ВИТРАТАМИ

На підставі отриманих моделей ЧЗК знайдемо коефіцієнти передавальної функції ЧЗК по заданій частоті зрізу (частотам зрізу) і рівням коливальності.

3.1. Знаходження коефіцієнтів передавальної функції ЧЗК першого порядку зі зменшеними обчислювальними витратами

На підставі моделі такого ЧЗК (2.20)

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1+b}{2}, \\ a_1 = a_0, \\ \frac{4a_0^2 \cos^2(\overline{\omega_c})}{(1+b)^2 + 4b \sin^2(\overline{\omega_c})} = c^2. \end{cases} \quad (3.1)$$

Знайдемо коефіцієнт знаменника b . Підставимо перше рівняння до третього [1]. Тоді отримаємо

$$\frac{(1+b)^2 \cos^2\left(\frac{\overline{\omega_c}}{2}\right)}{(1+b)^2 + 4b \sin^2\left(\frac{\overline{\omega_c}}{2}\right)} = c^2$$

Переходячи до рівняння

$$c^2(1+b)^2 + 4b \sin^2\left(\frac{\overline{\omega_c}}{2}\right) - (1+b)^2 \cos^2\left(\frac{\overline{\omega_c}}{2}\right) = 0$$

Виділимо коефіцієнт b

$$b^2 + 2 \left\{ \frac{c^2 \cos^2\left(\overline{\omega_c}\right) - \cos^2\left(\frac{\overline{\omega_c}}{2}\right)}{c^2 - \cos^2\left(\frac{\overline{\omega_c}}{2}\right)} \right\} b + 1 = 0$$

Вирішуючи це квадратне рівняння і провівши аналіз отриманого результату можна вказати

$$b = - \left\{ 1 - \frac{2c^2 \sin^2\left(\frac{\overline{\omega_c}}{2}\right)}{c^2 - \cos^2\left(\frac{\overline{\omega_c}}{2}\right)} \left(1 - \frac{\cos\left(\frac{\overline{\omega_c}}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\overline{\omega_c}}{2}\right)} \sqrt{\frac{1-c^2}{c^2}} \right) \right\} \quad (3.2)$$

Для ФНЧ першого порядку отримана формула дозволяє знайти інші коефіцієнти і залежності цих коефіцієнтів від частоти зрізу $\overline{\omega_c}$ та рівня c , рис. 3.1-3.2

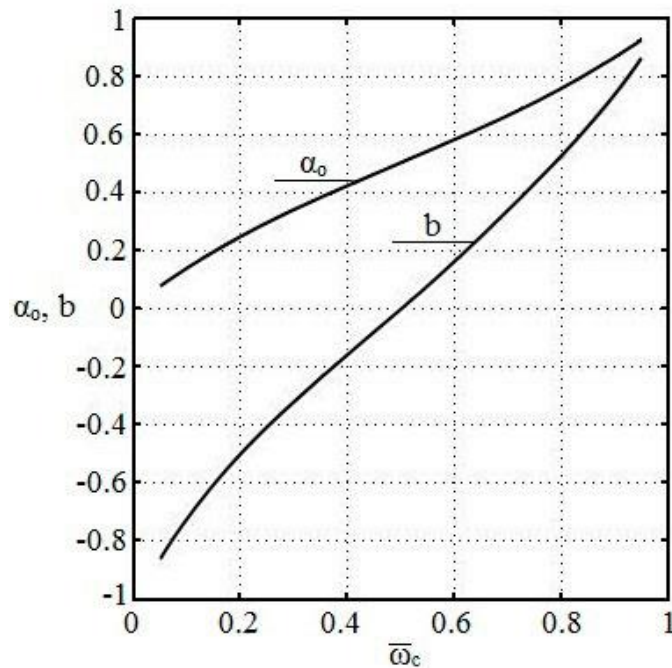


Рисунок 3.1 -Графіки залежності коефіцієнта чисельника і знаменника b передавальної функції ФНЧ Баттерворта від частоти зрізу фільтра $\overline{\omega_c}$

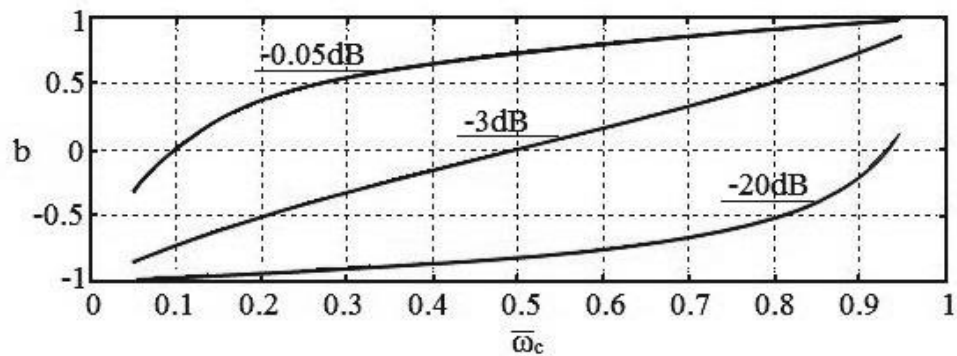


Рисунок 3.2 -Залежності коефіцієнта знаменника b передавальної функції ФНЧ Чебишева інверсного від частоти зрізу фільтра $\bar{\omega}_c$ при показнику пульсацій в смузі затримання $RS = -0,05$ дБ; $RS = -3$ дБ; $RS = -20$ дБ.

Однак для реалізації таке уявлення залежності коефіцієнта знаменника b від частоти зрізу $\bar{\omega}_c$ і рівня c не зовсім вдале в плані обчислювальних витрат. Запровадимо деяку додаткову величину ξ так, щоб

$$c = \cos\left(\frac{\xi}{2}\right). \quad (3.3)$$

Або додаткова величина дорівнює $\xi = 2\arccos(c)$, величина c знаходиться в діапазоні $0 < c < 1$.

Тоді після підстановки (3.3) в (3.2) можна отримати більш простий вислів для реалізації

$$b = \frac{\sin\left(\frac{\bar{\omega}_c - \xi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\bar{\omega}_c + \xi}{2}\right)}. \quad (3.4)$$

Таке уявлення значно зменшує обчислювальні витрати при визначенні коефіцієнтів передавальної функції. Отримане співвідношення для коефіцієнта b зручні при реалізації для апаратно-програмних засобів на основі мікропроцесорної техніки. Можна записати в пам'яті значення синусів і косинусів в заданому діапазоні регулювання частоти зрізу з заданим кроком.

У цих формулах введена додаткова величина ξ , яку на основі формули (3.3) можна виразити через рівень пульсацій АЧХ RP і RS

$$\xi = 2 \arccos \left(\frac{1}{\sqrt{10^{0.1 RP}}} \right),$$

де замість RP може бути використано і RS , рис.3.3.

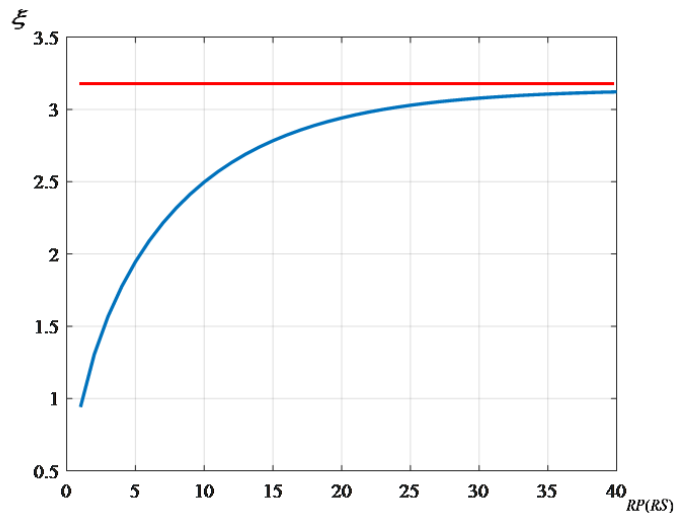


Рисунок 3.3 -Графік залежності додаткової величини ξ від рівня пульсацій RP або RS , що задаються у децибелах

З рис.3.3 випливає, що при завданні рівня пульсацій 3 дБ, що відповідає фільтру Баттерворта, додаткова величина ξ дорівнює $\frac{\pi}{2}$ та рівень c дорівнює

$$c = \cos \left(\frac{\xi}{2} \right) = \cos \left(\frac{\pi}{4} \right) = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$$

Зазвичай при використанні фільтрів Чебишева, Чебишева інверсного і еліптичного рівень пульсацій АЧХ RP і RS задаються більше 3дБ. Тоді додаткова величина ξ буде знаходитися в діапазоні $\frac{\pi}{2} < \xi < \pi$. Це дозволяє

перейти до нової величиною θ , що буде знаходитися в діапазоні від 0 до $\frac{\pi}{2}$,

$\theta = \xi - \frac{\pi}{2}$, рис.3.4.

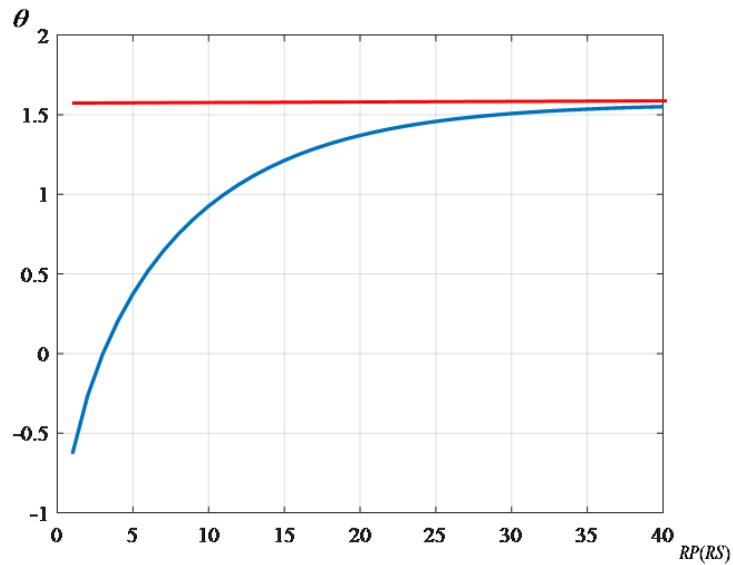


Рисунок 3.4 -Графік залежності величини θ від рівня пульсацій RP або RS, що задаються в децибелах

ФВЧ першого порядку.

На підставі моделі такого ЧЗК (2.21)

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1-b}{2}, \\ a_1 = -a_0, \\ \frac{4a_0^2 \sin^2(\overline{\omega_c})}{(1+b)^2 + 4b \sin^2(\overline{\omega_c})} = c^2. \end{cases} \quad (3.5)$$

Знайдемо коефіцієнт знаменника b . Підставимо перше рівняння до третього [1]. Далі перейшовши до квадратного рівняння і його рішення отримаємо

$$b = 1 - \frac{2c^2 \cos^2\left(\frac{\bar{\omega}_c}{2}\right)}{c^2 - \sin^2\left(\frac{\bar{\omega}_c}{2}\right)} \left(1 - \frac{\sin\left(\frac{\bar{\omega}_c}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\bar{\omega}_c}{2}\right)} \sqrt{\frac{1-c^2}{c^2}} \right) \quad (3.6)$$

Для ФВЧ першого порядку отримана формула дозволяє знайти інші коефіцієнти і залежності цих коефіцієнтів від частоти зрізу $\bar{\omega}_c$ та рівня c , рис. 3.5-3.6,

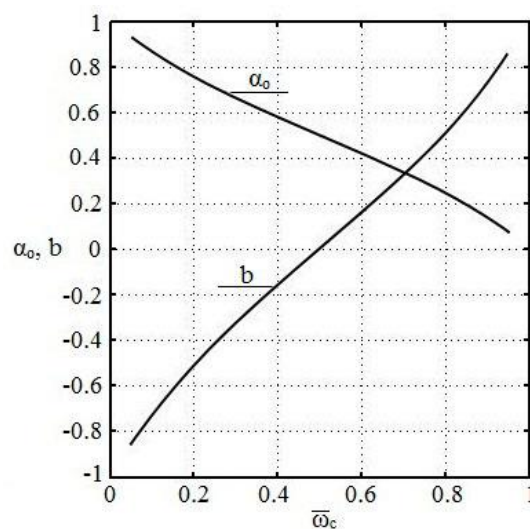


Рисунок 3.5 -Графіки коефіцієнта чисельник a_0 та знаменника b передавальної функції ФВЧ Баттерворта від частоти зрізу фільтра $\bar{\omega}_c$

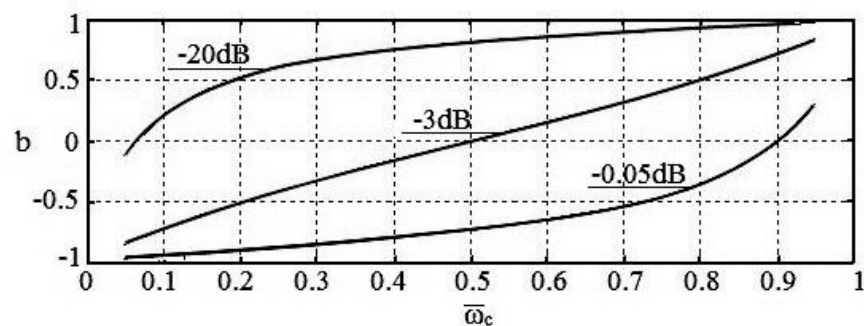


Рисунок 3.6 -Графіки залежності коефіцієнта знаменника b фільтру Чебішева інверсний від частоти зрізу фільтра $\bar{\omega}_c$ при показнику пульсацій в смузі затримання $RS = -0,05$ дБ; $RS = -3$ дБ; $RS = -20$ дБ.

Використовуючи співвідношення (3.3) вираз для коефіцієнта (3.6) буде мати вигляд

$$b = \frac{\sin\left(\frac{\bar{\omega}_c - \xi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\bar{\omega}_c + \xi}{2}\right)} \quad (3.7)$$

При розробці ЧЗК може розглядатися два варіанти перебудови: роздільне і комплексне.

При роздільній перебудові здійснюється окремо коефіцієнтом посилення k та окремо частотою зрізу $\bar{\omega}_c$, тобто для кожного значення k та $\bar{\omega}_c$ необхідно перерахувати значення a_0 та b відповідно до формул (3.1, 3.2, 3.4, 3.5, 3.6, 3.7) В більшості випадків $k = \text{var}$ і задається окремою компонентою посилення в складі системи.

При комплексному керуванні, коли одночасно перебудовується і коефіцієнт k , і частота $\bar{\omega}_c$, коефіцієнт k може бути як $k = \text{var}$, так і $k = \text{const}$. Оскільки співвідношення між коефіцієнтами передавальної функції a_0 і b має складний характер, то необхідно розглянути ці варіанти окремо.

У разі, коли розглядається варіант, змінного коефіцієнта, $k = \text{var}$ слід вчинити так:

- задається нове значення коефіцієнта k_i і частота зрізу $\bar{\omega}_{ci}$;
- відповідно до формул (3.2, 3.4, 3.6, 3.7) визначається коефіцієнт b як b_i ;
- коефіцієнт чисельника a_0 перераховується з умови (3.1, 3.5) при нових значеннях k_i та b_i . У цьому випадку коефіцієнт a_0 є функцією коефіцієнта посилення k_i і коефіцієнта b_i , тобто $a_0 = F(k_i, b_i)$.

У разі постійного коефіцієнта посилення $k = \text{const}$ процедура перерахунку повторюється відповідно описаної послідовності дій. Однак при значенні

$k = \text{const}$ коефіцієнт a_0 є функцією тільки коефіцієнта b_i , тобто $a_0 = F(k_i, b_i)$.

У цьому випадку дана залежність може бути заздалегідь прорахована і занесена в пам'ять, щоб не втрачати час на її перерахунок.

3.2. Знаходження коефіцієнтів передавальної функції ЧЗК другого порядку зі зменшеними обчислювальними витратами

ФНЧ другого порядку Баттерворта.

Математична модель ФНЧ другого порядку типу Баттерворта на основі системи (2.23) має вигляд

$$\begin{cases} a_1 = 2a_0, \\ a_2 = a_0, \\ \frac{16a_0^2}{(1-b_2)^2 + (b_1+2)(b_1+2b_2)} = 1, \\ \frac{4a_0(1+\cos(\overline{\omega_c}))^2}{(1-b_2)^2 + (b_1+2\cos(\overline{\omega_c}))(b_1+2b_2\cos(\overline{\omega_c}))} = c^2, \\ b_1 = -(1+b_2)\cos(\overline{\omega_c}). \end{cases} \quad (3.9)$$

Для ФНЧ Баттерворта величина $c = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Тоді вирішуючи спільно рівняння

3 і 4 з системи (3.9) за умови, що коефіцієнт b_1 визначається з рівняння 5 тієї ж системи отримаємо

$$\begin{cases} (1+b_2)2\sin^2 \frac{\overline{\omega_c}}{2} = 2a_0 \\ \frac{(1-b_2)}{\sqrt{2}} \text{tg} \frac{\overline{\omega_c}}{2} = 2a_0 \end{cases} \quad (3.10)$$

Вирішуючи спільно ці рівняння з системи (3.10) отримаємо, що

$$b_2 = \frac{\sqrt{2} - \sin \overline{\omega_c}}{\sqrt{2} + \sin \overline{\omega_c}}$$

З першого рівняння системи (3.10) отримаємо

$$a_0 = \frac{(1+b_2)}{2} \sin^2 \frac{\overline{\omega_c}}{2} \text{ и } a_1 = 2a_0.$$

Тоді можна записати

$$\begin{cases} b_2 = \frac{\sqrt{2} - \sin \overline{\omega_c}}{\sqrt{2} + \sin \overline{\omega_c}}, \\ b_1 = -(1+b_2) \cos(\overline{\omega_c}), \\ a_0 = \frac{(1+b_2)}{2} \sin^2 \frac{\overline{\omega_c}}{2}, \\ a_1 = 2a_0, \\ a_2 = a_0. \end{cases} \quad (3.11)$$

ФВЧ другого порядку Баттерворта.

Для ФВЧ Баттерворта характерно, що коефіцієнт $a_1 = -2a_0$ і математична модель ФВЧ другого порядку типу Баттерворта має вигляд (2.29)

$$\begin{cases} a_1 = -2a_0, \\ a_2 = a_0, \\ \frac{16a_0^2}{(1-b_2)^2 + (b_1-2)(b_1-2b_2)} = 1, \\ \frac{4a_0(1-\cos(\overline{\omega_c}))^2}{(1-b_2)^2 + (b_1+2\cos(\overline{\omega_c}))(b_1+2b_2\cos(\overline{\omega_c}))} = c^2, \\ b_1 = -(1+b_2)\cos(\overline{\omega_c}). \end{cases} \quad (3.12)$$

Провівши аналогічні дії, як для ФНЧ Баттерворта, отримаємо систему

$$\begin{cases} (1+b_2)\cos^2 \frac{\overline{\omega_c}}{2} = 2a_0 \\ \frac{(1-b_2)}{\sqrt{2}\operatorname{tg} \frac{\overline{\omega_c}}{2}} = 2a_0 \end{cases} \quad (3.13)$$

Спільне рішення дозволяє отримати b_2 у вигляді

$$b_2 = \frac{\sqrt{2} - \sin \overline{\omega_c}}{\sqrt{2} + \sin \overline{\omega_c}}$$

З першого рівняння системи (3.13) отримаємо

$$a_0 = \frac{(1+b_2)}{2} \cos^2 \frac{\overline{\omega_c}}{2} \text{ и } a_1 = -2a_0.$$

Тоді можна записати

$$\begin{cases} b_2 = \frac{\sqrt{2} - \sin \overline{\omega_c}}{\sqrt{2} + \sin \overline{\omega_c}}, \\ b_1 = -(1+b_2) \cos \left(\frac{\overline{\omega_c}}{2} \right), \\ a_0 = \frac{(1+b_2)}{2} \cos^2 \frac{\overline{\omega_c}}{2}, \\ a_1 = -2a_0, \\ a_2 = a_0. \end{cases} \quad (3.14)$$

Можна зробити висновки щодо визначення коефіцієнтів ФНЧ і ФВЧ Баттерворта. Виходячи з систем (3.11) і (3.14) перебудова по коефіцієнтах знаменника b_1 та b_2 відбувається однаково. Відмінності полягають щодо змін коефіцієнтів чисельника a_0 і a_1 .

Тому доцільно в тракті обробки використовувати ФНЧ і ФВЧ, для побудови СФ і РФ, при послідовному з'єднанні, що дозволить оперативну їх перебудовувати зі зменшенням обчислювальних витрат.

ФНЧ другого порядку Чебишева.

Модель ФНЧ другого порядку Чебишева описується математичною моделлю виду (2.24)

Величина $tg\varphi(cp)$ визначається з параграфа 3.3, введемо нове позначення для зручності опису $tg\varphi(cp) = \phi$.

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 = 2a_0, \\ a_2 = a_0, \\ \frac{16a_0^2}{(1-b_2)^2 + (b_1+2)(b_1+2b_2)} = 1, \\ \frac{4a_0(1+\cos(\overline{\omega_c}))^2}{(1-b_2)^2 + (b_1+2\cos(\overline{\omega_c}))(b_1+2b_2\cos(\overline{\omega_c}))} = cp^2, \\ \frac{(b_2-1)\sin(\overline{\omega_c})}{(b_2+1)\cos(\overline{\omega_c}) + b_1} = tg\theta(cp). \end{array} \right. \quad (3.15)$$

Тоді з п'ятого рівняння моделі (3.15) знайдемо b_1

$$b_1 = - \left[(1+b_2)\cos(\overline{\omega_c}) + \frac{(1-b_2)}{\phi}\sin(\overline{\omega_c}) \right].$$

Перетворивши знаменник третього рівняння моделі (3.15)

$$(1-b_2)^2 + (b_1+2)(b_1+2b_2)$$

отримаємо $(b_1 + (1-b_2))^2$.

Тоді з третього рівняння і знайденого b_1 отримаємо a_0

$$a_0 = \frac{cp}{4} \left[(1+b_2)(1-\cos(\overline{\omega_c})) - \frac{(1-b_2)}{\phi}\sin(\overline{\omega_c}) \right].$$

Спільно вирішуючи четверте рівняння моделі (3.15), а також отримані коефіцієнти b_1 та a_0 отримаємо вираз для визначення b_2

$$b_2 = \frac{2\sqrt{1+\phi^2} + (1+\cos(\overline{\omega_c})) - \phi\sin(\overline{\omega_c})}{2\sqrt{1+\phi^2} + (1+\cos(\overline{\omega_c})) + \phi\sin(\overline{\omega_c})}$$

Тоді можна записати

$$\begin{cases} b_2 = \frac{2\sqrt{1+\phi^2} + (1 + \cos(\overline{\omega_c})) - \phi \sin(\overline{\omega_c})}{2\sqrt{1+\phi^2} + (1 + \cos(\overline{\omega_c})) + \phi \sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 = -\left[(1+b_2)\cos(\overline{\omega_c}) + \frac{(1-b_2)}{\phi}\sin(\overline{\omega_c}) \right], \\ a_0 = \frac{cp}{4} \left[(1+b_2)(1 - \cos(\overline{\omega_c})) - \frac{(1-b_2)}{\phi}\sin(\overline{\omega_c}) \right], \\ a_1 = 2a_0, \\ a_2 = a_0. \end{cases} \quad (3.16)$$

ФВЧ другого порядку Чебишева.

