

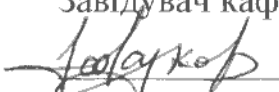
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ КОРАБЛЕБУДУВАННЯ
імені адмірала Макарова

Навчально-науковий інститут автоматики та електротехніки

Кафедра морського приладобудування

ДОПУЩЕНИЙ ДО ЗАХИСТУ

Завідувач кафедри

 Ю.Д. Жуков
«20» 12 2024 р.

Пояснювальна записка

до кваліфікаційної роботи

на тему Фільтри аналогових датчиків інформації у вимірювальних
системах

Виконав: студент 6 курсу, групи 6631м

Спеціальність: 175 Інформаційно –
вимірювальні технології

Освітня програма: Вимірювально –
інформаційні системи

 Деринако Т.О.
(прізвище, та ініціали)

 Керівник Верещак Е.М.
(прізвище, та ініціали)

 Рецензент Трочинов А.Ю.
(прізвище, та ініціали)

Миколай В – 2024

НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ КОРАБЛЕБУДУВАННЯ

імені адмірала Макарова

Факультет

Навчально-науковий інститут
автоматики та електротехніки

Кафедра

морського приладобудування

Освітній ступінь

магістр

Спеціальність

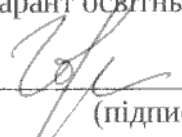
175 Інформаційно – вимірювальні
технології

Освітня програма

Вимірювально – інформаційні системи

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Гарант освітньої програми


(підпис)

Гордєєв Б.М.

« / » _____ 2024 р.

З А В Д А Н Н Я НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Деринаско Тіло Олександр

(прізвище, ім'я, по батькові)

Тема роботи Фільтри аналогових датчиків інформації у
вимірювальних системах

Рівень роботи _____,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора № 1075 від "14" 10 2024 року

Строк подання студентом роботи 16.12.24

Вихідні дані до роботи Фільтри НЧ-ВЧ, полосові, смугові на частотах
100, 200, 300 ГГц

Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): 1. Особливості активних фільтрів. 2. Проектування активних
фільтрів у програмі Electronic Workbench. 3. Розрахунок фільтрів у
Microcap. 4. Розрахунок фільтрів у Multisim. 5. Охорона праці

Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): _____

6. Консультанти розділів роботи

[illegible]

7. Дата видачі завдання 6.09.24

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

[illegible]

Студент

Керівник роботи

(підпис)

(підпис)

Прізвище та ініціали)

Підпис (та ініціали)

Анотація

Магістерська робота присвячена дослідженню, проектуванню та реалізації активних фільтрів для аналогових датчиків у вимірювальних системах. Розглянуто теоретичні основи, методи апроксимації та реалізацію характеристик у сучасних програмних середовищах.

Аналізовано принципи побудови фільтрів, апроксимацію характеристик та модифікацію поліномів для підвищення точності. Проектування здійснено у програмах Electronic Workbench, MicroCap, Multisim, з розрахунками, вибором елементів та дослідженням характеристик.

Результати можуть бути використані у високоточних вимірювальних системах.

Ключові слова: активні фільтри, аналогові датчики, вимірювальні системи, апроксимація характеристик, частотні фільтри, електронне моделювання, структурний синтез, аналіз передавальних функцій, проектування фільтрів, інформаційно-вимірювальні технології.

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ	Лист
						4
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Master's thesis is devoted to the research, design and implementation of active filters for analog sensors in measurement systems. Theoretical foundations, methods of approximation and realization of characteristics in modern software environments are considered.

The principles of filter construction, approximation of characteristics and modification of polynomials to improve accuracy are analyzed. The design is carried out in the programs Electronic Workbench, MicroCap, Multisim, with calculations, selection of elements and study of characteristics.

The results can be used in high-precision measurement systems.

Keywords: active filters, analog sensors, measurement systems, approximation of characteristics, frequency filters, electronic modeling, structural synthesis, transfer function analysis, filter design, information and measurement technologies.

					13.MP.175.6631M.04.ПЗ	Лист
						5
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЧХ — амплітудно-частотною характеристикою

ФНЧ — фільтри нижніх частот

ФВЧ — фільтри верхніх частот

СФ — смугові фільтри

ЗФ — загороджувальні фільтри

АФ — активними фільтрами

ФЧХ — фазочастотна характеристика

ДНКС — джерело напруги, кероване струмом

ДСКН — джерело струму, кероване напругою

ДСКС — джерело струму, кероване струмом

ДНКН — джерело напруги, кероване напругою

ІС — інтегральна схема

ОП — операційного підсилювача

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ	Лист
						6
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

ЗМІСТ

ВВЕДЕННЯ.....	10
1. ОСОБЛИВОСТІ АКТИВНИХ ФІЛЬТРІВ	13
1.1 Загальні відомості.....	13
1.1.2 Спосіб опису коефіцієнта передачі.....	15
1.1.3. Зв'язок добротності полюсів і функції чутливості	19
1.1.4 Типи активних елементів.....	23
1.2. Апроксимація характеристик АФ.....	25
1.2.1. Основні поняття.....	25
1.2.2. Приклади апроксимації характеристик	28
1.2.3. Передатні функції з обмеженою добротністю полюсів.....	32
1.2.4. Модифікація поліномів Чебишева Тригонометрична	36
1.3. РЕАЛІЗАЦІЯ ХАРАКТЕРИСТИК АФ	39
1.3.1. Паралельний синтез Вираз	39
2. ПРОЕКТУВАННЯ АКТИВНИХ ФІЛЬТРІВ У ПРОГРАММІ ELECTRONIC WORCKBENCH.....	45
2.1. АКТИВНІ ФІЛЬТРИ	49
2.1.1. ПЕРЕДАТНІ ФУНКЦІЇ.....	49
2.1.2. ЕЛЕМЕНТИ АКТИВНИХ ФІЛЬТРІВ.....	50
2.1.3. ПОБУДОВА ФІЛЬТРІВ.....	53
2.2. ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ 54	
2.2.1. ФІЛЬТРИ НИЖНИХ ЧАСТОТ	54
2.2.2. ФІЛЬТРИ БАТТЕРВОРТА	55
2.2.3. ФІЛЬТРИ НИЖНИХ ЧАСТОТ НА ДНКН.....	57
2.3. ФІЛЬТР ВЕРХНІХ ЧАСТОТ	60
2.3.1. ЗАГАЛЬНИЙ ВИПАДОК.....	60
2.3.2. ФІЛЬТРИ ВЕРХНІХ ЧАСТОТ НА ДНКН.....	61
2.4. СМУГОВІ ФІЛЬТРИ	63

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ								
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата									
Студент	Дерипаско Г.О				Введения				Лит.	Лист	Листов		
Викладач	Верешаго Э.М.										7	1	
Консультант									НУК ім.Адмірала Макарова				
Н. Контр													
Зав.каф.	Жуков Ю.Д.												

2.5. РОЗРАХУНКОВА ЧАСТИНА.....	65
2.5.1. РОЗРАХУНОК ФНЧ ЧЕТВЕРТОГО ПОРЯДКУ	65
2.5.2. РОЗРАХУНОК ФВЧ ЧЕТВЕРТОГО ПОРЯДКУ	66
2.5.3. ВИБІР ЕЛЕМЕНТІВ.....	67
2.5.4. АНАЛІЗ ОТРИМАНИХ РЕЗУЛЬТАТІВ.....	68
ВИСНОВОК.....	71
3. РОЗРАХУНОК ФІЛЬТРІВ У MICROCAP	73
Вступ.....	73
3.1. ОГЛЯД І АНАЛІЗ НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ ІНФОРМАЦІЇ.....	74
3.2. АНАЛІЗ ТЕХНІЧНОГО ЗАВДАННЯ І СИНТЕЗ СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПРИБОРУ.....	78
3.3. ВИБІР ЕЛЕМЕНТНОЇ БАЗИ. РОЗРОБКА ПРИНЦИПОВОЇ СХЕМИ ПРИБОРУ.....	80
3.4. ЕЛЕКТРИЧНІ РОЗРАХУНКИ ТА ВИБІР ЕЛЕКТРОРАДІОЕЛЕМЕНТІВ СХЕМИ.....	81
3.5. ВИБІР ЕЛЕМЕНТІВ ПРИБОРУ.....	88
Висновок.....	89
4. РОЗРАХУНОК ФІЛЬТРІВ У MULTISIM	91
4.1. Вибір компонентів	91
4.2. Приклади розрахунків і досліджень	91
4.2.1. Приклад 1. Фільтр низької частоти першого порядку	91
5. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНІЙ СИТУАЦІЇ.....	104
5.1. Аналіз потенційних небезпек	104
5.2. Заходи щодо забезпечення безпеки	105
5.3. Заходи з промсанітарії та гігієни праці	108
5.4. Заходи з пожежної безпеки.....	114
5.5. Заходи щодо забезпечення безпеки в надзвичайних ситуаціях.....	116
ВИСНОВОК.....	119
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	121

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ									
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата										
Студент		Дерипаско Г.О			Введения				Лит.		Лист	Листов		
Викладач		Верешаго Э.М.									9	1		
Консультант									НУК ім.Адмірала Макарова					
Н. Контр														
Зав.каф.		Жуков Ю.Д.												

Введення

Основною передумовою зниження похибок вимірювання в інформаційно-обчислювальних системах керування та регулювання є підвищення вимірювальних характеристик первинних перетворювачів і вимірювальних пристроїв, тому що подальше коригування їхніх характеристик можливе лише в певних межах. Що динамічнішим і досконалішим є датчик, а його чутливість до перешкод нижча, то вищою є точність вимірювання каналу загалом і то ефективнішою є подальша корекція характеристик датчика з використанням згаданих пристроїв.

Застосування у вимірювальних системах датчиків випрямного або модульованого типу пов'язане з появою на виході аналогового датчика пульсації сигналів, що створюють під час знімання інформації адитивну періодичну похибку. Підвищення точності датчика за рахунок низькочастотної фільтрації веде до погіршення його динамічних характеристик. Завдання полягає в тому, щоб синтезувати датчик із заданими вимогами щодо точності та з найкращими динамічними характеристиками. Фактично це завдання зводиться до проектування низькочастотного фільтра максимальної швидкодії за заданих обмежень у частотній області. Як характеристичні параметри датчика візьмемо величину відносної похибки (гама) і час встановлення режиму T_u , під якими розуміють час потрапляння вихідної координати датчика в (епсilon околиця) положення рівноваги під час подавання на його вхід одиничного стрибка.

Визначальними вимогами до датчика є вимоги щодо точності. У частотній області ці вимоги зводяться до таких

1. Забезпечення необхідної величини загасання на частоті затримування фільтра. Ця величина визначається допустимим значенням пульсацій на частоті випрямлення.

2. Забезпечення заданого коефіцієнта передачі фільтра в заданому діапазоні частот.

3. Залежно від необхідної точності датчика може виявитися необхідним придушення сигналу на частоті нижчої гармоніки, що можуть мати місце через неединичність елементів схеми або несиметрію вхідного сигналу.

Реалізація низькочастотних фільтрів із заданими амплітудно-частотними характеристиками, проведена на основі апроксимувальних поліномів, призводить до поліноміальних фільтрів, з яких найбільш широкого поширення набули фільтри Баттерворта і Чебишева. Аналіз частотних властивостей цих фільтрів показав, що за одного й того самого порядку фільтрів, загасання на частоті зрізу для фільтра Чебишева більше, ніж для фільтра Баттерворта. Або якщо вибрати величини загасань однаковими при одній і тій самій частоті, то за однакових нерівномірностей частотних характеристик у смузі пропускання частота зрізу фільтра Чебишева більша за частоту зрізу фільтра Баттерворта.

Завданням магістерської роботи є:

1. Порівняння тимчасових фільтрів Чебишева і Баттерворта:
2. Практична реалізація ланок поліноміальних фільтрів: низької та високих частот, з нулем на частоті суп гармоніки.
3. Синтез фільтрів у різних програмних пакетах.
- 4 Аналіз часових і частотних властивостей фільтрів

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ							
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	1.ОСОБЛИВОСТІ АКТИВНИХ ФІЛЬТРІВ				Лит.		Лист	Листов
Студент	Дерипаско Г.О										12	1
Викладач	Верешаго Э.М.											
Консультант												
Н. Контр	Грешнов А.Ю								НУК ім.Адмірала Макарова			
Зав.каф.	Жуков Ю.Д.											

1. Особливості активних фільтрів

1.1.1 Загальні відомості

Вибірчі властивості будь-якого фільтра характеризуються його амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ), яка являє собою залежність модуля коефіцієнта передачі від частоти сигналу. Смугою частот, у якій сигнали нормально посилюються фільтром, називають смугою пропускання (прозорості), а смугою частот, у якій сигнали послаблюються смугою загородження (затримання).

Залежно від взаємного розташування смуг пропускання і затримання розрізняють фільтри нижніх частот (ФНЧ) (рис. 1.1.1,а), верхніх частот (ФВЧ) (рис. 1.1.1,б), смугові фільтри (СФ) (рис. 1.1.1,в) і загороджувальні (ЗФ) (рис. 1.1,г). Ідеальні АЧХ, представлені на рис. 1.1, не можуть бути реалізовані жодною комбінацією реальних ланцюгів. Однак, завжди можна створити пристрій зі скінченним числом елементів, характеристики якого наближаються до необхідних із потрібним ступенем точності. Завданням апроксимації є відшукування цієї функції, що наближається, за допустимим відхиленням її від ідеалу.

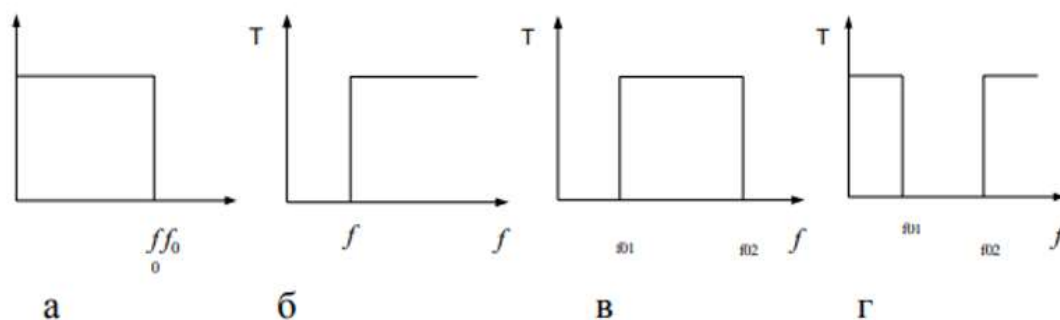


Рисунок 1.1

Для реальних АЧХ характерна мінливість коефіцієнта передачі як у смузі пропускання, так і в смузі затримання. Крім того, в реальних пристроях неможливий стрибкоподібний перехід від смуги пропускання до смуги затримання. У реальних АЧХ завжди існує перехідна смуга, в якій коефіцієнт передачі безперервно змінюється від максимального значення в смузі пропускання до мінімального значення в смузі затримання.

На рис.1.2,а-б наведено приклади реальних АЧХ ФНЧ і ФВЧ, відповідно. Для зручності АЧХ подано у вигляді залежності від частоти величини, оберненої коефіцієнту передачі, коефіцієнта ослаблення (загасання). Реальна АЧХ крім верхньої або нижньої граничної частоти смуги пропускання ω (часто званої частотою зрізу)

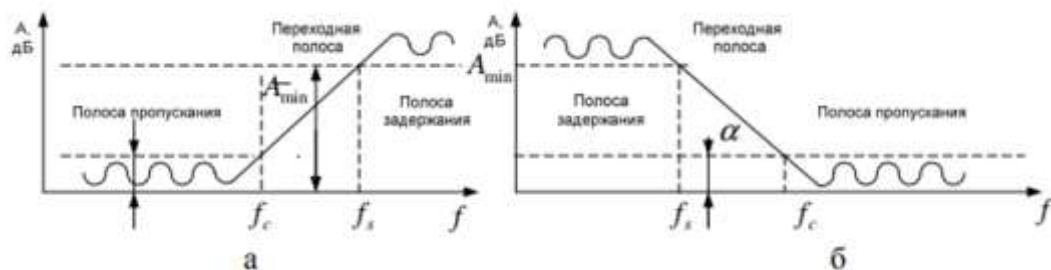


Рисунок 1.2

граничною частотою смуги затримання f_3 максимально допустимим загасанням у смузі пропускання α і мінімально допустимим загасанням у смузі затримання $A_{\min}$

Фільтр з такою АЧХ може бути реалізований на різній елементній базі. Наприклад, він може складатися з пасивних RLC або RC-елементів, а також із сукупності пасивних RC-елементів і активних елементів. Часто потрібне створення фільтрів, у яких відсутні індуктивні елементи, Це необхідно під час роботи на дуже низьких частотах, коли унеможлиблюється використання котушок індуктивності великих розмірів, а також під час використання інтегральної технології, де застосування котушок індуктивності зводить нанівець усі переваги інтегральної елементної бази. Пасивні ж RC-фільтри (особливо високих порядків), як відомо, вносять великі загасання.

Фільтри, побудовані на базі пасивних RC і активних елементів, називаються активними RC-ланцюгами або активними фільтрами (АФ). АФ поділяються на АФ із зосередженими та розподіленими параметрами. Крім того, АФ можуть бути лінійними і нелінійними (цифровими). У лінійних АФ активні елементи працюють у лінійному режимі, а в нелінійних у ключовому. Нижче будуть розглядатися тільки лінійні АФ із зосередженими параметрами.

Додаткову інформацію про стан у теорії та практиці проєктування, про параметри та сфери застосування АФ можна знайти в [1-2], де узагальнено інформацію, що накопичилася з цих питань, починаючи з найбільш ранніх періодів становлення АФ.

1.1.2 Спосіб опису коефіцієнта передачі

Відомо, що коефіцієнт передачі фільтра є комплексною величиною. Тоді закон зміни цієї величини при зміні частоти $j\omega = p$ буде деякою комплексною функцією $T(p)$.

Фізично реалізовані підсилювальні системи описуються так званими аналітичними функціями комплексної змінної p , які повністю визначаються значеннями p , за яких функція обертається в нуль і нескінченність. Ці значення функції називаються нулями z_m і полюсами p_n функції $T(p)$. Тоді комплексний коефіцієнт передачі m (передатну функцію) фільтра можна записати в такому вигляді:

$$T(p) = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0}{s_n p^n + s_{n-1} p^{n-1} + \dots + s_1 p + s} = \frac{(p - z_1)(p - z_2) \dots (p - z_m)}{(p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n)}, \quad (1.1)$$

де b_m, a_n -речовинні коефіцієнти, що залежать від фізичних параметрів ланцюга.

Часто під час синтезу ланцюгів аналізуються не передатні функції, А функції, що описують вступний опір або провідність це так звані функції іммітансу. Узагальнювальним для функцій іммітансу та коефіцієнта передачі є термін "функції ланцюга". Нулі та полюси функції зручно відображати на комплексній площині у вигляді діаграм (рис. 1.3) [3].

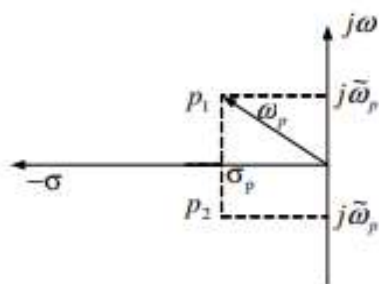


Рисунок 1.3

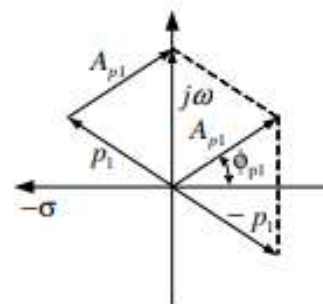


Рисунок 1.4

При цьому вводяться такі позначення:

$$p_{1,2} = \sigma_p \pm j\tilde{\omega}_p; \quad \omega_p = \sqrt{\sigma_p^2 + \tilde{\omega}_p^2}$$

а також дуже важливий параметр добротність:

$$q_p = \omega_p / 2\sigma_p.$$

Вираз для передатної функції можна представити в такому вигляді

$$T(j\omega) = \frac{(j\omega - z_1)(j\omega - z_2)\dots(j\omega - z_m)}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2)\dots(j\omega - p_n)} = |T(j\omega)| e^{j\phi(\omega)}, \quad (1.2)$$

де $|T(j\omega)|$ - амплітудно-частотна характеристика (АЧХ); $\phi(\omega)$ - фазо-частотна характеристика (ФЧХ).

У виразі (1.2) кожен співмножник $(j\omega - p_n)$ (або $(j\omega - z_m)$) можна представити так, як, наприклад, для полюса p_1 (рис. 1.4):

$$(j\omega - p_1) = A_{p1} \cdot e^{j\phi_{p1}}$$

На комплексній площині він являє собою вектор, який утворюється як різниця поточного вектора p (довільна точка площини) і вектора особливої точки (у даному випадку p_1), а, отже, з'єднує полюс p_1 з точкою p . Довжина цього вектора характеризується модулем $|p - p_1| = A_{p1}$, а кут = 1 повороту відносно позитивної дійсної осі - величиною ϕ_{p1} .

Тоді вирази для АЧХ і ФЧХ можна записати таким чином:

$$|T(j\omega)| = \frac{A_{z1} A_{z2} A_{z3} \dots A_{zm}}{A_{p1} A_{p2} A_{p3} \dots A_{pn}} \quad (1.4)$$

$$\phi(\omega) = (\phi_{z1} + \phi_{z2} + \phi_{z3} + \dots + \phi_{zm} - \phi_{p1} - \phi_{p2} - \phi_{p3} - \dots - \phi_{pn}). \quad (1.5)$$

Графічне завдання нулів і полюсів коефіцієнта передачі пристрою однозначно і повністю визначає його АЧХ і ФЧХ.

Розглянемо схему, представлену на рис.1.5, і проаналізуємо діаграму полюсів її передатної функції, яка має вигляд

$$T(p) = 1/(p^2 LC + pRC + 1), \quad (1.6)$$

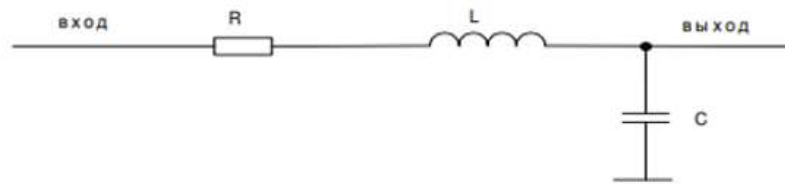


Рисунок 1.5

Полюси функції або корені знаменника можна визначити за допомогою виразу

$$p_{1,2} = \frac{-RC \pm \sqrt{R^2 C^2 - 4LC}}{2LC} \quad (1.7)$$

Умовно приймаємо $C=L=1$;

$$p_{1,2} = \frac{-R \pm \sqrt{R^2 - 4}}{2}. \quad (1.8)$$

При $R=0$ (відсутність втрат) $p_{1,2}^1 = \pm 1j$ (рис. 1.6); при $R=1$ $p_{1,2}^2 = -0,5 \pm \sqrt{3}/2$; при $R=2$ $p_{1,2}^3 = -1$; при $R \gg 1$ $p_1^4 = 0$, $p_2^4 = -R$.

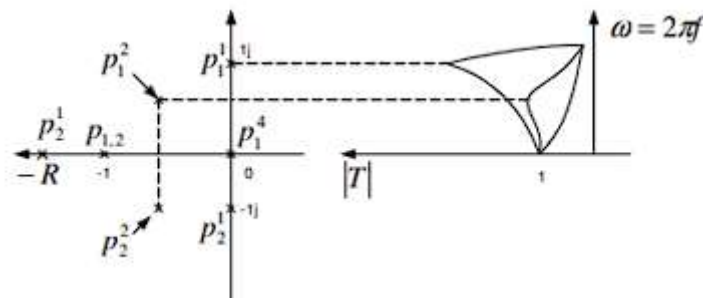


Рисунок 1.6

С урахуванням (1.4) легко ближче к уявної осі встановити, що, чим розташовані полюси (чим менший довжина вектора A_{pn}) тим більше коефіцієнт передачі у відповідній частотній області. Якщо полюс лежить на уявній осі, це означає нескінченну передачу (генератор). Саме наявність комплексних полюсів і дає змогу за допомогою індуктивностей формувати довільні частотні характеристики.

Розглянемо схему пасивного RC-фільтра, представленого на рис. 1.7.

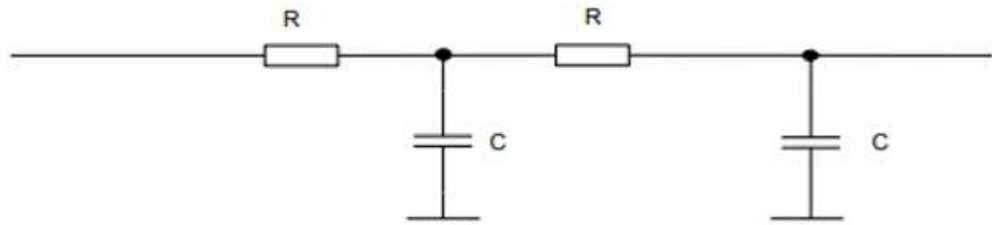


Рисунок 1.7

Полюси функції або корені знаменника можна визначити за допомогою виразу 1.10.