Модель ФВЧ другого порядку Чебишева описується математичною моделлю виду (2.30)

$$\begin{cases} a_1 = -2a_0, \\ a_2 = a_0, \\ \frac{16a_0^2}{(1-b_2)^2 + (b_1-2)(b_1-2b_2)} = 1, \\ \frac{4a_0(1 - \cos(\overline{\omega_c}))^2}{(1-b_2)^2 + (b_1 + 2\cos(\overline{\omega_c}))(b_1 + 2b_2\cos(\overline{\omega_c}))} = cp^2, \\ \frac{(b_2-1)\sin(\overline{\omega_c})}{(b_2+1)\cos(\overline{\omega_c}) + b_1} = tg\theta(cp). \end{cases} \quad (3.17)$$

За аналогією з ФНЧ з п'ятого рівняння моделі (3.17) знайдемо b_1

$$b_1 = -\left[(1+b_2)\cos(\overline{\omega_c}) + \frac{(1-b_2)}{\phi}\sin(\overline{\omega_c}) \right].$$

Перетворивши знаменник четвертого рівняння моделі (3.17)

$$(1-b_2)^2 + (b_1-2)(b_1-2b_2)$$

отримаємо $(b_1 - (1+b_2))^2$.

Тоді з четвертого рівняння і знайденого b_1 отримаємо a_0

$$a_0 = \frac{cp}{4} \left[(1+b_2) \left(1 + \cos(\overline{\omega_c}) \right) - \frac{(1-b_2)}{\phi} \sin(\overline{\omega_c}) \right]$$

Вирішуючи разом четверте рівняння моделі (3.17), а також отримані коефіцієнти b_1 та a_0 отримаємо вираз для визначення b_2

$$b_2 = \frac{2\sqrt{1+\phi^2} + \left(1 - \cos(\overline{\omega_c}) \right) + \phi \sin(\overline{\omega_c})}{2\sqrt{1+\phi^2} + \left(1 - \cos(\overline{\omega_c}) \right) - \phi \sin(\overline{\omega_c})}$$

Тоді можна записати

$$\begin{cases} b_2 = \frac{2\sqrt{1+\phi^2} + \left(1 - \cos(\overline{\omega_c}) \right) + \phi \sin(\overline{\omega_c})}{2\sqrt{1+\phi^2} + \left(1 - \cos(\overline{\omega_c}) \right) - \phi \sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 = - \left[(1+b_2) \cos(\overline{\omega_c}) + \frac{(1-b_2)}{\phi} \sin(\overline{\omega_c}) \right], \\ a_0 = \frac{cp}{4} \left[(1+b_2) \left(1 + \cos(\overline{\omega_c}) \right) - \frac{(1-b_2)}{\phi} \sin(\overline{\omega_c}) \right], \\ a_1 = -2a_0, \\ a_2 = a_0. \end{cases} \quad (3.18)$$

ФНЧ другого порядку Чебишева інверсний.

Модель ФНЧ другого порядку Чебишева інверсного описується математичною моделлю виду (2.26)

$$\begin{cases} a_2 = a_0, \\ \frac{(a_1 + 2a_0)^2}{(b_1 + (1+b_2))^2} = 1, \\ \frac{(a_1 + 2a_0 \cos(\overline{\omega_c}))^2}{(1-b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1+b_2)\cos(\overline{\omega_c}) + 4b_2 \cos^2(\overline{\omega_c})} = cs^2, \\ \frac{(a_1 - 2a_0)^2}{(b_1 - (1+b_2))^2} = cs^2, \\ \frac{(1-b_2)\sin(\overline{\omega_c})(a_1 + 2a_0 \cos(\overline{\omega_c}))}{a_1 b_1 + (2a_0 b_1 + a_1(1+b_2))\cos(\overline{\omega_c}) + 2a_0(1+b_2)\cos^2(\overline{\omega_c})} = tg\theta(cs) = \phi. \end{cases} \quad (3.19)$$

З другого і четвертого рівняння математичної моделі (3.19) виділимо коефіцієнт a_1

$$\begin{aligned} a_1 &= b_1 + (1 + b_2) - 2a_0, \\ a_1 &= [b_1 - (1 + b_2)]cs + 2a_0 \end{aligned} \quad (3.20)$$

Прирівняв ці рівняння, отримаємо a_0

$$a_0 = \frac{b_1(1 - cs) + (1 + b_2)(1 + cs)}{4} \quad (3.21)$$

Підставимо (3.21) в рівняння (3.20) визначимо a_1

$$a_1 = \frac{b_1(1 + cs) + (1 + b_2)(1 - cs)}{2}$$

З п'ятого рівняння моделі (3.19) виділимо b_1 , з урахуванням коефіцієнтів a_0 і a_1 ,

$$b_1 = -\frac{(1 - b_2)\sin(\overline{\omega_c}) + (1 + b_2)\phi\cos(\overline{\omega_c})}{\phi}$$

Підставимо в третє рівняння моделі (3.19) отримані коефіцієнти a_0 , a_1 та b_1 знайдемо вираз для знаходження b_2

$$b_2 = \frac{2cs\sqrt{1 + \phi^2} + (1 + cs) - (1 - cs)\cos(\overline{\omega_c}) + \phi(1 - cs)\sin(\overline{\omega_c})}{2cs\sqrt{1 + \phi^2} - (1 + cs) - (1 - cs)\cos(\overline{\omega_c}) - \phi(1 - cs)\sin(\overline{\omega_c})}$$

Тоді можна записати

$$\begin{cases} b_2 = \frac{2cs\sqrt{1 + \phi^2} + (1 + cs) - (1 - cs)\cos(\overline{\omega_c}) + \phi(1 - cs)\sin(\overline{\omega_c})}{2cs\sqrt{1 + \phi^2} - (1 + cs) - (1 - cs)\cos(\overline{\omega_c}) - \phi(1 - cs)\sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 = -\frac{(1 - b_2)\sin(\overline{\omega_c}) + (1 + b_2)\phi\cos(\overline{\omega_c})}{\phi}, \\ a_0 = \frac{b_1(1 - cs) + (1 + b_2)(1 + cs)}{4}, \\ a_1 = \frac{b_1(1 + cs) + (1 + b_2)(1 - cs)}{2}, \\ a_2 = a_0. \end{cases} \quad (3.22)$$

ФВЧ другого порядку Чебишева інверсний.

Модель ФВЧ другого порядку Чебишева інверсного описується математичною моделлю виду (2.32)

$$\left\{ \begin{array}{l} a_2 = a_0, \\ \frac{(a_1 + 2a_0)^2}{(b_1 + (1 + b_2))^2} = cs^2, \\ \frac{(a_1 - 2a_0)^2}{(b_1 - (1 + b_2))^2} = 1, \\ \frac{(a_1 + 2a_0 \cos(\overline{\omega_c}))^2}{(1 - b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1 + b_2)\cos(\overline{\omega_c}) + 4b_2 \cos^2(\overline{\omega_c})} = cs^2, \\ -\frac{(1 - b_2)\sin(\overline{\omega_c})(a_1 + 2a_0 \cos(\overline{\omega_c}))}{a_1 b_1 + (2a_0 b_1 + a_1(1 + b_2))\cos(\overline{\omega_c}) + 2a_0(1 + b_2)\cos^2(\overline{\omega_c})} = tg\theta(cs) = \phi. \end{array} \right. \quad (3.23)$$

За аналогією з ФНЧ з другого рівняння і четвертого рівняння математичної моделі (3.23) виділимо коефіцієнт a_1

$$\begin{aligned} a_1 &= b_1 - (1 + b_2) + 2a_0, \\ a_1 &= [b_1 + (1 + b_2)]cs - 2a_0 \end{aligned} \quad (3.24)$$

Прирівнявши ці рівняння, отримаємо a_0

$$a_0 = \frac{-b_1(1 - cs) + (1 + b_2)(1 + cs)}{4} \quad (3.25)$$

Підставимо рівняння (3.25) в рівняння (3.24) знайдемо a_1

$$a_1 = \frac{b_1(1 + cs) - (1 + b_2)(1 - cs)}{2}$$

З п'ятого рівняння моделі (3.23) виділимо b_1 , з урахуванням коефіцієнтів a_0 та a_1 ,

$$b_1 = -\frac{(1 - b_2)\sin(\overline{\omega_c}) + (1 + b_2)\phi \cos(\overline{\omega_c})}{\phi}.$$

Підставимо в третє рівняння моделі (3.23) отримані коефіцієнти a_0 , a_1 та b_1 знайдемо вираз для знаходження b_2

$$b_2 = \frac{-2cs\sqrt{1+\phi^2} + (1+cs) - (1-cs)\cos(\overline{\omega_c}) + \phi(1-cs)\sin(\overline{\omega_c})}{2cs\sqrt{1+\phi^2} - (1+cs) + (1-cs)\cos(\overline{\omega_c}) + \phi(1-cs)\sin(\overline{\omega_c})}.$$

Тоді можна записати

$$\left\{ \begin{array}{l} b_2 = \frac{-2cs\sqrt{1+\phi^2} + (1+cs) - (1-cs)\cos(\overline{\omega_c}) + \phi(1-cs)\sin(\overline{\omega_c})}{2cs\sqrt{1+\phi^2} - (1+cs) + (1-cs)\cos(\overline{\omega_c}) + \phi(1-cs)\sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 = -\frac{(1-b_2)\sin(\overline{\omega_c}) + (1+b_2)\phi\cos(\overline{\omega_c})}{\phi}, \\ a_0 = \frac{-b_1(1-cs) + (1+b_2)(1+cs)}{4}, \\ a_1 = \frac{b_1(1+cs) - (1+b_2)(1-cs)}{2}, \\ a_2 = a_0. \end{array} \right. \quad (3.26)$$

ФНЧ другого порядку еліптичний.

Модель ФНЧ другого порядку еліптичний описується математичною моделлю виду (2.27)

$$\left\{ \begin{array}{l} a_2 = a_0, \\ \frac{(a_1 + 2a_0)^2}{(b_1 + (1+b_2))^2} = cp^2, \\ \frac{(a_1 + 2a_0 \cos(\overline{\omega_c}))^2}{(1-b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1+b_2)\cos(\overline{\omega_c}) + 4b_2 \cos^2(\overline{\omega_c})} = cp^2, \\ \frac{(a_1 - 2a_0)^2}{(b_1 - (1+b_2))^2} = cs^2, \\ -\frac{(1-b_2)\sin(\overline{\omega_c})(a_1 + 2a_0 \cos(\overline{\omega_c}))}{a_1 b_1 + (2a_0 b_1 + a_1(1+b_2))\cos(\overline{\omega_c}) + 2a_0(1+b_2)\cos^2(\overline{\omega_c})} = \operatorname{tg}\theta(cp) = \phi. \end{array} \right. \quad (3.27)$$

З другого рівняння та четвертого рівняння математичної моделі (3.27) виділимо коефіцієнт a_1

$$\begin{aligned} a_1 &= [b_1 + (1 + b_2)]cp - 2a_0, \\ a_1 &= [b_1 + (1 + b_2)]cs + 2a_0. \end{aligned} \quad (3.28)$$

Прирівнявши ці рівняння, отримаємо a_0

$$a_0 = \frac{b_1(cp - cs) + (1 + b_2)(cp + cs)}{4}. \quad (3.29)$$

Підставимо рівняння (3.21) в рівняння (3.20) визначимо a_1

$$a_1 = \frac{b_1(cp + cs) + (1 + b_2)(cp - cs)}{2}.$$

З п'ятого рівняння моделі (3.27) виділимо b_1 , з урахуванням коефіцієнтів a_0 та a_1 ,

$$b_1 = -\frac{(1 - b_2)\sin(\overline{\omega_c}) + (1 + b_2)\phi\cos(\overline{\omega_c})}{\phi}.$$

Підставимо в третє рівняння моделі (3.19) отримані коефіцієнти a_0 , a_1 , та b_1 знайдемо вираз для знаходження b_2

$$b_2 = \frac{2cs\sqrt{1 + \phi^2} + (cp + cs) + (cp - cs)\cos(\overline{\omega_c}) - \phi(cp - cs)\sin(\overline{\omega_c})}{2cs\sqrt{1 + \phi^2} + (cp + cs) + (cp - cs)\cos(\overline{\omega_c}) + \phi(cp - cs)\sin(\overline{\omega_c})}$$

Тоді можна записати

$$\left\{ \begin{aligned} b_2 &= \frac{2cs\sqrt{1 + \phi^2} + (cp + cs) + (cp - cs)\cos(\overline{\omega_c}) - \phi(cp - cs)\sin(\overline{\omega_c})}{2cs\sqrt{1 + \phi^2} + (cp + cs) + (cp - cs)\cos(\overline{\omega_c}) + \phi(cp - cs)\sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 &= -\frac{(1 - b_2)\sin(\overline{\omega_c}) + (1 + b_2)\phi\cos(\overline{\omega_c})}{\phi}, \\ a_0 &= \frac{b_1(cp - cs) + (1 + b_2)(cp + cs)}{4}, \\ a_1 &= \frac{b_1(cp + cs) + (1 + b_2)(cp - cs)}{2}, \\ a_2 &= a_0. \end{aligned} \right. \quad (3.30)$$

ФВЧ другого порядку еліптичний.

Модель ФВЧ другого порядку еліптичний описується математичною моделлю виду (2.33)

$$\left\{ \begin{array}{l} a_2 = a_0, \\ \frac{(a_1 + 2a_0)^2}{(b_1 + (1 + b_2))^2} = cs^2, \\ \frac{(a_1 - 2a_0)^2}{(b_1 - (1 + b_2))^2} = cp^2, \\ \frac{\left(a_1 + 2a_0 \cos(\overline{\omega_c})\right)^2}{(1 - b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1 + b_2)\cos(\overline{\omega_c}) + 4b_2 \cos^2(\overline{\omega_c})} = cp^2, \\ -\frac{(1 - b_2)\sin(\overline{\omega_c})(a_1 + 2a_0 \cos(\overline{\omega_c}))}{a_1 b_1 + (2a_0 b_1 + a_1(1 + b_2))\cos(\overline{\omega_c}) + 2a_0(1 + b_2)\cos^2(\overline{\omega_c})} = tg\theta(cp) = \phi. \end{array} \right. \quad (3.31)$$

З другого рівняння і третього рівняння математичної моделі (3.31) виділимо коефіцієнт a_1

$$\begin{aligned} a_1 &= [b_1 + (1 + b_2)]cs - 2a_0, \\ a_1 &= [b_1 - (1 + b_2)]cp + 2a_0 \end{aligned} \quad (3.32)$$

Прирівнявши ці рівняння, отримаємо a_0

$$a_0 = \frac{b_1(cp - cs) + (1 + b_2)(cp + cs)}{4} \quad (3.33)$$

Підставимо рівняння (3.33) у рівняння (3.32) та визначимо a_1

$$a_1 = \frac{b_1(cp + cs) - (1 + b_2)(cp - cs)}{2}$$

З п'ятого рівняння моделі (3.31) виділимо b_1 , з урахуванням коефіцієнтів a_0 та a_1 ,

$$b_1 = -\frac{(1 - b_2)\sin(\overline{\omega_c}) + (1 + b_2)\phi \cos(\overline{\omega_c})}{\phi}$$

Підставимо в четверте рівняння моделі (3.31) отримані коефіцієнти a_0 , a_1 , b_1 і знайдемо вираз для знаходження b_2

$$b_2 = \frac{2cs\sqrt{1+\phi^2} - (cp+cs) + (cp-cs)\cos(\overline{\omega_c}) - \phi(cp-cs)\sin(\overline{\omega_c})}{2cs\sqrt{1+\phi^2} - (cp+cs) + (cp-cs)\cos(\overline{\omega_c}) + \phi(cp-cs)\sin(\overline{\omega_c})}$$

Тоді можна записати

$$\left\{ \begin{array}{l} b_2 = \frac{2cs\sqrt{1+\phi^2} - (cp+cs) + (cp-cs)\cos(\overline{\omega_c}) - \phi(cp-cs)\sin(\overline{\omega_c})}{2cs\sqrt{1+\phi^2} - (cp+cs) + (cp-cs)\cos(\overline{\omega_c}) + \phi(cp-cs)\sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 = -\frac{(1-b_2)\sin(\overline{\omega_c}) + (1+b_2)\phi\cos(\overline{\omega_c})}{\phi}, \\ a_0 = \frac{b_1(cp-cs) + (1+b_2)(cp+cs)}{4}, \\ a_1 = \frac{b_1(cp+cs) - (1+b_2)(cp-cs)}{2}, \\ a_2 = a_0. \end{array} \right. \quad (3.34)$$

СФ першого порядку.

Модель СФ першого порядку описується математичною моделлю виду (2.36)

Слід зазначити, що до смугових ЧЗК відносяться типові нормовані цифрові фільтри, рис. 3.7 [4, 5].

$$\left\{ \begin{array}{l} a_0 = -a_2, \\ a_1 = 0, \\ \frac{(2a_0 \sin(\overline{\omega_1}))^2}{(1-b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1+b_2)\cos(\overline{\omega_1}) + 4b_2 \cos^2(\overline{\omega_1})} = c^2, \\ \frac{(2a_0 \sin(\overline{\omega_p}))^2}{(1-b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1+b_2)\cos(\overline{\omega_p}) + 4b_2 \cos^2(\overline{\omega_p})} = 1, \\ \frac{(2a_0 \sin(\overline{\omega_2}))^2}{(1-b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1+b_2)\cos(\overline{\omega_2}) + 4b_2 \cos^2(\overline{\omega_2})} = c^2, \\ b_1 = -(b_2 + 1)\cos(\overline{\omega_p}). \end{array} \right. \quad (3.35)$$

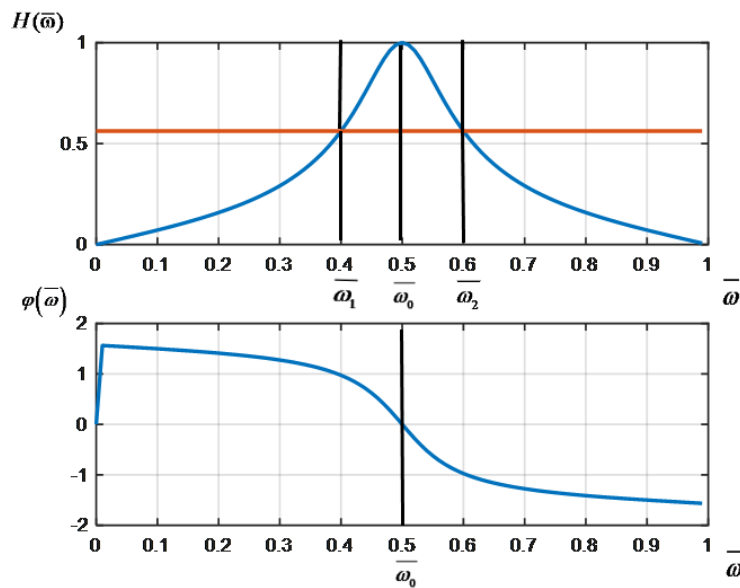


Рисунок 3.7 - АЧХ і ФЧХ узагальненого нормованого цифрового смугового фільтра при частоті зрізу на рівні $RP = 5$ і частотах зрізу $\bar{\omega}_1 = 0.4$ та $\bar{\omega}_2 = 0.6$

Для підвищення ефективності керуваності при перебудові АЧХ необхідно визначити вплив зміни коефіцієнтів передавальної функції a_0, b_1, b_2 на амплітуду і частоти зрізу АЧХ. Ширина смуги пропускання ЧЗК визначається як $\Delta\bar{\omega} = \bar{\omega}_2 - \bar{\omega}_1$, а центральна частота смуги пропускання дорівнює -

$$\bar{\omega}_0 = \bar{\omega}_1 - \frac{\Delta\bar{\omega}}{2} = \bar{\omega}_1 - \frac{\bar{\omega}_2 - \bar{\omega}_1}{2}.$$

З аналізу АЧХ і ФЧХ випливає, що при частоті піку АЧХ фазочастотна характеристика дорівнює нулю, рис.3.7. Це дозволило з рівняння ФЧХ (3.35) визначити цю частоту. Прирівнявши до нуля чисельник ФЧХ

$$b_1 + (1 + b_2) \cos(\bar{\omega}_p) = 0$$

Отримаємо

$$\cos(\bar{\omega}_p) = -\frac{b_1}{(1 + b_2)} \quad (3.36)$$

З іншого боку, визначивши похідну АЧХ і прирівнявши її до нуля можна також знайти косинус частоти піку

$$\cos(\overline{\omega_p}) = -\frac{b_1(1+b_2)}{4(a_0^2 + b_2)} \quad (3.37)$$

З аналізу АЧХ і ФЧХ смугових ЧЗК можна зробити наступне зауваження. Частота піку АЧХ $\overline{\omega_p}$ не завжди збігається з серединою смуги пропускання $\overline{\omega_0}$, як це показано на рис. 3.7. Досить часто вони не співпадають, наприклад, рис.3.8.

З рис. 3.8 випливає, що частота піку $\overline{\omega_p} = 0.78$, частота центру смуги пропускання $\overline{\omega_0}$ становить 0.7.

Прирівнюючи співвідношення (3.36) і (3.37) отримаємо рівняння виду

$$b_1(1+b_2) = 4(a_0^2 + b_2)$$

Вирішуючи дане рівняння отримаємо залежність коефіцієнта чисельника a_0 від коефіцієнта знаменника b_2

$$a_0 = \frac{1-b_2}{2} \quad (3.38)$$

Таким чином, амплітуда АЧХ визначається коефіцієнтом знаменника b_2 .

Розглянемо вплив коефіцієнтів знаменника b_1 та b_2 на властивості АЧХ.

Частоти зрізу $\overline{\omega_1}$ та $\overline{\omega_2}$ визначаються на рівні c . Так, наприклад, для ЧЗК типу Баттерворта рівень c задається на рівні 0.707. Для інших ЧЗК величина c знаходиться в діапазоні $0 < c < 1$.