Передатна функція ланцюга має вигляд:

$$T_{RC}(p) = 1/(p^2\tau^2 + 3p\tau + 1), \quad (1.9)$$

де $\tau = RC$. Умовно приймаємо $RC=1$, при цьому полюси можна визначити згідно з виразом

$$p_{1,2} = (-3 \pm \sqrt{9-4})/2 = -1,5 \pm 1,18 \quad (1.10)$$

Згідно з (1.10), полюси функції (1.9) не є комплексними, тому звичайні RC-фільтри не дають змоги реалізовувати передатні функції, які реалізують "індуктивні" фільтри. Розглянемо схему, представлену на рис. 1.8.

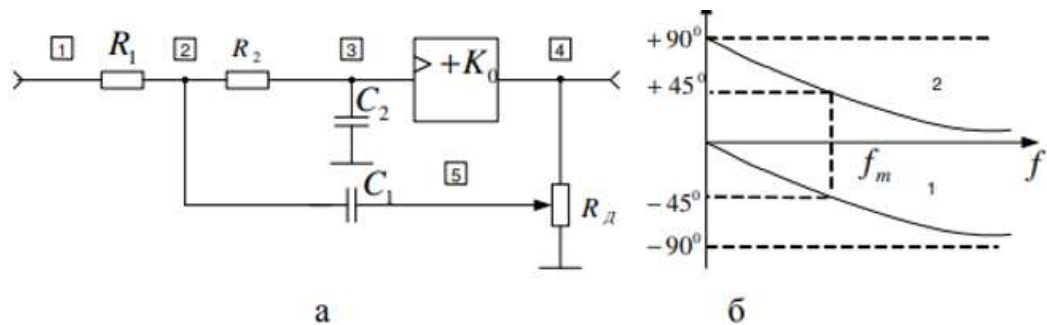


Рисунок 1.8

Нормована за рівнем передатна функція пристрою описується виразом

$$\hat{T}(p) = 1/(p^2\tau^2 + p\tau(3 - K_0K_d) + 1). \quad (1.11)$$

Де K_d – коефіцієнт передачі діляника R_d . $\hat{T}(p) = T(p)K_0$.

Полюси функції рівні (умовно приймаємо $K_0 = 3, \tau = 1$):

$$p_{1,2} = [-\frac{3-3K_d}{2}] \pm \sqrt{[\frac{3-3K_d}{2}]^2 - 1}. \quad (1.12)$$

Проаналізуємо розташування полюсів на комплексній площині при переміщенні движка змінного резистора R_d знизу вгору, тобто при зміні K_d від 0 до 1.

При $K_d = 0$ (випадок послідовного з'єднання пасивного RC – фільтра та підсилювача) отримуємо $p_{1,2}^1 = -1,5 \pm 1,18j$. При $K_d = 1/3$ $p_{1,2}^2 = -1$, тобто з'явився полюс кратності якого дорівнює 2. При $K_d = 2/3$ $p_{1,2}^3 = 0,5 \pm j\sqrt{3}/2$, а це вже комплексно-сполучені полюси. І при $K_d = 1$ $p_{1,2}^4 = \pm 1j$, що означає пару полюсів мнімої осі

Аналіз отриманих результатів дає змогу дійти висновку, що схеми, представлені на рис.1.6 і рис.1.8, мають однакові діаграми полюсів, а, отже, й однакові АЧХ. Введення до складу пасивного RC-ланцюжка підсилювального елемента забезпечує реалізацію комплексних полюсів передатної функції, що зі свого боку дає змогу синтезувати АЧХ аналогічно до випадку "індуктивних" фільтрів. Такі пристрої і називаються лінійними активними фільтрами (АФ).

1.1.3. Зв'язок добротності полюсів і функції чутливості

Під час виробництва АФ використовуються компоненти, що мають значення, відмінні від номінальних величин, унаслідок чого функції ланцюга також відрізняються від своїх номінальних значень. Крім того, під час роботи впливи зовнішніх параметрів, таких як температура, механічні вібрації тощо, можуть призвести до зміни параметрів ланцюгів і до відповідної зміни функції ланцюга. У широкому сенсі ці проблеми пов'язані з визначенням допусків різних схем.

Вирішальну роль під час обчислення допусків ланцюгів відіграє похідна функції ланцюга за параметрами схеми [4]. Ця похідна називається функцією чутливості:

$$S_x^T = \partial T / \partial x.$$

Для оцінки стабільності АФ, їхніх нелінійних параметрів, шумів тощо можна використовувати відносну функцію чутливості, описувану виразом

$$S_x^T = \frac{\partial(\ln T)}{\partial(\ln x)} = \frac{\partial T}{T} \frac{x}{\partial x}. \quad (1.13)$$

Для АФ, представленого на рис.1.8, с урахуванням (1.9) и (1.11) чутливість передатної функції до коефіцієнта передачі підсилювача, що входить до складу АФ, дорівнює

$$S_{K0}^T = \frac{p^2 \tau^2 + 3p\tau + 1}{p^2 \tau^2 + p\tau(3 - K_0) + 1} = \frac{\hat{T}}{T_{RC}}. \quad (1.14)$$

Зв'язок між чутливістю передатної функції і чутливістю особливих точок (кореневою або полюсно-нульовою чутливістю) оцінюється співвідношенням: [5]

$$S_{K0}^T = \sum_i S_x^p \frac{1}{p - p_i} + \sum_i S_x^z \frac{1}{p - z_i}. \quad (1.15)$$

Під час оцінювання рівня нелінійних спотворень корисного сигналу часто використовують коефіцієнт інтермодуляційних спотворень 2-го порядку, який у разі АФ пов'язаний із функцією чутливості та з достатнім для практики ступенем точності описується виразом порядку вихідного підсилювача АФ.

$$K_{11} = K_{11(0)} \cdot S_{K0}^T \cdot \hat{T}. \quad (1.16)$$

На рис. 1.9,а підставлено приблизні графіки АЧХ для пасивного ланцюга, описуваної функцією T_{RC} , і для АФ (T_{AF}). На рис. 1.9,б наведено графік функції чутливості, що відповідає виразу (1.14).

Аналіз рис.1.9 і виразу (1.14) дає змогу зробити такий важливий висновок:

величина модуля функції чутливості визначається відношенням ординат відповідних точок графіків АЧХ активного фільтра і пасивного RC- ланцюга, що входить до його складу: Причому, максимальне значення функція чутливості має в ділянці, прилеглий до частоти зрізу АФ, у місцях розташування сплесків АЧХ.

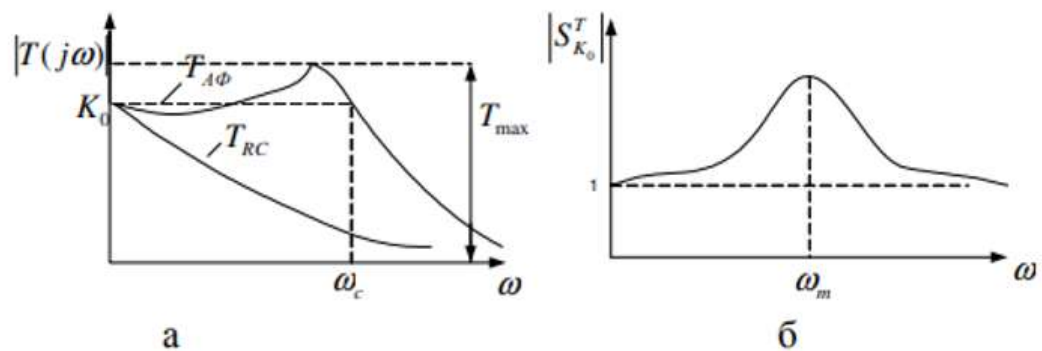


Рисунок 1.9

Отже, що більша добротність пари комплексних полюсів (що вищий сплеск АЧХ), то більшого значення модуля набуває функція чутливості і то більші нелінійні спотворення корисного сигналу вносять АФ. За $q_p \gg 1$ максимальне значення АЧХ дорівнює $T_{\max} = K_0 q_p$ [6], що свідчить про однозначний зв'язок величини добротності и модуля функції чутливості.

У літературі відомий критерій лінійності, що ґрунтується на аналізі діаграми полюсів функцій, який свідчить [7]: будь-які зміни в системі, що призводять до зсуву пари комплексних полюсів у бік уявної осі (що свідчить про збільшення добротності полюсів), слід відносити до збільшення глибини позитивного зворотного зв'язку.

Тільки введення позитивного зворотного зв'язку сприяє реалізації комплексно-сполучених пар полюсів і наближенню АЧХ пасивного RC-фільтра до прямокутної АЧХ ідеального фільтра.

Таким чином, під час синтезу АФ виникає проблема, пов'язана з отриманням мінімальної добротності комплексних полюсів. Вирішенню цієї проблеми присвячена так звана "концепція добротності".

Фізику процесів, що відбуваються в АФ, представлено на рис. 1.8,а, легко з'ясувати за допомогою рис.1.8,б, де подано ФЧХ пасивних ФНЧ (крива 1) та ФВЧ (крива 2) 1-го порядку, що утворені RC-ланцюгами R2C2 (що передає сигнал з вузла 2 у вузол 3) та C1R1 (що передає сигнал із вузла 3) і C1R1 (що передає сигнал із вузла 2 у вузол 3). сигнал із вузла 4 у вузол 2). На деякій частоті проходить f_m сигнал, що послідовно через ФНЧ, неінвертуючий підсилювач і ФВЧ, має нульовий зсув фази та підсумовується із сигналом, що

надходить у вузол 2 з вузла 1. Рівень сплеску АЧХ на цій частоті визначається коефіцієнтом передачі підсилювача, що не інвертує.

Оскільки введення позитивного зворотного зв'язку, як відомо, призводить до зростання нелінійних спотворень корисного сигналу, то під час синтезу АФ стоїть завдання мінімізації функції чутливості з метою одержання рівня нелінійних спотворень корисного сигналу, що не перевищує допустимого значення.

Відносні чутливості, знайдені для різних параметрів схеми, не є незалежними. Зокрема, особливо цікаві співвідношення знаходяться шляхом розрахунку суми:

$$\sum_{i=1}^N S^F = M, \quad (1.17)$$

де N - повне число елементів; F - функція ланцюга.

Відомо, що сума відносних чутливостей не змінюється, тобто є інваріантною до схем побудови, числа елементів та їхніх номіналів. Зокрема, $M=1$ для повних опорів і провідностей і $M=0$ для коефіцієнта передачі. Інваріантність суми чутливостей поширюється і на активні ланцюги.

Встановлено, що ланцюги мають мінімальну чутливість, якщо мінімізовано значення

$$P = \sum_{i=1}^N |S_i^F|, \quad (1.18)$$

причем

$$P_{\min} = [(\operatorname{Re} M)^2 + (\operatorname{Im} M)^2] / N, \quad (1.19)$$

звідки видно, що значення абсолютного мінімуму зменшується, якщо зростає число елементів. Однак, якщо функція ланцюга це відношення напруг або струмів, то (1.19) не виконується.

Вельми важливими є також такі співвідношення [8]:

$$\sum_{i=1}^c S_i^{|T|} = \sum_{i=1}^r S_i^{|T|} = \frac{\partial (\ln |T|)}{\partial (\ln \omega)}; \quad (1.20)$$

$$\sum_{i=1}^c S_i^{\phi} = \sum_{i=1}^r S_i^{\phi} = \frac{\partial \ln(\phi)}{\partial \ln(\omega)}, \quad (1.21)$$

де s і r – числа конденсаторів і резисторів ланцюга, які вказують на жорсткий зв'язок між видом характеристик і сумою поелементних чутливостей: що більша швидкість зміни характеристик ($\partial T/\partial \omega$, $\partial \phi/\partial \omega$), то вища чутливість у цій ділянці частот.

Що означає, що висока вибірковість фільтрів нерозривно пов'язана з високою чутливістю характеристик, особливо в перехідній смузі. Тому стосовно АФ завдання забезпечення низької чутливості стоїть найбільш гостро.

1.1.4 Типи активних елементів

Узагальнену структурну схему АФ можна подати відповідно до рис.1.10 [1].

Пасивний ланцюг описується матрицею Y -параметрів, а активний елемент (А8) (рис. 1.11) так званою ланцюговою матрицею

$$\begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1/g_{21} & 1/y_{21} \\ 1/z_{21} & 1/h_{21} \end{vmatrix}, \quad (1.22)$$

яка відповідає рівнянням

$$\begin{cases} U_1 = AU_2 + BI_2 \\ I_1 = CU_2 + DI_2 \end{cases} \quad (1.23)$$

В (1.22) g_{21} - коефіцієнт передачі напруги, провідність, y_{21} – передатна z_{21} - передатне повний опір, h_{21} - повна коефіцієнт передачі струму.

Вхідний опір АЕ можна визначити з (1.23) згідно з виразом

$$Z_{ex} = U_1/I_1 = \frac{AZ_H + B}{CZ_H + D} \quad (1.24)$$

де $Z_H = U_2/I_2$ - опір навантаження. Існують такі типи АЕ:

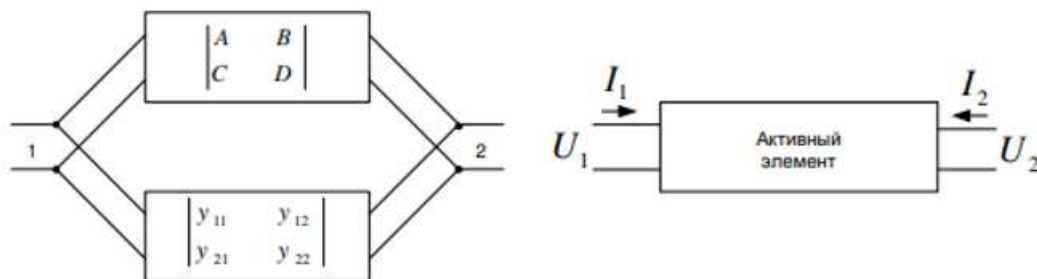


Рисунок 1.10

1. Конвертори – $B=C=0$

У цьому випадку: $Z_{\text{вх}} = \frac{A}{D} Z_{\text{н}}$

Розрізняють:

а) конвертори позитивного опору $AD > 0$

б) управляемые источники; $AD = 0$

джерело струму, кероване струмом (ДСКС) $A=0, D \neq 0$;

джерело напруги, кероване напругою (ДНКН) $A \neq 0, D=0$;

нуллор (ідеальний ОП) $A=0, D=0$;

в) конвертори негативного опору $AD < 0$:

за напругою $A < 0, D > 0$;

за струмом $A > 0, D < 0$;

2. Інвертори (гіратори) $A=D=0$:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{B}{C} = \frac{1}{Z_{\text{н}}};$$

а) інвертори позитивного опору: $BC < 0$;

б) керовані джерела $BC = 0$:

джерело напруги, кероване струмом (ДНКС) $B=0, C \neq 0$;

джерело струму, кероване напругою (ДСКН) $B \neq 0, C = 0$;

нуллор (ідеальний ОП) $B = 0, C = 0$;

в) інвертори негативного опору $BC < 0$.

Залежно від типу застосовуваного АЕ розрізняють такі різновиди АФ:

а) АФ на підсилювачах, схоплених частотно-залежним зворотним зв'язком

- б) АФ на конверторах негативного опору;
- в) АФ на імітаторах індуктивності (гіраторах).

Для аналізу полюсів передатної функції АФ достатньо проаналізувати знаменник виразу, наприклад, для повного опору з боку затискачів 2 (рис. 1.10):

$$Z_2 = (BY_{11} + D) / [C + AY_{11} + Y_{12} + (AD - BC)Y_{21} + DY_{22} + B(Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21})]. \quad (1.26)$$

Для конверторів характерна найбільш висока нестабільність і чутливість параметрів з усіх АФ. Гіратори найчастіше неекономічні і вирізняються великою складністю при виконанні у вигляді дискретних елементів. Найбільшого поширення набули АФ, виконані на основі підсилювачів зі зворотними зв'язками.

1.2 Апроксимація характеристик АФ

1.2.1. Основні поняття

Першим завданням синтезу є знаходження функції, за допомогою якої можна побудувати АФ. АЧХ фільтра, задовольняючи технічні вимоги, повинна найкращим чином наближатися до ідеальної АЧХ, зображеної на рис. 1.1.1. Процес знаходження такої функції називають апроксимацією. Характер апроксимації залежить від того, що розуміють під найкращим наближенням, тобто від критерію якості апроксимації. Отже, розв'язання задачі апроксимації не є однозначним. До критеріїв апроксимації зазвичай відносять монотонність або не монотонність функції в смугах прозорості та затримання.

Відносне загасання фільтра в загальному випадку описується виразом

$$A = 20 \lg \frac{1}{|T(\Omega)|} = 10 \lg [1 + \varepsilon^2 \varphi(\Omega^2)]. \text{ дБ} \quad (1.27)$$

Тут $\varepsilon = \sqrt{\alpha^2 - 1}$ - коефіцієнт, що характеризує ступінь сталості посилення в смузі пропускання залежно від частоти; $\alpha = T_{\max}/T_{\min}$; $T_{\max}$ і $T_{\min}$ -- максимальне і мінімальне значення АЧХ у смузі прозорості; $\varphi(\Omega^2)$

- функція фільтрації, для якої бажані значення, близькі до нуля в смузі пропускання і якомога більші в смузі затримання, вона є квадратом деякої функції, яка називається що апроксимує; $\Omega = \omega/\omega_c$ - нормована частота.

Відомі в інженерній практиці способи отримання функції фільтрації (а отже, і передатної функції $T(p)$) класифікуються за видом АЧХ [5,9]:

- рівнохвильові наближення в смугах пропускання і затримання;
- рівнохвильове наближення в смузі пропускання;
- максимально-плоске наближення в смузі пропускання.

У двох останніх випадках загасання в смузі затримання монотонно зростає з віддаленням від граничної частоти.

Як апроксимуючу функцію використовують велику кількість поліномів і дробів. До найпоширеніших належать поліноми Бесселя, Баттерворта і Чебишева. Поліном Баттерворта дає змогу отримувати максимально-плоске наближення в смузі пропускання, він має вигляд

$$B_n = \Omega^n. \quad (1.28)$$

Поліном Чебишева

$$H_n = \cos(n \arccos \Omega) \quad (1.29)$$

дає можливість отримувати рівнохвильові наближення в смузі пропускання

Поліноми Бесселя використовуються під час проектування фільтрів із лінійної ФЧХ.

У зв'язку з високими вимогами, що висуваються до передатних функцій АФ, на практиці часто застосовують машинні способи оптимізації розташування полюсів, що мають задану добротність, і нулів на комплексній площині. Недоліком такого підходу є відсутність математичного виразу, що визначає положення особливих точок на комплексній площині. Розглянуті вище поліноми таку можливість забезпечують. Наприклад, для поліномів Баттерворта непарних ступенів

$$p_k = \exp(j\pi k/n), \quad k = 0, 1, 2, \dots;$$

для парних ступенів

$$p_k = \exp[j(2k+1)\pi/2n], \quad k = 0, 1, 2, \dots;$$

для поліномів Чебишева

$$p_k = \pm \sin \frac{2k-1}{2n} \pi \operatorname{sh} \left(\frac{1}{n} \operatorname{Ar sh} \frac{1}{\varepsilon} \right) \pm \\ \pm j \cos \frac{2k-1}{2n} \pi \operatorname{ch} \left(\frac{1}{n} \operatorname{Ar sh} \frac{1}{\varepsilon} \right).$$

Порівняння розміщення полюсів фільтрів Бесселя, Баттерворта і Чебишева на комплексній площині наведено на рис. 2.1 [6].

Полюси фільтра Баттерворта лежать на півколі, радіусом $j1$ у лівій половині p -площини, полюси фільтра Чебишева розташовані на еліпсі, що зі збільшенням нерівномірності передавання стає вужчим, а полюси фільтра Бесселя розташовані на кривій, що лежить поза колом фільтра Баттерворта.

Аналіз рис.2.1 з урахуванням розглянутого в розділі 1.3

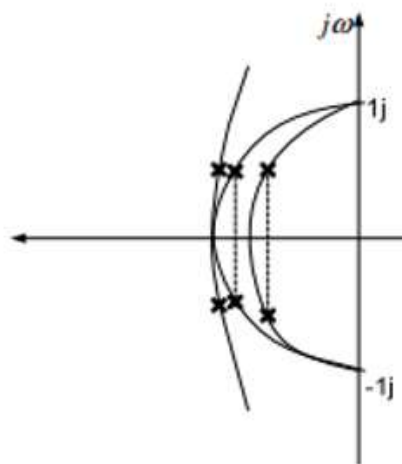


Рисунок 1.11

критерію лінійності дає змогу зробити висновок про те, що з погляду лінійності характеристик АФ найбільш придатною є апроксимація на основі поліномів Бесселя, тому що добротність полюсів у такому разі виходить мінімальною. Однак фільтри Бесселя мають найменшу швидкість зміни АЧХ у перехідній смузі.

Вираз (2.1) нормований за амплітудою відносно передачі K , при цьому зазвичай $K = K_{\max}$. Однак часто, наприклад, для ФНЧ як значення K приймають передачу за постійним струмом. Тоді для фільтрів Чебишева непарних ступенів і Баттерворта $K = K_{\max}$ а, для фільтрів Чебишева парних ступенів $K = K_{\min}$

Поліноми Чебишева молодших ступенів мають такий вигляд: $H_0=1$; $H_1=2\Omega$; а решту дуже зручно визначати за формулою $H_n = 2\Omega * H_{n-1} - H_{n-2}$ Наприклад: $H_2 = 2\Omega * \Omega - 1 = 2\Omega^2 - 1$.

1.2.2. Приклади апроксимації характеристик

Розглянемо застосування для цілей апроксимації полінома Баттерворта другого ступеня; характеристик який має вигляд $B_2 = \Omega^2$. Тоді функція фільтрації дорівнює:

$$\phi(\Omega^2) = (B_2)^2 = \Omega^4 \quad (1.30)$$

Відповідно до (2.1), приймаючи умовно $\varepsilon=1$, запишемо;

$$A = 10 \lg(1 + \Omega^4) \quad (1.31)$$

На рис.2.2 представлено графіки одержуваних відповідно до

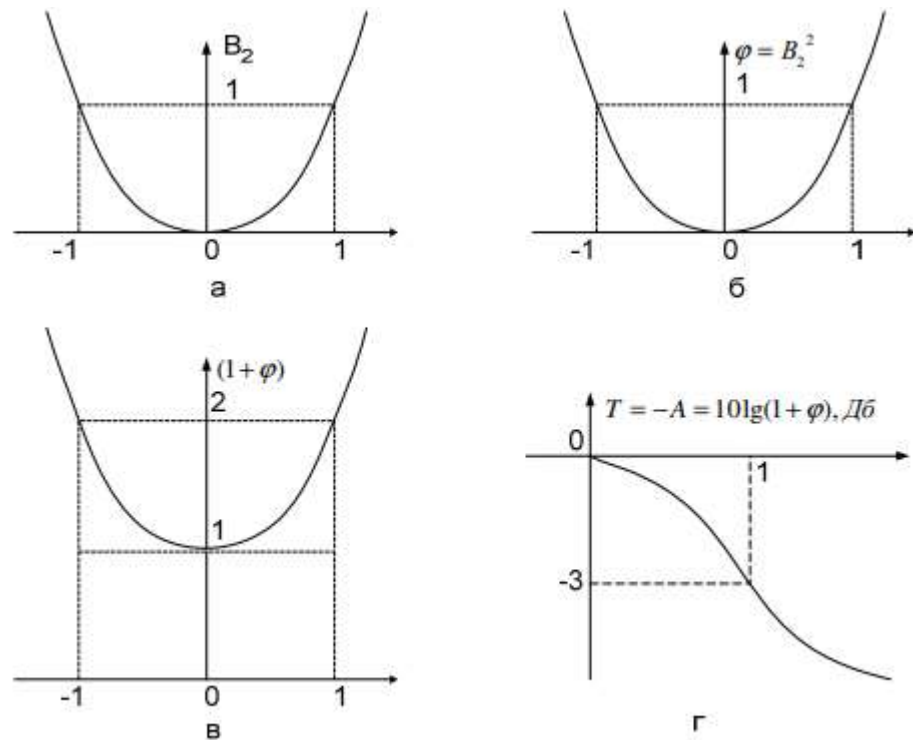


Рисунок 1.12

виразами (2.4)-(2.6) залежностей.

Аналогічним чином можна продемонструвати і застосування для цієї ж мети полінома Чебишева 2-го ступеня H_2

$$H_2 = 2\Omega^2 - 1 \quad (1.32)$$

$$\varphi = (H_2^2) = (2\Omega^2 - 1)^2 \quad (1.33)$$

$$A = 10\lg(1 + (2\Omega^2 - 1)^2) \quad (1.34)$$

На рис.2.3 представлені відповідні виразам (1.32)-(1.34) графіки.

З описаної процедури отримання АЧХ видно, Що значення нормованої частоти $\Omega = 1$ визначає нормовану частоту зрізу АФ $\Omega_c = f/f_c$ а отже, и смугу пропускання, в межах якої нерівномірність передачі визначається значенням параметра ε (або α).

Число сплесків АЧХ у разі апроксимації Чебишева дорівнює $n/2$, де n - порядок використовуваного полінома, а отже, і порядок фільтра.

За видом АЧХ розрізняють такі передатні функції типових ланок АФ 2-го порядку (рис. 2.4, а-д);

нижніх частот (ФНЧ)

$$T(p) = \frac{K\omega_p^2}{(p^2 + 2\sigma_p p + \omega_p^2)}$$

верхніх частот (ФВЧ):

$$T(p) = \frac{K_p^2}{(p^2 + 2\sigma_p p + \omega_p^2)}$$

смугові (ФПП):

$$T(p) = \frac{2K\sigma_p^2}{(p^2 + 2\sigma_p p + \omega_p^2)}$$

режекторні (РФ):

$$T(p) = \frac{2K\sigma_p^2}{(p^2 + 2\sigma_p p + \omega_p^2)}$$

фазові ланки (ФЛ):

$$T(p) = \frac{K(p^2 - 2\sigma_p p + \omega_p^2)}{(p^2 + 2\sigma_p p + \omega_p^2)}$$

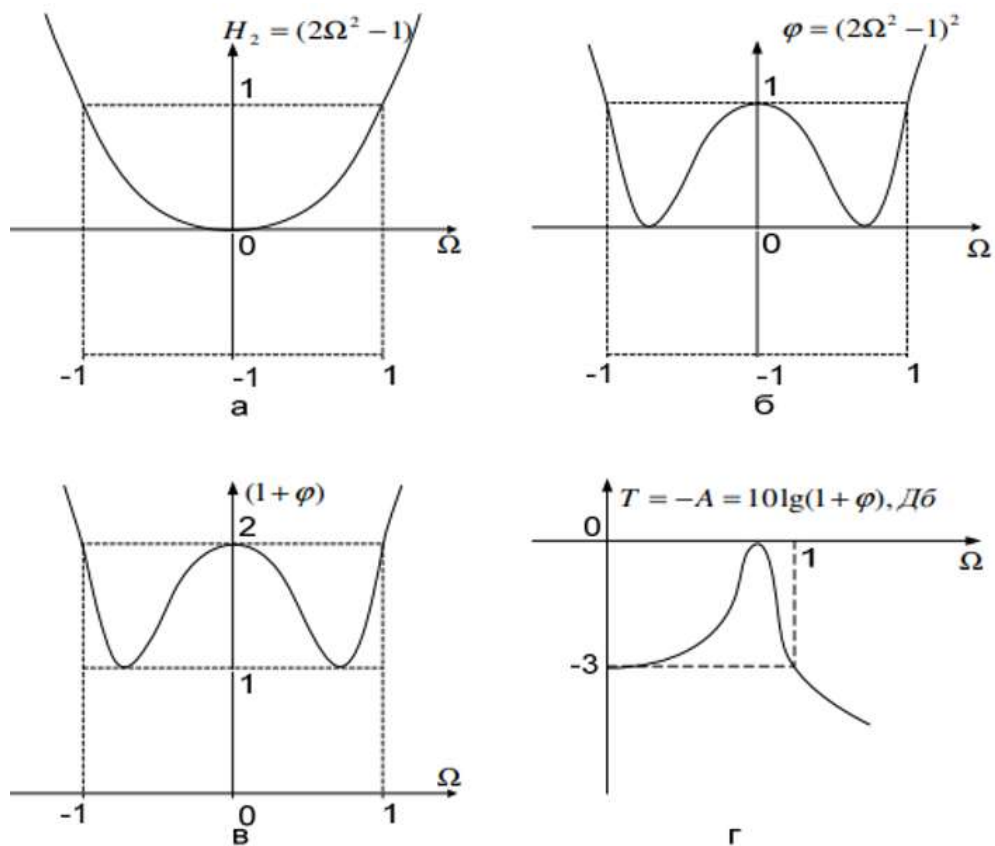


Рисунок 1.13

Варіанти ФВЧ, ФПП і РФ отримують із ФНЧ за допомогою так званого комфортного перетворення, змінюючи параметр “р” на $1/p$ ”, $(P + 1/p)/\sigma$ і $\sigma P/(1 + p^2)$ ”, відповідно, де $\sigma = (f_1 - f_2)/\sqrt{f_1 f_2}$, f_1 і f_2 – частоти, які обмежують робочу полосу

1.2.3. Передатні функції з обмеженою добротністю полюсів

Застосовуючи методи апроксимації частотних характеристик, відомі з теорії класичних LC-фільтрів, розробки АФ зіткнулися з проблемою високої добротності одержуваних при цьому комплексних пар полюсів передатних функцій і низької лінійності характеристик розроблюваних пристроїв.

Стало цілком очевидним, що традиційні підходи тут не завжди прийнятні і необхідно розробляти нові способи одержання передатних функцій АФ та апроксимації характеристик АФ на основі спеціальних функцій, які давали б змогу отримувати мінімальні значення добротності комплексних пар полюсів.

Як одну з таких спеціальних апроксимувальних функцій може бути використано дріб Чебишева [5]:

$$F_n(x) = \cos \left[h * \arccos(x) + \sum_r l_r * \arccos \left(\frac{a_r x - 1}{a_r - x} \right) \right]$$

де h - різниця ступенів поліномів чисельника і знаменника дробу; n - ступінь полінома чисельника дробу; $a_r = \pm a_r \pm j\sigma_r$ - корені знаменника дробу; l_r - кратність кореня знаменника знаменника дробу.

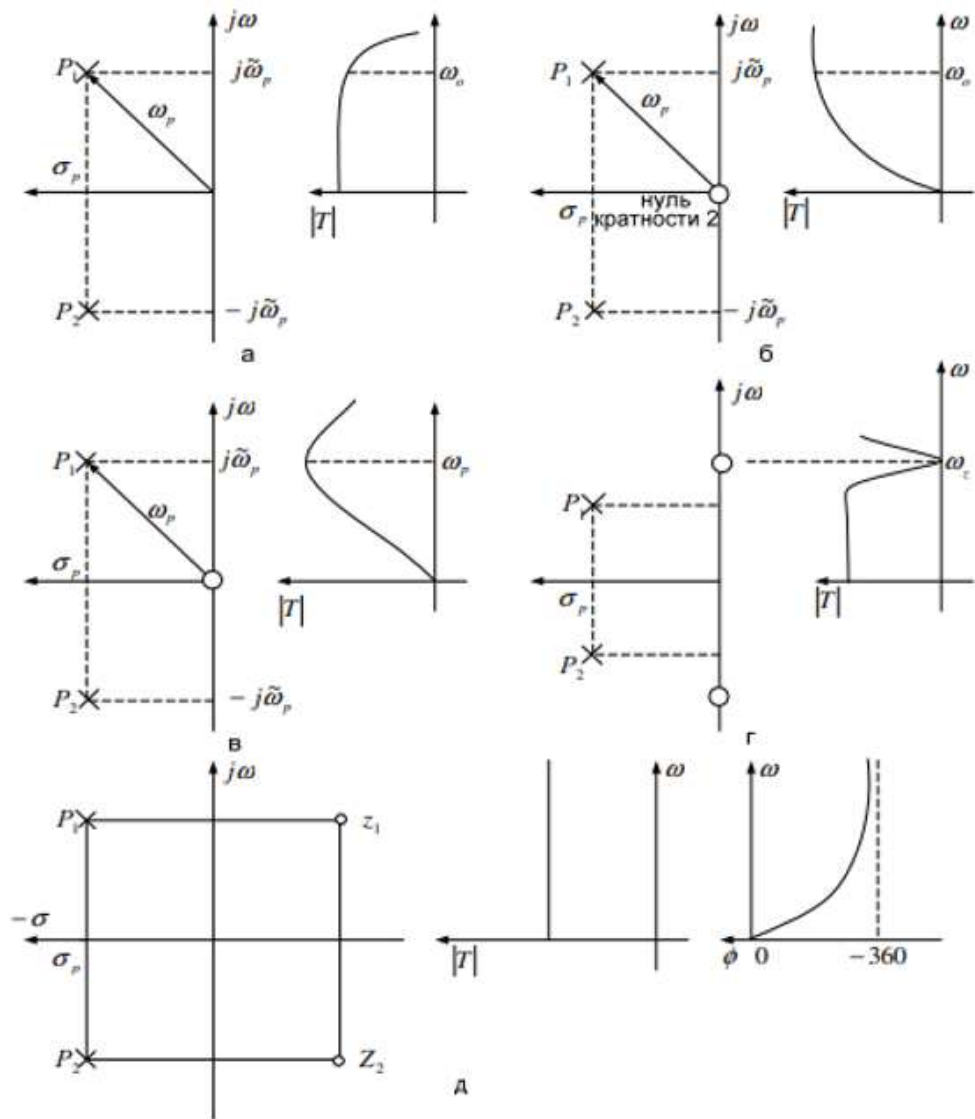


Рисунок 1.14

Вираз (2.15) може бути записано в такому вигляді:

$$F_n(\Omega) = \cos \left(h * \arccos(\Omega) + \sum_r l_r * \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} \arccos \left(\frac{(a + j\sigma)\Omega - 1}{a + j\sigma - \Omega} \right) + \right. \right. \\ \left. \left. + \arccos \left(\frac{(a - j\sigma)\Omega - 1}{a - j\sigma - \Omega} \right) + \frac{1}{2} \arccos \left(\frac{-(a + j\sigma)\Omega - 1}{-(a + j\sigma) - \Omega} \right) + \arccos \left(\frac{-(a - j\sigma)\Omega - 1}{-(a - j\sigma) - \Omega} \right) \right) \right) \quad (1.35)$$

Слід зазначити, що не існує простих формул, які дають змогу розрахувати полюси передатних функцій, отриманих за допомогою дробу Чебишева. Тому для складання діаграми полюсів і нулів слід скористатися методами чисельного розв'язання рівнянь високого порядку. Класична LC-апроксимація впливає з (1.35) за умови $\sigma = 0$:

$$F_n(\Omega) = \cos \left[h * \arccos(\Omega) + \sum_r l_r * \arccos \left(\frac{(2a_r^2 - 1)\Omega^2 - a_r^2}{a_r^2 - \Omega^2} \right) \right]$$

Вираз, що нас цікавить, випливає з (2.16) за умови $a = 0$

$$F_n(\Omega) = \cos \left[h * \arccos(\Omega) + \sum_r l_r * \arccos \left(\frac{\Omega \sqrt{1 + \sigma_r^2}}{\sqrt{\Omega^2 + \sigma_r^2}} \right) \right]$$

Проведемо аналіз отриманого виразу.

Дроби нижчих ступенів для (2.18) визначаються згідно з виразами:

$$\begin{aligned} F_1(\Omega) &= \frac{\Omega \sqrt{1 + \sigma_r^2}}{\sqrt{\Omega^2 + \sigma_r^2}} \\ F_2(\Omega) &= \frac{(\sqrt{1 + \sigma_1^2} - \sigma_1) \Omega^2 - \sigma_1}{\sqrt{\Omega^2 + \sigma_1^2}} \end{aligned} \quad (1.36)$$

Графіки, отримані функціями, наведені на рис. 2.5. Для порівняння там же наведено графіки поліномів Чебишева відповідних ступенів. З малюнків видно, що апроксимувальні функції, які відповідають виразам (2.20), мають нижчу швидкість зміни в районі $\Omega=1$.

Використовуючи відомий вираз для F_2 отримаємо :

$$|T(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)}$$

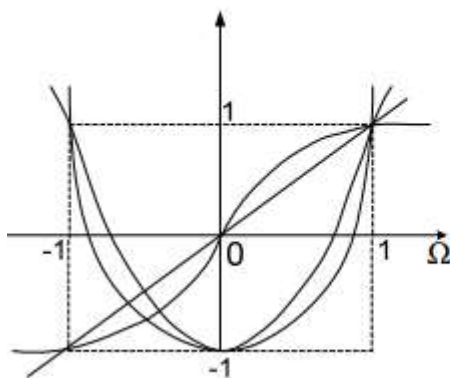


Рисунок 1.15

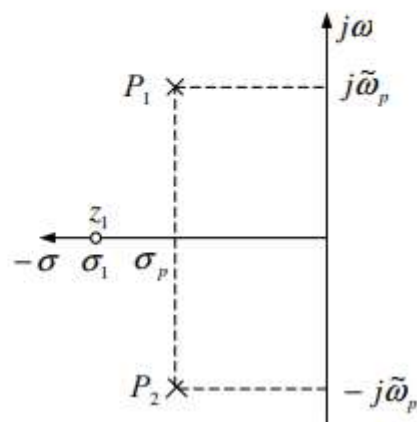


Рисунок 1.16

$$|T(\Omega)| = \sqrt{\frac{\Omega^2 + \sigma_1^2}{\Omega^2 + \sigma_1^2 + \varepsilon^2 \left[\Omega^2 \left(\sigma_1 + \sqrt{1 + \sigma_1^2} \right) - \sigma_1 \right]^2}},$$

що відповідає передатній функції

$$T(p) = \frac{p + \sigma_1}{p^2 + 2\sigma_p p + \omega_p^2}$$

Діаграму полюсів і нулів отриманої функції представлено на рис.1.16. Вона містить пару комплексно-сполучених полюсів P1, P2 і нуль z1. Пристрій, що реалізує передатну функцію, зображено на рис.2.7.

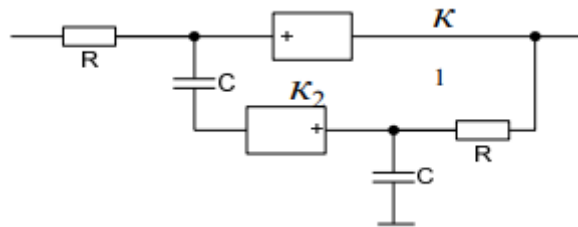


Рисунок 1.17

Як показує аналіз, передатні функції з уявними нулями передачі мають істотно менші значення добротності комплексних пар полюсів, якщо порівнювати з передатними функціями, що мають дійсні нулі передачі. З цієї причини вони можуть бути рекомендовані для синтезу лінійних АФ, до яких висуваються високі вимоги за нелінійними параметрами.

З рис. 2.8 легко встановити, що за заданої нерівномірності характеристики в смузі прозорості (крива 1) саме введення комплексного нуля передавання (крива 4) дає змогу зменшити "викид" АЧХ, одержуваний за рахунок комплексної пари полюсів (крива 3), а отже, і її добротність. Для порівняння на малюнку за тієї самої нерівномірності коефіцієнта передавання наведено характеристику, одержувану тільки завдяки одній парі комплексних полюсів (крива 2), тобто за класичної Чебишевської апроксимації.

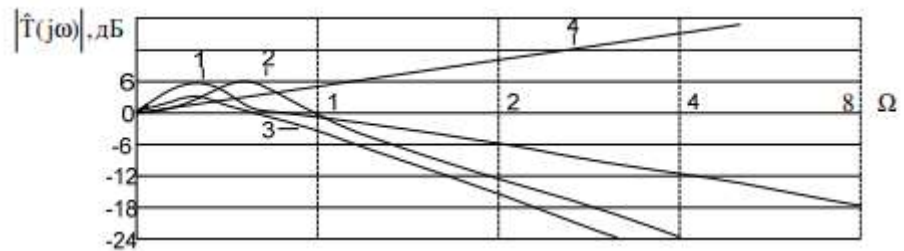


Рисунок 1.18

Таким чином, зменшення добротності полюсів можливе завдяки зменшенню швидкості зміни апроксимувальних функцій у ділянці, що відповідає межі смуги прозорості ($2 = 1$). Слід зазначити ще одну характерну особливість низькодобротних рівкохвильових апроксимацій це віддалення "хвиль" АЧХ від межі смуги прозорості.

Недолік усіх способів зменшення добротності полюсів за заданої нерівномірності коефіцієнта передавання полягає в зменшенні крутизни спаду характеристики в перехідній смузі та, відповідно, рівня загасання в смузі затримання. Це викликає необхідність збільшення порядку передатної функції.

Таким чином здійснюється "розмін" між величиною добротності полюсів і порядком передатної функції.

1.2.4. Модифікація поліномів Чебишева Тригонометрична

форма запису для поліномів Чебишева описується виразом. Нулі поліномів визначаються згідно з виразом

$$\Omega_i = \cos \left[\frac{(2i-1)\pi}{2\sigma_n} \right], \quad (1.37)$$

де $i = 1, 2, 3, \dots, n; \sigma_n = n$; n - порядок полінома.

Наприклад, потрібно визначати нулі в поліномі Чебишева для $n=2$. Підставляючи в (1.37) значення i , отримаємо:

$$i = 1 \quad \Omega_1 = \cos \frac{[\pi/2]}{2} = 0.707$$

$$i = 2 \quad \Omega_2 = \cos \frac{[3\pi/2]}{2} = -0.707$$

Припустимо, що потрібно отримати апроксимуючу Функцію порядку n , яка в області, що відповідає смузі

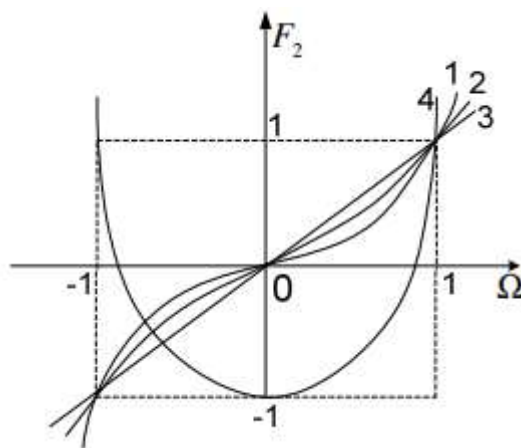


Рисунок 1.19

прозорості, з точки зору числа нулів була б адекватна поліному Чебишева порядку $n/2$. Це дало б змогу синтезувати пристрій, який у смузі затримання відповідає б; наприклад, функції 2-го порядку (крутизна характеристики загасання 12дБ жовтень), а з погляду добротності полюсів і поведінки функції в смузі прозорості функції 1-го порядку.

Така можливість реалізується, наприклад, при $\sigma_n = n/2$ і підстановці [10]:

$$\Omega = \Omega_o \sqrt{\frac{(1 + a\Omega_o^2)}{(1 + a)}}, \quad (1.38)$$

де a - коефіцієнт, що характеризує ступінь "деформації" характеристик функцій порівняно з поліномами Чебишева.

Остаточний вираз для модифікованого полінома Чебишева має такий вигляд:

$$F_n = \cos \left(\frac{n}{2} \arccos \left[\Omega_o \sqrt{\frac{(1 + a\Omega_o^2)}{(1 + a)}} \right] \right) \quad (1.39)$$

Графіки функції для $n = 2$ за різних значень коефіцієнта 'а' наведено на рис.1.19 (криві 1 і 2), для порівняння на малюнку подано графіки поліномів Чебишева 1-го (крива 3) і 2-го (крива 4) порядків.

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ	Лист
						38
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

1.3 Реалізація характеристик аф

Другим завданням синтезу є реалізація знайденої апроксимацією функції, тобто визначення на її основі структурної (функціональної) схеми пристрою, модуль коефіцієнта передавання якого, що задовольняє технічні вимоги і найкращим чином наближається до ідеальної АЧХ.

На цьому етапі здійснюється пошук сукупності ланцюгів, що містять вихідні елементи (пасивні елементи або активні ланки потрібного порядку), які дають у результаті характеристики, досить близькі до обраної апроксимуючої функції. Зазвичай другим етапом є пошук способу з'єднання використовуваних ланок у єдиний пристрій (структурний синтез).

У зв'язку з тим, що будь-яку потрібну характеристику можна реалізувати безліччю різних способів, структурний синтез є неоднозначним завданням. Як правило, розглядають кілька найпростіших реалізацій, які потім уточнюють, залучаючи додаткові критерії оптимізації обраного рішення.

Критеріями оптимізації можуть бути мінімальне число активних або пасивних елементів, чутливість до зміни їхніх параметрів тощо. Мінімальна кількість активних елементів забезпечується під час використання некаскадних реалізацій АФ [13], однак, при цьому значно ускладнюється процедура розрахунку параметрів пасивних елементів (особливо в разі АФ високих порядків) і налаштування АФ через взаємний вплив окремих ланок і неможливість розкладання передавальної функції на окремі складові.

Найприйнятнішим для практики є метод, що призводить до систематичної генерації різних варіантів АФ на підставі передатної функції з використанням доступного математичного апарату і незалежної реалізації пар комплексних полюсів.

Нині існує кілька різних підходів, які використовують під час розв'язання завдання реалізації. Зупинимось на найпоширеніших.

1.3.1. Паралельний синтез Вираз

(1.1) можна записати в такому вигляді (3):

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ	Лист
						39
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

$$K(p) = K_o * \frac{A(p)}{B(p)} = K_o \sum_n \sum_q \frac{R_{nq}}{(p - p_n)^q}, \quad (1.40)$$

де q - кратність полюсів; R_{nq} - постійний коефіцієнт, для простих полюсів визначається вирахуванням функції $K(p)$:

$$\text{Тогда} \quad R_{n1} = \text{Res}[K(p)] \Big|_{p=p_n} = \frac{A(p_n)}{B'(p_n)} \quad (1.41)$$

$$K(p) = K_o * \sum_n \frac{A(p_n)}{B'(p_n)(p - p_n)} \quad (1.42)$$

Утворені пари комплексно-сполучених полюсів необхідно представити у вигляді одного члена суми, оскільки неможливо реалізувати тільки один комплексний полюс.

У результаті вираз (1.42) буде являти собою суму, кожен член якої описує ланку першого або другого порядку.

Таким чином, структура системи, що має передатну функцію $K(p)$, представляється у вигляді паралельного включення ланок першого і другого порядків.

ПРИКЛАД 3.1. Нехай потрібно знайти реалізацію функції

$$T(p) = \frac{1}{(p^2 + p + 1)(p + 2)} = \frac{1}{p^3 + 3p^2 + 3p + 2}.$$

Полюси функції дорівнюють:

$$P_{1,2} = -0,5 \pm j\sqrt{0,75} \quad P_3 = -2$$

Відповідно до (3.3) знаходимо значення $B'(p) = 3p^2 + 6p + 3$

$$B'(p_1) = -1,5 - 3j\sqrt{0,75}$$

$$B'(p_2) = -1,5 + 3j\sqrt{0,75}$$

$$B'(p_3) = 3$$

Після підстановки отриманих значень у (1.42) отримаємо:

$$K(p) = \frac{1}{-1,5 + 3j\sqrt{0.75}} \frac{1}{p - p_1} + \frac{1}{-1,5 - 3j\sqrt{0.75}} \frac{1}{p - p_2} + \frac{1}{3(p - p_3)}$$

Оскільки один комплексний полюс реалізувати неможливо, то необхідно об'єднати перші доданки в пару. Тоді після елементарних математичних перетворень отримаємо

$$K(p) = \frac{1-p}{3(p-p_1)(p-p_2)} + \frac{1}{3(p-p_3)} = +\frac{1}{3} \left[\frac{1-p}{(p^2 + p + 1)} + \frac{1}{(p+2)} \right]$$

Як видно з останнього виразу, комплексні полюси створюються ланкою, що має не тільки потрібні полюси, а й нуль на дійсній осі. Для створення такого нуля необхідна наявність додаткового шляху проходження сигналу, тобто. включення додаткових елементів, що є недоліком паралельного синтезу.

Загальна кількість ланок дорівнює сумі числа дійсних полюсів та числа пар комплексно-сполучених полюсів. Практична реалізація кожного з ланок може бути будь-хто. Зазвичай це типові ланки 1-го та 2-го порядків.

Істотним недоліком паралельного синтезу є також складність реалізації додаткового широкосмугового підсумовуючого пристрою.

3.2. Послідовний синтез

Вираз (1.1) з урахуванням того, що комплексні корені реалізуються тільки парами, можна записати у вигляді:

$$K(p) = K_0 n K_n(p) \quad (1.43)$$

Запис (1.43) можна трактувати як добуток коефіцієнтів передач $K_n(p)$ деякої послідовності каскадів, кожна з яких реалізує "свою" пару комплексних полюсів або простий полюс. Відповідно до викладеного структурна схема в разі послідовного синтезу має вигляд, як показано на рис. 1.40.

Повне посилення K_0 може створюватися не окремим каскадом, а розподілятися між усіма каскадами.

Незалежність у виборі та зміні кожного з $K_n(p)$ можлива, якщо всі каскади мають односторонню спрямованість у передачі сигналу, тобто містять активні елементи. Останнє істотно спрощує синтез активних ланцюгів.

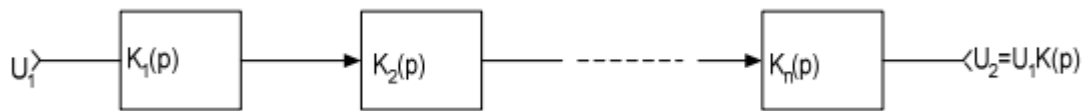


Рисунок 1.20

Як каскади можуть використовуватися:

- ланки, що мають тільки полюси (дійсні або комплексні);
- ланки, що мають і нулі, і полюси (наприклад, рис.1.17).