Тоді узагальнюючи для квадрата АЧХ можна скласти два рівняння для кожної частоти зрізу

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{4a_0 \sin(\bar{\omega}_1)}{\left[(1-b_2)^2 + b_1^2 \right] + 2b_1(1+b_2)\cos(\bar{\omega}_1) + 4b_2 \cos^2(\bar{\omega}_1)} = c^2; \\ \frac{4a_0 \sin(\bar{\omega}_1)}{\left[(1-b_2)^2 + b_1^2 \right] + 2b_1(1+b_2)\cos(\bar{\omega}_2) + 4b_2 \cos^2(\bar{\omega}_2)} \end{array} \right. \quad (3.39)$$

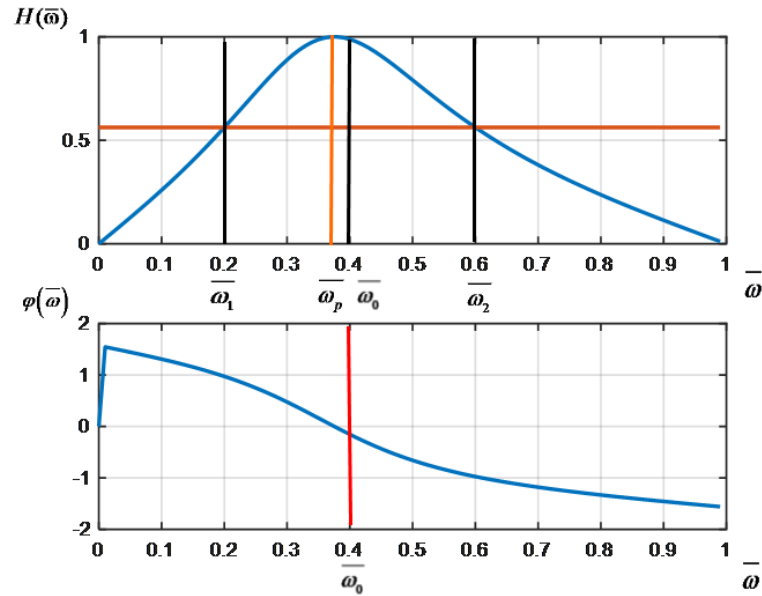


Рисунок 3.8 - АЧХ і ФЧХ узагальненого нормованого цифрового смугового фільтра при частоті зрізу на рівні $RP = 5$ і частотах зрізу $\bar{\omega}_1 = 0.5$ та $\bar{\omega}_2 = 0.9$

З першого рівняння знайдемо коефіцієнт знаменника b_1 , підставивши з формули (3.38) величину коефіцієнта чисельника a_0 .

Вирішуючи це рівняння, отримаємо наступне рішення

$$b_1 = -(1+b_2)\cos(\bar{\omega}_1) \pm (1-b_2)\sin(\bar{\omega}_1) \frac{\sqrt{1-c^2}}{c}$$

Аналіз даного співвідношення дозволив визначити, що коефіцієнт b_1 для частоти зрізу $\bar{\omega}_1$ визначається наступним чином

$$b_1 = -(1+b_2)\cos(\overline{\omega_1}) + (1-b_2)\sin(\overline{\omega_1})\frac{\sqrt{1-c^2}}{c}, \quad (3.40)$$

а для частоти зрізу $\overline{\omega_2}$

$$b_1 = -(1+b_2)\cos(\overline{\omega_2}) - (1-b_2)\sin(\overline{\omega_2})\frac{\sqrt{1-c^2}}{c},$$

Підставивши співвідношення (3.40) для коефіцієнта b_1 в друге рівняння з системи рівнянь (3.39) отримаємо ряд додаткових співвідношень, аналіз яких дозволив визначити величину коефіцієнта знаменника b_2 як

$$b_2 = \frac{\left[\cos(\overline{\omega_2}) + \cos(\overline{\omega_1}) \right] - 2c^2 \cos(\overline{\omega_2}) - 2c\sqrt{1-c^2} \sin(\overline{\omega_2})}{\left[\cos(\overline{\omega_2}) + \cos(\overline{\omega_1}) \right] - 2c^2 \cos(\overline{\omega_1}) - 2c\sqrt{1-c^2} \sin(\overline{\omega_1})}$$

Реалізація даного співвідношення дуже складна. Для спрощення реалізації отриманих співвідношень введена деяка додаткова величина

$$\xi = 2 \arccos(c) \rightarrow c = \cos\left(\frac{\xi}{2}\right).$$

На основі цього отримані наступні співвідношення:

$$b_1 = -(1+b_2)\cos(\overline{\omega_1}) - (1-b_2)\sin(\overline{\omega_1})\frac{\sin\left(\frac{\xi}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\xi}{2}\right)},$$

або

$$b_1 = -(1+b_2)\cos(\overline{\omega_1}) - (1-b_2)\sin(\overline{\omega_1})\operatorname{tg}\left(\frac{\xi}{2}\right),$$

$$b_2 = \frac{2\cos(\overline{\omega_2}) + \cos(\overline{\omega_1}) - \cos(\overline{\omega_2} - \xi)}{2\cos(\overline{\omega_1}) + \cos(\overline{\omega_2}) - \cos(\overline{\omega_1} - \xi)}$$

Однак перетворюючи далі можна отримати більш зручні для реалізації співвідношення

$$\begin{cases} b_2 = \frac{\cos(\bar{\omega}_1) - \cos(\bar{\omega}_2 - \xi)}{\cos(\bar{\omega}_2) - \cos(\bar{\omega}_1 - \xi)}, \\ b_1 = -\frac{\cos\left(\bar{\omega}_1 + \frac{\xi}{2}\right) + b_2 \cos\left(\bar{\omega}_1 + \frac{\xi}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\xi}{2}\right)}, \\ a_0 = \frac{1 - b_2}{2}, \\ a_2 = -a_0. \end{cases} \quad (3.41)$$

РФ першого порядку.

Модель РФ першого порядку описується математичною моделлю виду (2.39)

Дослідження АЧХ показало, що мінімум АЧХ дорівнює нулю, рисунок 3.9.

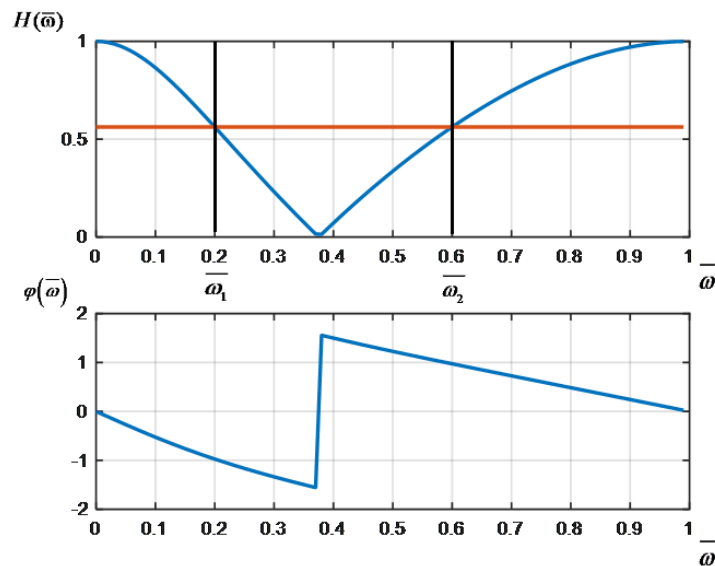


Рисунок 3.9 - Узагальнена АЧХ і ФЧХ РФ першого порядку

В цьому випадку з рівняння АЧХ, можна розглянути чисельник четвертого рівняння математичної моделі при частоті $\bar{\omega}_0$, отримаємо $a_1 + 2a_0 \cos(\bar{\omega}_0) = 0$.

Знайдемо з цього рівняння $\cos(\bar{\omega}_0)$, а також з сьомого рівняння моделі

$$b_1 = -(b_2 + 1) \cos(\bar{\omega}_0)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} a_0 = a_2, \\ a_1 \geq 0, \\ \frac{(a_1 + 2a_0)^2}{(1 - b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1 + b_2) + 4b_2} = 1, \\ \frac{(a_1 + 2a_0 \sin(\overline{\omega_1}))^2}{(1 - b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1 + b_2)\cos(\overline{\omega_1}) + 4b_2 \cos^2(\overline{\omega_1})} = c^2, \\ \frac{(a_1 + 2a_0 \sin(\overline{\omega_2}))^2}{(1 - b_2)^2 + b_1^2 + 2b_1(1 + b_2)\cos(\overline{\omega_2}) + 4b_2 \cos^2(\overline{\omega_2})} = c^2, \\ \frac{(a_1 - 2a_0)^2}{(1 - b_2)^2 + b_1^2 - 2b_1(1 + b_2) + 4b_2} = 1, \\ b_1 = -(b_2 + 1)\cos(\overline{\omega_0}). \end{array} \right. \quad (3.42)$$

$$\cos(\overline{\omega_0}) = -\frac{a_1}{2a_0},$$

$$\cos(\overline{\omega_0}) = -\frac{b_1}{1 + b_2},$$

Дорівнюючи ці рівняння один до одного можна записати, що

$$a_1 = \frac{2a_0 b_1}{1 + b_2} \quad (3.34)$$

Підставимо в третє рівняння моделі (3.42) знайдений вираз (3.43) і визначимо коефіцієнт чисельника a_0

$$a_0 = \frac{1 + b_2}{2} \quad (3.44)$$

А з урахуванням (3.43) коефіцієнт чисельника буде рівний коефіцієнту знаменника b_1 , тобто

$$a_1 = b_1 \quad (3.45)$$

Що і підтверджують дослідження передавальних функцій.

Підставляючи в четверте рівняння моделі (3.42) з урахуванням (3.44) і (3.45) після рішення можна визначити коефіцієнт знаменника b_1 у вигляді

$$b_1 = -(1 + b_2) \cos(\overline{\omega}_1) + (1 - b_2) \sin(\overline{\omega}_1) \frac{c}{\sqrt{1 - c^2}}, \quad (3.46)$$

Розв'язуючи спільно п'яте рівняння з отриманим коефіцієнтом b_1 (3.46), а також (3.43) і (3.44) знайдемо коефіцієнт b_2

$$b_2 = \frac{\left[\cos(\overline{\omega}_2) - \cos(\overline{\omega}_1) \right] - 2c \left(c \cos(\overline{\omega}_2) - \sqrt{1 - c^2} \sin(\overline{\omega}_2) \right)}{\left[\cos(\overline{\omega}_2) - \cos(\overline{\omega}_1) \right] + 2c \left(c \cos(\overline{\omega}_1) - \sqrt{1 - c^2} \sin(\overline{\omega}_1) \right)} \quad (3.47)$$

Для спрощення реалізації отриманих співвідношень введена додаткова величина $\xi = 2 \arccos(c) \rightarrow c = \cos\left(\frac{\xi}{2}\right)$. Тоді можна записати, що

$$\begin{cases} b_1 = -(1 + b_2) \cos(\overline{\omega}_1) + (1 - b_2) \sin(\overline{\omega}_1) \operatorname{ctg}\left(\frac{\xi}{2}\right), \\ b_2 = \frac{\cos(\overline{\omega}_1) + \cos(\overline{\omega}_2 + \xi)}{\cos(\overline{\omega}_2) + \cos(\overline{\omega}_1 + \xi)}, \\ a_0 = \frac{1 + b_2}{2}, \\ a_1 = b_1, \\ a_2 = a_0. \end{cases} \quad (3.48)$$

3.3. Аналіз фазочастотної характеристики ЧЗК другого порядку на частоті зрізу

Як вже зазначалося у другому розділі для фільтрів Баттерворта і Чебишева виконується співвідношення $a_1 = 2a_0$, що дає можливість отримати квадрат АЧХ у вигляді (2.22).

З пункту 2.3.2. для фільтра Баттерворта і виду ФЧХ (3.10) можна вказати, що значення фази на частоті зрізу $\varphi(\bar{\omega}_c) = -\frac{\pi}{2}$. Тоді знаменник ФЧХ матиме вигляд

$$(b_2 + 1)\cos(\bar{\omega}) + b_1 = 0$$

Знайдемо b_1

$$b_1 = -(b_2 + 1)\cos(\bar{\omega}) \quad (3.49)$$

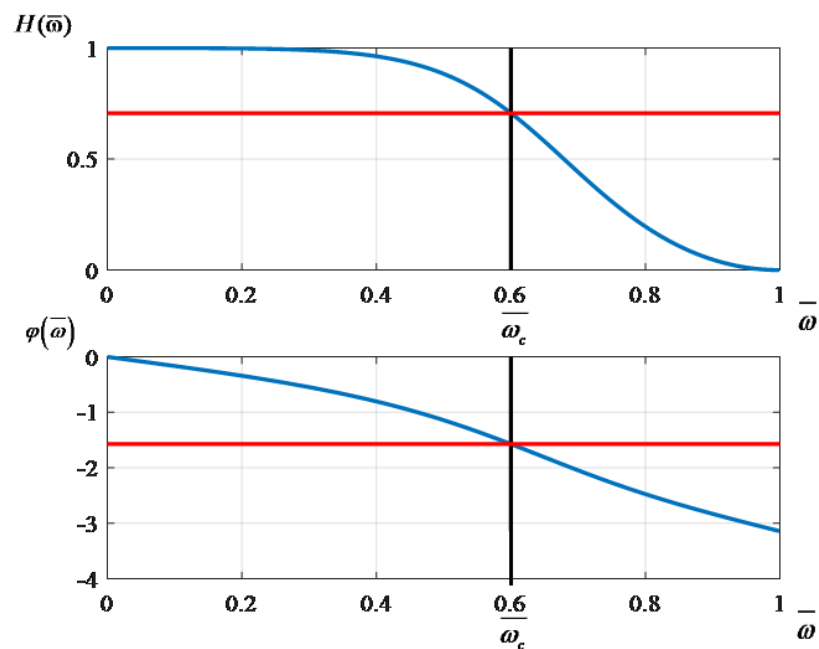


Рисунок 3.10 - АЧХ і ФЧХ фільтра Баттерворта другого порядку

Для фільтра Чебишева таке рішення не можливо, тому що ФЧХ має різні значення фази на частоті зрізу при рівні ϵ , який задається показником пульсацій в смузі пропускання ϵ , рис. 3.11.

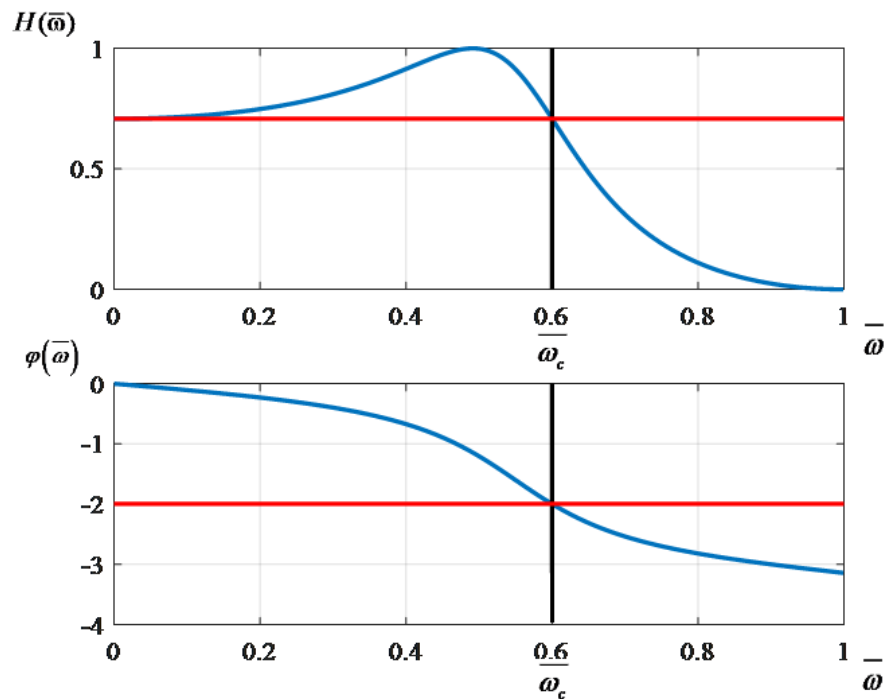


Рисунок 3.11 - АЧХ і ФЧХ фільтра Чебишева другого порядку при $RP = -3$ дБ

Дослідження ФЧХ показало, що її одна головна особливість полягає у тому, що вона не залежить від частоти зрізу, в той час як є залежність від рівня пульсації. Це явище проявляється по-різному у різних фільтрів.

З рисунка 3.8 випливає, що значення фази на частоті зрізу залежить тільки від рівня пульсації в смузі пропускання, рис. 3.12 [2].

Слід зазначити, що при постійному значенні рівня пульсації і при зміні частоти зрізу це значення не змінюється. Апроксимація цієї залежності має вигляд $\varphi(RP)$

$$\varphi = -\pi thx = -\pi \left[\frac{x \left[(1 + 0.1666x^2) + 0.008x^4(1 + 0.0241x^2) \right]}{(1 + 0.5x^2) + 0.0417x^4(1 + 0.0335x^2)} \right],$$

де $x = RP$.

Слід зазначити, що цей вислів працює при RP до 40 з середньоквадратичною похибкою 0.06%. Отримане перетворення показано на рис 3.13.

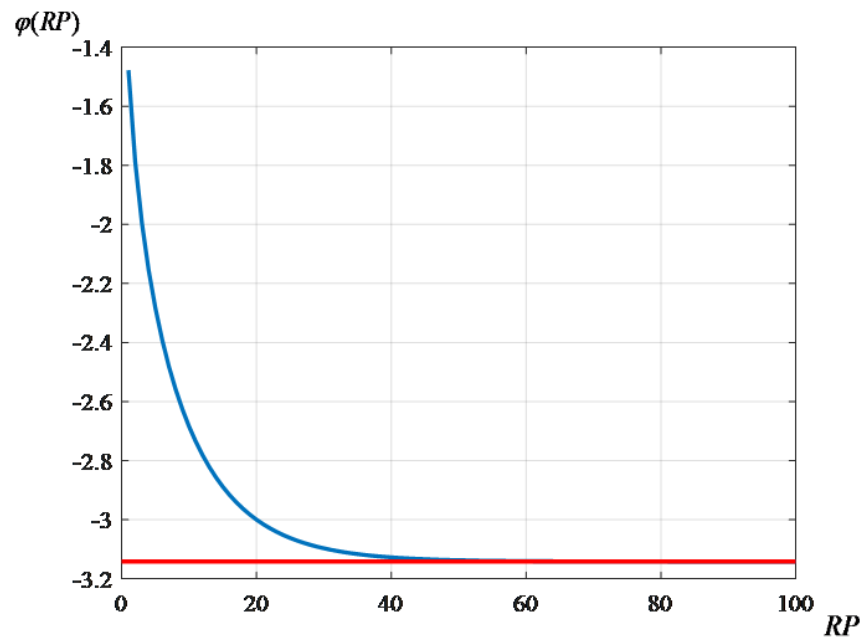


Рисунок 3.12 - Залежність ФЧХ ЧЗК ФНЧ Чебишева на частоті зрізу

$\bar{\omega} = 0.5$ від рівня пульсації

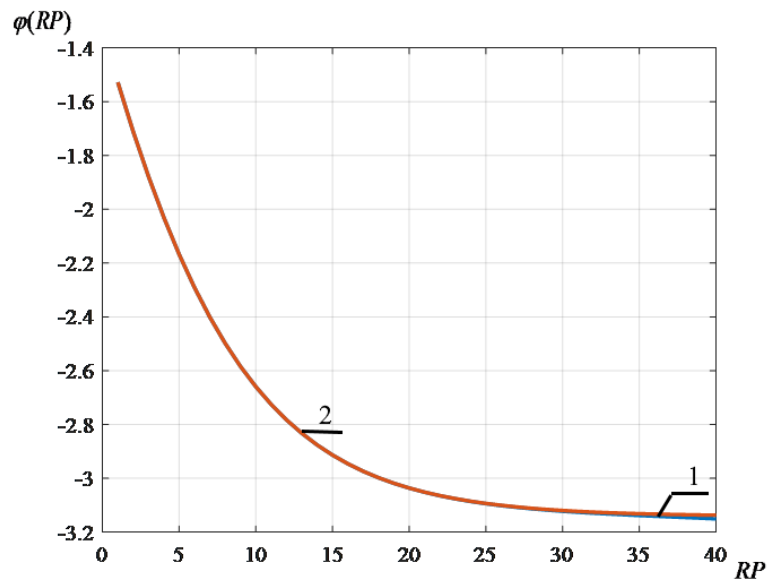


Рисунок 3.13 -Графіки табличних значень (1) і функції, що апроксимує (2)

Якщо розглядати значення фази у фільтра Чебишева, як граничне значення, дорівнює $-\pi$, то розкладання в ряд дає можливість використовувати його тільки до значення рівня пульсації в смузі пропускання яке дорівнює 35.

Застосування такого підходу для фільтра Чебишева інверсного має свої особливості, тому що ФЧХ має різні значення фази на частоті зрізу при рівні cs , який задається показником пульсацій в смузі затримання ε .

Для фільтра Чебишева інверсного фаза також має різне значення в залежності від значення величини cs , рис. 3.14.

При постійному значенні рівня пульсації і при зміні частоти зрізу це значення не змінюється. З рисунка 3.15 випливає, що значення фази на частоті зрізу залежить тільки від рівня пульсації в смузі затримання, рис.3.16 [3].

Апроксимація цієї залежності, рис.3.17.

$$\varphi = -\pi thx = -\pi \left[\frac{x \left[(1 + 0.1666x^2) + 0.008x^4(1 + 0.0241x^2) \right]}{(1 + 0.5x^2) + 0.0417x^4(1 + 0.0335x^2)} \right],$$

де $x = RS$.

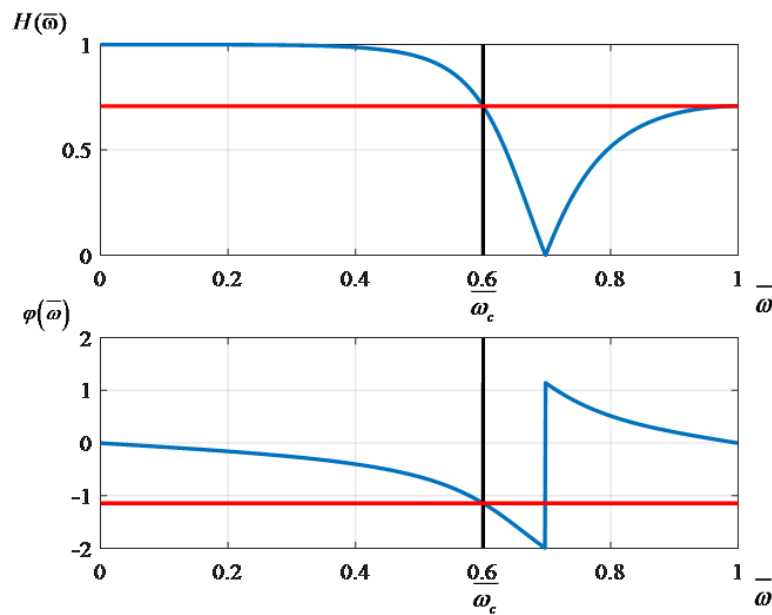


Рисунок 3.14 -АЧХ і ФЧХ фільтра Чебишева інверсного другого порядку при $RS = -3$ дБ

Середньоквадратична похибка в цьому випадку становить 0.28%.

Переходячи до еліптичного фільтра необхідно проаналізувати значення фази на частоті зрізу при різних значеннях рівня пульсації sr та cs . При

постійному значенні рівня пульсації sr і cs при зміні частоти зрізу це значення не змінюється, рис. 3.14.