Порядок проходження каскадів приймається наступний: першим використовують каскад, що має мінімальну нерівномірність АЧХ, потім каскади розташовують у порядку зростання нерівномірності їхньої АЧХ. Це зазвичай призводить до розташування каскадів у порядку зростання їхньої добротності в напрямку від входу до виходу. Розрахунок окремих каскадів можна проводити за методикою, описаною в (11).

ПРИКЛАД 3.2. Нехай потрібно реалізувати комплексну пару полюсів, представлену на рис.1.3 за допомогою АФ, зображеного на рис. 1.8 при $K_d = 1$. Вирази, що описують відповідну діаграму полюсів і передатну функцію АФ мають такий вигляд:

$$\hat{T}(p) = \frac{\Omega_p^2}{(p^2 + 2\sigma p + \Omega_p^2)} \quad (1.44)$$

$$\hat{T}(p) = \frac{(1/\tau^2)}{\left(p^2 + p \frac{(3-K)}{\tau} + 1/\tau^2\right)} \quad (1.45)$$

Прирівнюючи коефіцієнти при відповідних ступенях "p", отримаємо систему рівнянь:

$$\begin{cases} \tau^2 = 1/\Omega_p^2 \\ (3-K) = 2\sigma\tau \end{cases} \quad (1.46)$$

З (1.46) значення постійної часу RC-ланцюжків АФ дорівнює

$$\tau = 1/\Omega_p$$

значення коефіцієнта передачі підсилювача АФ дорівнює

$$K = 3 - 2\sigma\tau = 3 - 2\sigma/\Omega_p ,$$

що дає змогу, задаючись значенням R , знайти величину $C = \tau/R$.

Послідовний синтез дає змогу незалежно регулювати положення будь-якого нуля і полюса, забезпечує участь у створенні загального посилення всіх активних ланок, відкриває широкий простір у виборі структури ланки.

Недоліком послідовної структури є вища ймовірність відмови в роботі, оскільки вихід з ладу будь-якої з ланок повністю порушує роботу всього пристрою.

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ	Лист
						43
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ											
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	2.ПРОЕКТУВАННЯ АКТИВНИХ ФІЛЬТРІВ В ПРОГРАМІ Eletronic workbench					Лит.		Лист	Листов			
Студент	Дерипаско Г.О												44	1		
Викладач	Верешаго Э.М.									НУК ім.Адмірала Макарова						
Консультант																
Н. Контр	Грешнов А.Ю															
Зав.каф.	Жуков Ю.Д.															

2. ПРОЕКТУВАННЯ АКТИВНИХ ФІЛЬТРІВ У ПРОГРАММІ ELECTRONIC WORCKBENCH

Розраховуватимемо і будуватимемо активний смуговий фільтр із такими характеристиками:

порядок фільтра – 4;

граничні частоти – 100Гц, 18кГц;

коефіцієнт передачі за напругою – 1.

Вивчення питання почнемо з розгляду загальних положень.

Фільтрація - перетворення сигналів з метою зміни співвідношення між їхніми різними частотними складовими. Фільтри забезпечують виділення корисної інформації із суміші інформаційного сигналу із завадою з необхідними показниками. Основне завдання вибору типу фільтра та його розрахунку полягає в отриманні таких параметрів, які забезпечують максимальну ймовірність виявлення інформаційного сигналу на тлі перешкод. Частотно-вибірковий ланцюг, що виконує обробку суміші сигналу і шуму деяким найкращим чином, називається оптимальним фільтром. Критерієм оптимальності прийнято вважати забезпечення максимуму відношення сигнал-шум. Ця вимога призводить до вибору такої форми частотного коефіцієнта передачі фільтра, яка забезпечує максимум відношення сигнал-шум на його виході. У задачах лінійної фільтрації припускають, що спостережуваний реальний процес є адитивною сумішшю сигналу і перешкоди.

У більшості випадків електричний фільтр являє собою частотно-вибірковий пристрій. Отже, він пропускає сигнали певних частот і затримує або послаблює сигнали інших частот. Найзагальнішими типами частотно-вибіркових фільтрів є фільтри нижніх частот (пропускають низькі частоти та затримують високі частоти), фільтри верхніх частот (пропускають високі частоти та затримують низькі частоти), смугові фільтри (пропускають смугу частот та затримують ті частоти, що розташовані вище та нижче цієї смуги) та режекторні фільтри (затримують смугу частот та пропускають частоти, що

розташовані вище та нижче цієї смуги).

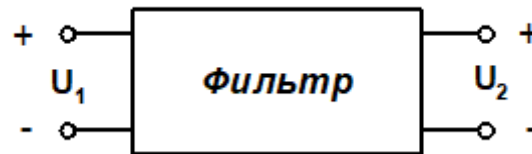


Рисунок 2.1 Загальне зображення електричного фільтра

Точніше характеристику частотно-вибіркового фільтра можна описати, розглянувши його передаточну функцію

$$H(s)=U_2(s)/U_1(s), \quad (2.1)$$

Величини U_1 і U_2 являють собою відповідно вхідну і вихідну напруги, як показано на загальному зображенні фільтра на рис.1.

Для встановленої частоти $s=j\omega$ ($j = \sqrt{-1}$) передаточну можна переписати у вигляді

$$H(j\omega)=|H(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)}, \quad (2.2)$$

де $|H(j\omega)|$ — модуль передаточної функції чи *амплітудно-частотна* характеристика; $\varphi(\omega)$ — *фазо-частотна* характеристика, а частота ω (рад/с) пов'язана з частотою f (Гц) співвідношенням $\omega=2\pi f$.

Діапазони або смуги частот, у яких сигнали проходять, називаються смугами пропускання і в них значення амплітудно-частотної характеристики $|H(j\omega)|$ відносно велике, а в ідеальному випадку постійне. Діапазони частот, у яких сигнали пригнічуються, утворюють смуги затримування і в них значення амплітудно-частотної характеристики відносно мале, а в ідеальному випадку дорівнює нулю. Як приклад на рис. 2 штриховою лінією показано амплітудно-частотну характеристику ідеального фільтра нижніх частот з єдиною смугою пропускання $0<\omega<\omega_c$ и полозою затримування $\omega>\omega_c$. Частота ω_c між двома цими полосами визначається як частота зрізу. На практиці неможливо реалізувати цю ідеальну характеристику. Отже, основна проблема під час конструювання фільтра полягає в наближенні реалізованої в лабораторії реальної характеристики із заданим ступенем точності до ідеальної. Варіант

такої реальної характеристики показано суцільною лінією на рис. 2.

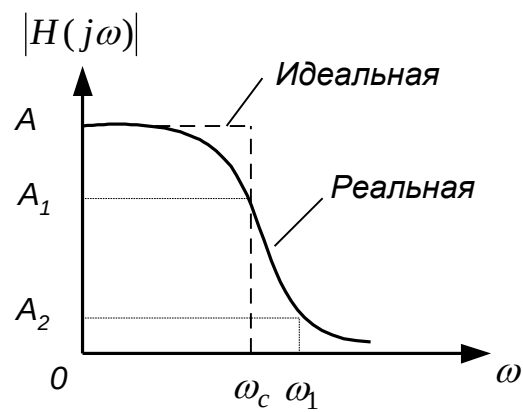


Рисунок 2.2. Ідеальна АЧХ(Амлітудно-частотна характеристика)
фільтра нижніх частот

У практичному випадку смуги пропускання і затримування чітко не розмежовані і повинні бути формально визначені. Виходячи з нашого визначення, як смугу пропускання вибирають діапазон частот, де значення амплітудно-частотної характеристики перевищує деяке заздалегідь вибране число, позначене A_1 на рис. 2, а полосу затримування утворює діапазон частот, у якому амплітудно-частотна характеристика менша за певне значення, наприклад, A_2 . Інтервал частот, у якому амплітудно-частотна характеристика постійно спадає, переходячи від смуги пропускання до смуги затримування, називається перехідною областю. Приведений на рис. 2.2 приклад має полосу пропускання $0 < \omega < \omega_c$, полосу затримування $\omega > \omega_1$ і перехідну область $\omega_c < \omega < \omega_1$.

Значення АЧХ можна також виразити в децибелах (дБ) таким чином

$$\alpha = -20 \times \lg |H(j\omega)|, \quad (2.3)$$

і в цьому випадку α характеризує згасання. Наприклад, припустимо, що на рис. 2 обрано $A=1$, котра відповідає $\alpha=0$. Тоді якщо

$$A_1 = \frac{A}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

То згасання на частоті ω_c

$$\alpha_1 = -20 \times \lg(1/2^{0.5}) = 10 \times \lg 2 = 3 \text{ дБ.}$$

В основному пропускання в смузі пропускання ніколи не перевищує 3 дБ. Таким чином, з наведеного прикладу випливає, що значення АЧХ у смузі пропускання становить принаймні $1/2^{0.5} = 0,707$ чи 70,7% її максимального значення. У цьому випадку можна також сказати, що в смузі пропускання амплітудно-частотна характеристика на 3 дБ нижча або менша за максимальне значення.

Для частотно-вибіркових фільтрів найважливішою є амплітудно-частотна характеристика, оскільки її значення на певній частоті визначає проходження сигналу цієї частоти або його придушення.

2.1 Активні фільтри

2.1.1. ПЕРЕДАТНІ ФУНКЦІЇ

Раніше було встановлено, що неможливо створити ідеальні фільтри, але за допомогою реалізованих фільтрів (які реалізуються на основі реальних схемних елементів) можна отримати наближення до ідеальних. Передатна функція реалізованого фільтра являє собою відношення поліномів, яке для наших цілей запишемо у вигляді

$$H(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}$$

Коефіцієнти a_i і b_i – дійсні постійні величини, а

$$m, n = 1, 2, 3 \dots (n \geq m) \quad (2.5)$$

2 Ступінь полінома знаменника n визначає порядок фільтра. Буде показано, що реальні АЧХ кращі (ближчі до ідеальних) для фільтрів вищого порядку. Однак підвищення порядку пов'язане з ускладненням схем і більш високою вартістю. Таким чином, один з аспектів розроблення фільтрів пов'язаний з отриманням реалізованої характеристики, що апроксимує з деяким заданим ступенем точності ідеальну характеристику за найменших витрат.

Якщо в (2.4) усі коефіцієнти a дорівнюють нулю, за виключенням a_0 , то передатна функція являє собою відношення постійного числа до поліному. У цьому випадку фільтр є всеполюсним або поліноміальним, оскільки його передатна функція має таку властивість, що всі її полюси скінченні, а скінченних нулів не містить. (Нуль визначається значенням змінної s , для якої передатна функція дорівнює нулю, а полюс – це значення змінної s , для якої передатна функція має нескінченне значення.)

2.1.2. ЭЛЕМЕНТИ АКТИВНИХ ФІЛЬТРІВ

Як тільки отримано відповідну передатну функцію, розробляють схему фільтра, що реалізує цю передатну функцію. При цьому розробка виливається в проєктування активних і пасивних фільтрів.

Пасивні фільтри являють собою пристрої, які створюються на основі резисторів, конденсаторів і котушок індуктивності, а саме з пасивних схемних елементів. Ці фільтри придатні для роботи в певних діапазонах частот, але не підходять для низьких частот, наприклад, нижче 0,5 мГц. Це відбувається внаслідок того, що на низьких частотах параметри необхідних котушок індуктивності стають незадовільними через їхні великі розміри та значне відхилення робочих характеристик від ідеальних і, крім того, на відміну від резисторів і конденсаторів, котушки індуктивності погано пристосовані для інтегрального виконання

Таким чином, для застосування фільтрів у діапазоні низьких частот зі схем бажано виключити котушки індуктивності. Це досягається розробкою активних фільтрів на основі резисторів, конденсаторів і одного або декількох активних приладів, таких як транзистори, залежні джерела тощо.

Активні фільтри побудовані з опорів, конденсаторів і підсилювачів (зазвичай операційних) і призначені для того, щоб з усіх сигналів, що подаються на їхній вхід, пропускати на вихід сигнали лише деяких заздалегідь заданих частот. Ці схеми, що володіють частотною вибірковістю, використовуються для посилення або ослаблення певних частот у звуковій апаратурі, у генераторах електромузичних інструментів, у сейсмічних приладах, у лініях зв'язку, а також у дослідницькій практиці для вивчення частотного складу найрізноманітніших сигналів, таких, наприклад, як біоструми мозку або механічні вібрації. Активні фільтри знаходять застосування майже в будь-якій галузі електроніки і тому заслуговують на нашу увагу [2].

Одним із найчастіше застосовуваних активних приладів, який

					13.MP.175.6631м.04.ПЗ	Лист
						50
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

здебільшого й буде використовуватися, є **інтегральна схема (ІС) операційного підсилювача** або ОП, умовне зображення якого наведено на рис. 2.3.

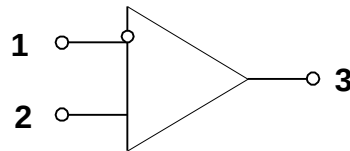


Рисунок 2.3. Операційний підсилювач

Операційний підсилювач являє собою багатовходовий прилад, але для простоти показано тільки три його виводи: інвертуючий вхідний (1), неінвертуючий вхідний (2) і вихідний (3). В ідеальному випадку ОП має нескінченний вхідний і нульовий вихідний опори та нескінченний коефіцієнт посилення. Внаслідок цього можна, під час досліджень розглядати тільки напругу між вхідними виводами, а також вважати, що струм у вхідних виводах дорівнює нулю. Реальні ОП за своїми характеристиками наближаються до ідеальних найближче тільки для обмеженого діапазону частот, який залежить від типу ОП.

Непоказані на рис. 3 виводи - це зазвичай виводи підключення джерела

Не показані на рис. 3 виводи - це зазвичай виводи під'єднання джерела живлення; виводи під'єднання ланцюгів корекції, необхідної для ОП, наприклад типу 709; і виводи балансування нуля, необхідні для ОП, типу 741. Ці додаткові виводи використовуються відповідно до рекомендацій, що надаються фірмою-виробником. Здебільшого ОП із зовнішніми ланцюгами корекції мають кращі результати на більш високих частотах порівняно з ОП з внутрішньою корекцією, які не мають виводів для під'єднання ланцюгів корекції.

Під час реалізації активного фільтра розробник має застосовувати ті самі типи ОП, які відповідають пред'явленим вимогам щодо коефіцієнтів підсилення і частотних діапазонів. Наприклад, коефіцієнт підсилення ОП з

розімкненим зворотним зв'язком має принаймні в 50 разів перевищувати коефіцієнт підсилення фільтра.

У некритичних конструкціях фільтрів найчастіше використовують дешеві вугільні композиційні резистори. Для фільтрів четвертого і нижчого порядку достатньо застосовувати вугільні композиційні резистори з 5%-вими допусками, зокрема, якщо передбачається використовувати фільтр за кімнатної температури. Для фільтрів з високими робочими характеристиками необхідно застосовувати високоякісні типи резисторів. Що вищий порядок, то меншими мають бути допуски. Фільтри з порядком вище за четвертий необхідно реалізовувати на резисторах з 2%-ними або меншими допусками.

Що стосується конденсаторів, то найбільш прийнятним типом є майларовий конденсатор, який можна успішно застосовувати в більшості конструкцій фільтрів. Конденсатори на основі полістиролу і тефлону кращі, але застосовуються у високоякісних фільтрах. Звичайні економічні дискові керамічні конденсатори повинні використовуватися виключно в найменш критичних умовах.

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ	Лист
						52
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

2.1.3. ПОБУДОВА ФІЛЬТРІВ

Існує багато способів побудови фільтра із заданою передатною функцією n -го порядку. Один популярний спосіб полягає в тому, щоб представити передатну функцію у вигляді добутку співмножників $N_1, N_2, \dots, N_m$ і створити схеми або ланки, або *каскади* $N_1, N_2, \dots, N_m$, що відповідають кожному співмножнику. Нарешті, ці ланки з'єднуються між собою *каскадно* (вихід першої є входом другої тощо), як зображено на рис. 2.4.

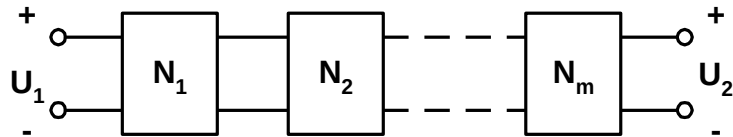


Рисунок 2.4 Каскадне з'єднання ланок

Якщо ці ланки не впливають одна на одну і не змінюють власні передатні функції, то загальна схема має необхідну передатну функцію n -го порядку.

Раніше було встановлено, що ОП має нескінченний вхідний і нульовий вихідний опори. Таким чином, його можна використовувати для реалізації невзаємодіючих ланок.

Для фільтрів першого порядку передатна функція подається у вигляді

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{P(s)}{s+C} \quad (2.6)$$

де C - постійне число, а $P(s)$ - поліном першого або нульового ступеня.

Для фільтрів другого порядку передатна функція

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{P(s)}{s^2 + Bs + C}, \quad (2.7)$$

де B і C - постійні числа, а $P(s)$ - поліном другого або меншого ступеня.

Для парного порядку $n > 2$ звичайна каскадна схема містить $n/2$ ланок другого порядку, кожне з передатною функцією типу (2.7). Якщо ж порядок $n > 1$ є непарним, то схема містить $(n-1)/2$ ланок другого порядку з передатними функціями типу (2.7) і одну ланку першого порядку з передатною функцією типу (2.6).

2.2 Фільтри нижніх частот

2.2.1. ФІЛЬТРИ НИЖНИХ ЧАСТОТ

Фільтр нижніх частот являє собою пристрій, який пропускає сигнали низьких частот і затримує сигнали високих частот. У загальному випадку визначимо смугу пропускання як інтервал частот $0 < \omega < \omega_c$, смугу затримування як частоти $\omega > \omega_1$, перехідну область як діапазон частот $\omega_c < \omega < \omega_1$ (ω_c — частота среза). Ці частоти позначені на рис. 2.5, на якому наведено реальну амплітудно-частотну характеристику фільтра нижніх частот, де в даному випадку заштриховані області є допустимими відхиленнями характеристики в смугах пропускання і затримування.

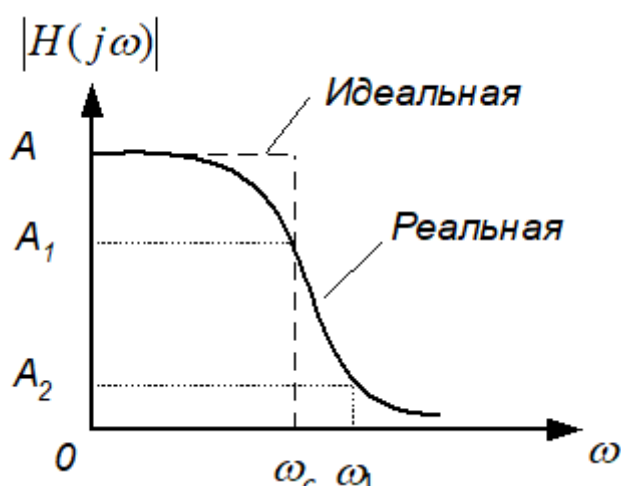


Рисунок 2.5 Реальна АЧХ фільтра нижніх частот

Коефіцієнт посилення фільтра нижніх частот являє собою значення його передатної функції за $s=0$ або, що еквівалентно, значення його амплітудно-частотної характеристики на частоті $\omega=0$. Отже, коефіцієнт посилення реального фільтра з амплітудно-частотною характеристикою, показаною на рис. 5, дорівнює A .

Існує багато типів фільтрів нижніх частот, що задовольняють цей набір технічних вимог, таких як A , A_1 , A_2 , ω_c и ω_1 , позначених на рис. 5. Фільтри Баттерворта, Чебишева інверсні, Чебишева інверсні та еліптичні утворюють чотири найвідоміші класи. Фільтр Баттерворта має монотонну характеристику, подібну до характеристики на рис. 2.5. (Характеристика є

монотонно спадаючою, якщо вона ніколи не зростає зі збільшенням частоти). Характеристика фільтра Чебишева містить пульсації (коливання передачі) у смузі пропускання і монотонна у смузі затримування. Інверсна, характеристика фільтра Чебишева монотонна в смузі пропускання і має пульсації в смузі затримування. Нарешті, характеристика еліптичного фільтра має пульсації, як у смузі пропускання, так і в смузі затримування.

АЧХ оптимального фільтра нижніх частот задовольняє позначеним на рис. 5 умовам для даного порядку n і допустимого відхилення в смугах пропускання і затримування за мінімальної ширини перехідної області. Таким чином, якщо задано значення A , A_1 , A_2 , n та ω_c , то значення частоти ω_1 мінімально. Для поліноміальної характеристики оптимальною є характеристика фільтра Чебишева. Однак у загальному випадку оптимальним є еліптичний фільтр, характеристики якого значно кращі за характеристики фільтра Чебишева.

У нашому випадку кращим буде використання фільтра Баттерворта, оскільки його АЧХ, порівняно з характеристикою будь-якого поліноміального фільтра n -го порядку, є найбільш плоскою.

Розглянемо даний тип фільтрів більш детально.

2.2.2. ФІЛЬТРИ БАТТЕРВОРТА

Імовірно, найпростіша амплітудно-частотна характеристика фільтра нижніх частот - у фільтра Баттерворта, яка у випадку n -го порядку визначається таким чином:

$$|H(j\omega)| = \frac{A}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}}, \quad n=1,2,3\dots \quad (2.8)$$

Ця характеристика фільтра Баттерворта монотонно спадає (ніколи не зростає) при збільшенні частоти. Збільшення порядку також призводить до поліпшення характеристики.

Фільтр Баттерворта являє собою поліноміальний фільтр і в загальному випадку має передатну функцію виду

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{Kb_0}{s^n + b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_1s + b_0}, \quad (2.9)$$

де K - постійне число. Для нормованого фільтра, тобто при $\omega_c=1$ рад/с, передатну функцію можна записати у вигляді добутку співмножників для $n=2, 4, 6 \dots$ як

$$\frac{U_2}{U_1} = \prod_{k=1}^{\frac{n}{2}} \frac{A_k}{s^2 + a_k s + b_k}, \quad (2.10)$$

чи для $n=3, 5, 7 \dots$ як

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{A_0}{s + b_0} \cdot \prod_{k=1}^{\frac{n-1}{2}} \frac{A_k}{s^2 + a_k s + b_k}, \quad (2.11)$$

В обох випадках коефіцієнти задаються при $b_0=1$ і для $k=1, 2 \dots$ наступним чином:

$$a_k = 2 \cdot \sin \frac{(2k-1)\pi}{2n}, \quad b_k = 1, \quad (2.12)$$

Очевидно, що коефіцієнт посилення фільтра Баттерворта, описуваного рівнянням (2.9), дорівнює K (значенню передатної функції за $s=0$). Якщо фільтр побудовано на основі каскадного з'єднання ланок, що відповідають співмножникам у (10) або (11), то A_k і/чи A_0 будуть являти собою коефіцієнт підсилення ланки. Таким чином, коефіцієнт підсилення фільтра дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення окремих ланок.

Амплітудно-частотна характеристика фільтра Баттерворта найбільш плоска біля частоти $\omega=0$ порівняно з характеристикою будь-якого поліноміального фільтра n -го порядку і внаслідок цього називається максимально плоскою. Отже, для діапазону низьких частот характеристика фільтра Баттерворта найкращим чином апроксимує ідеальну характеристику.

Фазо-частотна характеристика фільтра Баттерворта краща (ближча до лінійної), ніж відповідні фазо-частотні характеристики фільтрів Чебишева,

інверсних Чебишева та еліптичних порівнянного порядку. Це узгоджується із загальним правилом для фільтрів даного типу - чим краща амплітудно-частотна характеристика, тим гірша фазо-частотна, і навпаки.

Нахил перехідної ділянки характеристики фільтра Баттерворта дорівнює 6дБ/октава на полюс. Фільтр Баттерворта має нелінійну фазово-частотну характеристику; іншими словами, час, який потрібен для проходження сигналу через фільтр, залежить від частоти нелінійно. Тому, ступінчастий сигнал або імпульс, поданий на вхід фільтра Баттерворта, називає викид на його виході. Використовується фільтр Баттерворта в тих випадках, коли бажано мати однаковий коефіцієнт посилення для всіх частот у смузі пропускання.

2.2.3. ФІЛЬТРИ НИЖНІХ ЧАСТОТ НА ДНКН

На рис. 2.6 наведено широко поширену схему фільтра нижніх частот другого порядку, що реалізує неінвертуючий (позитивний) коефіцієнт посилення. Цю схему іноді називають фільтром на ДНКН, оскільки ОП і два приєднаних до нього резистори R3 і R4 утворюють **джерело напруги, кероване напругою** (ДНКН).