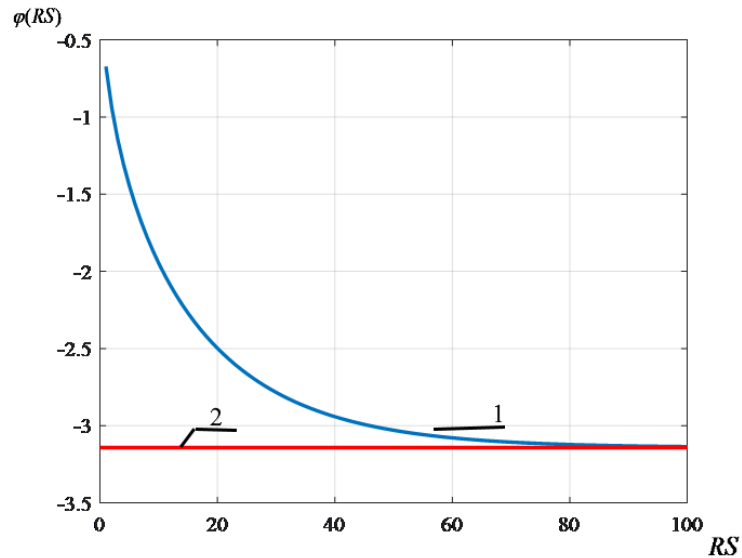


Рисунок 3.15 -Графіки табличних значень (1) і граничне значення (2)

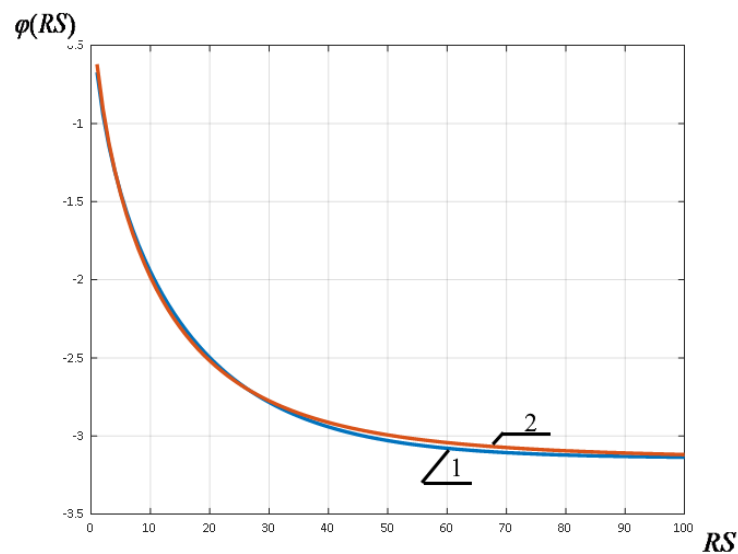


Рисунок 3.16 -Графіки табличних значень (1) і функції, що апроксимує (2)

Для отримання апроксимації тривимірного графіка зафіксуємо рівень пульсацій cs або RS . При цьому значенні для кожного sr або RP знайдемо значення фази. Таким чином, провівши перетину для тривимірного графіка,

рис. 3.17, можна знайти опис функції, що апроксимує $\varphi = f(RP)$ при заданому RS . Такою функцією буде квадратне рівняння виду

$$\varphi = -\pi(aRP^2 + bRP + c)$$

Для різних значень RS знайдені значення коефіцієнтів a, b та c , таблиця 3.1.

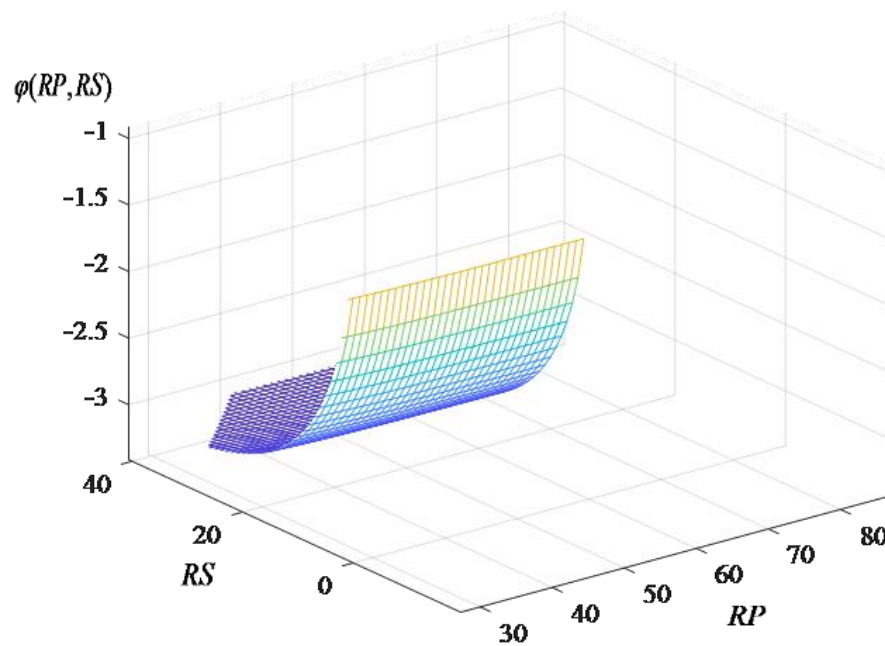


Рисунок 3.17 -Графік табличних значень

Середньоквадратичне відхилення в кожному випадку склало відповідно 0.016%, 0.038% і 3.14%, а функції, що апроксимують мають вигляд

$$a = -0.1305038RS^{-1.533};$$

$$b = 0.2084RS^{-0.271};$$

$$c = 0.1732RS^{0.2986}.$$

Тоді, значення фази буде описуватися апроксимуючої функцією

$$\varphi = -\pi \left[\left(-0.1305RS^{-1.533} \right) RP^2 + \left(0.2084RS^{-0.271} \right) RP + \left(0.1732RS^{0.2986} \right) \right]$$

Отримані апроксимації залежності ФЧХ від рівня пульсації і рівняння для знаходження коефіцієнтів знаменника передавальних функцій цифрових

фільтрів сприяє більш оперативному використанню їх в робототехнічних системах. Однак отримані реалізації не є простими.

Таблиця 3.1. Значення коефіцієнтів a, b та c для різних значень RS

RS	a	b	c
5	-0.0097	0.1368	0.2685
7	-0.0063	0.1236	0.3051
10	-0.0040	0.1110	0.3489
15	-0.0022	0.0986	0.4032
20	-0.0015	0.0910	0.4421
30	-0.0008	0.0820	0.4923
40	-0.0005	0.0765	0.5232
50	-0.0003	0.0726	0.5451
60	-0.0002	0.0698	0.5623

Слід мати на увазі, що значення RP і RS не змінюються в великих діапазонах і часто. Зазвичай вони змінюються у вузьких діапазонах і рідко. В такому випадку можна заздалегідь прорахувати і використовувати деякі заготовлені значення, збережені в пам'яті. У разі ж різкої зміни умов роботи ці формули можуть стати в нагоді для оперативного розрахунку, з метою підтримки найкращого функціонування робототехнічної системи.

3.4. Зменшення обчислювальних витрат при зміні частоти зрізу

При знаходженні коефіцієнтів передавальних функцій ЧЗК низького порядку були отримані співвідношення, які складно реалізувати на мікропроцесорній техніці. Для зменшення обчислювальних витрат пропонуються два шляхи:

- перший метод за рахунок введення нової додаткової величини ξ (3.3), такої, щоб $c = \cos\left(\frac{\xi}{2}\right)$. Або додаткова величина дорівнює $\xi = 2\arccos(c)$.

Оскільки величина c знаходиться у діапазоні $0 < c < 1$, то таке представлення буде цілком нормальним. За рахунок тригонометричних перетворень можна отримати нові формули, які мають значно менші витрати в порівнянні з початковими формулами.

- другий метод за рахунок виділення «констант» в формулах визначення коефіцієнтів. При зміні частоти зрізу, зазвичай рівні коливальності в смузі пропускання і/або затримання залишаються незмінними. Слід зазначити, що величина $\phi = \operatorname{tg}(\varphi)$, також залежить від величини коливальності, а не від частоти зрізу.

Тому ці величини в формулах можна заздалегідь розрахувати і використовувати як «константи» при розрахунках.

Перший метод доцільно застосовувати для зменшення обчислювальних витрат при реалізації ФНЧ і ФВЧ першого порядку (передавальні функції яких описуються рівняннями першого порядку), а також СФ і РФ першого порядку (передавальні функції яких описуються рівняннями другого порядку). Це формули (3.4), (3.7), а також (3.41) і (3.48).

Другий метод доцільно застосовувати для зменшення обчислювальних витрат при реалізації ФНЧ і ФВЧ другого порядку, передавальні функції яких описуються рівняннями другого порядку.

ФНЧ і ФВЧ Баттерворта другого порядку.

У формулах (3.11) для ФНЧ Баттерворта

$$\begin{cases} b_2 = \frac{\sqrt{2} - \sin(\overline{\omega_c})}{\sqrt{2} + \sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 = -(1 + b_2) \cos(\overline{\omega_c}), \\ a_0 = \frac{(1 + b_2)}{2} \sin^2\left(\frac{\overline{\omega_c}}{2}\right), \\ a_1 = 2a_0, \\ a_2 = a_0. \end{cases}$$

і в формулах (3.14) для ФВЧ Баттерворта

$$\begin{cases} b_2 = \frac{\sqrt{2} - \sin(\overline{\omega_c})}{\sqrt{2} + \sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 = -(1 + b_2) \cos(\overline{\omega_c}), \\ a_0 = \frac{(1 + b_2)}{2} \cos^2\left(\frac{\overline{\omega_c}}{2}\right), \\ a_1 = -2a_0, \\ a_2 = a_0. \end{cases}$$

доцільно $\sqrt{2}$ віднести до константи.

ФНЧ і ФВЧ Чебишева другого порядку.

В формулах (3.16) для ФНЧ Чебишева

$$\begin{cases} b_2 = \frac{2\sqrt{1+\phi^2} + (1 + \cos(\overline{\omega_c})) - \phi \sin(\overline{\omega_c})}{2\sqrt{1+\phi^2} + (1 + \cos(\overline{\omega_c})) + \phi \sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 = -\left[(1 + b_2) \cos(\overline{\omega_c}) + \frac{(1 - b_2)}{\phi} \sin(\overline{\omega_c}) \right], \\ a_0 = \frac{c\rho}{4} \left[(1 + b_2) (1 - \cos(\overline{\omega_c})) - \frac{(1 - b_2)}{\phi} \sin(\overline{\omega_c}) \right], \\ a_1 = 2a_0, \\ a_2 = a_0. \end{cases}$$

Та в формулах (3.18) для ФВЧ Чебишева

$$\begin{cases} b_2 = \frac{2\sqrt{1+\phi^2} + (1 - \cos(\overline{\omega_c})) + \phi \sin(\overline{\omega_c})}{2\sqrt{1+\phi^2} + (1 - \cos(\overline{\omega_c})) - \phi \sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 = -\left[(1+b_2)\cos(\overline{\omega_c}) + \frac{(1-b_2)}{\phi}\sin(\overline{\omega_c}) \right], \\ a_0 = \frac{cp}{4} \left[(1+b_2)(1 + \cos(\overline{\omega_c})) - \frac{(1-b_2)}{\phi}\sin(\overline{\omega_c}) \right], \\ a_1 = -2a_0, \\ a_2 = a_0. \end{cases}$$

Доцільно $\phi, \frac{1}{\phi}, 2\sqrt{1+\phi^2}$ та cp віднести до констант, їх заздалегідь (на етапі проектування і реалізації) розрахувати і записати в пам'ять. Якщо для цих величин ввести нові позначення

$$A = \phi,$$

$$B = \frac{1}{\phi},$$

$$D = 2\sqrt{1+\phi^2},$$

$$E = \frac{cp}{4},$$

то ці формули приймуть вигляд

- для ФНЧ

$$\begin{cases} b_2 = \frac{D + (1 + \cos(\overline{\omega_c})) - A\sin(\overline{\omega_c})}{D + (1 + \cos(\overline{\omega_c})) + A\sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 = -\left[(1+b_2)\cos(\overline{\omega_c}) + B(1-b_2)\sin(\overline{\omega_c}) \right], \\ a_0 = E \left[(1+b_2)(1 - \cos(\overline{\omega_c})) - B(1-b_2)\sin(\overline{\omega_c}) \right] = E \left[(1+b_2) + b_1 \right], \\ a_1 = 2a_0, \\ a_2 = a_0. \end{cases}$$

- для ФВЧ

$$\begin{cases} b_2 = \frac{D + (1 - \cos(\overline{\omega_c})) + A \sin(\overline{\omega_c})}{D + (1 - \cos(\overline{\omega_c})) - A \sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 = -\left[(1 + b_2) \cos(\overline{\omega_c}) + B(1 - b_2) \sin(\overline{\omega_c})\right], \\ a_0 = E \left[(1 + b_2)(1 + \cos(\overline{\omega_c})) - B(1 - b_2) \sin(\overline{\omega_c})\right], \\ a_1 = -2a_0, \\ a_2 = a_0. \end{cases}$$

ФНЧ і ФВЧ Чебишева інверсного другого порядку.

В формулах (3.22) для ФНЧ Чебишева інверсного

$$\begin{cases} b_2 = \frac{2cs\sqrt{1+\phi^2} + (1+cs) - (1-cs)\cos(\overline{\omega_c}) + \phi(1-cs)\sin(\overline{\omega_c})}{2cs\sqrt{1+\phi^2} - (1+cs) - (1-cs)\cos(\overline{\omega_c}) - \phi(1-cs)\sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 = -\frac{(1-b_2)\sin(\overline{\omega_c}) + (1+b_2)\phi\cos(\overline{\omega_c})}{\phi}, \\ a_0 = \frac{b_1(1-cs) + (1+b_2)(1+cs)}{4}, \\ a_1 = \frac{b_1(1+cs) + (1+b_2)(1-cs)}{2}, \\ a_2 = a_0. \end{cases}$$

Та в формулах (3.26) для ФВЧ Чебишева інверсного

$$\begin{cases} b_2 = \frac{-2cs\sqrt{1+\phi^2} + (1+cs) - (1-cs)\cos(\overline{\omega_c}) + \phi(1-cs)\sin(\overline{\omega_c})}{2cs\sqrt{1+\phi^2} - (1+cs) + (1-cs)\cos(\overline{\omega_c}) + \phi(1-cs)\sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 = -\frac{(1-b_2)\sin(\overline{\omega_c}) + (1+b_2)\phi\cos(\overline{\omega_c})}{\phi}, \\ a_0 = \frac{-b_1(1-cs) + (1+b_2)(1+cs)}{4}, \\ a_1 = \frac{b_1(1+cs) - (1+b_2)(1-cs)}{2}, \\ a_2 = a_0. \end{cases}$$

Доцільно $\phi, \frac{1}{\phi}, 2cs\sqrt{1+\phi^2}$ та $(1+cs), (1-cs)$ віднести до констант, їх заздалегідь (на етапі проектування і реалізації) розрахувати і записати в пам'ять. Якщо для цих величин ввести нові позначення

$$\begin{aligned} A &= \phi, \\ B &= \frac{1}{\phi}, \\ D &= 2cs\sqrt{1+\phi^2}, \\ E &= (1+cs), \\ F &= (1-cs), \\ G &= D-E, \\ L &= AF, \end{aligned}$$

то ці формули приймуть вигляд

- для ФНЧ

$$\left\{ \begin{aligned} b_2 &= \frac{D-E-F\cos(\overline{\omega_c})+AF\sin(\overline{\omega_c})}{2cs\sqrt{1+\phi^2}-(1+cs)-(1-cs)\cos(\overline{\omega_c})-\phi(1-cs)\sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 &= -\left(B(1+b_2)\sin(\overline{\omega_c})+(1+b_2)\cos(\overline{\omega_c})\right), \\ a_0 &= \frac{Fb_1+E(1+b_2)}{4}, \\ a_1 &= \frac{Eb_1+F(1+b_2)}{2}, \\ a_2 &= a_0. \end{aligned} \right.$$

- для ФВЧ

$$\left\{ \begin{aligned} b_2 &= -\frac{-D+E-F\cos(\overline{\omega_c})+AF\sin(\overline{\omega_c})}{D-E+F\cos(\overline{\omega_c})+AF\sin(\overline{\omega_c})} = -\frac{-G-F\cos(\overline{\omega_c})+L\sin(\overline{\omega_c})}{G+F\cos(\overline{\omega_c})+L\sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 &= -\left(B(1-b_2)\sin(\overline{\omega_c})+(1+b_2)\cos(\overline{\omega_c})\right), \\ a_0 &= \frac{-Fb_1+E(1+b_2)}{4}, \\ a_1 &= \frac{Eb_1+F(1+b_2)}{2}, \\ a_2 &= a_0. \end{aligned} \right.$$

ФНЧ та ФВЧ еліптичного другого порядку.

В формулах (3.30) для ФНЧ еліптичного

$$\left\{ \begin{array}{l} b_2 = \frac{2cs\sqrt{1+\phi^2} + (cp+cs) + (cp-cs)\cos(\overline{\omega_c}) - \phi(cp-cs)\sin(\overline{\omega_c})}{2cs\sqrt{1+\phi^2} + (cp+cs) + (cp-cs)\cos(\overline{\omega_c}) + \phi(cp-cs)\sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 = -\frac{(1-b_2)\sin(\overline{\omega_c}) + (1+b_2)\phi\cos(\overline{\omega_c})}{\phi}, \\ a_0 = \frac{b_1(cp-cs) + (1+b_2)(cp+cs)}{4}, \\ a_1 = \frac{b_1(cp+cs) + (1+b_2)(cp-cs)}{2} \\ a_2 = a_0. \end{array} \right.$$

Та в формулах (3.34) для ФВЧ еліптичного

$$\left\{ \begin{array}{l} b_2 = \frac{2cs\sqrt{1+\phi^2} - (cp+cs) + (cp-cs)\cos(\overline{\omega_c}) - \phi(cp-cs)\sin(\overline{\omega_c})}{2cs\sqrt{1+\phi^2} - (cp+cs) + (cp-cs)\cos(\overline{\omega_c}) + \phi(cp-cs)\sin(\overline{\omega_c})}, \\ b_1 = -\frac{(1-b_2)\sin(\overline{\omega_c}) + (1+b_2)\phi\cos(\overline{\omega_c})}{\phi}, \\ a_0 = \frac{b_1(cp-cs) + (1+b_2)(cp+cs)}{4}, \\ a_1 = \frac{b_1(cp+cs) - (1+b_2)(cp-cs)}{2}, \\ a_2 = a_0. \end{array} \right.$$

Доцільно $\phi, \frac{1}{\phi}, 2cp\sqrt{1+\phi^2}$ та $(cp+cs), (cp-cs)$ віднести до констант, їх

заздалегідь (на етапі проектування і реалізації) розрахувати і записати в пам'ять. Якщо для цих величин ввести нові позначення

$$\begin{aligned}
A &= \phi, \\
B &= \frac{1}{\phi}, \\
D &= 2cp\sqrt{1+\phi^2}, \\
E &= (cp + cs), \\
F &= (cp - cs), \\
Gp &= D + E, \\
Gm &= D - E, \\
L &= AF,
\end{aligned}$$

то ці формули матимуть вигляд

- для ФНЧ

$$\left\{ \begin{aligned}
b_2 &= \frac{D + E + F \cos(\overline{\omega_c}) - AF \sin(\overline{\omega_c})}{D + E + F \cos(\overline{\omega_c}) + AF \sin(\overline{\omega_c})} = \frac{Gp + F \cos(\overline{\omega_c}) - L \sin(\overline{\omega_c})}{Gp + F \cos(\overline{\omega_c}) + L \sin(\overline{\omega_c})}, \\
b_1 &= -\left(B(1 - b_2) \sin(\overline{\omega_c}) + (1 + b_2) \cos(\overline{\omega_c}) \right), \\
a_0 &= \frac{Fb_1 + E(1 + b_2)}{4}, \\
a_1 &= \frac{Eb_1 + F(1 + b_2)}{2}, \\
a_2 &= a_0.
\end{aligned} \right.$$

- для ФВЧ

$$\left\{ \begin{aligned}
b_2 &= \frac{D - E + F \cos(\overline{\omega_c}) - AF \sin(\overline{\omega_c})}{D - E + F \cos(\overline{\omega_c}) + AF \sin(\overline{\omega_c})} = \frac{Gm + F \cos(\overline{\omega_c}) - L \sin(\overline{\omega_c})}{Gm + F \cos(\overline{\omega_c}) + L \sin(\overline{\omega_c})}, \\
b_1 &= -\left(B(1 - b_2) \sin(\overline{\omega_c}) + (1 + b_2) \cos(\overline{\omega_c}) \right), \\
a_0 &= \frac{-Fb_1 + E(1 + b_2)}{4}, \\
a_1 &= \frac{Eb_1 - F(1 + b_2)}{2}, \\
a_2 &= a_0.
\end{aligned} \right.$$

Розрахуємо обчислювальні витрати перебудови по знайденим коефіцієнтам передавальних функцій, результати показані у табл. 3.2, 3.3 та 3.4.

Число операцій для ФНЧ/ФВЧ показано в табл. 3.2.

Таблиця 3.2. Число операцій на перебудову компоненти ФНЧ/ФВЧ

Циф. ланка	Тип	Число операцій на перебудову					
		додавання	ділення	синус	косинус	множення	зсув
1-й поряд	ФНЧ/ ФВЧ	3	4	2	-	-	-
2-й порядок	Баттер ворта	3	3	2	1	2	1
	Чеби- шева	7	1	1	1	6	-
	Чебіше -ва інв.	6	3	1	1	9	-
	еліп- тичні	6	3	1	1	9	-

Тоді обчислювальні витрати будуть розраховуватися за формулами:

1-й порядок

$$C_{Y1} = 3 + 4K_{\text{дел}} + 2K_{\text{син}} \quad (3.9)$$

2-й порядок

$$\begin{cases} C_{Y2_{\text{but}}} = 3 + 3K_{\text{дел}} + 2K_{\text{син}} + K_{\text{кос}} + 2K_y + K_{\text{сдв}} \\ C_{Y2_{\text{cheb1}}} = 7 + K_{\text{дел}} + K_{\text{син}} + K_{\text{кос}} + 6K_y \\ C_{Y2_{\text{cheb2}}} = C_{Y2_{\text{ellip}}} = 6 + 3K_{\text{дел}} + K_{\text{син}} + K_{\text{кос}} + 9K_y \end{cases} \quad (3.10)$$

де $K_{\text{кос}}$ - відношення часу виконання операцій тангенса і додавання.

Число операцій для СФ/РФ показано в табл. 3.3

Таблиця 3.3. Число операцій на перебудову компоненти СФ/РФ

Циф. ланок	Тип	Число операцій на перебудову					
		додавання	множення	ділення	синус	косинус	котангенс
1-й порядок	СФ	7	-	4	-	5	-
	РФ	7	3	2	1	4	1

$$C_{y3} = 7 + 4K_{del} + 5K_{cos} \quad (3.11)$$

$$C_{y4} = 7 + 3K_y + 2K_{del} + K_{sin} + 4K_{cos} + K_{ctg} \quad (3.12)$$

де K_{ctg} - відношення часу виконання операцій тангенса і додавання.

Таблиця 3.4. Обчислювальні витрати перебудови ЧЗК

ЧЗК	Порядок	Тип	ОВ
ФНЧ/ФВЧ	Перший		95
	Другий	Баттерворта	114
		Чебишева	123
		Чебишева ін.	126
		еліптичний	126
СФ/РФ	Перший		174/200

Таким чином, за рахунок застосування двох методів зменшення обчислювальних витрат можна скоротити обсяг обчислень.

3.5. Висновки

1. Отримані розрахункові формули коефіцієнтів передавальних функцій, на

основі нових математичних моделей, дозволяють вказати, що побудова каналів обробки і фільтрації сигналів в СКС доцільно будувати на основі поєднання ЧЗК низького порядку для кращої перебудови і керованості цих компонент. В цьому випадку можна різко зменшити обчислювальні витрати для перерахунку коефіцієнтів компонент, а перебудовувати всі компоненти одночасно або по частинах.

2. Якщо порівняти розрахункові формули для ФНЧ і ФВЧ, то рекомендується СФ і РФ побудувати за рахунок послідовного з'єднання цих ФНЧ та ФВЧ. У цьому випадку деякі коефіцієнти підходять і до ФНЧ, і до ФВЧ, що дозволяє в умовах реального часу зменшити обчислювальні витрати для знаходження нових коефіцієнтів.

3. Дослідження ФЧХ компонент показав, що є залежність частоти зрізу від рівня коливальності s компоненти. Складність цих залежностей призвело до необхідності функціональної апроксимації з технічною похибкою, що задовольняє при реалізації.

4. В результаті проведених розрахунків ЧЗК низького порядку отримані формули розрахунків коефіцієнтів передавальних функцій зі зменшеними обчислювальними витратами.

5. Пораховані обчислювальні витрати розробленого методу перебудови. Результати зазначають, що при застосуванні запропонованих методів обсяг обчислень зменшується.

Таким чином, виконано третє завдання дисертаційного дослідження розроблено метод перебудови зі зменшеними обчислювальними витратами.

Можна сформулювати другий пункт наукової новизни:

Розроблено метод перебудови зі зменшеними обчислювальними витратами за рахунок перетворення «констант» або додаткової величини, що дозволило отримати аналітичні вирази для коефіцієнтів передавальних функцій компонент.

3.6. Список використаних джерел

1. Ухина А.В., Биленко А.А., Ситников В.С. Повышение эффективности программно-технических комплексов в АСУ ТП АЭС. Журнал «Ядерная и радиационная безопасность». Вып. 3. 2016. С. 70-76.
2. Ukhina H.V., Afanasyev I.V., Sytnikov V.S. The phase-frequency characteristic study of the second order digital frequency-dependent components of mobile platforms, Modern Information Tecnology 2019 (May, 23-24, 2019, Odesa). – Odesa: Ecology, 2019, 19-20pp.
3. Ukhina, H., Sytnikov, V., Streltsov, O., Stupen, P., Yakovlev, D., Specialized computer systems digital bandpass frequency-dependent components rearrangement. Proceedings of the 2019 10th IEEE International Conference on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications, IDAACS 2019, DOI: 10.1109/IDAACS.2019.8924368
4. Ukhina H., Sytnikov V., Streltsov O., Stupen P., Yakovlev D. Transfer Function Coefficients Influence on the Processing Path Bandpass Frequency-Dependent Components' Amplitude-Frequency Characteristics Properties at the NPP TP ACS. Conference Proceedings of 2019 10th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies, DESSERT 2019 (United Kingdom). 2019. С. 293-196
5. Hanna Ukhina, Ludmila Zhyvtsova, Valerii Sytnikov, Volodymyr Kudria, Pavel Stupen. Improving the efficiency of information control system for the drilling objects' spatial orientation parameters control. The 4 World Conference on Smart Trends in Systems, Security & Sustainability (WorldS4 2020). London. 2020.
6. Ухина А.В., Афанасьев И.С., Ситников В.С. Исследование фазо-частотной характеристики цифровых частотно-зависимых компонентов

второго порядка мобильных платформ. Сучасні інформаційні технології 2019: Матер. Дев'ятої міжнар. Наук. Конф. Одеса. 2019. С. 133-134.

7. Ukhina H., Afanasyev I., Sytnikov V., Streltsov O., Stupen P. The Phase Response Values Application of Second-Order Digital Frequency-Dependent Components for Calculating Transfer Function Coefficients in Robotic Systems. CEUR Workshop Proceedings, Springer, 2020, pp. 107-120.

8. Ukhina H., Afanasyev I., Sytnikov V., Streltsov O., Stupen P. The phase-frequency response influence on the tunable frequency-dependent component coefficients. Proceedings of the 2020 11th IEEE International Conference on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications, IDAACS 2020. Dortmund, 2020, pp. 96-100.

9. Ukhina H., Ivan Afanasyev, Sytnikov V., Streltsov O., Stupen P. Features of Mobile Platforms' Equipment Second Order Digital Frequency-Dependent Components Phase-Frequency Response at Tuning. 8. European conference on renewable energy systems. Istanbul – Turkey, 2020, pp. 256-263.

10. Ухина А., Афанасьев И., Ситников В., Стрельцов О., Ступень П. Анализ фазочастотной характеристики частотно-зависимых компонент в роботизированных системах. International Conference Information Control Systems & Technologies (ICST), Odessa, 2020, pp. 107-120

11. Ухина А., Афанасьев И., Ситников В., Стрельцов О., Ступень П. Исследование фазочастотной характеристики для расчета коэффициентов передаточной функции частотно-зависимого компонента. Монография: Актуальные проблемы информационных систем и технологий; под науч. ред. В. Вычужанина – Одесса: НУ «ОМА», 2020, С. 45-57.

РОЗДІЛ 4

МЕТОДИ ОЦІНКИ СТІЙКОСТІ ТА ПЕРЕХІДНОГО ПРОЦЕСУ ПРИ ПЕРЕБУДОВІ ЧЗК

4.1. Метод оцінки стійкості ЧЗК при перебудові

Для оцінки стійкості компонент, що перебудовуються передавальних функцій вище другого порядку необхідно вирішувати відповідні алгебраїчні рівняння. Однак пропонується на підставі методу Джурі поступити таким чином. Розглянемо характеристичне рівняння 5-го порядку, яке має наступний вигляд

$$D(z) = z^5 + b_1 z^4 + b_2 z^3 + b_3 z^2 + b_4 z + b_5.$$

Тоді за критерієм Джурі запишемо

$$\begin{cases} 1 + b_1 + b_2 + b_3 + b_4 + b_5 > 0; \\ 1 - b_1 + b_2 - b_3 + b_4 - b_5 > 0 \end{cases}$$

Об'єднаємо відповідно парні і непарні коефіцієнти

$$\begin{cases} d_1 = b_1 + b_3 + b_5; \\ d_2 = b_2 + b_4 \end{cases}$$

В цьому випадку лінії, що утворюють трикутник стійкості, матимуть вигляд

$$\begin{cases} 1 + d_1 + d_2 > 0; \\ 1 - d_1 + d_2 > 0 \end{cases} \text{ або } \begin{cases} d_2 > -1 - d_1; \\ d_2 > -1 + d_1 \end{cases}$$

У координатах (d_1, d_2) знову немає верхньої межі стійкості, яку за аналогією можна знайти з теореми Вієта і формул Ейлера, з урахуванням коренів $z_0 = \alpha, z_{1,2} = \beta e^{\pm j\varphi}, z_{3,4} = \gamma e^{\pm j\psi}$:

$$\begin{cases} \alpha + 2[\beta \cos(\varphi) + \gamma \cos(\psi)] = -b_1, \\ \beta^2 + \gamma^2 + 2\alpha(\beta \cos(\varphi) + \gamma \cos(\psi)) + 4\beta\gamma \cos(\varphi)\cos(\psi) = b_2, \\ \alpha\beta^2 + \alpha\gamma^2 + 4\alpha\beta \cos(\varphi)\cos(\psi) + 2\beta\gamma[\beta\gamma \cos(\psi) + \gamma \cos(\varphi)] = -b_3, \\ 2\alpha\beta^2\gamma \cos(\psi) + \alpha\beta\gamma^2 \cos(\varphi) + \beta^2\gamma^2 = b_4, \\ \alpha\beta^2\gamma^2 = -b_5. \end{cases}$$

На підставі цих рівнянь можна знайти нерівності, що обмежують для коефіцієнтів та суми парних і непарних коефіцієнтів:

$$\begin{cases} -3 < -b_1 < 5, \\ -6 < b_2 < 10, \\ -2 < -b_3 < 10, \text{ та } \begin{cases} -9 < -d_1 < 16, \\ -6 < d_2 < 11. \end{cases} \\ -3 < b_4 < 5, \\ 0 < b_5 < 1. \end{cases}$$

Отримані результати дозволяють побудувати трикутник стійкості у координатах (d_1, d_2) , рис.4.1.

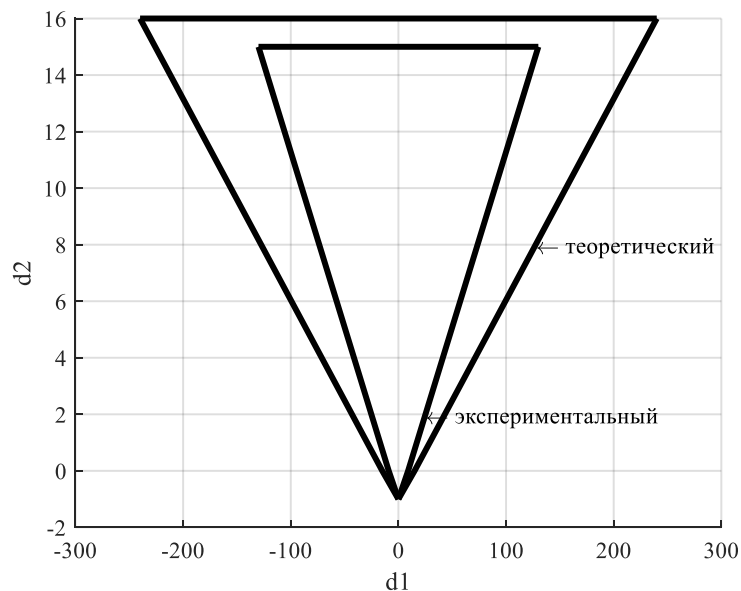


Рисунок 4.1 -Трикутник стійкості для передавальної функції п'ятого порядку

Отримані співвідношення можна узагальнити. На основі аналізу максимальних значень коефіцієнтів характеристичного рівняння в найгіршому випадку можна вказати, що ці значення визначаються за формулами поєднання [1]

$$C_n^m = \frac{n!}{m!(n-m)!} \quad (4.1)$$

де n – порядок характеристичного рівняння (або порядок передавальної функції частотно-залежної компоненти), m – номер коефіцієнта, C_n^m – значення коефіцієнта, наприклад, для рівняння п'ятого порядку коефіцієнт $b_3 = C_5^3$. Таким чином, можна обчислити максимальні значення коефіцієнтів для всіх коефіцієнтів характеристичного рівняння будь-якого порядку передавальної функції.

Дослідження і аналіз верхньої межі трикутника стійкості, що визначається сумою парних коефіцієнтів, показав, що його можна обчислити на основі співвідношення

$$d_{2\max} = 2^{n-1} - 1,$$

де n – порядок характеристичного рівняння (або порядок передавальної функції частотно-залежної компоненти).

В результаті аналізу передавальних функцій частотно-залежних компонент комп'ютерних систем вище другого порядку виявлено, що отримані оцінки вище можливих значень коефіцієнтів на всьому частотному діапазоні, рис.4.2, де показані трикутники стійкості теоретичних розрахунків по формулі (4.1) і експериментальної перевірки. В цьому випадку теоретичну оцінку можна розглядати як верхню межу коефіцієнтів характеристичного рівняння, однак вона дуже завищена, але легко обчислюється. Дослідження відношення максимальних значень коефіцієнтів, отриманих експериментально, до максимальних теоретичним значенням різних частотно-залежних компонент комп'ютерних систем вище другого порядку на прикладі цифрових фільтрів

показав, що є деяка залежність від порядку, рис. 4.2-4.6. Ці залежності можна розглядати як коригувальні коефіцієнти в залежності від порядку n .

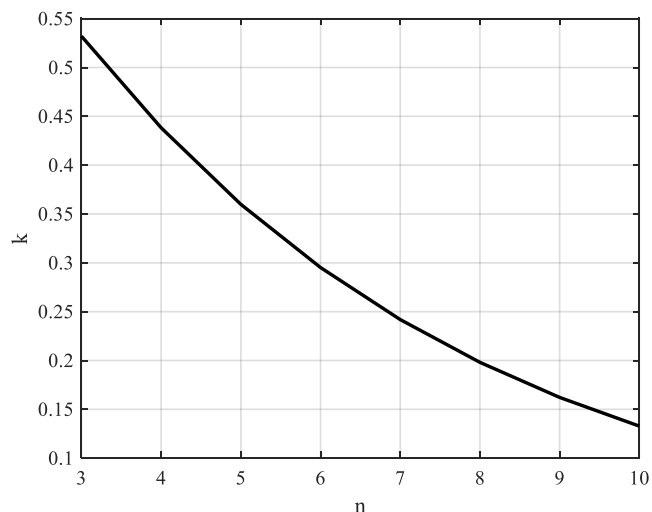
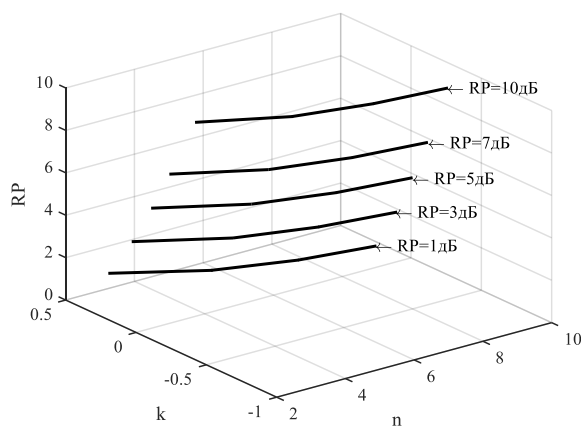
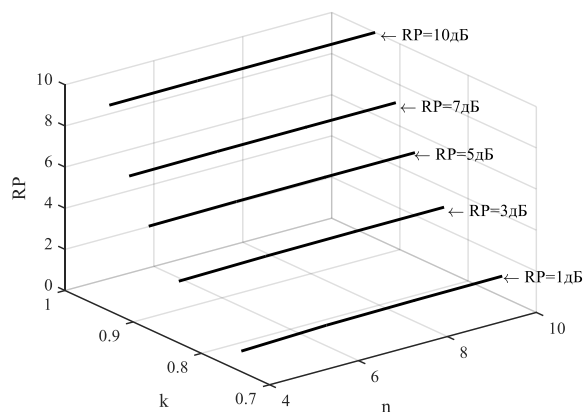


Рисунок 4.2 -Графік залежності відносини максимальних значень коефіцієнтів до максимальних одержаних значень для цифрових фільтрів Баттерворта



а)



б)

Рисунок 4.3 -Графік залежності відносини максимальних значень коефіцієнтів до максимальних одержаних значень для цифрових фільтрів Чебишева а) непарного порядку, б) парного порядку при різному рівні коливальності в смузі пропускання RP

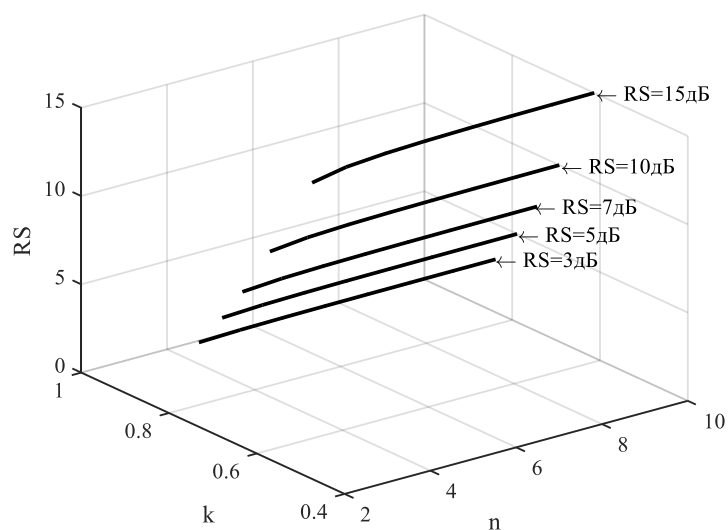
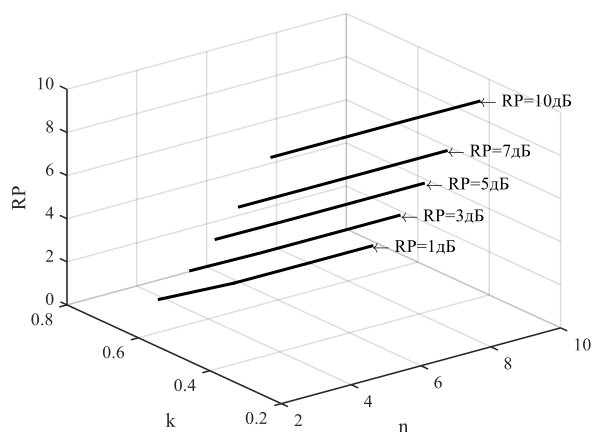
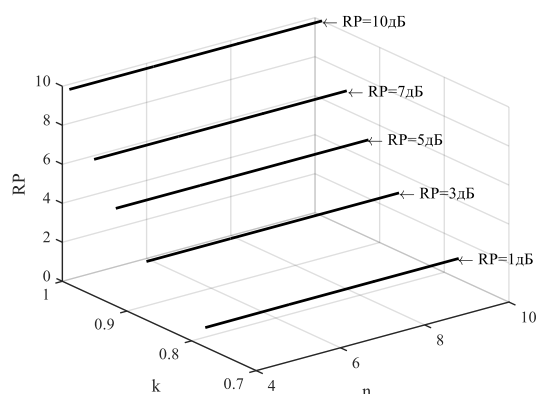


Рисунок 4.4 -Графік залежності відносини максимальних значень коефіцієнтів до максимальних отриманими значеннями для цифрових фільтрів Чебишева інверсного при різному рівні коливальності в смузі затримання RS



а)



б)

Рисунок 4.5 -Графік залежності відносини максимальних значень коефіцієнтів до максимальних одержаних значень для еліптичних цифрових фільтрів а) непарного порядку, б) парного порядку при різних рівнях коливальності в смузі пропускання RP і затримання RS = 11 дБ

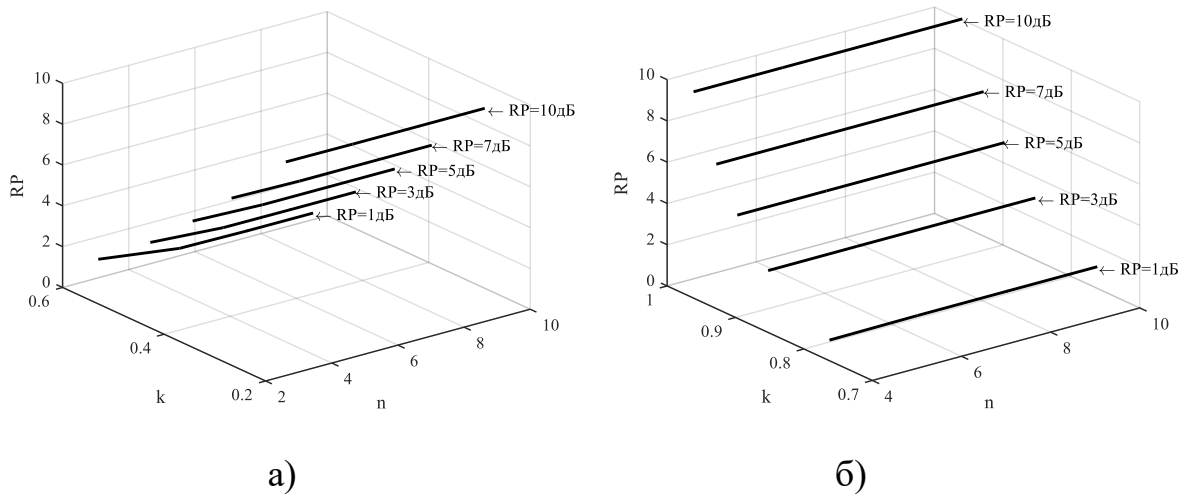


Рисунок 4.6 -Графік залежності відносини максимальних значень коефіцієнтів до максимальних одержаних значень для еліптичних цифрових фільтрів а) непарного порядку, б) парного порядку при різних рівнях коливальності в смузі пропускання RP і затримання $RS = 15$ дБ

Одержані залежності на графіках рис. 4.2-4.6 добре апроксимуються степеневими рівняннями:

- для фільтрів Баттерворта: $K_{but}(n) = Ae^{Bn}$, де $A = 0.6516$, $B = -0,2$;

-для фільтрів Чебишева, Чебишева інверсних та еліптичних: $K(n) = Cn^2 + Dn + E$, де значення коефіцієнтів C , D і E зведені в таблиці 4.1.

Виходячи з Таблиці 4.1, значеннями деяких коефіцієнтів можна знехтувати і отримані рівняння апроксимуються залежностями:

- для фільтрів Чебишева, Чебишева інверсних і еліптичних непарного порядку:

$$K(RP) = F \cdot RP^2 + G \cdot RP + H. \quad (4.2)$$

- для еліптичних фільтрів парного порядку:

$$K_1(RP) = J \cdot \ln(RP) + L. \quad (4.3)$$

Значення коефіцієнтів F , G , H , J , L зведені в таблиці 4.2.

Таблиця 4.1. Значення коефіцієнтів апроксимації залежностей

пар.		нepar.		пар.	D		нepar.	пар.	нepar.	C		Порядок	
E								Коеф.					

Таким чином, для оцінки меж зміни коефіцієнтів частотно-залежних компонент вище другого порядку необхідно на основі формули (4.1) визначити граничні значення коефіцієнтів характеристичного рівняння і помножити їх на коригувальні коефіцієнти, які визначаються рівняннями (4.2-4.3) в залежності від виду ЧЗК. Отримані значення - це межі стійкості компоненти при зміні коефіцієнтів знаменника. Це значно полегшує оцінки стійкості при перебудові коефіцієнтів передавальної функції компоненти.

Таблиця 4.2. Значення коефіцієнтів апроксимації залежностей

Тип фільтру	Порядок фільтру	Коефіцієнт				
		F	G	H	J	L
Чебишева	непар.	- 0.0034	-0.1426	0.8935	-	-
	пар.	0.1429	1.3429	-0.4	-	-
Чебишева ін.	-	0.0082	0.0165	0.8465	-	-
еліптичний	непар., RS=11	0.0018	-0.0926	0.7492	-	-
	непар., RS=15	0.0027	-0.1148	0.7395	-	-
	непар., RS=11	-	-	-	0.1283	0.7782
	пар., RS=15	-	-	-	0.1223	0.7627

4.2. Вплив розрядності подання коефіцієнтів передавальної функції ЧЗК

В умовах перебудови коефіцієнтів передавальних функцій ЧЗК автономних мобільних платформ можуть бути встановлені обмеження на енергоресурси, що призводить до необхідності обмежувати розрядність подання коефіцієнтів фільтра [2].