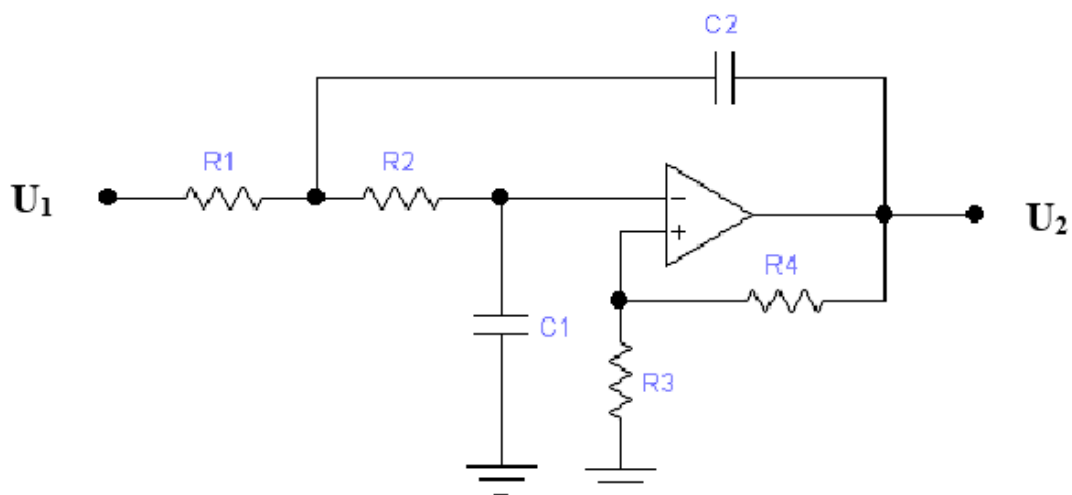


Рисунок 2.6 Схема фільтра нижніх частот на ДНКН другого порядку
Ця схема реалізує функцію фільтра нижніх частот другого порядку виду

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{KC\omega_c^2}{s^2 + B\omega_c s + C\omega_c^2} \quad (2.13)$$

з параметрами:

$$\begin{cases} C\omega_c^2 = 1/R_1 R_2 C_1 C_2; \\ B\omega_c = \frac{1}{C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) + \frac{1}{R_2 C_1} (1 - \mu); \\ K = \mu = 1 + R_4/R_3. \end{cases} \quad (2.14)$$

Величина $\mu \geq 1$ являє собою коефіцієнт підсилення ДНКН, а також і коефіцієнт підсилення фільтру

Значення опорів знаходиться наступним чином:

$$\begin{cases} R_1 = \frac{2}{\left[\left(BC_2 + \sqrt{(B^2 + 4C(K-1))C_2^2 - 4CC_1C_2} \right) \omega_c \right]} \\ R_2 = 1/CC_1C_2R_1\omega_c^2; \\ R_3 = K(R_1 + R_2)/(K-1), (K \neq 1); \\ R_4 = K(R_1 + R_2). \end{cases}, \quad (2.15)$$

де значення C_1 і C_2 обираються, а опори R_3 та R_4 задаються таким чином, щоб мінімізувати зміщення по постійному струму ОП. (Нагадаємо, що в ідеальному випадку напруга зміщення між вхідними виводами має дорівнювати нулю).

Якщо потрібно $K=1$, то значення $R_3=\infty$ (разімкнутий ланцюг) та $R_4=0$ (короткозамкнений ланцюг). Задля мінімізації зміщення за постійним струмом має виконуватися умова $R_4=R_1+R_2$, але в більшості некритичних застосувань буде достатнім короткозамкнений ланцюг. У цьому разі ДНКН працює як повторювач напруги, тобто його вихідна напруга дорівнює вхідній або повторює її.

Розрахунок фільтра на ДНКН проводиться таким чином. Номінальне значення ємності C_2 обирається близьким до значення $10/f_c$ мкФ, а номінальне значення ємності C_1 , який задовольняє нерівність.

$$C_1 \leq [B^2 + 4C(K-1)]C_2 / (4C). \quad (2.16)$$

(Це гарантує дійсне значення R_1 .) Знаходиться значення опорів потім з (2.14) із приведенної вище модифікації при $K=1$

Як було підкреслено раніше, фільтр на ДНКН дає змогу домогтися неінвертуючого коефіцієнта посилення за мінімальної кількості елементів. Он володіє низьким повним вихідним опором, невеликим розкидом значень елементів і можливістю одержання відносно високих значень коефіцієнта посилення. Крім того, цей фільтр відносно простий у налаштуванні. Точне встановлення коефіцієнта посилення здійснюється, наприклад, за допомогою підстроювання опорів R_3 і R_4 потенціометром. Але фільтр на ДНКН повинен використовуватися для значень добротності $Q \leq 10$.

2.3 Фільтр верхніх частот

2.3.1. ЗАГАЛЬНИЙ ВИПАДОК

Фільтр верхніх частот являє собою пристрій, що пропускає сигнали високих частот і пригнічує сигнали низьких частот. На рис. 2.7 зображено ідеальну й реальну амплітудно-частотні характеристики та для практичного випадку позначено смугу пропускання $\omega > \omega_c$, смуга затримування $0 \leq \omega \leq \omega_1$, перехідна область $\omega_1 < \omega < \omega_c$ і частота зрізу ω_c (рад/с) чи $f_c = \omega_c / 2\pi$ (Гц).

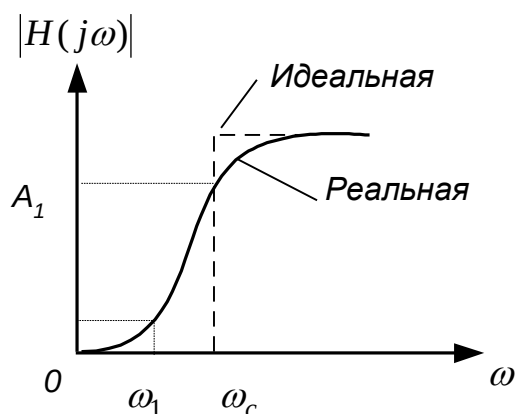


Рисунок 2.7. Ідеальна та реальна АЧХ фільтра верхніх частот.

Передатну функцію фільтра верхніх частот із частотою зрізу ω_c можна отримати з передатної функції нормованого фільтра нижніх частот (який має ω_c , рівну 1 рад/с) за допомогою заміни змінної s на ω_c/s . Отже, функція фільтрів верхніх частот Баттерворта і Чебишева міститиме такі співмножники другого порядку:

$$H = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Ks^2}{s^2 + \frac{B\omega_c}{C} + \frac{\omega_c^2}{C}}, \quad (2.17)$$

де ω_c — частота зрізу, а B і C являють собою наведені в додатку А[1] нормовані коефіцієнти ланки фільтра нижніх частот другого порядку. За непарного порядку присутня також ланка першого порядку, що має передатну функцію виду

$$H = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Ks}{s + \frac{\omega_c}{C}}, \quad (2.18)$$

де C - нормований коефіцієнт нижніх частот першого порядку.

Фільтр верхніх частот Баттерворта має монотонну характеристику, подібну до характеристики на рис. 7, тоді як характеристика фільтра верхніх частот Чебишева характеризується пульсаціями в смузі пропускання. Наприклад, фільтр верхніх частот Чебишева з нерівномірністю передачі 1 дБ, подібно до його прототипу нижніх частот, має пульсації 1 дБ у діапазоні смуги пропускання.

Коефіцієнт посилення фільтра верхніх частот являє собою значення його передатної функції за нескінченного значення змінної s . Отже, для ланок другого і першого порядків, описуваних відповідно рівняннями (2.17) і (2.18), коефіцієнт посилення ланки дорівнює K .

Як для фільтра верхніх частот Баттерворта або Чебишева другого порядку (2.17), так і для інверсного Чебишева й еліптичного фільтрів добротність Q , аналогічно фільтру нижніх частот, визначається співвідношенням $Q = C^{1/2}/B$.

2.3.2. ФІЛЬТРИ ВЕРХНІХ ЧАСТОТ НА ДНКН

Схема на ДНКН, що реалізує функцію фільтра верхніх частот Баттерворта або Чебишева другого порядку, зображена на рис. 2.8.

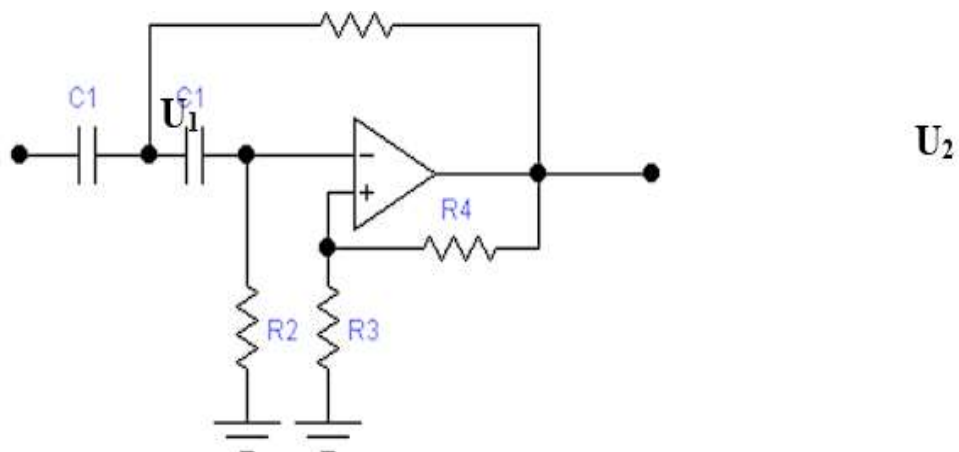


Рисунок 2.8. Схема фільтра верхніх частот на ДНКН.

Аналізуючи цю схему, отримуємо

$$\begin{cases} K = 1 + R_4/R_3; \\ \frac{B\omega_c}{C} = \frac{1}{R_1 C_1} (1 - K) + \frac{2}{R_2 C_1}; \\ \omega_c^2 / C = 1/R_1 R_2 C_1^2. \end{cases} \quad (2.19)$$

Коефіцієнт посилення схеми - неінвертуючий, а значення опорів визначаються таким чином:

$$\begin{cases} R_2 = \frac{4C}{\left[B + \sqrt{B^2 + 8C(K - 1)} \right] \omega_c C_1}; \\ R_1 = C / \omega_c^2 C_1^2 R_2; \\ R_3 = K R_2 / (K - 1); \\ R_4 = K R_2, \end{cases} \quad (2.20)$$

де C_1 має довільне значення.

Якщо $K=1$, то як опір R_3 можна взяти разомкнуту, а опір R_4 — короткозамкнений ланцюг, і в цьому випадку ОП працює як ретранслятор напруги, а опір R_1 та R_2 не змінюються.

Переваги схеми верхніх частот нас ДНКН такі самі, як у схеми нижніх частот на ДНКН, розглянутої в п. 2.3.

2.4 Смугові фільтри

Смуговий фільтр є пристроєм, який пропускає сигнали в діапазоні частот із шириною смуги BW , розташованої приблизно навколо центральної частоти f_0 (Гц) чи $\omega_0 = 2\pi f_0$ (рад/с). На рис. 2.9 зображено ідеальну та реальну амплітудно-частотні характеристики. У реальній характеристиці частоти ω_L і ω_U являють собою нижню і верхню частоти зрізу і визначають смугу пропускання $\omega_L \leq \omega \leq \omega_U$ і її ширину $BW = \omega_U - \omega_L$.

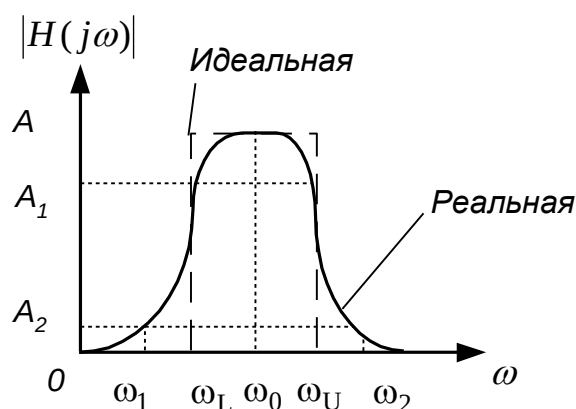


Рисунок 2.9. Ідеальна і реальна амплітудно-частотна характеристики смугового фільтра.

У смузі пропускання амплітудно-частотна характеристика ніколи не перевищує деякого певного значення, наприклад A_1 на рис. 9. Існує також дві смуги затримування $0 \leq \omega \leq \omega_1$ і $\omega \geq \omega_2$, де значення амплітудно-частотної характеристики ніколи не перевищує заздалегідь обраного значення, скажемо A_2 .

Діапазони частот між смугами затримування і смугою пропускання, а саме $\omega_1 < \omega < \omega_L$ і $\omega_U < \omega < \omega_2$, утворюють відповідно нижню і верхню перехідні області, в яких характеристика є монотонною.

Передатні функції смугових фільтрів можна отримати з нормованих функцій нижніх частот змінної s за допомогою перетворення

$$S = \frac{s^2 + \omega_0^2}{BW s} = \frac{Q(s^2 + \omega_0^2)}{\omega_0 s}. \quad (2.21)$$

Відношення $Q = \omega_0 / BW$ характеризує якість самого фільтра і є мірою його вибірконості. Високому значенню Q відповідає відносно вузька, а низькому значенню Q - відносно широка ширина смуги пропускання. Коефіцієнт підсилення фільтра K визначається як значення його амплітудно-частотної характеристики на центральній частоті; таким чином $K = |H(j\omega_0)|$.

У кожному випадку центральна частота і частота зрізу пов'язані таким співвідношенням:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_L \omega_U},$$

де

$$\begin{cases} \omega_L = \omega_0 \left(-\frac{1}{2Q} + \sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}} \right); \\ \omega_U = \omega_0 \left(\frac{1}{2Q} + \sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}} \right). \end{cases} \quad (2.22)$$

Шляхом послідовного з'єднання ФНЧ(Фільтр нижніх частот) і ФВЧ(Фільтр верхніх частот) виходять смугові фільтри з широкою смугою пропускання. При цьому частота зрізу фільтра нижніх частот має бути вищою за частоту зрізу верхніх частот і лише в окремому випадку ці частоти можуть бути взяті рівними.

2.5 Розрахункова частина.

Вихідні дані

порядок фільтра – 4;

граничні частоти – 100Гц, 18кГц;

коефіцієнт передачі за напругою –1;

Аналізуючи розглянутий матеріал, робимо висновок, що найбільш підходящим у нашому випадку буде використання фільтра Баттерворта, реалізованого схемою на ДНKH.

Смуговий фільтр четвертого порядку можна реалізувати, з'єднавши каскадно два НЧ і два ВЧ фільтри других порядків.

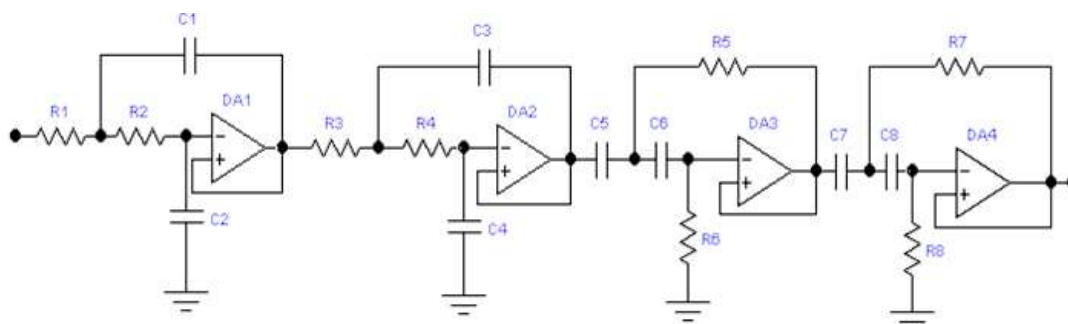


Рисунок 2.10. Активний смуговий фільтр 4 порядку

Розрахуємо окремо НЧ і ВЧ фільтри, використовуючи методику, розглянуту в п.2.4 і 3.3.

2.5.1. РОЗРАХУНОК ФНЧ ЧЕТВЕРТОГО ПОРЯДКУ

Фільтр отримано шляхом каскадного включення двох ФНЧ другого порядку.

Розрахунок ведеться відповідно до п. 2.4. Коефіцієнти ланки другого порядку фільтра Баттерворта беруться з додатка А [1]. Для ланки другого порядку $B=1,1$ і $C=1,1$. За умовою магістерської роботи $K=1$ і $f_c=18000$ Гц

Розрахунок ланки другого порядку:

Значення ємності C_1 вибирається близьким до значення $10/f_c$ мкФ.

$$10/f_c \text{ мкФ} = 10/18000 \text{ мкФ} = 0,55 \text{ нФ}.$$

Оберемо значення $C_1=0,6$ нФ.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

C_2 обирається з умови

$$C_2 \leq \frac{[B^2 + 4C(K-1)]C_1}{4C}.$$

$$C_2 \leq \frac{[1,1^2 + 4 \cdot 1,1(1-1)] \cdot 0,6 \cdot 10^{-9}}{4 \cdot 1,1}$$

Отримуємо умову $C_2 \leq 0,165$ нФ. Обираємо $C_2 = 0,16$ нФ.

R_1 знаходимо по формулі

$$R_1 = \frac{2}{\left[BC_1 + \sqrt{[B^2 + 4C(K-1)]C_1^2 - 4CC_1C_2} \right] 2\pi f_c} =$$

$$= \frac{1/\pi 18000}{1,1 \cdot 0,6 \cdot 10^{-9} + \sqrt{[1,1^2 + 4 \cdot 1,1(1-1)](0,6 \cdot 10^{-9})^2 - 4 \cdot 1,1 \cdot 0,6 \cdot 10^{-9} \cdot 0,16 \cdot 10^{-9}}}$$

$R_1 = 21,4$ кОм.

R_2 знаходимо по формулі

$$R_2 = \frac{1}{CC_1C_2R_1(2\pi f_c)^2} =$$

$$= \frac{1}{1,1 \cdot 0,16 \cdot 10^{-9} \cdot 0,6 \cdot 10^{-9} \cdot 21,4 \cdot 10^3 (2\pi 18000)^2}$$

$R_2 = 34,6$ кОм.

Значення елементів C_3 , C_4 , R_3 и R_4 обираємо наступними:

$C_3 = C_1 = 0,6$ нФ, $C_4 = C_2 = 0,16$ нФ, $R_3 = R_1 = 21,4$ кОм, $R_4 = R_2 = 34,6$ кОм.

2.5.2. РОЗРАХУНОК ФВЧ ЧЕТВЕРТОГО ПОРЯДКУ

Фільтр отримано шляхом каскадного включення двох ФВЧ другого порядку.

Розрахунок ведеться відповідно до п. 3.3. Коефіцієнти ланки другого порядку фільтра Баттерворта беруться з додатка А [1]. Для ланки другого порядку $B=1,1$ і $C=1,1$. За умовою магістерської роботи $K=1$ і $f_c=100$ Гц.

Розрахунок ланки другого порядку

Ємність $C_5 = C_6$ обирається довільно. Нехай $C_5 = C_6 = 100$ нФ.

R_6 знаходимо по формулі

$$R_6 = \frac{4C}{\left[B + \sqrt{B^2 + 8C(K-1)} \right] 2\pi f_c C_5} =$$
$$= \frac{4 \cdot 1,1}{\left[1,1 + \sqrt{1,1^2 + 8 \cdot 1,1(1-1)} \right] 2\pi \cdot 100 \cdot 10^{-7}}$$

$$R_6 = 31,8 \text{ кОм}$$

R_5 знаходимо по формулі

$$R_5 = \frac{C}{(2\pi f_c)^2 C_5^2 R_6} = \frac{1,1}{(2\pi 100)^2 (10^{-7})^2 \cdot 31,8 \cdot 10^3}$$

$$R_5 = 8,76 \text{ кОм.}$$

Значення елементів C_7 , C_8 , R_7 і R_8 обираємо наступними:

$$C_7 = C_8 = C_5 = C_6 = 100 \text{ нФ, } R_7 = R_5 = 8,76 \text{ кОм, } R_8 = R_6 = 31,8 \text{ кОм.}$$

2.5.3. ВИБІР ЕЛЕМЕНТІВ

ОП обираємо з умов, що його коефіцієнт посилення має бути більшим за коефіцієнт посилення фільтра щонайменше в 50 разів, а частота зрізу ОП була значно більшою за частоти зрізу фільтра.

Виходячи з цих міркувань вибираємо ОП К574УД1А з такими характеристиками:

напруга живлення $\pm 15 \text{ В}$;

споживаний струм 8 мА ;

мінімальний коефіцієнт підсилення $5 \cdot 10^4$;

напруга зміщення 50 мВ ;

вхідний струм $0,5 \text{ нА}$;

вхідний опір 10 ГОм ;

гранична смуга частот 10 МГц .

Вибір резисторів і конденсаторів:

Оскільки в нашому випадку достатньо застосовувати елементи з 5%-

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ	Лист
						67
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

вим допуском, резистори і конденсатори обираємо з ряду E24, який містить такі значення:

1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8
1,1	1,6	2,4	3,6	5,1	7,5
1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2
1,3	2,0	3,0	4,3	6,2	9,1

Для побудови схеми будемо використовувати металодіелектричні резистори P1-4, для яких діапазон значень опорів – $10 \dots 10^6$ Ом. Максимальну розсіювану потужність резисторів визначаємо з умови $P_R > I^2 R$, де I - вхідний струм ОП, R - номінальний опір резистора. Для всіх резисторів, що входять у схему, ця умова виконується для $P_R = 0,25$ Вт.

Відповідно до таблиці та розрахованих значень опорів отримуємо:

$R_1 = 21,4$ кОм	P1-4-0,25-22кОм $\pm 5\%$
$R_2 = 34,6$ кОм	P1-4-0,25-36кОм $\pm 5\%$
$R_3 = 21,4$ кОм	P1-4-0,25-22кОм $\pm 5\%$
$R_4 = 34,6$ кОм	P1-4-0,25-36кОм $\pm 5\%$
$R_5 = 8,76$ кОм	P1-4-0,25-9,1кОм $\pm 5\%$
$R_6 = 31,8$ кОм	P1-4-0,25-33кОм $\pm 5\%$
$R_7 = 8,76$ кОм	P1-4-0,25-9,1кОм $\pm 5\%$
$R_8 = 31,8$ кОм	P1-4-0,25-33кОм $\pm 5\%$

Конденсатори виберемо типу K10-17 і K10-17-1, для яких діапазон значень ємностей становить 910пФ-1,5мкФ і 2,2пФ-22000пФ відповідно:

$C_1 = 0,6$ нФ	K10-17-25В-620пФ $\pm 5\%$
$C_2 = 0,16$ нФ	K10-17-1-40В-160пФ $\pm 5\%$
$C_3 = 6$ нФ	K10-17-25В-620пФ $\pm 5\%$
$C_4 = 0,16$ нФ	K10-17-1-40В-160пФ $\pm 5\%$
$C_5 = 100$ нФ	K10-17-25В-100нФ $\pm 5\%$
$C_6 = 100$ нФ	K10-17-25В-100нФ $\pm 5\%$
$C_7 = 100$ нФ	K10-17-25В-100нФ $\pm 5\%$
$C_8 = 100$ нФ	K10-17-25В-100нФ $\pm 5\%$

2.5.4. АНАЛІЗ ОТРИМАНИХ РЕЗУЛЬТАТІВ

Схему було побудовано та проаналізовано в програмі Electronic Workbench.

Проведемо дослідження схеми, використовуючи як номінали пасивних елементів значення, отримані під час розрахунків, а як ОП - ідеальну його модель.

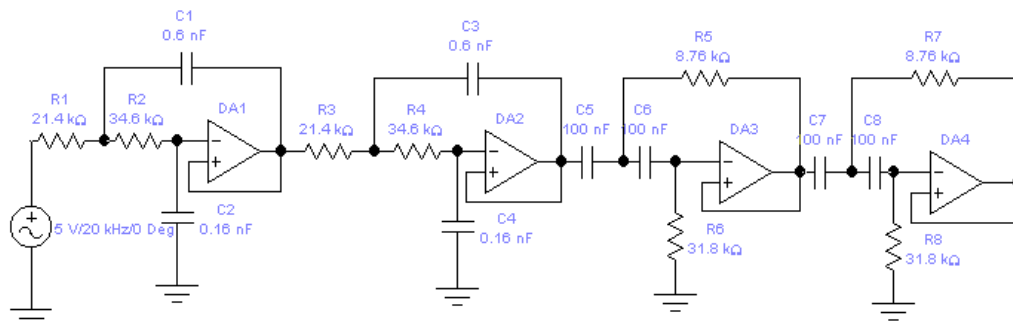


Рисунок 2.11. Схема випробувань.