Стійкість ЧЗК низького порядку буде визначатися критерієм Джуріта область стійкості ЧЗК другого порядку визначається коефіцієнтами знаменника b_1 і b_2 , рис.4.7.

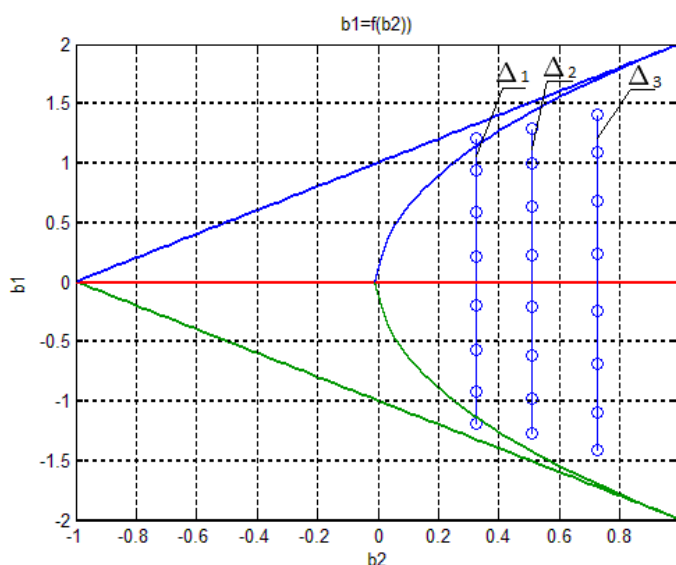


Рисунок 4.7 - Трикутник стійкості для цифрових смугових і режекторних фільтрів Баттерворта другого порядку, де смуга пропускання $\Delta_1 > \Delta_2 > \Delta_3$

Аналіз стійкості смугового і режекторного фільтрів Баттерворта другого порядку показав, що:

1. При зменшенні смуги пропускання коефіцієнт знаменника b_2 зміщується в бік збільшення до 1. При збільшенні смуги пропускання коефіцієнт b_2 прагне до 0. Тому при зміні смуги пропускання можливий вихід на межу стійкості або вихід за область стійкості фільтра.

2. При зміні розрядності подання коефіцієнтів знаменника фільтра дослідження стійкості показало, що коефіцієнт знаменника b_1 має більший розкид, ніж коефіцієнт знаменника b_2 . Чим менша величина коефіцієнта тим більше розкид, який може досягати 12% відносної похибки.

Аналогічний аналіз для фільтрів Баттерворта нижніх і верхніх частот, рис.4.8., Показав, що:

1. При збільшенні частоти зрізу коефіцієнт знаменника змінюється від -2 до 2.

Тривалість перехідного процесу визначають як інтервал часу від моменту застосування, наприклад, ступеневого впливу до моменту, після якого відхилення вихідної величини від її нового сталого значення стає менше деякого заданого числа Δ . У загальному випадку ця величина визначається завданням і умовою функціонування пристрою, але зазвичай це значення приймається на рівні 5% від сталого значення. Залежно від пристрою цей час задається в кількості коливань вихідної величини або як $(4-5)\tau$, де τ – відносна постійна затухання. Все залежить від виду перехідного процесу: коливального, аперіодичного або монотонного [4-6].

Розглянемо вплив на тривалість і вид перехідного процесу ЧЗК першого і другого порядків на прикладі передавальних функцій фільтрів нижніх і верхніх частот при зміні відносної частоти зрізу $\overline{\omega_c}$ на відрізку $\overline{\omega_c} = [0.1 \div 0.9]$,

де $\overline{\omega_c} = \frac{2\pi \frac{f}{f_d}}{\pi}$, $\overline{\omega_c} \in [0 \div 1]$, f, f_d – відповідно лінійні поточні частоти зрізу і дискретизації.

Тривалість перехідного процесу визначалася в відносних одиницях - тактах, як $N = t_{\text{пл}} \cdot f_d$. Таке уявлення результату дозволяє порівнювати різні ЧЗК при різних частотах дискретизації.

Результати аналізу наведені в таблицях 4.1-4.4, де показані відносна частота, полюси передавальної функції, а також тривалість складових перехідного процесу в тактах.

З таблиць 4.3-4.6 випливає, що тривалість перехідного процесу збільшується при малих і великих відносних частотах зрізу, а в районі середини діапазону вона мінімальна.

Для аналізу і оцінки тривалості перехідного процесу проведено моделювання в математичному пакеті SciLab.

На рис. 4.9 і рис. 4.10 показаний вид перехідного процесу вільної складової при впливі δ -імпульсу на ФНЧ першого та другого порядків.

З рисунків видно, що при малих значеннях відносної частоти зрізу, перехідний процес аперіодичний, а при великих значеннях відносної частоти зрізу - коливальний з затухаючою амплітудою.

Таблиця 4.3 – Тривалість вільної складової перехідного процесу ЧЗК першого порядку

$\overline{\omega_c}$	0.1	0.26	0.42	0.58	0.74	0.9
β	0.7265	0.3959	0.1263	-0.1263	-0.3959	-0.7265
ФНЧ	7	5	4	4	5	7
ФВЧ	7	5	4	4	5	7

Таблиця 4.4 – Тривалість вимушеної складової перехідного процесу ЧЗК першого порядку

$\overline{\omega_c}$	0.1	0.26	0.42	0.58	0.74	0.9
β	0.7265	0.3959	0.1263	-0.1263	-0.3959	-0.7265
ФНЧ	11	5	4	4	4	6
ФВЧ	11	5	4	4	4	6

Таблиця 4.5 – Тривалість вільної складової перехідного процесу ЧЗК другого порядку

$\overline{\omega_c}$	0.1	0.26	0.42	0.58	0.74	0.9
z	$0.7805 \pm 0.1793i$	$0.4517 \pm 0.3401i$	$0.1476 \pm 0.4065i$	$-0.1476 \pm 0.4065i$	$-0.4517 \pm 0.3401i$	$-0.7805 \pm 0.1793i$
ФНЧ	11	6	6	6	4	7
ФВЧ	7	7	5	6	6	11

Таблиця 4.6 – Тривалість вимушеної складової перехідного процесу ЧЗК другого порядку

$\overline{\omega_c}$	0.1	0.26	0.42	0.58	0.74	0.9
z	$0.7805 \pm 0.1793i$	$0.4517 \pm 0.3401i$	$0.1476 \pm 0.4065i$	$-0.1476 \pm 0.4065i$	$-0.4517 \pm 0.3401i$	$-0.7805 \pm 0.1793i$
ФНЧ	11	8	6	5	4	6
ФВЧ	16	7	5	4	6	9

На підставі вище викладеного побудована залежність тривалості перехідного процесу від відносної частоти зрізу, рис. 4.11 і рис. 4.12.

Отримані дані дозволяють оцінити максимальну тривалість перехідного процесу для вибору діапазону можливих впливів на роботу компоненти і діапазону перебудови коефіцієнтів передавальної функції компоненти.

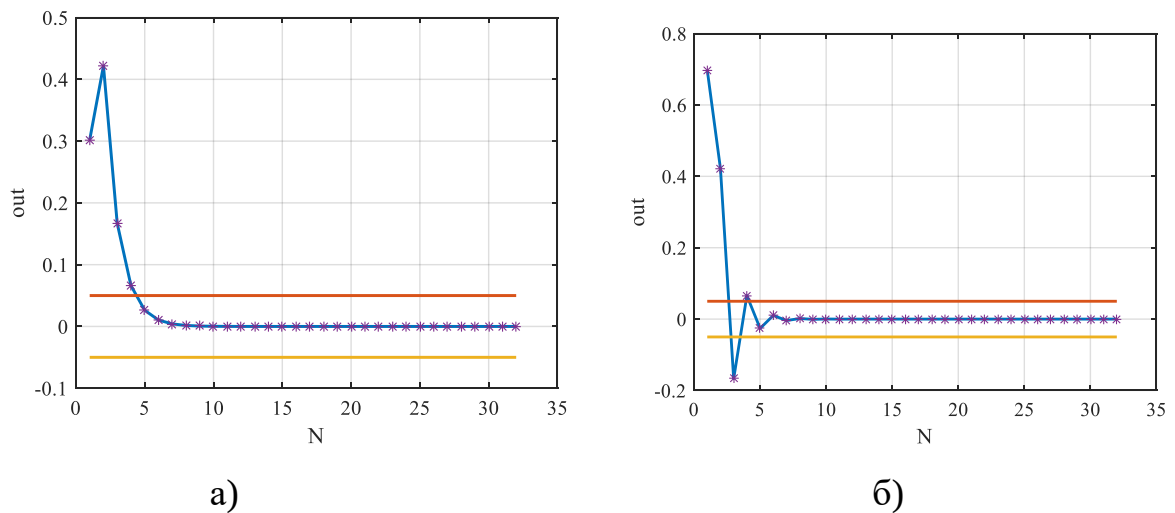


Рисунок 4.9 – Перехідний процес ФНЧ першого порядку

при: а) $\overline{\omega_c} = 0.26, \beta = 0.3959$; б) $\overline{\omega_c} = 0.74, \beta = -0.3959$

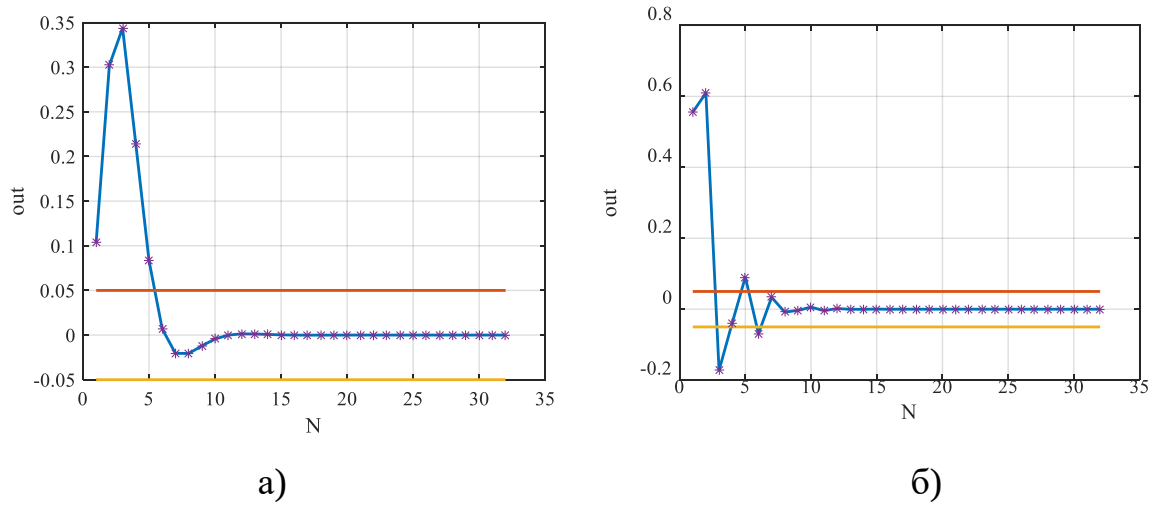


Рисунок 4.10 – Перехідний процес ФНЧ другого порядку

при: а) – $\overline{\omega_c} = 0.26$, $z = 0.4517 \pm 0.3401i$; б) – $\overline{\omega_c} = 0.74$,

$$z = -0.4517 \pm 0.3401i$$

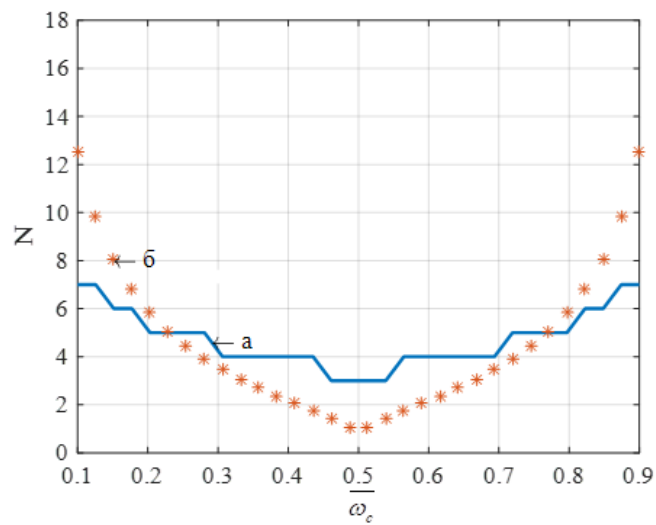


Рисунок 4.11 – Залежність тривалості перехідного процесу ФНЧ першого порядку від відносної частоти зрізу $\overline{\omega_c}$: а – експериментальна; б – теоретична

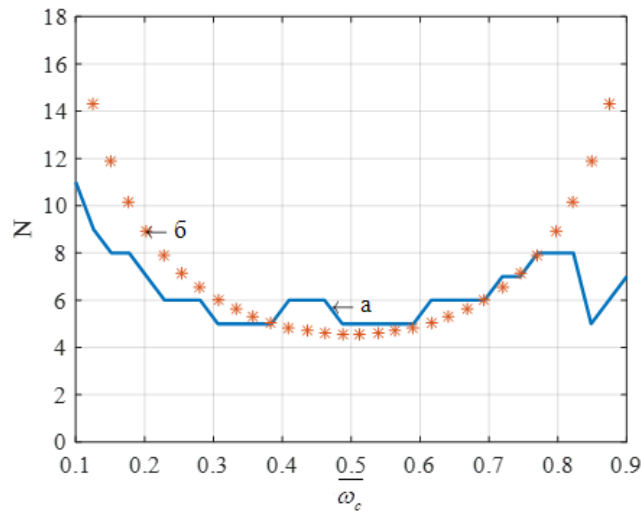


Рисунок 4.12 – Залежність тривалості перехідного процесу ФНЧ другого порядку від відносної частоти зрізу $\overline{\omega_c}$: а – експериментальна; б – теоретична

Теоретичне дослідження і моделювання показало, що для оцінки верхньої межі тривалості перехідного процесу можна модифікувати співвідношення, запропоновані в роботах [6,7].

Наприклад, в роботі [6] автор показує, що тривалість перехідного процесу визначається тільки модулем β комплексного кореня або модулем більшого (з двох) дійсного кореня. Дискретні значення процесу в точках квантування за часом розміщуватимуться всередині області, обмеженої симетричними лініями, які огинають

$$\phi(t) = \pm A e^{-\frac{\ln(\beta t)}{T}},$$

де $T = \frac{1}{f_d}$ – період квантування, A – константа, що залежить від початкових умов, з еквівалентної відносної постійної загасання τ . Відповідно до цих положень теоретична крива приведена на рис. 4.11 і рис. 4.12.

Отримані результати в узагальненому вигляді для цифрових систем можна представити співвідношенням [8]

$$N = \frac{a}{|\ln(\beta)|} + b, \quad (4.4)$$

де a, b – дійсні коефіцієнти ($1 < a < 3; 2 < b < 4$), β – модуль комплексного кореня або модуль більшого дійсного кореня, $0 < \beta < 1$.

Однак в даному виді отримане співвідношення використовувати в мікропроцесорних та комп'ютерних системах складно. Тому замінімо $\ln(\beta)$ за рахунок розкладання в степеневий ряд. Тоді перетворивши і спростивши рівняння, отримаємо таке уявлення

$$-\ln(\beta) = 2 \frac{1-\beta}{1+\beta} \left[1 + \frac{(1-\beta)^2}{3(1+\beta)^2} + \frac{(1-\beta)^4}{5(1+\beta)^4} \right]$$

Після моделювання та експериментальної перевірки можна зупинитися на першому доданку

$$-\ln(\beta) = 2 \frac{1-\beta}{1+\beta}.$$

У цьому випадку співвідношення (4.7) з урахуванням спрощення можна представити так

$$N = \frac{a}{2} \cdot \frac{1+\beta}{1-\beta} + b.$$

де a та b - дійсні коефіцієнти ($1 < a < 3; 2 < b < 4$), β – модуль комплексного кореня або модуль більшого дійсного кореня, $0 < \beta < 1$.

З аналізу цифрових систем другого порядку модуль β визначається як

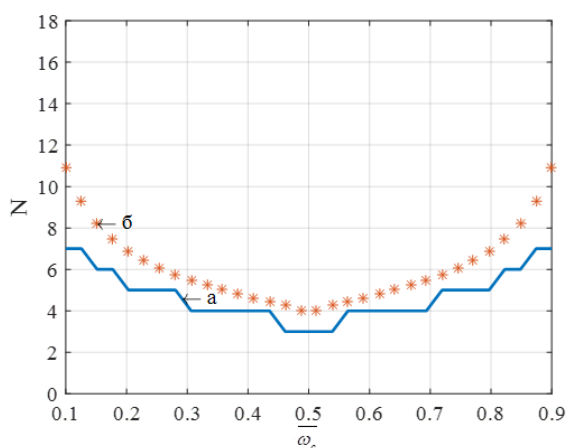
$$\beta = \sqrt{b_2}.$$

Тоді тривалість перехідного процесу при перебудові компонент СКС ненульових початкових умовах можна оцінити із співвідношення

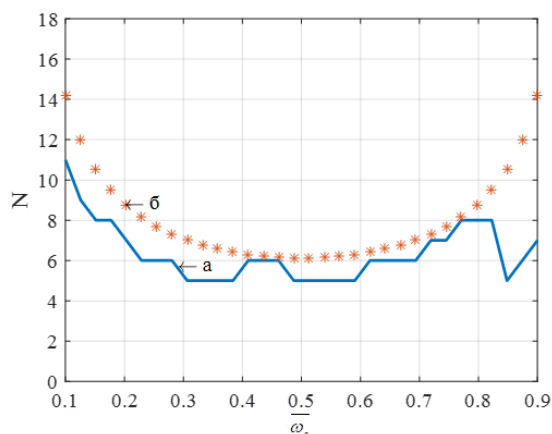
$$N = \frac{a}{2} \cdot \frac{1+\sqrt{b_2}}{1-\sqrt{b_2}} + b,$$

Графічно теоретична залежність оцінки верхньої межі тривалості перехідного процесу в тактах $N = f(\overline{\omega_c})$, де $\overline{\omega_c}$ – відносна частота зрізу, яка визначається коефіцієнтами a і b передавальної функції компоненти, має вигляд, наведений на рис. 4.13.

В результаті проведеного дослідження, моделювання та експериментальної перевірки отримані співвідношення, які дозволяють оцінити верхню межу перехідного процесу в залежності від відносної частоти зрізу і порядку частотно-залежної компоненти. Таке уявлення оцінки верхньої межі тривалості перехідного процесу дозволяє проаналізувати можливості компонент спеціалізованої комп'ютерної системи при зміні їх параметрів або коефіцієнтів передавальної функції і властивостей системи в цілому, а також визначити діапазони і ширину можливих перебудов, з урахуванням забезпечення стійкості системи. Це особливо важливо при перебудові коефіцієнтів частотно-залежних компонент і в адаптивних системах.



1



2

Рисунок 4.13 – Графік залежності оцінки верхньої межі тривалості перехідного процесу для частотно-залежної компоненти

1 – першого порядку; 2 – другого порядку;

а – експериментальний; б – теоретичний

4.4. Висновки

1. Дослідження стійкості, впливу розрядності подання коефіцієнтів передавальної функції і тривалості перехідного процесу при перебудові коефіцієнтів ЧЗК СКС показав, що при проектуванні подібних ЧЗК необхідно враховувати ці показники в залежності від діапазону перебудови і типу ЧЗК.

2. При дослідженні стійкості для оцінки меж зміни коефіцієнтів ЧЗК вище другого порядку необхідно на основі формули (4.1) визначити граничні значення коефіцієнтів характеристичного рівняння і помножити їх на коригувальні коефіцієнти, які визначаються рівняннями (4.2-4.3) в залежності від виду ЧЗК. Отримані значення - це межі стійкості компоненти при зміні коефіцієнтів знаменника. Це значно полегшує оцінки стійкості при перебудові коефіцієнтів передавальної функції компоненти.

3. При дослідженні зміни розрядності подання коефіцієнтів знаменника ЧЗК другого порядку можливий вихід за межі стійкості, що обумовлює необхідність перевірки стійкості ЧЗК при заданій розрядності подання коефіцієнтів і заданому діапазоні перебудови коефіцієнтів.

4. При дослідженні перехідних процесів при перебудові ЧЗК отримані співвідношення, які дозволяють оцінити верхню межу перехідного процесу в залежності від відносної частоти зрізу і порядку ЧЗК. Таке уявлення оцінки верхньої межі тривалості перехідного процесу дозволяє проаналізувати можливості компонент СКС при зміні їх коефіцієнтів передавальної функції і властивостей системи в цілому, а також визначити діапазони і ширину можливих перебудов, з урахуванням забезпечення стійкості системи. Це особливо важливо при перебудові коефіцієнтів ЧЗК і в адаптивних системах.

5. В результаті проведених досліджень на стійкість ЧЗК вище другого порядку отримані співвідношення, що дозволяють з мінімальними обчислювальними витратами оцінити стійкість ЧЗК при перебудові.

Таким чином виконано четверте завдання дисертаційного дослідження, розроблено метод оцінки стійкості зі зменшеними обчислювальними витратами.

Можна сформулювати третій пункт наукової новизни:

Одержало подальший розвиток метод оцінки стійкості зі зменшеними обчислювальними витратами для ЧЗК вище другого порядку на підставі методу Джурі за рахунок складання рівнянь з парних і непарних ступенів характеристичного рівняння передавальної функції, а також коефіцієнтів, які коригують межі трикутника стійкості, що дозволило скоротити час оцінки стійкості.

6. В результаті проведених досліджень перехідного процесу при перебудові ЧЗК оцінена верхня межа перехідного процесу.

Таким чином виконана п'ята задача дисертаційного дослідження, розроблено метод оцінки тривалості перехідного процесу при перебудові зі зменшеними обчислювальними витратами.

Можна сформулювати четвертий пункт наукової новизни:

Одержало подальший розвиток метод оцінки тривалості перехідного процесу зі зменшеними обчислювальними витратами для ЧЗК низького порядку за рахунок використання коефіцієнтів передавальної функції при перебудові, що дозволяє скоротити час оцінки тривалості перехідного процесу.

4.5. Список використаних джерел

1. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике. М.: Наука, 1980. 976 с.
2. Ухина А.В., Ситников В.С., Малахов В.П. Влияние разрядности представления коэффициентов цифрового фильтра тракта обработки при

перестройке его параметров в мобильных платформах. Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій: Тези доповідей VII Міжнар. наук.-практ. конф. Запоріжжя. 2014. С. 238-240.

3. Zhengyou He. Wavelet Analysis and Transient Signal Processing Applications for Power Systems / Chine Electric Power Press, 2016 – 252 p.

4. Журавлев А.Ю. Методика повышения общей устойчивости и коррекции прямых показателей качества переходных процессов в цифровых системах управления / А.Ю. Журавлев, А.В. Павлов, В.О. Журба // Компрессионное и энергетическое машиностроение. – 2012. - № 1. – С. 36-40.

5. Кисель А.Г. Анализ длительности переходного процесса при ненулевых начальных условиях / А.Г. Кисель, В.С. Ситников, А.В. Ухина // «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки» (ПІКТ-2017). Праці VI Міжнар. наук.-практ. конф. (Чернівці, Україна, жовтень 5-8, 2017). – С. 100-102.

6. Li M., Duan Y., Wang Y., Zhang L. Time-Frequency Analysis Method in the Transient Power Quality Disturbance Analysis Application / Electronic Devices – № 1. – 2016. – P. 9-13.

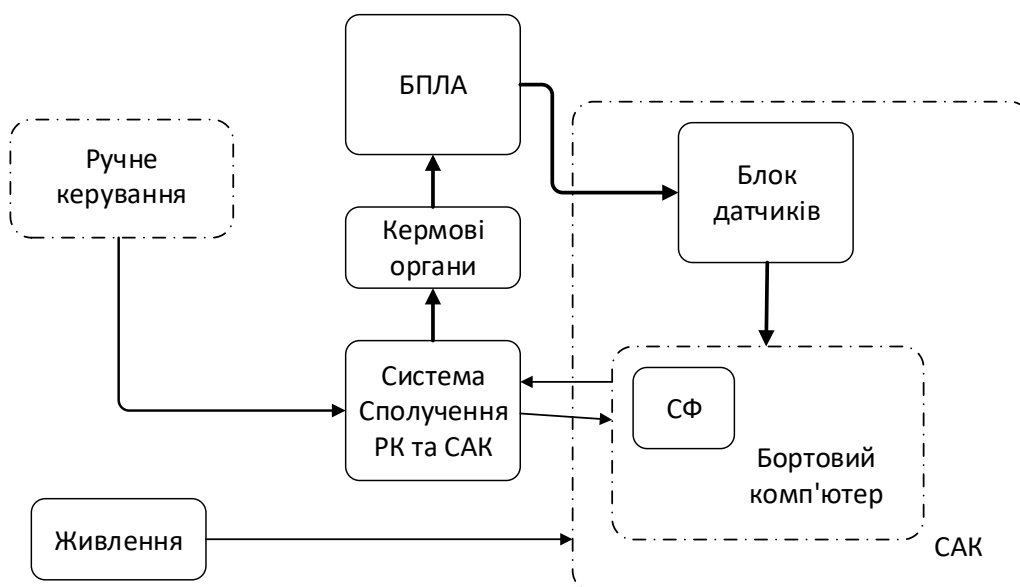
7. Кузнецов Б.И. Микропроцессорное управление многоканальными системами высокой точности / Б.И. Кузнецов, В.Е. Сергеев, В.М. Чернышев. – К.: Техніка, 1990. – 208 с.

8. Ухина А.В. Применение компонентов специализированных систем при проведении экспериментальных медико-биологических исследований / А.В. Ухина, В.С. Ситников, В.А. Ситникова // «Датчики, прилади та системи-2017». Тези VI Міжнар. наук.-техн. конф. (Черкаси-Миколаїв-Херсон-Лазурне, Україна, вересень 18-22, 2017). – С. 39-41.

РОЗДІЛ 5

ОЦІНКА ОБЧИСЛЮВАЛЬНИХ ВИТРАТ ПЕРЕБУДОВИ ЧАСТОТНО-ЗАЛЕЖНИХ КОМПОНЕНТ

Як зазначалося раніше, розглянуті ЧЗК застосовуються в безпілотних літальних апаратах (БПЛА) у системі визначення безпечної висоти при посадці, а у наземних платформах – в пристроях визначення відстані до перешкоди, рис.5.1.



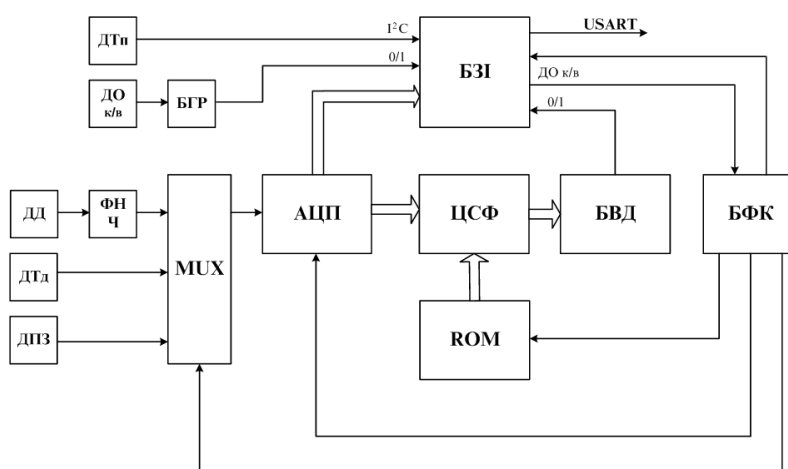
БПЛА – безпілотний літальний апарат; РК – ручне керування; СФ – смуговий фільтр; САК – система автоматичного керування

Рисунок 1.1 – Структурна схема БПЛА з системою керування

Також у для вдосконаленні двигунів внутрішнього згоряння сучасних автомобілів. При роботі двигуна з використанням неякісного палива в циліндрах з'являються режими згоряння з високими швидкостями порядку (1000-2000) м/с, які призводять до зносу робочих поверхонь поршневої групи і газорозподільного механізмів. Ці режими згоряння отримали назву детонація.

Для детонації характерна поява в високочастотній частині спектра частот складової з високою амплітудою, яка виділяється за допомогою смугового фільтра. Шляхом вирахування поточного сигналу і середньої величини амплітуди сигналу датчика при відсутності детонації виконується розпізнавання детонації.

Ступінь детонації визначається підрахунком числа амплітуд, величина яких перевищує стандартну величину, характерну для початку детонації. Після розпізнавання детонації в залежності від її ступеня проводиться зменшення кута випередження запалювання. Якщо після цього детонація зникає, кут випередження запалювання поступово підвищується, тобто керування кутом випередження запалювання виконується таким чином, щоб він був близький до детонаційного краю, структурна схема визначення детонації показана на рис.5.2.



ДТп – датчик температури повітря; ДО к/в – датчик обертів колінчастого валу; БГР – блок гальванічної розв’язки; БЗІ – блок збору інформації; ДД – датчик детонації; ДТд – датчик температури двигуна; ДПЗ – датчик положення дросельної заслінки; МUX – мультиплексор; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ЦСФ – цифровий смуговий фільтр; БВД – блок виявлення детонації; БФК – блок формування команд та коефіцієнтів; ROM – блок пам’яті.

Рисунок 5.2 - Структурна схема системи відстеження детонації

5.1. Розрахунок обчислювальних витрат

Кожен процесор має свої значення обчислювальних витрат операцій щодо додавання, тому для експериментальної оцінки був обраний Intel Quark X1000 400 МГц - 32-бітна сумісна система-на-кристалі від Intel, розроблена для вбудованих застосувань, включаючи рішення з наднизьким енергоспоживанням ($K_y = 4$, $K_{сдв} = 1$, $K_{дел} = 8$, $K_{floor} = 10$, $K_{sin} = K_{cos} = K_{ctg} = K_{log} = 15$) [1].

5.1.1. Обчислювальні витрати перебудови

Результати розрахунку обчислювальних витрат для існуючих та удосконаленого методу перебудови ЧЗК наведені у табл. 5.1.

Таблиця 5.1. Обчислювальні витрати на перебудову компоненти

Метод	ЧЗК	Порядок	Тип	ОВ
Заміни змінної	ФНЧ/ФВЧ	Перший		75
		Другий		140
	СФ/РФ	Перший		140
Перетворення частоти	ФНЧ/ФВЧ	Перший		139
		Другий		194
	СФ/РФ	Перший		194
Удосконалений	ФНЧ/ФВЧ	Перший		65
		Другий	Баттерворта	69
			Чебишева	93
			Чебишева ін.	96
			еліптичний	96
	СФ/РФ	Перший		114/125

5.1.2. Обчислювальні витрати оцінки стійкості компоненти

Також для розглянутих методів були знайдені обчислювальні витрати оцінки стійкості компоненти, результати наведені у таблиці 5.2.

Таблиця 5.2. Обчислювальні витрати на оцінку стійкості компоненти

Метод	Число операцій			ОВ
	додавання	множення	ділення	
Критерій Джурі	20	20	5	140
Удосконалений метод	3	15	2	79

Виходячи з отриманих результатів на оцінку стійкості по удосконаленому методу необхідно на 43% менше обчислювальних витрат.

5.1.3. Обчислювальні витрати оцінки тривалості перехідного процесу компоненти

Були знайдені обчислювальні витрати оцінки тривалості перехідного процесу компоненти, результати наведені у таблиці 5.3.

Таблиця 5.3. Обчислювальні витрати на оцінку тривалості перехідного процесу

Метод	Число операцій					ОВ
	додавання	множення	ділення	корінь	зсув	
Класичний метод	5	3	4	-	4	53
Удосконалений метод	3	1	2	1	-	38

Виходячи з отриманих результатів на оцінку тривалості перехідного процесу по удосконаленому методу необхідно на 28% менше обчислювальних витрат.

5.2. Експериментальна перевірка результатів

Експериментальна перевірка виконувалася з використанням Intel NUC.

Intel NUC - це платформа міні-ПК, яка не примушує йти на компроміси щодо кількості портів, продуктивності і гнучкості, рис. 5.3 [2].

Були реалізовані два методи перебудови частотно-залежного компонента: на базі заміни змінної і вдосконалений метод для ФНЧ, ФВЧ, СФ, РФ, рис. 5.4.

Експеримент проводився по 100 разів для кожного алгоритму і виду ЧЗК. Середнє арифметичне часу виконання методів перебудови наведені в таблиці 5.4.



Рисунок 5.3 – Intel NUC

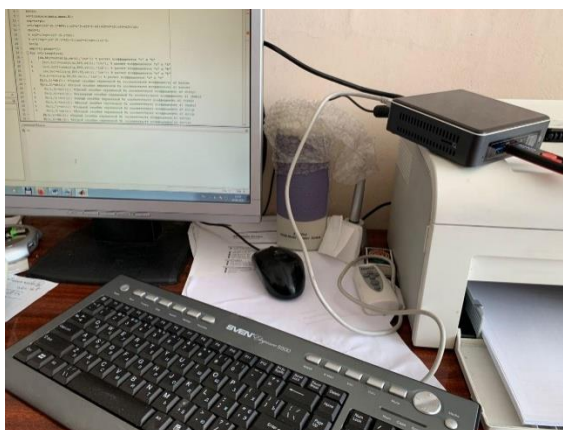


Рисунок 5.4 – Лабораторна установка

Таблиця 5.4. Час виконання перебудови частотно-залежного компонента

Метод перебудови	Порядок	ФНЧ/ФВЧ	СФ/РФ
Заміни змінної	1-й	6.63 мс	11.3 мс
	2-й	9.8 мс	-
Удосконалений	1-й	5.2 мс	10 мс
	2-й	7.6 мс	-

Виходячи з цього вдосконалений метод на 27% ефективніший для перебудови ФНЧ і ФВЧ першого порядку, на 29% - для ФНЧ і ФВЧ другого порядку і на 13% - для СФ і РФ.

5.3. Висновки

1. Пораховані ОВ для обраного мікропроцесора, результати порівняні з існуючими методами. ОВ реалізації перебудови, оцінки стійкості та оцінки тривалості перехідного процесу за удосконаленим методом менше, ніж у існуючих методі. Метод оцінки стійкості зі зменшеними ОВ на 43% ефективніший, оцінки тривалості перехідного процесу – на 28%.

2. Методи перебудови реалізовані і перевірені експериментально з використанням Intel NUC. Виходячи з отриманих результатів впливає, що удосконалений метод на 27% ефективніший для ФНЧ і ФВЧ першого порядку, на 29% - для ФНЧ і ФВЧ другого порядку і на 13% - для СФ і РФ.

Таким чином мета дисертаційної роботи досягнута і виконано шосте завдання дисертаційного дослідження, проведено експериментальне дослідження розроблених методів для оцінки обчислювальних витрат.

5.4. Список використаних джерел

1. Intel® Quark™ SoC X1000. Режим доступа:
<https://www.intel.com/content/www/us/en/embedded/products/quark/quark-x1000-datasheet.html>

2. Мини-ПК Intel® NUC. Режим доступа:
<https://www.intel.ru/content/www/ru/ru/products/boards-kits/nuc.html>

ВИСНОВКИ

Проведений аналіз методів перебудови частотно-залежними компонентами показав, що існуючі методи мають ряд недоліків:

Методи, алгоритми і процедури прямих методів перебудови, при частотному перетворенні виявляються значно складними для обчислення в реальному часі.

При застосуванні перетворення частоти сигналу є необхідність усунення непотрібної копії спектра, а також фільтрації так званого дзеркального каналу, а це додаткові апаратні або програмні витрати. Для усунення перерахованих частот можна використовувати керований ФНЧ або ФВЧ з октавною зміною частоти зрізу, що, однак, вимагає додаткових обчислювальних витрат.

На реалізацію розглянутих методів необхідна велика кількість операцій, а отже вони мають великі обчислювальні витрати, що ускладнює їх використання у системах реального часу.

Виходячи з цього виникає необхідність розробки методу перебудови частотно-залежних компонент комп'ютерних систем зі зменшеними обчислювальними витратами, що дає можливість підвищити ефективність ЧЗК.

Таким чином, виконана перша задача дисертаційного дослідження аналіз існуючих методів перебудови частотно-залежних компонент комп'ютерних систем.

З аналізу передавальних функцій і частотних характеристик ЧЗК першого і другого порядків можна зробити наступні висновки.

Амплітудно-частотні і фазочастотні характеристики ФНЧ і ФВЧ першого порядку різних типів мають приблизно однакові характеристики. Суттєві зміни характеристик проявляються у другому порядку.

Амплітудно-частотні і фазочастотні характеристики СФ і РФ першого порядку, які описуються передавальними функціями другого порядку, різних типів, мають приблизно однакові характеристики. Суттєві зміни характеристик проявляються у другому порядку, при описі передавальної функції четвертого порядку.

Для передавальних функцій першого порядку ФНЧ і ФВЧ характерно рівність коефіцієнтів чисельника $|a_0| = |a_1|$, але для ФНЧ - $a_0 = a_1$, а для ФВЧ $a_0 = -a_1$.

Для передавальних функцій другого порядку ФНЧ і ФВЧ має місце рівність коефіцієнтів чисельника $a_0 = a_2$, а коефіцієнт a_1 може приймати різні значення.

Така сама картина виявляється і для СФ та РФ першого порядку, коли коефіцієнти чисельника $a_0 = a_2$, а коефіцієнт a_1 для СФ дорівнює нулю $a_1 = 0$, а для РФ має різні значення $a_1 \geq 0$.

У результаті аналізу передавальних функцій і частотних характеристик ЧЗК першого і другого порядків складені конкретні математичні моделі компонент, які враховують особливості їх частотних характеристик, що дозволяє структурувати їх передавальні функції. Таке уявлення математичних моделей дозволяє перейти до розробки метода перебудови ЧЗК зі зменшеними обчислювальними витратами при знаходженні коефіцієнтів передавальної функції по заданих частотах зрізу або смузі частот.

Таким чином, виконано друге завдання дисертаційного дослідження розроблено нові математичні моделі ЧЗК першого і другого порядків, які відображають частотні характеристики компонент.

Можна сформулювати перший пункт наукової новизни:

Вперше побудовані математичні моделі частотно-залежних компонент, які, на відміну від існуючих, враховують особливості їх частотних характеристик, що дозволяє запропонувати методи перебудови зі зменшеними

обчислювальними витратами на підставі знаходження коефіцієнтів передавальних функцій по заданих частотах зрізу.

Отримані розрахункові формули коефіцієнтів передавальних функцій, на основі нових математичних моделей, дозволяють вказати, що побудова каналів обробки і фільтрації сигналів в СКС доцільно будувати на основі поєднання ЧЗК низького порядку для кращої перебудови і керованості цих компонент. В цьому випадку можна різко зменшити обчислювальні витрати для перерахунку коефіцієнтів компонент, а перебудовувати всі компоненти одночасно або по частинах.

Якщо порівняти розрахункові формули для ФНЧ і ФВЧ, то рекомендується СФ і РФ побудувати за рахунок послідовного з'єднання цих ФНЧ та ФВЧ. У цьому випадку деякі коефіцієнти підходять і до ФНЧ, і до ФВЧ, що дозволяє в умовах реального часу зменшити обчислювальні витрати для знаходження нових коефіцієнтів.

Дослідження ФЧХ компонент показав, що є залежність частоти зрізу від рівня коливальності компонент. Складність цих залежностей призвело до необхідності функціональної апроксимації з технічною похибкою, що задовольняє при реалізації.

В результаті проведених розрахунків ЧЗК низького порядку отримані формули розрахунків коефіцієнтів передавальних функцій зі зменшеними обчислювальними витратами.

Пораховані обчислювальні витрати розробленого методу перебудови. Результати зазначають, що при застосуванні запропонованих методів зменшення обчислювальних даних можливо скоротити обсяг обчислень.

Таким чином, виконано третє завдання дисертаційного дослідження розроблено метод перебудови зі зменшеними обчислювальними витратами.

Можна сформулювати другий пункт наукової новизни:

Розроблено метод перебудови зі зменшеними обчислювальними витратами за рахунок перетворення «констант» або додаткової величини, що дозволило отримати аналітичні вирази для коефіцієнтів передавальних функцій компонент.

Дослідження стійкості, впливу розрядності подання коефіцієнтів передавальної функції і тривалості перехідного процесу при перебудові коефіцієнтів ЧЗК СКС показав, що при проектуванні подібних ЧЗК необхідно враховувати ці показники в залежності від діапазону перебудови і типу ЧЗК.

При дослідженні стійкості для оцінки меж зміни коефіцієнтів ЧЗК вище другого порядку необхідно на основі формули (4.1) визначити граничні значення коефіцієнтів характеристичного рівняння і помножити їх на коригувальні коефіцієнти, які визначаються рівняннями (4.2-4.3) в залежності від виду ЧЗК. Отримані значення - це межі стійкості компоненти при зміні коефіцієнтів знаменника. Це значно полегшує оцінки стійкості при перебудові коефіцієнтів передавальної функції компоненти.

При дослідженні зміни розрядності подання коефіцієнтів знаменника ЧЗК другого порядку можливий вихід за межі стійкості, що обумовлює необхідність перевірки стійкості ЧЗК при заданій розрядності подання коефіцієнтів і заданому діапазоні перебудови коефіцієнтів.

При дослідженні перехідних процесів при перебудові ЧЗК отримані співвідношення, які дозволяють оцінити верхню межу перехідного процесу в залежності від відносної частоти зрізу і порядку ЧЗК. Таке уявлення оцінки верхньої межі тривалості перехідного процесу дозволяє проаналізувати можливості компонент СКС при зміні їх коефіцієнтів передавальної функції і властивостей системи в цілому, а також визначити діапазони і ширину можливих перебудов, з урахуванням забезпечення стійкості системи. Це особливо важливо при перебудові коефіцієнтів ЧЗК і в адаптивних системах.

В результаті проведених досліджень на стійкість ЧЗК вище другого порядку отримані співвідношення, що дозволяють з мінімальними обчислювальними витратами оцінити стійкість ЧЗК при перебудові.

Таким чином виконано четверте завдання дисертаційного дослідження, розроблено метод оцінки стійкості зі зменшеними обчислювальними витратами.

Можна сформулювати третій пункт наукової новизни:

Одержало подальший розвиток метод оцінки стійкості зі зменшеними обчислювальними витратами для ЧЗК вище другого порядку на підставі методу Джурі за рахунок складання рівнянь з парних і непарних ступенів характеристичного рівняння передавальної функції, а також коефіцієнтів, які коригують межі трикутника стійкості, що дозволило скоротити час оцінки стійкості.

В результаті проведених досліджень перехідного процесу при перебудові ЧЗК оцінена верхня межа перехідного процесу.

Таким чином виконана п'ята задача дисертаційного дослідження, розроблено метод оцінки тривалості перехідного процесу при перебудові зі зменшеними обчислювальними витратами.

Можна сформулювати четвертий пункт наукової новизни:

Одержало подальший розвиток метод оцінки тривалості перехідного процесу зі зменшеними обчислювальними витратами для ЧЗК низького порядку за рахунок використання коефіцієнтів передавальної функції при перебудові, що дозволяє скоротити час оцінки тривалості перехідного процесу.

Пораховані ОВ для обраного мікропроцесора, результати порівняні з існуючими методами. ОВ реалізації перебудови, оцінки стійкості та оцінки тривалості перехідного процесу за удосконаленим методом менше, ніж у

існуючих методі. Метод оцінки стійкості зі зменшеними ОВ на 43% ефективніший, оцінки тривалості перехідного процесу – на 28%.

Методи перебудови реалізовані і перевірені експериментально з використанням Intel NUC. Виходячи з отриманих результатів впливає, що удосконалений метод на 27% ефективніший для ФНЧ і ФВЧ першого порядку, на 29% - для ФНЧ і ФВЧ другого порядку і на 13% - для СФ і РФ.

Таким чином мета дисертаційної роботи досягнута і виконано шосте завдання дисертаційного дослідження, проведено експериментальне дослідження розроблених методів для оцінки обчислювальних витрат.

Результати роботи впроваджено в навчальний процес на кафедрі комп'ютерних систем Одеського національного політехнічного університету у рамках дисциплін.

Результати роботи впроваджено при розробці системи відстеження детонації. В результаті використання запропонованих моделей, методів та програмних засобів дозволили скоротити час перебудови смугового фільтру на 13% і покращити оперативність та якість відстеження детонації.

Також результати впроваджено при побудові системи автоматичного керування БПЛА. Це дало можливість на 29% скоротити обчислювальні витрати та підвищити оперативність керування.