На Рисунок 2.12 представлено АЧХ даного смугового фільтру

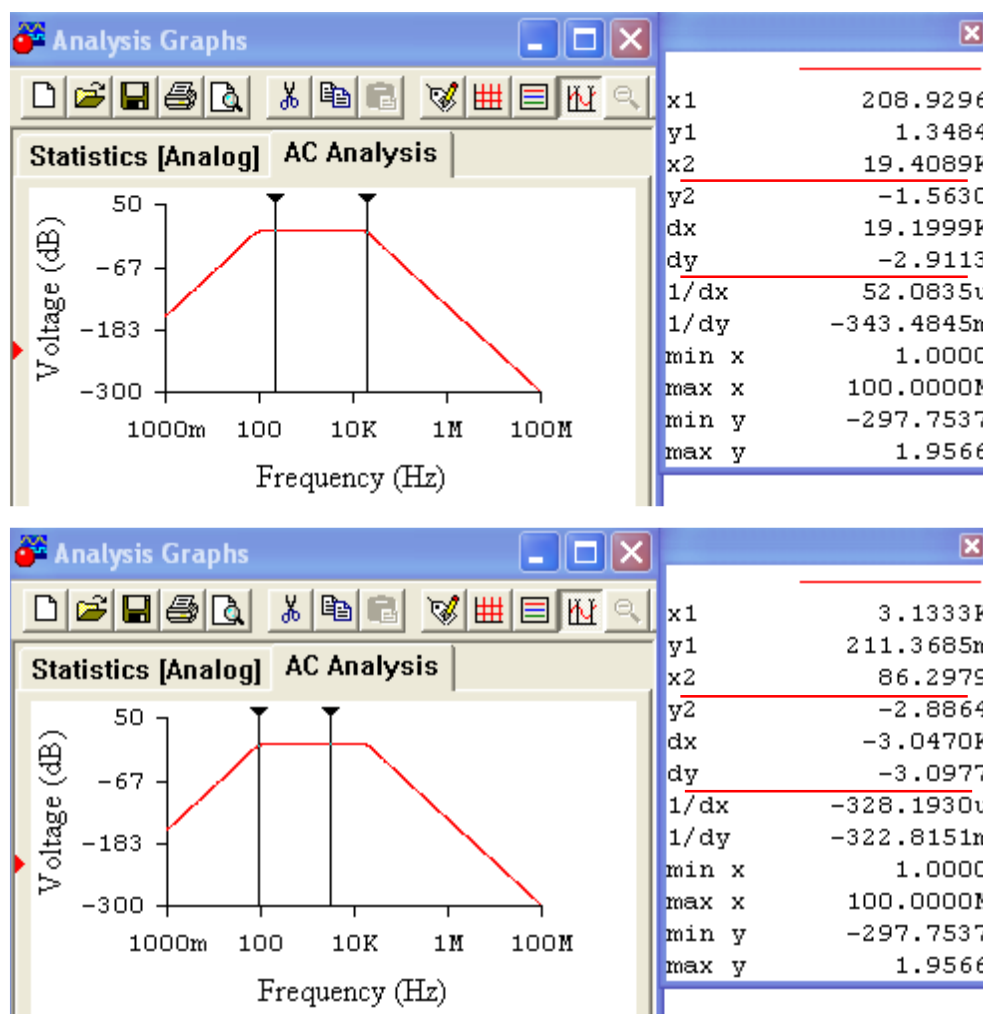


Рисунок 2.12 АЧХ смугового фільтру

Проведемо дослідження схеми, використовуючи як номінали пасивних елементів значення, зазначені в специфікації (відповідно до ДСТУ), з розкидом 5%, а як ОП - модель обраної мікросхеми K574УД1А.

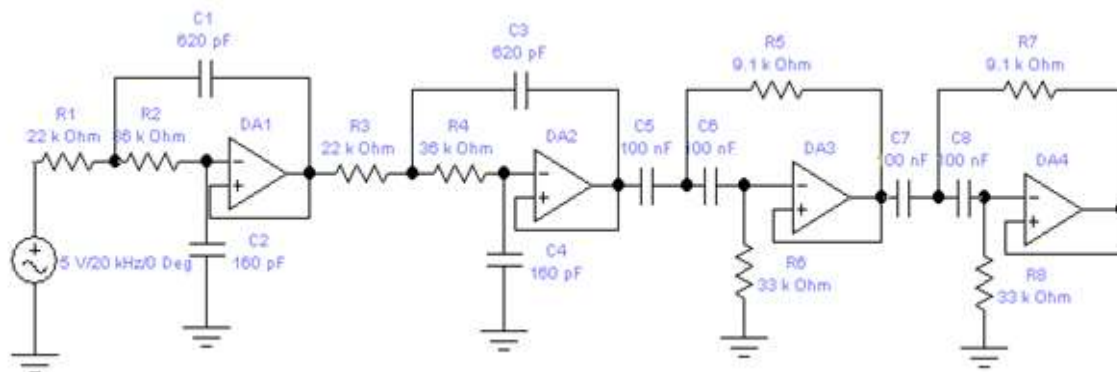


Рисунок 2.13 Схема випробувань

На Рисунок 2.14 представлено АЧХ даного смугового фільтру

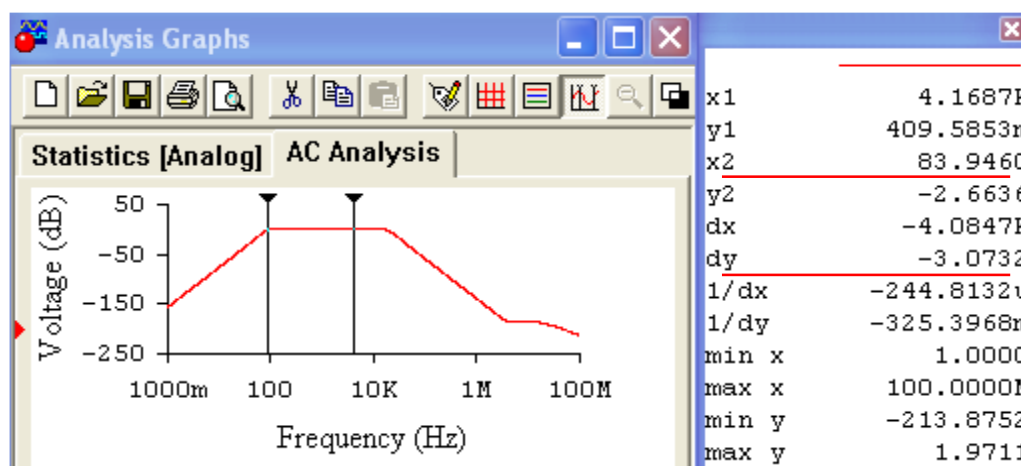
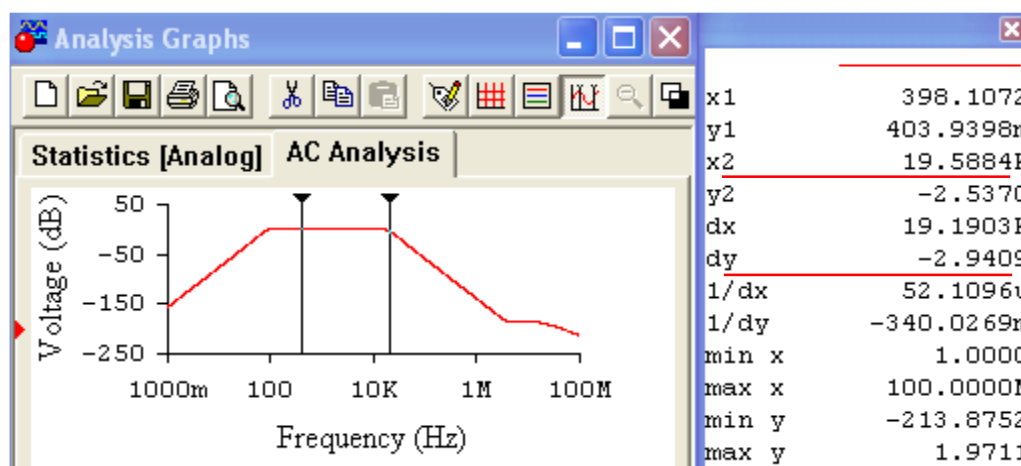


Рисунок 2.14 АЧХ смугового фільтру

ВИСНОВОК.

Під час роботи було розраховано смуговий фільтр із широкою смугою пропускання і максимально плоскою АЧХ у смузі пропускання з такими характеристиками:

порядок фільтра - 4;

граничні частоти фільтра 100Гц, 18кГц;

коефіцієнт передачі за напругою в смузі пропускання - 1.

Фільтр побудовано на таких елементах: К574УД1А, К10-17, К10□17□1, Р1-4.

Фільтр побудовано на елементах із 5%-вим розкидом технологічних параметрів. Розраховані номінальні значення пасивних елементів такі:

Резисторы	Конденсаторы
$R_1=21,4 \text{ кОм}$	$C_1=6 \text{ нФ}$
$R_2=34,6 \text{ кОм}$	$C_2=0,16 \text{ нФ}$
$R_3=21,4 \text{ кОм}$	$C_3=6 \text{ нФ}$
$R_4=34,6 \text{ кОм}$	$C_4=0,16 \text{ нФ}$
$R_5=8,76 \text{ кОм}$	$C_5=100 \text{ нФ}$
$R_6=31,8 \text{ кОм}$	$C_6=100 \text{ нФ}$
$R_7=8,76 \text{ кОм}$	$C_7=100 \text{ нФ}$
$R_8=31,8 \text{ кОм}$	$C_8=100 \text{ нФ}$

Фільтр може використовуватися для посилення або ослаблення певних частот, у генераторах електромузичних інструментів, у сейсмічних приладах, у лініях зв'язку, для вивчення частотного складу сигналів.

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ								
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	3.Розрахунок фільтрів у MicroCap				Лит.		Лист	Листов	
Студент	Дерипаско Г.О												
Викладач	Верешаго Э.М.										72	1	
Консультант									НУК ім.Адмірала Макарова				
Н. Контр	Грешнов А.Ю.												
Зав.каф.	Жуков Ю.Д.												

3. РОЗРАХУНОК ФІЛЬТРІВ У MICROCAP

Вступ

У додатку наведено схему моделі, а в графічній частині - принципову схему та перелік елементів розробленого ФВЧ.

Об'єкт розробки - фільтр верхніх частот.

Мета роботи - розробка та розрахунок принципової схеми фільтра верхніх частот. Дослідження отриманої схеми з використанням пакета програм Мікросар.

Розрахунок фільтра виконано з використанням графоаналітичного методу.

У результаті виконаної роботи було розроблено структурну та електричну принципову схеми фільтра верхніх частот, що забезпечує задані параметри. Обрано елементну базу фільтра. Наведено розрахунок елементів схеми, уточнено частотні спотворення фільтра, для чого було проведено моделювання в пакеті прикладних програм. Результати роботи можуть бути використані розробниками телекомунікаційних пристроїв.

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ	Лист
						73
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

3.1. ОГЛЯД І АНАЛІЗ НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ ІНФОРМАЦІЇ

Електричні фільтри - чотиріполюсники, що володіють виборчими властивостями; вони пропускають струми в певній смузі частот із найбільшим загасанням (смуга пропускання, або прозорості), а струми з частотами, які лежать поза цією смугою, - з більшим загасанням (смуга загасання, або затримування).

У сучасній радіотехніці під фільтрацією сигналів на тлі перешкод розуміють будь-яке виділення параметрів випадкових процесів, що відображають корисну інформацію (повідомлення). Водночас зберігається і традиційне, вужче уявлення про фільтрацію, пов'язане з частотною селекцією сигналів.

Под электрическим фильтром в традиционном смысле понимается цепь, обладающая избирательностью реакции на внешнее воздействие. Характеристики фильтра могут задаваться во временной или частотной областях, в последнем случае требования к фильтру обычно подразумевают определенную избирательность в заданном диапазоне частот. Электрические фильтры можно классифицировать по различным признакам.

Залежно від діапазону частот, що пропускаються фільтром, розрізняють фільтри:

- нижніх частот, смуга пропускання яких лежить у діапазоні від $f=0$ до деякої частоти зрізу f_0 ;
- верхніх частот, смуга пропускання яких знаходиться в діапазоні від $f=f_{cp}$ до $f=\infty$.
- смугові, смуга пропускання яких лежить у діапазоні від $f=f_{cp1}$ до $f=f_{cp2}$;

Фільтри верхніх частот використовують у багатьох галузях електроніки.

Подібні фільтри використовуються для виділення високих частот із сигналу і часто використовуються в обробці аудіосигналів. Ще одне важливе застосування фільтра верхніх частот - усунення лише постійної складової сигналу, для чого частоту зрізу вибирають досить низькою.

Фільтри верхніх частот використовують у простих безтрансформаторних конденсаторних перетворювачах напруги для зниження напруги змінного струму.

Фільтри верхніх частот використовуються в обробці зображень для того, щоб здійснювати перетворення в частотній області (наприклад, для виділення меж).

Під час проєктування електронних пристроїв, у т.ч. і для аналогових (АЕП), і для перевірки результатів проєктування використовується безліч комп'ютерних програм і програмних пакетів для схемотехнічного моделювання.

Відповідно і методик розрахунку схем також досить багато.

Ось деякі з таких програмних пакетів: OrCad, Electronics WorkBench (EWB), MultiSim, MicroCap. Ці програмні пакети можуть бути використані для широкого класу електронних схем, як аналогових, так і цифрових. У них можуть бути включені бібліотеки більшості стандартних елементів схем, що випускаються промисловістю.

Також існує безліч більш вузько спеціалізованих програм, що використовуються тільки в конкретних ситуаціях і для конкретних пристроїв. Наприклад, тільки для розрахунку трансформаторів, або розгалужених резисторних ланцюгів, або підсилювальних каскадів.

Під час синтезу необхідної передатної характеристики фільтра постає питання вибору оптимальної апроксимуючої. Відповідно, розрізняють три основні типи апроксимації: Чебишева, Бесселя і Баттерворта.

Під час синтезу передатної характеристик фільтра важливий нахил характеристики, який необхідно забезпечити в області затримування коливань. Нахил характеристик визначає порядок фільтра. Порядок фільтра - це кількість полюсів його характеристики. Кожен полюс забезпечує нахил у 6 дБ на октаву.

Сучасні фільтри виконуються на активних елементах. Що дає змогу поєднувати частотну фільтрацію з посиленням. Часто як активний елемент

використовується операційний підсилювач, що поєднує в собі можливість створення компактних схем і використання у високоякісній апаратурі.

Варіантів схем на ОП - безліч. Розглянемо деякі з них і наведемо їхні переваги та недоліки. Схеми фільтрів порядку вище двох містять велику кількість пасивних елементів, складні в налаштуванні, тому на практиці вони використовуються рідко. І їх не включено в цей огляд.

На рис. 1а наведено інвертуючу схему ФВЧ першого порядку. На рис. 1б наведено схему на базі повторювача напруги. В обох схемах фільтрацію вхідного сигналу здійснює вхідний RC-ланцюжок.

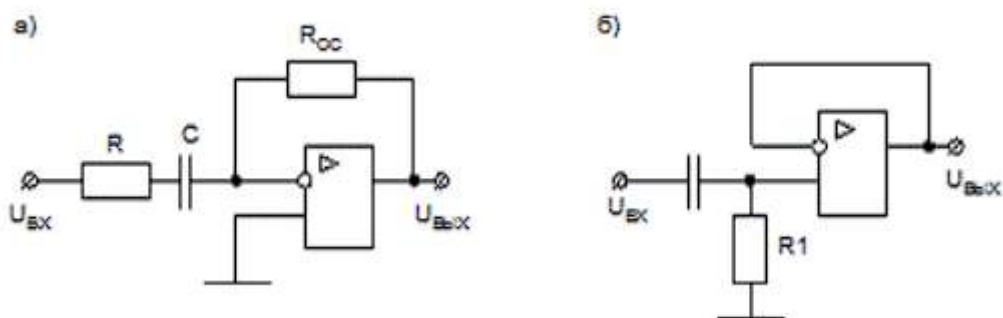


Рисунок 3.1. Схеми ФВЧ першого порядку.

На рис. 2 наведено схему ФВЧ другого порядку з використанням Т-подібних мостів. Така схема характеризується низькою чутливістю до розкиду номіналів складових елементів. Недоліком схеми є велика кількість пасивних елементів, що знижує надійність і компактність пристрою

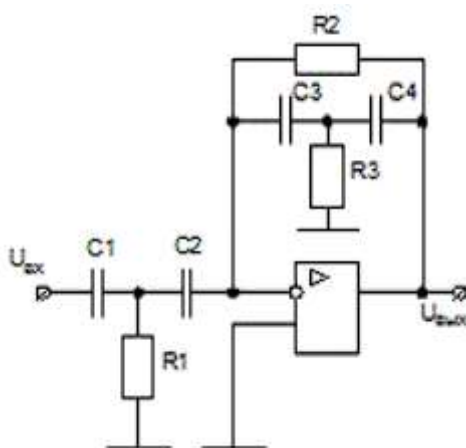


Рисунок 3.2. Схема ФВЧ другого порядку з використанням Т-подібних мостів.

На рис. 3 наведено схему ФВЧ другого порядку з багатоконтурним зворотним зв'язком (БЗЗ). Інша назва цієї схеми - схема Рауха. Плюсами цієї схеми є хороша стабільність характеристик і низький вихідний повний опір схеми. Таким чином, буде зручно з'єднувати каскади між собою

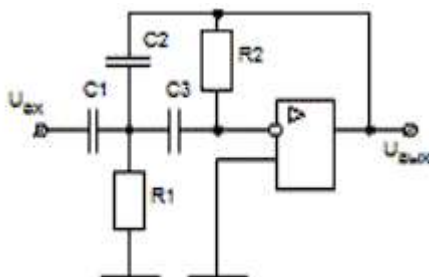


Рисунок 3.3. Схема ФВЧ другого порядку з багатоконтурним зворотним зв'язком.

Недолік схем з БЗЗ - порівняно велика кількість елементів у колах зворотного зв'язку, і неможливість досягти високого значення добротності Q без значного розкиду значень.

На Рисунок 3.4 наведено схему ФВЧ другого порядку, побудовану на основі неінвертуючого включення ОП. Ця схема дає змогу регулювати коефіцієнт загасання незалежно від регулювання смуги пропускання, що зручно під час побудови багатоланкових фільтрів високих порядків.

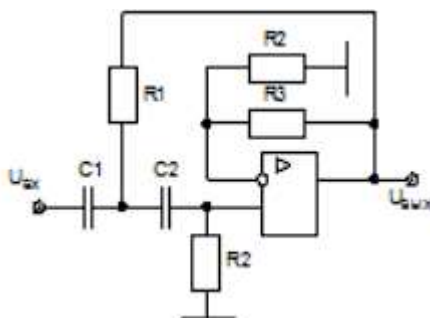


Рис. 3.4. Схема ФВЧ второго порядка на основе неинвертирующего включения ОП.

На Рисунок 3.5 наведено схему Сайлен-Кі для ФВЧ другого порядку. Ця схема має відносно невеликий діапазон номіналів елементів, але водночас має обмеження за можливими значеннями добротності та коефіцієнта посилення і має високу чутливість до відхилень значень елементів.

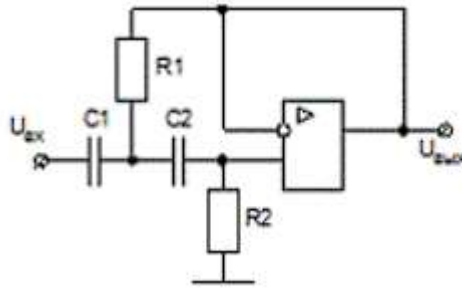


Рисунок 3.5. Схема Сайлен-Кі.

3.2. АНАЛІЗ ТЕХНІЧНОГО ЗАВДАННЯ І СИНТЕЗ СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПРИСТРОЮ

Визначимо тип проектуваного фільтра.

Оскільки кожен полюс перехідної характеристики фільтра вносить у перехідну ділянку його амплітудно-частотної характеристики нахил у 6 Дб/окт, то для забезпечення заданої крутизни ската АЧХ у 36 Дб/окт необхідно розробити фільтр шостого порядку.

Визначимо коефіцієнт передачі фільтра:

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{0,13}{2,6 \cdot 10^{-3}} = 50$$

$$K_p = 10 \cdot \log(K_U) \approx 27 \text{дб}$$

Оскільки коефіцієнт посилення фільтра більший за 1, то фільтр необхідно побудувати з використання підсилювальних елементів. Тобто проектуваний фільтр буде активним - застосуємо активний фільтр на операційному підсилювачі (ОП). Типова АЧХ фільтра верхніх частот наведена на рис. 3.6.

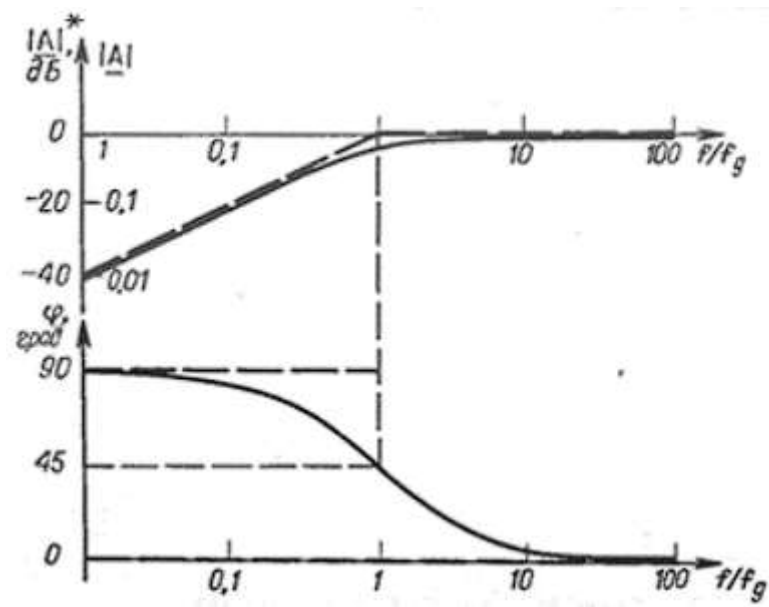


Рисунок 3.6. Диаграмма Бode фильтра верхних частот.

3.3. ВИБІР ЕЛЕМЕНТНОЇ БАЗИ. РОЗРОБКА ПРИНЦИПОВОЇ СХЕМИ ПРИСТРОЮ

Якщо розробляти однокаскадний фільтр такого високого порядку, то його характеристики будуть сильно залежати від точності добору номіналів елементів, що входять у схему фільтра. Більш ефективно буде розробляти багатокаскадні фільтри. У цьому разі невелике відхилення від номіналів для резисторів і конденсаторів призводитиме до меншого впливу на остаточну характеристику фільтра.

Оптимально будувати на одному каскаді фільтр порядку не більше 2. Тоді для побудови ФВЧ шостого порядку необхідно використовувати трьох каскадну схему, де кожен каскад являє собою ФВЧ другого порядку. Як елементи зворотного зв'язку будемо використовувати резистори і конденсатори, тобто наш фільтр буде RC-фільтром.

Як підсилювальний елемент вибираємо операційний підсилювач (ОП) в інтегральному виконанні. Це дасть змогу мініатюризувати пристрій.

Існує три основні методики вибору цих коефіцієнтів. Відповідно, розрізняють три основні типи передатних характеристик: Чебишева, Бесселя і Баттерворта.

Характерним для фільтра Баттерворта є мінімально рівномірна амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) у смузі пропускання, а потім швидкий спад. Перехідна характеристика з дуже малими викидами. Фільтр Баттерворта зручний тим, що під час збільшення порядку фільтра його АЧХ наближається до АЧХ ідеального фільтра, тобто зменшуються спотворення в смузі пропускання і збільшується крутизна скатів АЧХ поза смугою пропускання.

Фільтр Чебишева має нерівномірну АЧХ у смузі пропускання, яка може бути обрана залежно від поставленого завдання від 0.1 Дб до 3 Дб. АЧХ Чебишева має крутішу АЧХ порівняно з АЧХ Баттерворта.

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ	Лист
						80
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Фільтр з АЧХ Бесселя має максимально лінійну фазову характеристику, що пояснюється пропорційністю величини фазового зсуву частоті вхідного сигналу. Ця властивість проявляється у відсутності викидів на фронтах імпульсного сигналу. Перехідна характеристика аперіодична, тобто без викидів. АЧХ Бесселя більш полого порівняно з АЧХ Чебишева і Баттерворта, що означає слабе придушення за межами смуги пропускання (нижче частоти зрізу).



Рисунок 3.7. Структурная схема ФВЧ.

3.4. ЕЛЕКТРИЧНІ РОЗРАХУНКИ ТА ВИБІР ЕЛЕКТРОРАДІОЕЛЕМЕНТІВ СХЕМИ

Як було показано вище в п.1, нині для розрахунку АЕП широко використовують програмні пакети для схемотехнічного моделювання, які в інтерактивному режимі дають змогу моделювати електричну схему для оптимізації заданих параметрів розроблюваної схеми, тому розрахунок фільтра зробимо в пакеті MicroCap. Цей пакет автоматично синтезує необхідний фільтр за раніше визначеними параметрами. Задамо розрахункові параметри (меню «Фільтри»).