Практична значимість отриманих результатів підтверджена Актами про впровадження основних результатів дослідження.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. The Industry 4.0 Standards Landscape from a Semantic Integration Perspective Conference Paper (PDF Available) · September 2017 with 4,699 Reads DOI: 10.1109/ETFA.2017.8247584 Conference: Conference: 2017 IEEE 22nd International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA), At Limassol, Cyprus, available: https://www.researchgate.net/publication/318208930_The_Industry_40_Standards_Landscape_from_a_Semantic_Integration_Perspective
2. Industry 4.0: an overview. Conference Paper (PDF Available) · July 2018 with 7,147 Reads, available at: https://www.researchgate.net/publication/326352993_Industry_40_an_overview
3. Industry 4.0, available: <https://www.cognex.com/ru-ru/what-is/industry-4-0-machine-vision/development>.
4. Semenov, S., Voloshyn, D., Ahmed, A.N. Mathematical model of the implementation process of flight task of unmanned aerial vehicle in the conditions of external impact, International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering, vol. 8(1), pp. 7-13, 2019.
5. Zhuravska, I., Musyienko, M., Tohoiev, O. Development the heat leak detection method for hidden thermal objects by means the information- measuring computer system. CEUR Workshop Proceedings, 2353, pp. 350-364, 2019.
6. Musiyenko, M.P., Denysov, O.O., Zhuravska, I.M., Burlachenko, I.S. Development of double median filter for optical navigation problems. Proceedings of the 2016 IEEE 1st International Conference on Data Stream Mining and Processing, DSMP 2016, 7583535, pp. 177-181, 2016.
7. Ukhina, H., Sytnikov, V., Streltsov, O., Stupen, P., Yakovlev, D. Transfer Function Coefficients Influence on the Processing Path Bandpass Frequency-Dependent Components' Amplitude-Frequency Characteristics Properties at the NPP TP ACS. Conference Proceedings of 2019 10th International Conference on

Dependable Systems, Services and Technologies, DESSERT 2019, June 2019, Pages 193-196 10th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies, DESSERT 2019; Leeds; United Kingdom; 5 June 2019 до 7 June 2019, DOI: 10.1109/DESSERT.2019.8770050

8. Eliseenko V.V., Information and control systems of NPPs produced by SNPO “Impulse”. State, prospects, *Jadernajairadiatsionnajabezopasnost*, No 4(60), 2013, 61-64 pp. (in Russian)

9. Nisha Haridas, Elizabeth Elias, “Efficient variable bandwidth filters for digital hearing aid using Farrow structure”, *Journal of Advanced Research*, vol. 7(2), 2016, pp. 255–262.

10. Sumedh Dhabu, Abhishek Ambede, Smitha K. G., SumitDarak, A. P. Vinod, “Variable Cutoff Frequency FIR Filters: A Survey”, 2018, available: <https://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/1804/1804.02891.pdf>

11. Shunsuke Koshita, Masahide Abe and Masayuki Kawamata, *Recent Advances in Variable Digital Filters*, 2018, available: <https://www.intechopen.com/books/digital-systems/recent-advances-in-variable-digital-filters>

12. Ухина А.В., Афанасьев И.С., Ситников В.С. Исследование фазо-частотной характеристики цифровых частотно-зависимых компонентов второго порядка мобильных платформ. *Сучасні інформаційні технології 2019: Матер. Дев’ятої міжнар. Наук. Конф. Одеса. 2019. С. 133-134.*

13. Korn G., Korn T. *Mathematical handbook for scientists and engineers* – McGraw Hill Book Company, N.York, 1974 – 832 p.

14. Ukhina, H., Sytnikov, V., Streltsov, O., Stupen, P., Yakovlev, D. Stability evaluation based on the sustainability triangle application for transfer functions above 2nd order. *CSAE 2019: Proceedings of the 3rd International Conference on Computer Science and Application Engineering* October 2019, Article No.: 6, pp 1–5 <https://doi.org/10.1145/3331453.3361305>

15. Ukhina H., Sytnikov V. Express-analysis of stability of fourth order frequency-dependent rearrangeable components. International Conference on Electronics and Information Technology, EIT 2016 - Conference Proceedings (Ukraine). 2016. P. 84-86.

16. Ухина А.В., Сафтык М.П., Ситников В.С., Темплечук А.М. Управление режекцией нежелательных частот в устройстве диагностики и контроля форсунок дизельного двигателя автомобиля. Сучасні інформаційні технології 2014: Четвертаміжнар. наук. конф. студентів та молодих вчених. Одеса. 2014. С. 178-179.

17. Ukhina H., Sytnikov V., Stupen P., Strelcov O., Yakovleva I. Signal Processing in the Restructuring of a Computer System Bandpass Frequency-Dependent Component to Eliminate the Internal Combustion Engine Detonation. IEEE International Conference on Advanced Trends in Information Theory, ATIT 2019 – Proceedings. No.6. 2019. P. 1-5.

18. Джиган В. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / В. Джиган // М.: Техносфера, 2013 – 528 с.

19. Dorf R.C., Bishop R.H. Modern Control Systems / Pearson Education Inc., ISBN-13: 978-0134407623, 2017 – 831 p.

20. Гаврилов, Л. П. Расчет и моделирование линейных электрических цепей с применением ПК. Л. П. Гаврилов, Д. А. Соснин. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004. – 448 с.

21. Карлащук, В. И. Электронная лаборатория на IBMPC. Том 1. Моделирование элементов аналоговых систем. В. И. Карлащук. – М.: СОЛОН-Пресс, 2006. – 672 с.

22. Малахов, В. П. Анализ основных свойств матриц аналоговых и цифровых устройств. Труды Одесского политехнического ун-та: Теоретический и научно-практический журнал по техническим и естественным наукам. В. П. Малахов, В. С. Ситников, П. В. Ступень. – Одесса,

1996. – №2 Автоматика и системотехника. Радиоэлектроника. Гуманитарные науки. – С. 5-6.

23. Мошиц Г. Проектирование активных фильтров. Г. Мошиц, П. Хорн. – М.: Мир, 1984. – 320 с.

24. Ситников, В. С. Реализация цифрового фильтра высокого порядка в каскадной форме по критерию минимума выходного шума квантования. // Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы (ААЭКС) / В. С. Ситников. – Херсон, 2003. – №2(12). – С. 100-108.

25. Ситніков, В. С. Вплив особливостей каскадів цифрового фільтру високого порядку на вихідний шум квантування. // Електротехнічні та комп'ютерні системи / В. С. Ситніков, П. В. Ступень, Б. О. Півень. – 2013. – №9(85). – С. 97-101.

26. Stoyanov, G., Uzunov, I., Kawamata, M. (2000), Design of variable IIR digital filters using equal subfilters, Proceedings of IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, vol. 1, pp. 141—146.

27. Турулин И. И., Ткаченко М.Г. Быстроперестраиваемые цифровые фильтры. Монография. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2008, 104 с.

28. Ситніков В.С., Яценко Т.П., Тепличук А.М., Флоренко І.С. Реалізація управління перебудовую вузла фільтрації у спеціалізованій комп'ютерній системі управління автомобільним двигуном. Тр. XIV МНПК «СИЭТ-2013», Т.1, Украина, Одесса, 2013, С. 178-180.

29. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры: расчет и реализация. – М.: Мир, 1982.

30. Нуссмбаумер Г. Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления сверток. – М.: Радио и связь, 1985.

31. Басков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 2003

32. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Радио и связь, 1993.
33. Astrom K.J., Witternmark B. Computer controlled systems: Theory and design. Prentice-Hall. Inc. 1987. 480p.
34. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2006. 751 с.
35. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике. М.: Наука, 1980. 976 с.
36. Ситников В.С., Ступень П.В. Проверка устойчивости цифровых фильтров по передаточной функции. Труды Одеськ. політехн. ун-та: Одеса, 1999. Вип. 1(7). С. 160-162.
37. Кузнецов Б.И. Микропроцессорное управление многоканальными системами высокой точности / Б.И. Кузнецов, В.Е. Сергеев, В.М. Чернышев. – К.: Техніка, 1990. – 208 с.
38. Li M., Duan Y., Wang Y., Zhang L. Time-Frequency Analysis Method in the Transient Power Quality Disturbance Analysis Application / Electronic Devices – № 1. – 2016. – P. 9-13.
39. Kuo B.C. Digital Control Systems / Holt, Rinehart and Winston, Inc., 1980 – 448 p.
40. Iserman R. Digital Control Systems / Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, N. York, 1981 – 541 p.
41. Anderson B.D.O., Bitmead R.R., Johnson C.R. Stability of Adaptive Systems: passivity and averaging analysis / The MIT Press Cambridge, Massachusetts, London, England, 1986 – 263 p.
42. Schulze K-P., Rehberg K-J. Entwurf von adaptiven Systemen Eine Darstellung fur Ingenieure / Veb Verlag Technik, Berlin, 1990 – 448 p.
43. Zhmud V.A., Yadrishnikov O.D. Improving the Quality of the Transient Process in the Control of Objects, Prone to Vibrations / Automatics & Software Enginery. – 2013. – № 3(5). - P. 41-50.

44. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т.1. Математические модели, динамические характеристики и анализ систем автоматического управления/ Под ред. К.П. Пупкова, Н.Д. Егупова – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 654 с.

45. Журавлев А.Ю. Методика повышения общей устойчивости и коррекции прямых показателей качества переходных процессов в цифровых системах управления / А.Ю. Журавлев, А.В. Павлов, В.О. Журба // Компрессионное и энергетическое машиностроение. – 2012. - № 1. – С. 36-40.

46. Кисель А.Г. Анализ длительности переходного процесса при ненулевых начальных условиях / А.Г. Кисель, В.С. Ситников, А.В. Ухина // «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки» (ПІКТ-2017). Праці VI Міжнар. наук.-практ. конф. (Чернівці, Україна, жовтень 5-8, 2017). – С. 100-102.

47. Ухина А. Анализ передаточных функций цифровых частотно-зависимых компонент низкого порядка. Журнал “Автоматизация технологических и бизнес - процессов” (АТБП), ОНАПТ. Т. 9, Вып. 2. 2017. С. 12-20.

48. Ukhina H.V., Bilenko A.A., Sytnikov V.S. Adjustable components in automated control systems of NPP technological processes. Вісник Черкаського державного технологічного університету. №3. 2018. С. 8 -14.

49. Hanna Ukhina, Valerii Sytnikov, Oleg Streltsov, Pavel Stupen, Dmitrii Yakovlev. Rearranging the Real-Time Computer System Components for Nuclear Power Plant Reactor Compartment Monitoring. The 2020 International Conference on Future Generation Computing & Technology Innovations – Liverpool, UK, 1-3 July 2020.

50. Ухина А.В., Биленко А.А., Ситников В.С. Повышение эффективности программно-технических комплексов в АСУ ТП АЭС. Журнал «Ядерная и радиационная безопасность». Вып. 3. 2016. С. 70-76.

51. Ukhina H.V., Afanasyev I.V., Sytnikov V.S. The phase-frequency characteristic study of the second order digital frequency-dependent components of

mobile platforms, Modern Information Technology 2019 (May, 23-24, 2019, Odesa). – Odesa: Ecology, 2019, 19-20pp.

52. Ukhina, H., Sytnikov, V., Streltsov, O., Stupen, P., Yakovlev, D., Specialized computer systems digital bandpass frequency-dependent components rearrangement. Proceedings of the 2019 10th IEEE International Conference on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications, IDAACS 2019, DOI: 10.1109/IDAACS.2019.8924368

53. Ukhina H., Sytnikov V., Streltsov O., Stupen P., Yakovlev D. Transfer Function Coefficients Influence on the Processing Path Bandpass Frequency-Dependent Components' Amplitude-Frequency Characteristics Properties at the NPP TP ACS. Conference Proceedings of 2019 10th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies, DESSERT 2019 (United Kingdom). 2019. C. 293-196

54. Hanna Ukhina, Ludmila Zhyvtsova, Valerii Sytnikov, Volodymyr Kudria, Pavel Stupen. Improving the efficiency of information control system for the drilling objects' spatial orientation parameters control. The 4 World Conference on Smart Trends in Systems, Security & Sustainability (WorldS4 2020). London. 2020, pp. 86-91.

55. Ухина А.В., Афанасьев И.С., Ситников В.С. Исследование фазо-частотной характеристики цифровых частотно-зависимых компонентов второго порядка мобильных платформ. Сучасні інформаційні технології 2019: Матер. Дев'ятої міжнар. Наук. Конф. Одеса. 2019. С. 133-134.

56. Ukhina H., Afanasyev I., Sytnikov V., Streltsov O., Stupen P. The Phase Response Values Application of Second-Order Digital Frequency-Dependent Components for Calculating Transfer Function Coefficients in Robotic Systems. CEUR Workshop Proceedings, 2020, pp. 107-120

57. Ukhina H., Afanasyev I., Sytnikov V., Streltsov O., Stupen P. The phase-frequency response influence on the tunable frequency-dependent component

coefficients. Proceedings of the 2020 11th IEEE International Conference on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications, IDAACS 2020. Dortmund, 2020 , pp. 96-100

58. Ukhina H., Ivan Afanasyev, Sytnikov V., Streltsov O., Stupen P. Features of Mobile Platforms' Equipment Second Order Digital Frequency-Dependent Components Phase-Frequency Response at Tuning. 8. European conference on renewable energy systems. Istanbul – Turkey, 2020, pp. 256-263

59. Ухина А., Афанасьев И., Ситников В., Стрельцов О., Ступень П. Анализ фазочастотной характеристики частотно-зависимых компонент в роботизированных системах. International Conference Information Control Systems & Technologies (ICST), Odessa, 2020, pp. 107-120

60. Ухина А., Афанасьев И., Ситников В., Стрельцов О., Ступень П. Исследование фазочастотной характеристики для расчета коэффициентов передаточной функции частотно-зависимого компонента. Монография: Актуальные проблемы информационных систем и технологий; под науч. ред. В. Вычужанина – Одесса: НУ «ОМА», 2020, С. 45-57

61. Ухина А.В., Ситников В.С., Малахов В.П. Влияние разрядности представления коэффициентов цифрового фильтра тракта обработки при перестройке его параметров в мобильных платформах. Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій: Тези доповідей VII Міжнар. наук.-практ. конф. Запоріжжя. 2014. С. 238-240.

62. Zhengyou He. Wavelet Analysis and Transient Signal Processing Applications for Power Systems / Chine Electric Power Press, 2016 – 252 p.

63. Ухина А.В. Применение компонентов специализированных систем при проведении экспериментальных медико-биологических исследований / А.В. Ухина, В.С. Ситников, В.А. Ситникова // «Датчики, прилади та системи-2017».

Тези VI Міжнар. наук.-техн. конф. (Черкаси-Миколаїв-Херсон-Лазурне, Україна, вересень 18-22, 2017). – С. 39-41.

64. Intel® Quark™ SoC X1000. Режим доступа:
<https://www.intel.com/content/www/us/en/embedded/products/quark/quark-x1000-datasheet.html>

65. Мини-ПК Intel® NUC. Режим доступа:
<https://www.intel.ru/content/www/ru/ru/products/boards-kits/nuc.html>



ТОВ «НВП СПАЙТЕК»

Україна, м.Одеса
ЄДРПОУ 39797655+38(099) 9874500
office@spaitech.net
www.spaitech.netВих. № 12/09-1
від 12.09.19 р.ЗАТВЕРДЖУЮ
Директор
ТОВ «НВП Спайтек»
Болта В.А.

АКТ

впровадження практичних результатів дисертаційної роботи
аспірантки PhD кафедри комп'ютерних систем
Одеського національного політехнічного університету
Ухіної Ганни Володимирівни

Комісія у складі: голови комісії – головний конструктор**Липовий А.С.****та членів комісії:****головний інженер Козій А.Л.****начальника відділу програмування Грищенко О.О.**

склала цей акт про те, що наукові результати аспірантки PhD кафедри комп'ютерних систем Одеського національного політехнічного університету Ухіна Г.В., а саме математичні моделі та розрахункові співвідношення зі скороченими обчислювальними витратами при перебудові ФНЧ та ФВЧ другого порядку, які реалізовані у вигляді технічного опису та програмного забезпечення впроваджено при побудові системи автоматичного керування БПЛА у 2019-2020 роках.

В результаті аналізу, моделювання та практичного застосування наданих матеріалів дало можливість на 29% скоротити обчислювальні витрати, підвищити оперативність управління та безпеку керування БПЛА.

Даний акт не є підставою для фінансових розрахунків.

Голова комісії:

Головний конструктор

А.С. Липовий

члени комісії:

головний інженер

нач. відділу програмування

А.Л. Козій

О.О. Грищенко



*Смірнов В.С.

АКТ

перевірки результатів дисертаційної роботи
аспірантки PhD кафедри комп'ютерних систем
Одеського національного політехнічного університету
Ухіної Ганни Володимирівни

Комісія в складі: голови комісії директора центру надійності Янченко Анатолія Івановича та членів комісії к.т.н., доцента кафедри автомобільного транспорту ОНПУ Пурич Дмитра Олександровича, доцента кафедри комп'ютерних систем ОНПУ Стрельцова Олега Васильовича склала даний акт у тому, що аспірантка PhD кафедри комп'ютерних систем Одеського національного політехнічного університету Ухіна Г.В. передала, а комісія прийняла матеріали у вигляді математичної моделі та підходів до скорочення обчислювальних витрат при перебудові смугового фільтру системи відстеження детонації бензинового двигуна.

В результаті роботи комісії прийнято рішення про доцільність використання отриманих досліджень Ухіної Г.В. при розробці та оптимізації системи відстеження детонації. В результаті використання запропонованих в дисертації моделей, методів та програмних засобів, моделюванні та практичного застосування дозволило скоротити час перебудови смугового фільтру на 13% і покращити оперативність та якість відстеження детонації, за рахунок скорочення обчислювальних витрат оцінки стійкості на 43% та оцінки тривалості перехідного процесу – на 28%.

Даний акт не є підставою для фінансових розрахунків.

Голова комісії Янченко А.І.

Члени комісії: Пурич Д.О.

Стрельцов О.В.

ЛАБ-ТЕСТ

ТОВАРИСТВО З ОБМЕЖЕНОЮ ВІДПОВІДАЛЬНІСТЮ
«ЛАБ-ТЕСТ»65104, Україна, м. Одеса, пр. Маршала Жукова, 105,
тел.: (048) 783-85-35, e-mail: 7838535@ukr.net№ ЛТ 24/09-20-3від 24.09.2020 р.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор
ТОВ «ЛАБ-ТЕСТ»
О.А. Чудрина

АКТ

впровадження практичних результатів дисертаційної роботи
аспірантки PhD кафедри комп'ютерних систем
Одеського національного політехнічного університету
Ухіної Ганни ВолодимирівниКомісія в складі:
голови комісії

Головного метролога Калібрувальної лабораторії ТОВ «ЛАБ-ТЕСТ» Олексієнко К.М.

та членів комісії

Інженера з метрології Калібрувальної лабораторії ТОВ «ЛАБ-ТЕСТ» Ільєсова О.Д.

Комісія розглянула результати практичного використання моделей та методів зменшення обчислювальних витрат при перебудові частотно-залежних компонент у калібрувальних роботах, які були розроблені у дисертаційній роботі Ухіної Г.В. за темою «Моделі та методи підвищення ефективності частотно-залежних компонент комп'ютерних систем» та складала даний акт у тому, що:

а) у квітні 2019 р. Ухіна Г.В. для апробації та впровадження в практичну експлуатацію були передані разом з технічним описом програмні засоби, що реалізували розроблені нею моделі та методи для перебудови частотно-залежних компонент тракту сигналів датчиків;

б) моделювання та впровадження вищезазначених програмних засобів проводилися інженером з метрології Ільєсовим О.Д. під керівництвом головного метролога Олексієнко К.М.;

в) розроблені Ухіної Г.В. моделі, методи та програмні засоби були використані для побудови смугових фільтрів на основі ФНЧ і ФВЧ першого та другого порядків, що перебудовуються. Використання цих підходів дозволило скоротити час перебудови для ФНЧ і ФВЧ першого порядку на 27%, для ФНЧ і ФВЧ другого порядку на 29%.

г) даний акт не є підставою для фінансових розрахунків.

Голова комісії

К.М. Олексієнко

Члени комісії:

О.Д. Ільєсов

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор Одеського національного
політехнічного університету,
д.т.н., проф.

“19”  19 2020 р.

С.А. Нестеренко



АКТ

впровадження у навчальний процес ОНПУ
результатів дисертаційної роботи Ухіної Г.В.
на здобуття наукового ступеня доктора філософії
за спеціальністю 123 – комп'ютерна інженерія

Комісія в складі: голови комісії заступника завідувача кафедри “Комп'ютерні системи” (КС) к.т.н., доц. Стрельцова О.В., членів комісії: д.т.н., доц. Кудрі В.Г., к.т.н., доц. Ступеня П.В., к.т.н., доц. Яковлева Д.П. підтверджує, що перелічені нижче результати, які отримані аспірантом PhD кафедри “Комп'ютерні системи” Ухіної Г.В. в межах її дисертації, було впроваджено в навчальний процес кафедри. Встановлено наступне.

У курсі лекцій по дисциплінам “Архітектура комп'ютерів” та “Розробка спеціалізованих комп'ютерних систем” використано запропоновані Г.В. Ухіної методи аналізу стійкості компонентів високого порядку та тривалості перехідних процесів на підставі скорочення обчислень при побудові трикутника стійкості та обчислення тактів перехідного процесу по параметрам перехідної функції.

У курсі лекцій по дисципліні “Програмно-апаратні засоби комп'ютерних систем” використано запропоновані Г.В. Ухіної програмні моделі частотно-залежних компонент та програми скорочення обчислень при знаходженні коефіцієнтів передавальних функцій цих компонент; відмітна особливість цих моделей та підходів полягає у застосуванні особливостей частотних характеристик компонент та заходів до зменшення обчислювальних витрат.

У дипломних роботах використано запропонований Г.В. Ухіної метод аналізу стійкості та тривалості перехідного процесу частотно-залежних компонент спеціалізованих комп'ютерних систем.

Голова комісії:
заст. зав. каф. КС,
к.т.н., доц. каф. КС
Члени комісії:

д.т.н., доц.
к.т.н., доц.
к.т.н., проф.

 О.В. Стрельцов

 В.Г. Кудря

 П.В. Ступень

 Д.П. Яковлев

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор Одеського національного
політехнічного університету,
д.т.н., проф.

“19”  2019 р.
С.А. Нестеренко


АКТ

впровадження у навчальний процес ОНПУ
результатів дисертаційної роботи Ухіної Г.В.
на здобуття наукового ступеня доктора філософії
за спеціальністю 123 – комп'ютерна інженерія

Комісія в складі: голови комісії заступника завідувача кафедри “Комп'ютерні системи” (КС) к.т.н., доц. Стрельцова О.В., членів комісії: д.т.н., доц. Кудря В.Г., к.т.н., доц. Ступень П.В., к.т.н., доц. Яковлева Д.П. підтверджує, що перелічені нижче результати, які отримані аспірантом PhD кафедри “Комп'ютерні системи” Ухіної Г.В. в межах її дисертації, було впроваджено в навчальний процес кафедри. Встановлено наступне.

У курсі лекцій по дисциплінам “Обробка сигналів” та “Обробка сигналів в мобільних системах” використано запропоновані Г.В. Ухіної моделі частотно-залежних компонент та підходи до скорочення обчислень при знаходженні коефіцієнтів передавальних функцій цих компонент; відмітна особливість цих моделей та підходів полягає у застосуванні особливостей частотних характеристик компонент та заходів до зменшення обчислювальних витрат.

У лабораторних роботах використовується відповідне програмне забезпечення.

У дипломних роботах використано запропонований Г.В. Ухіної метод аналізу стійкості частотно-залежних компонент спеціалізованих комп'ютерних систем.

Голова комісії:
заст. зав. каф. КС,
к.т.н., доц. каф. КС
Члени комісії:

д.т.н., доц.
к.т.н., доц.
к.т.н., проф.



О.В. Стрельцов

В.Г. Кудря

П.В. Ступень

Д.П. Яковлев