Design | Implementation | Output

Тип фільтра

☐ ФНЧ

☒ ФВЧ

☐ Полосовий

☐ Загравдаюч

☐ Фазовий

Тип характеристики

☒ Баттлерворта 6

☐ Чебышева 6

☐ Эллиптический 6

☐ Бесселя 2

☐ Инверсный Чебышев 6

Основные параметры

☐ Полный ☒ Упрощенный

Коэф. передачи 27 дБ

Частота среза 50000 Гц

Пульсации 3.0103 дБ

Порядок 6

Stage	F0	Q0	FN
1	50000	1.931851...	-
2	50000	0.707106...	-
3	50000	0.517638...	-

Default Bode Step Impulse OK Отмена Справка

ФВЧ Баттлерворта Sallen-Key
Gain=27dB Cutoff Frequency=50000Hz Ripple=1dB Order=6
Impedance Scale Factor=1, and OPAMP model=\$IDEAL

Нижче, на Рисунок 3.8, наведено схему ФВЧ у пакеті MicroCap, крім того, принципову схему фільтра та перелік елементів наведено в графічній частині проєкту.

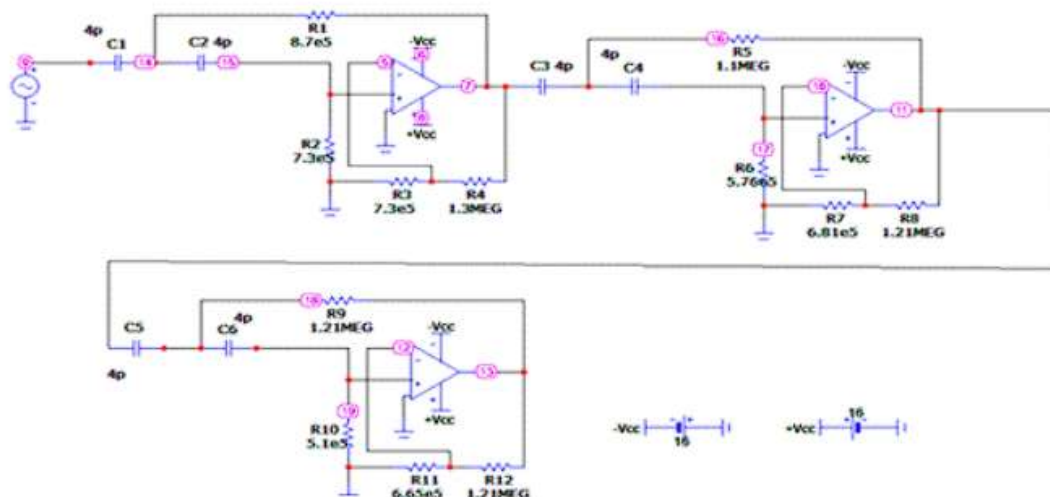


Рисунок 3.8. Схема ФВЧ у пакеті MicroCap.

Проведемо частотний аналіз (кнопка «Bode» меню «Фільтри»). Отримані ЛАЧХ і ЛФЧХ наведено на рис. 9.

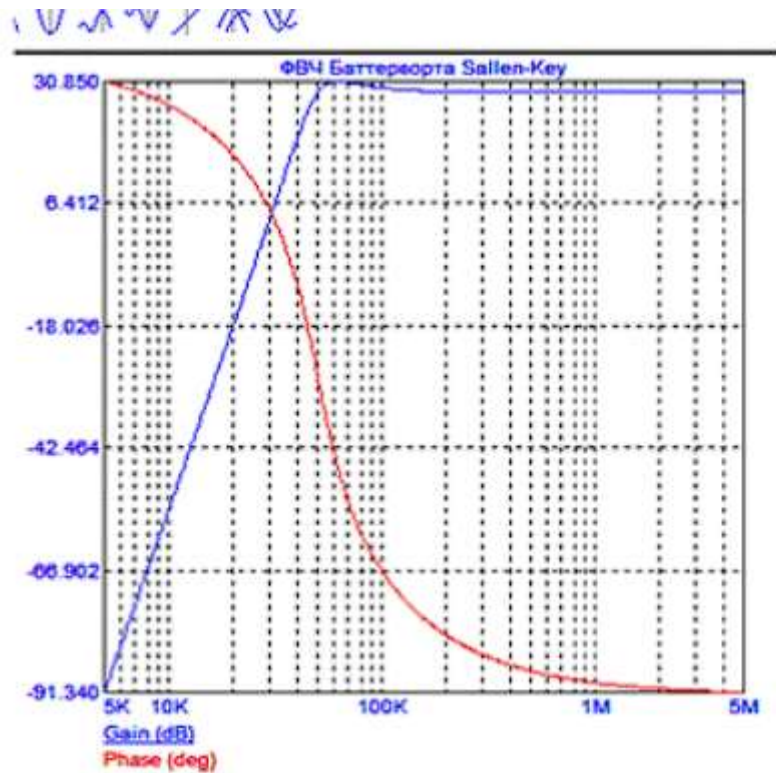


Рисунок 3.9. Діаграма Бодє розрахункового фільтра верхніх частот.

Для проведення спектрального аналізу проведемо спектральний аналіз схеми фільтра (пункт загального меню «Аналіз/аналіз спотворень»).

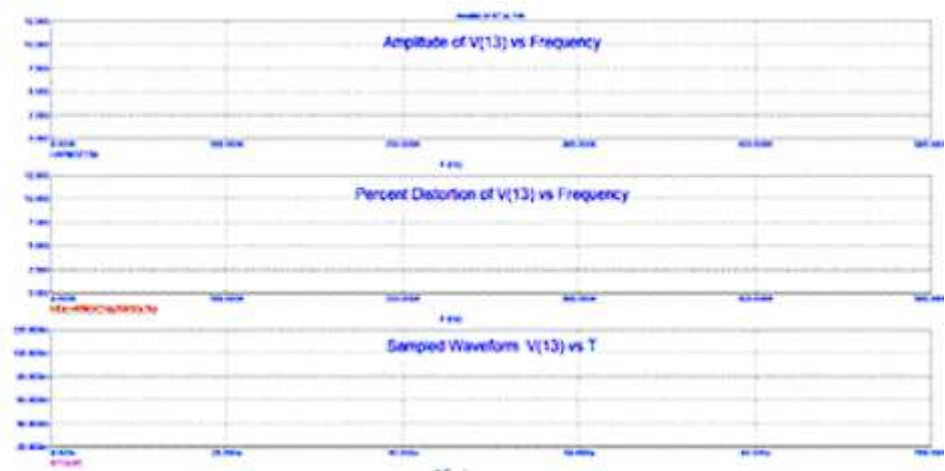


Рисунок 3.10. Спектральний аналіз фільтра.

$$K_2 = \frac{\sqrt{U_{m_2}^2 + U_{m_3}^2 + U_{m_4}^2 + \dots + U_{m_n}^2}}{U_{m_1}}$$

Абсолютне значення амплітуд гармонік незначне, тільки перша гармоніка має мінімальний рівень, тобто значення коефіцієнта гармонік задовольняє технічне завдання.

Для визначення похибки відпрацювання коефіцієнта посилення побудуємо перехідний процес за одиничного впливу на вхід фільтра (рис. 3.11).

Кнопка «Step» меню «Фільтри».

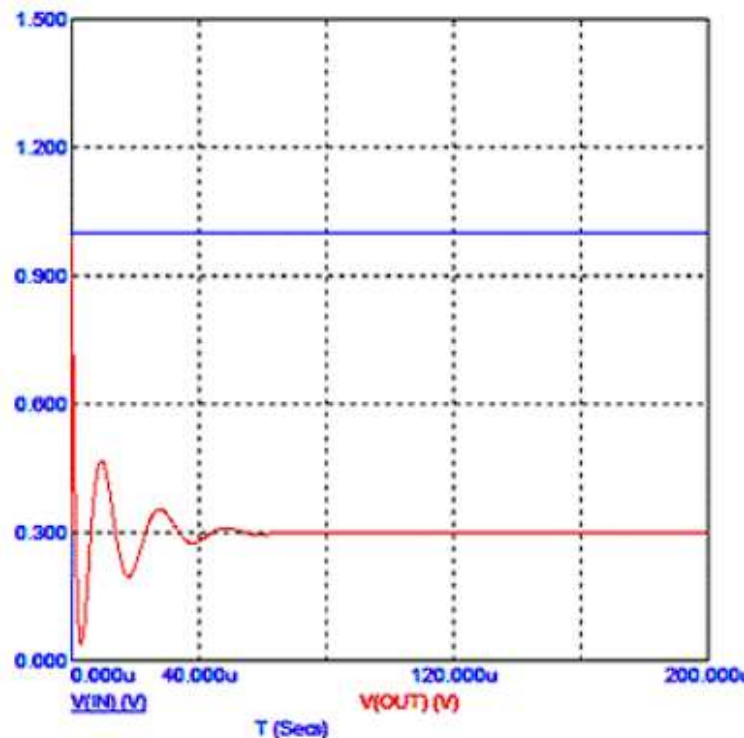


Рисунок 3.11. Перехідний процес.

Визначимо похибку відпрацювання коефіцієнта посилення у відносних одиницях: $\frac{dK_u}{K}$

У результаті моделювання визначено, що похибка відпрацювання коефіцієнта посилення практично відсутня. Таким чином вимога щодо похибки відпрацювання коефіцієнта посилення виконується.

Проведемо стандартний розрахунок ФВЧ [34, 35] і порівняємо результати з моделюванням пристрою.

Спроектований ФВЧ являє собою трьохкаскадний пристрій із трьома фільтрами 2-го порядку Саллена-Кі. Зробимо розрахунок по кожному каскаду окремо.

Визначимо величину частоти зрізу на рівні 3 дБ.

Для фільтрів Баттерворта виконується умова:

$$\frac{f_{\text{ср}}}{f_{3\text{дБ}}} = 1$$

Коефіцієнт загасання - $\alpha = 1,414$.

Для всіх конденсаторів приймемо розрахункове значення $4 \text{ пФ} = 4 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$.

Початкові значення номіналів резисторів також будемо брати розрахункові.

Розрахунок першого каскаду:

$$K_1 = \left(\frac{R_4}{R_3} + 1 \right) \cdot \alpha$$

Співвідношення номіналів R_1 і R_2 , конденсатора і частоти зрізу визначається за формулою:

$$R_2 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{ср}} \cdot C)^2 \cdot R_1}$$

Співвідношення номіналів R_3 і R_4 :

$$R_3 = R_4 \cdot (2 - \alpha).$$

Приймаємо значення:

$$R_1 = 866 \text{ кОм},$$

$$R_4 = 1,3 \text{ МОм}.$$

Тоді:

$$R_2 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 10^{-12})^2 \cdot 866 \cdot 10^{-3}} = 727,9 \text{ кОм}$$

$$R_3 = 1,3 \cdot 10^6 \cdot (2 - 1,414) = 761,8 \text{ кОм}$$

$$K_1 = \left(\frac{1,3 \cdot 10^6}{761,8 \cdot 10^3} + 1 \right) \cdot 1,414 = 3,8$$

Розрахунок другого каскаду:

Приймаємо значення:

$$R_5 = 1,1 \text{ МОм},$$

$$R_8 = 1,21 \text{ МОм}.$$

Тоді:

$$R_6 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 10^{-12})^2 \cdot 1,21 \cdot 10^6} = 575,7 \text{ кОм}$$

$$R_7 = 1,21 \cdot 10^6 \cdot (2 - 1,414) = 709,1 \text{ кОм}$$

$$K_2 = \left(\frac{1,3 \cdot 10^6}{709,1 \cdot 10^3} + 1 \right) \cdot 1,414 = 3,8$$

Розрахунок третього каскаду:

Приймаємо значення:

$$R_9 = 1,21 \text{ МОм},$$

$$R_{12} = 1,21 \text{ МОм}.$$

Тоді:

$$R_{10} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 10^{-12})^2 \cdot 1,21 \cdot 10^6} = 527,7 \text{ кОм}$$

$$R_{11} = 1,21 \cdot 10^6 \cdot (2 - 1,414) = 703,2 \text{ кОм}$$

$$K_3 = \left(\frac{1,3 \cdot 10^6}{709,1 \cdot 10^3} + 1 \right) \cdot 1,414 = 3,8$$

Загальний к-т посилення дорівнює:

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 = 3,8 \cdot 3,8 \cdot 3,8 = 54,8$$

Для оцінки збігу результатів моделювання і результатів розрахунку занесемо дані в табл. 3.1.

Таблиця 3.1. Порівняння результатів моделювання та розрахунку.

Величини			Відхилення значень	
Найменування	Значення по результатам моделювання	Значення по результатам розрахунку	Абсолютне	Відносне %
R ₂	732 кОм	727,9 кОм	2,1	0,29
R ₃	732 кОм	761,8 кОм	- 41,8	- 5,81
R ₇	681 кОм	709,1 кОм	- 28,7	- 4,1
R ₁₀	511 кОм	527,7 кОм	- 17,7	- 3,47
R ₁₁	665 кОм	703,2 кОм	- 43,2	- 6,55
K	50	54.8	- 4,8	- 9,60

Збіг результатів досить точний, що свідчить про коректність розрахунків і моделювання.

3.5. ВИБІР ЕЛЕМЕНТІВ ПРИСТРОЮ

Як активні елементи фільтра вибираємо операційні підсилювачі загального застосування типу LF247, що забезпечує задану величину вихідної напруги в діапазоні робочих температур -40 до +105°C.

Особливістю обраного ОП є високий вхідний опір (оскільки на вході операційного підсилювача використовуються польові транзистори), що є необхідною умовою для реалізації багатокаскадного фільтра.

В одній мікросхемі LF247 зібрано 4 операційні підсилювачі. Тобто для трьохкаскадної схеми достатньо однієї мікросхеми. Вітчизняним аналогом LF247 є KP544УД14.

Нижче наведено параметри ОП LF247:

- максимальна вихідна позитивна напруга 12.9 В;
- максимальна вихідна негативна напруга -12.9 В;
- тип вхідних транзисторів - польові;
- напруга живлення від ± 5 В до ± 18 В;
- споживаний струм 1.4 мА;
- максимальна напруга зміщення нуля 10 мВ;
- максимальна розсіювана потужність 680 мВт;
- вихідний струм не більше 40 мА;
- вхідний опір 1012 Ом;
- температурний дрейф вхідної напруги 10 мкВ/°С;
- частота одиничного посилення 4 МГц;
- максимальна швидкість наростання вихідної напруги 16×10^6 В/с;
- спектральна щільність напруги шуму, приведена до входу 15нВ/Гц^{0.5};
- діапазоні робочих температур -40 до +105°C;
- корпус DIP14/SO14;
- захист від короткого замикання на виході.

Як конденсатори застосовуємо конденсатори типу К10-7В, а як резистори - С2-33Н. Оскільки прецизійність резисторів позначається на характеристиці фільтра, то номінали резисторів вибираємо за рядом Е96 - 1%.

Висновок

У результаті виконаної роботи вивчено й освоєно методи проектування фільтрів верхніх частот; розроблено фільтр 6-го порядку із заданими характеристиками.

Було проведено детальний аналіз різноманітних схем фільтрів із зазначенням переваг і недоліків конкретних схем, на підставі чого було обрано найоптимальнішу схему фільтра.

Було проведено розрахунок усіх необхідних характеристик фільтра, необхідних для моделювання.

Для електричного розрахунку було застосовано сучасний метод комп'ютерного моделювання. Розроблений фільтр є активним, з використанням операційних підсилювачів.

Для отримання ФВЧ із заданою крутизною АЧХ необхідно було спроектувати фільтр шостого порядку.

Для отримання ФВЧ такого порядку використовувалася трьохкаскадна схема, кожен каскад якої представляв ФВЧ другого порядку. Використання мікросхеми LF247 з чотирма вбудованими ОП дало змогу обмежитися тільки однією мікросхемою в схемі.

Для кожного каскаду фільтра використовувалася схема з багатоконтурним зворотним зв'язком. Як передатну характеристику розробленого фільтра використано характеристику фільтра Баттерворта, як таку, що найбільше підходить під задані характеристики фільтра.

Як видно на наведених малюнках, результати розрахунку практично повністю збігаються з очікуваним результатом. Таким чином, цей магістерськом проект повністю відповідає завданню на проектування.

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ						
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	4.РОЗРАХУНОК ФІЛТРІВ У MULTISIM				Лит.	Лист	Листов
Студент	Дерипаско Г.О										
Викладач	Верешаго Э.М.										
Консультант											
Н. Контр	Грешнов А.Ю.								НУК ім.Адмірала Макарова		
Зав.каф.	Жуков Ю.Д.										

4. РОЗРАХУНОК ФІЛЬТРІВ У MULTISIM

4.1. Вибір компонентів

Під час переходу від розрахункових значень опорів і ємностей *RC-ланцюгів* слід враховувати конструктивні та технологічні особливості елементів

Конденсатори зазвичай виготовляють із точністю 20% і під час їхнього виготовлення зазвичай використовують ряд E12, що дозволяє вибір тільки 12 номіналів ємностей: 10, 12, 15, 18, 22, 27, 30, 33, 39, 47, 56, 68 82.

Ряд E24 застосовується під час виготовлення резисторів Він допускає використання 24 номінальних значень опорів 10, 11, 12, 13, 14

15, 16, 18, 20, 22, 24, 27, 30, 33, 36, 39, 43, 47, 51, 56, 62, 68, 82, 91

4.2. Приклади розрахунків і досліджень

4.2.1. Приклад 1. Фільтр низької частоти першого порядку

Вихідні дані:

- тип фільтра - фільтр низької частоти (ФНЧ);
- метод оптимізації фільтра - фільтр Баттерворта;
- частота зрізу фільтра $f_0 = 5$ кГц
- коефіцієнт посилення фільтра в смузі пропускання $K_0 = 5$;
- схема фільтра - фільтр з негативним зворотним зв'язком

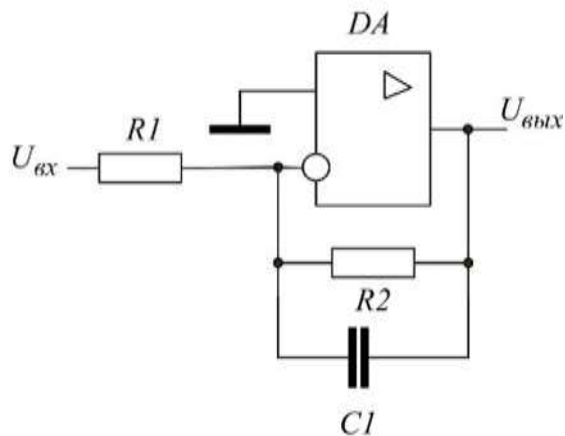


Рисунок 4.1. Схема фільтра

Передавна функція

$$W(P) = - \frac{R^2/R^1}{1 + \omega^0 \cdot R^2 \cdot C^1 \cdot P}$$

де: коефіцієнт передачі $K_0 = R_2 / R_1 = 5$ за умовами завдання;

коефіцієнт $a_1 = \omega_0 R_2 C_1 = 1$ за табл. 1.

Розрахунок параметрів

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 31415,9 \text{ 1/c}$$

З ряду E12 обираємо: $C_1 = 2,2 \text{ нФ}$;

Знаходимо:

$$R_2 = 1/\omega_0 C_1 = 14,5 \text{ кОм}$$

$$R_1 = R_2 / K_0 = 2,89 \text{ кОм};$$

З ряду E24 обираємо: $R_2 = 15 \text{ кОм}$, $R_1 = 3 \text{ кОм}$

Модель

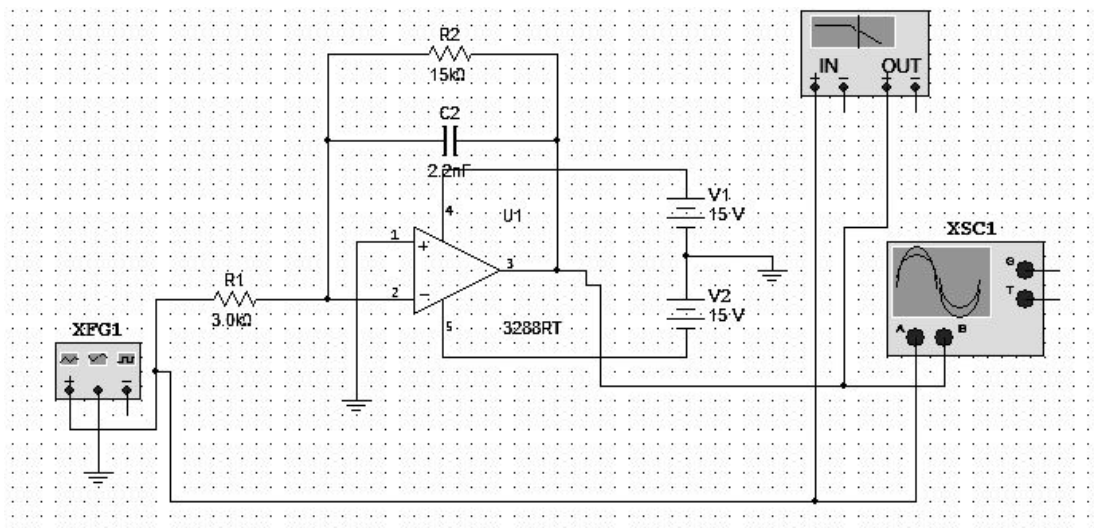


Рисунок 4.2. Модель фільтра Результати досліджень

Дослідження фільтра проводяться в програмі Multisim/ Досліджується робота із синусоїдальними вхідними сигналами. Аналізується АЧХ і ФЧХ фільтра. Результати відображено на рис. 4.1 - 4.7.

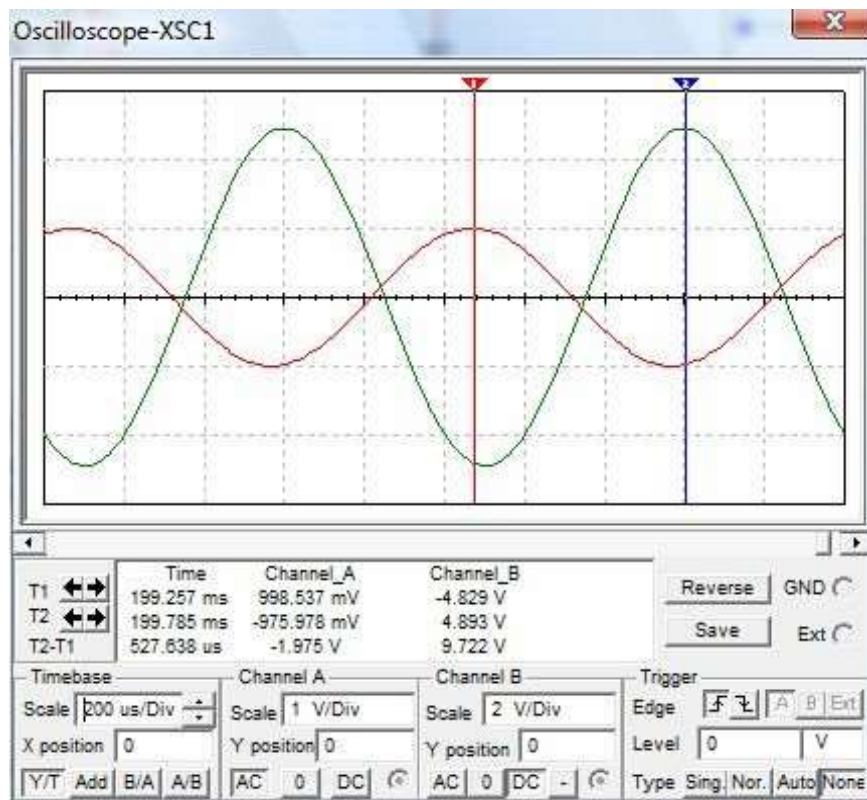


Рисунок 4.3. Осцилограми за частоти 1 кГц

Співвідношення амплітуд $4,89/0,998 = 4,89$ приблизно відповідає заявленому коефіцієнту посилення $K_5=5$.

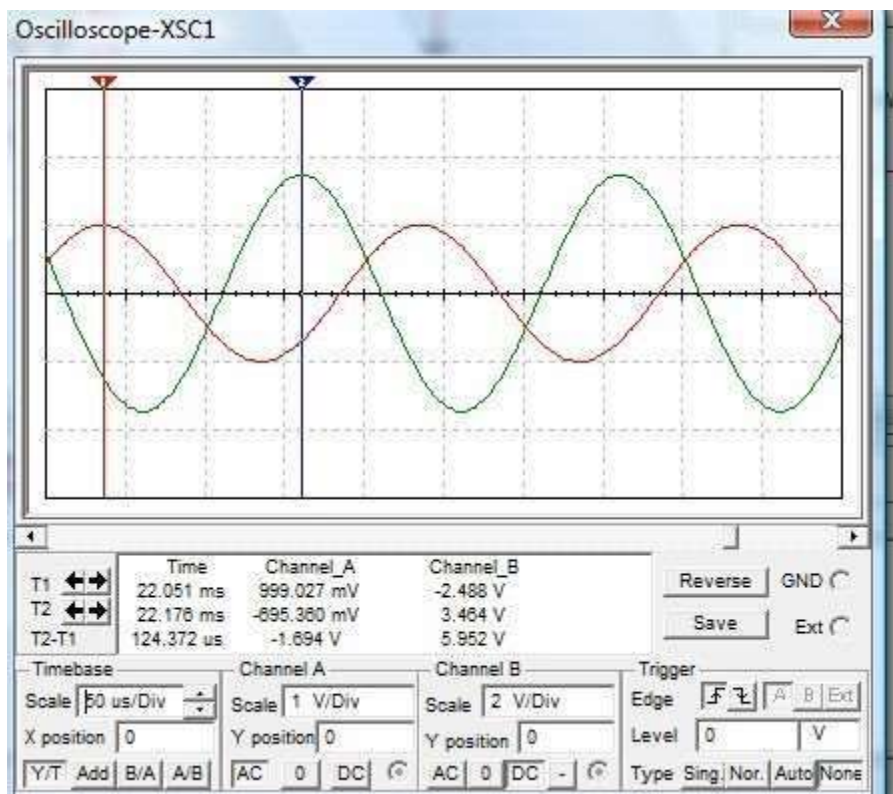


Рисунок 4.4. Осцилограми за частоти 5 кГц

На частоті зрізу сигнал послаблюється приблизно в $\sqrt{2}$ раз: $5 * 0,99 / 3,46 = 1,43$

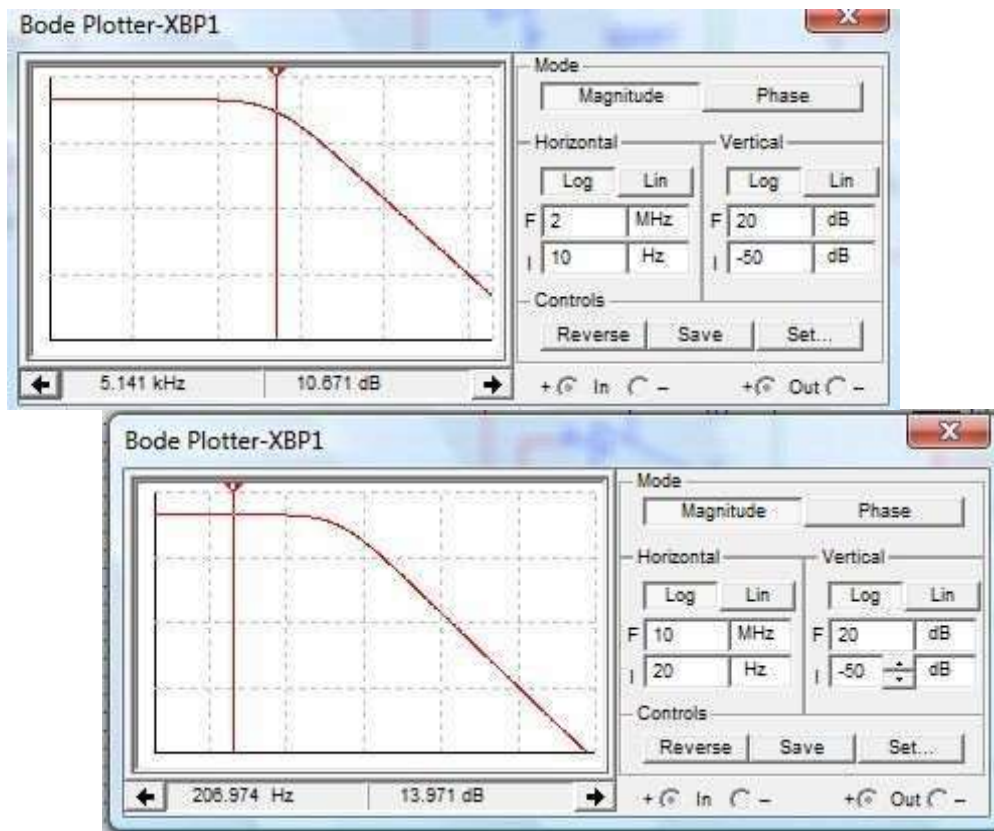


Рисунок 4.5. АЧХ фільтра

Максимальний коефіцієнт посилення 13,97 дБ відповідає розрахунковому $20 \lg 5 = 13,97$. Послаблення на частоті зрізу $13,97 - 10,67 = 3,3$ (теоретично 3), нахил - 20 дБ/дек.

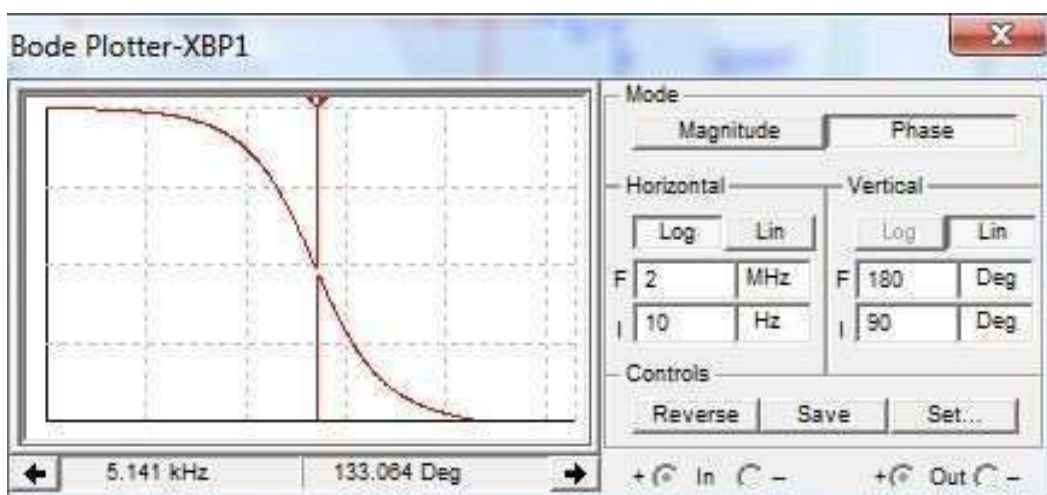


Рисунок 4.6. ФЧХ фільтра

Фазовий зсув у смузі пропускання змінюється від 180 до 133 градусів.

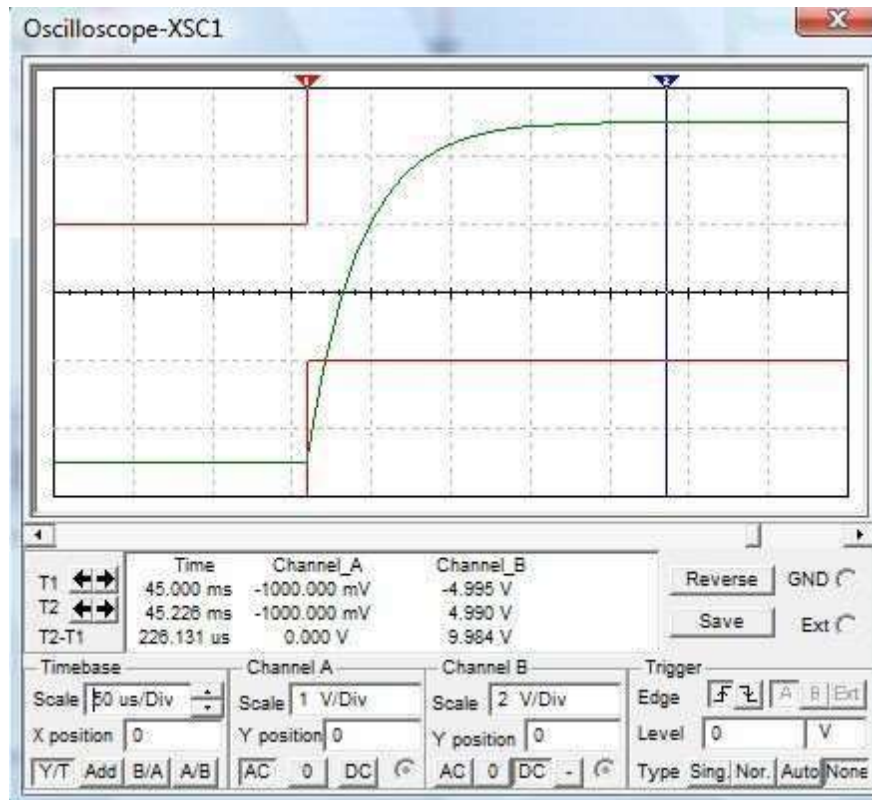


Рисунок 4.7. Перехідна характеристика фільтра

Перехідна характеристика монотонна, без перерегулювання. Час перехідного процесу приблизно 150 мкс.

Приклад 2. Фільтр високої частоти другого порядку

Вихідні дані:

- тип фільтра - фільтр високої частоти (ФНЧ);
- метод оптимізації фільтра - фільтр Бесселя;
- частота зрізу фільтра $f_0 = 5$ кГц;
- коефіцієнт посилення фільтра в смузі пропускання $K_0 = 5$;
- схема фільтра - схема Рауха.

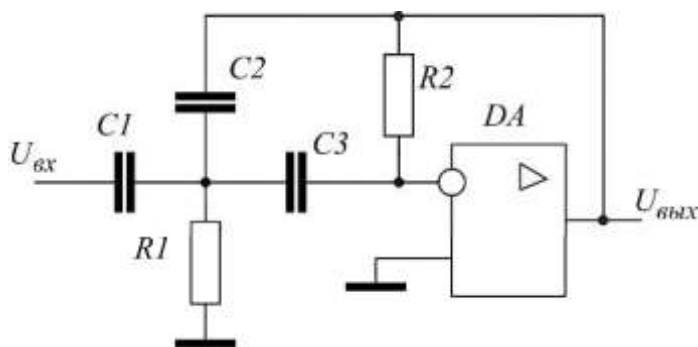


Рисунок 4.8. Схема фільтра

Передатна функція

$$W(P) = - \frac{C_1 / C_2}{1 + \frac{C_1 + C_2 + C_3}{R_2 C_2 C_3 \omega_0} \frac{1}{P} + \frac{1}{R_1 R_2 C_2 C_3 \omega_0^2} \frac{1}{P^2}}.$$

Де:

$$K_0 = C_1 / C_2 = 5;$$

$$a_1 = (C_1 + C_2 + C_3) / R_2 C_2 C_3 \omega_0 = 1,3617;$$

$$b_1 = 1 / R_1 R_2 C_2 C_3 \omega_0^2 = 0,6180 \text{ (табл. 1).}$$

Розрахунок параметрів

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 31415,9 \text{ 1/с;}$$

З ряду E12 обираємо: $C_1 = C_3 = 51 \text{ нФ;}$

Знаходимо: $C_2 = C_1 / 5 = 10,2 \text{ нФ;}$ обираємо $C_2 = 10 \text{ нФ}$

$$R_2 = (C_1 + C_2 + C_3) / a_1 C_2 C_3 \omega_0 = 50,41 \text{ кОм;}$$

$$R_1 = 1 / b_1 R_2 C_2 C_3 \omega_0^2 = 6,251 \text{ кОм}$$

З ряду E24 обираємо: $R_2 = 51 \text{ кОм, } R_1 = 6.2 \text{ кОм}$

Модель

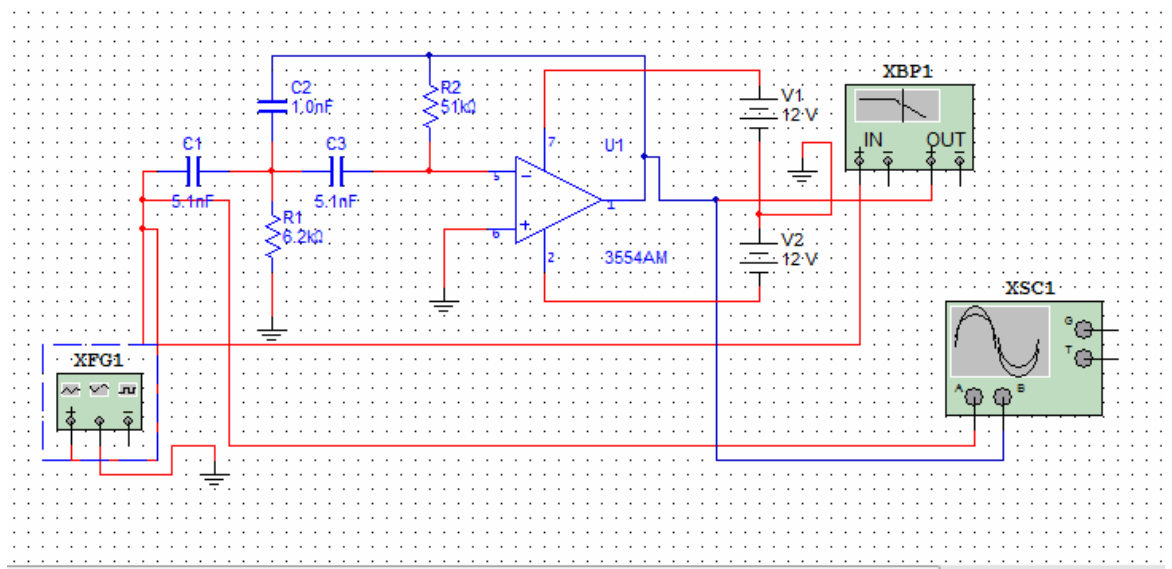


Рисунок 4.9. Модель фільтра

Результати досліджень

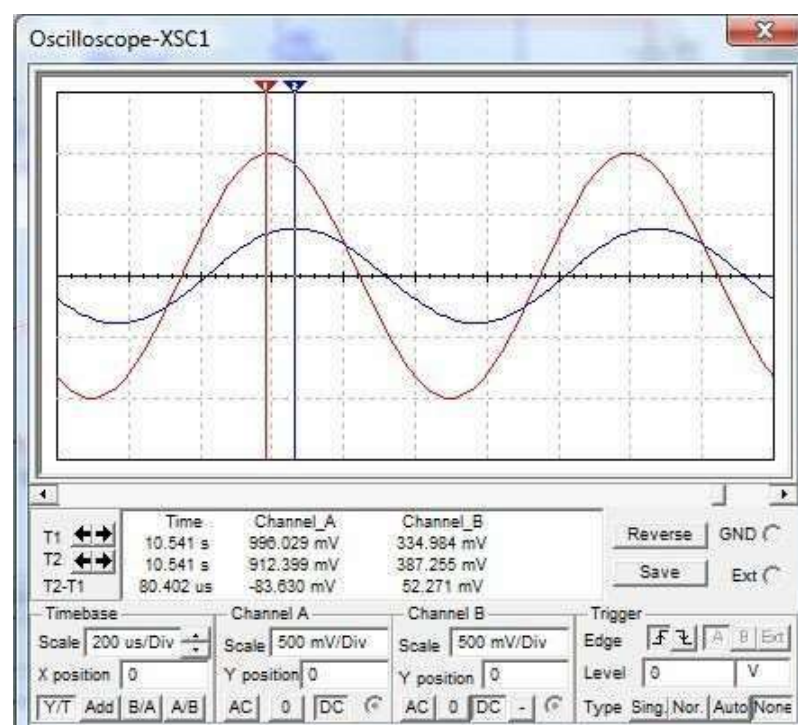


Рисунок 4.10. Осцилограми за частоти 1 кГц

Співвідношення амплітуд $996/387 = 2,57$ - менше за заявленого коефіцієнта посилення. Сигнал послаблюється

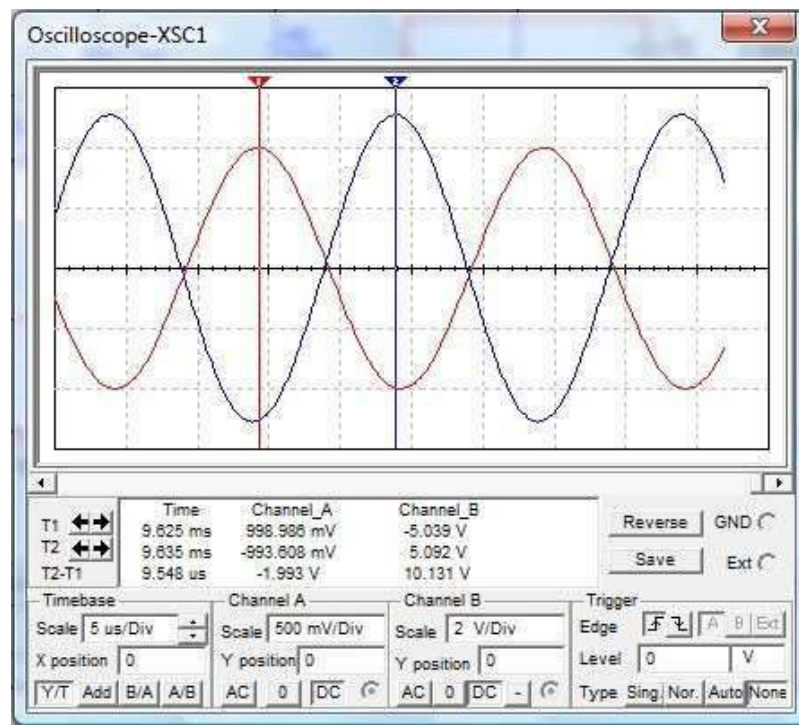


Рисунок 4.11. Осцилограми за частоти 50 кГц

Співвідношення амплітуд $5,092 / 0,999 = 5,097$, що приблизно відповідає розрахунковому коефіцієнту посилення фільтра $K_0 = 5$.

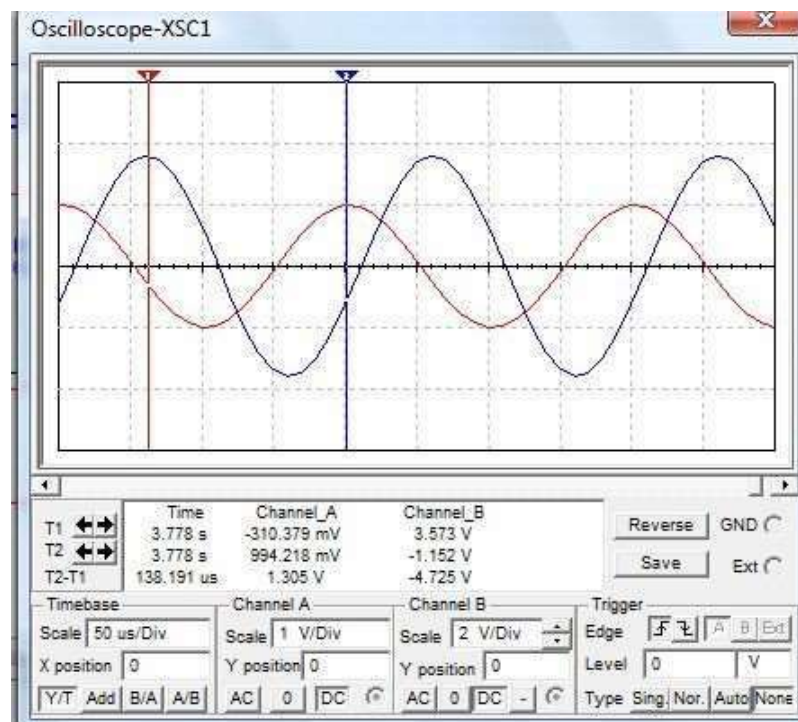


Рисунок 4.12. Осцилограми за частоти 5 кГц

Співвідношення амплітуд $3,571 / 0,994 = 3,59$ - менше за заявленого коефіцієнта посилення в 1,39 разів. Теоретично сигнал має послабитися в $\sqrt{2}$ раз

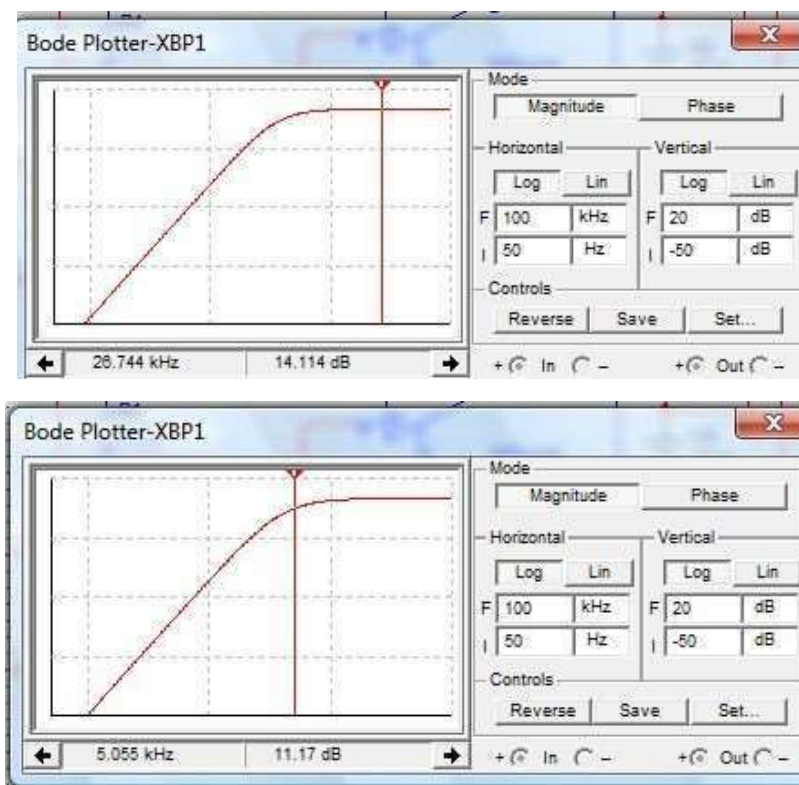


Рисунок 4.13. АЧХ фільтра

АЧХ не має коливань, на характеристиці 14,1 дБ приблизно відповідає заявленому коефіцієнту підсилення $20 \lg 5 = 13,98$. На частоті зрізу ослаблення $\cong 14,1 - 11,17 = 2,93$ дБ. Нахил характеристики приблизно 40 дБ/дек.

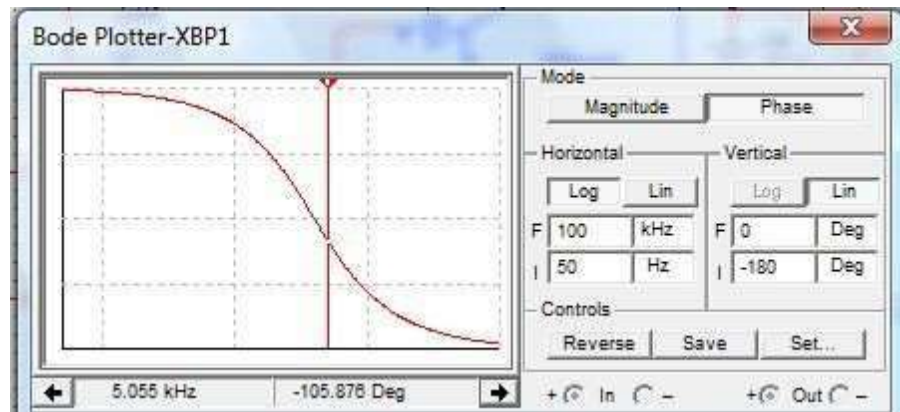


Рисунок 4.14. ФЧХ фільтра

Затримка сигналу в смузі пропускання змінюється від 105 до 180 градусів.

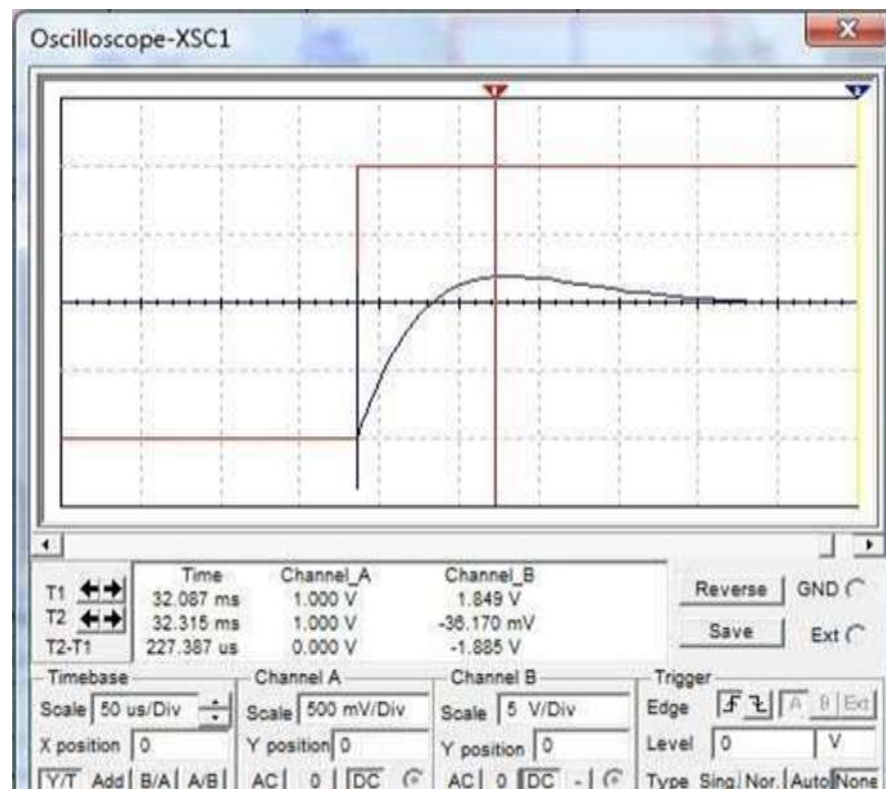


Рисунок 4.15. Перехідна характеристика фільтра

Перехідний процес має одне коливання; перерегулювання 18,5%, час перехідного процесу ≈ 150 мкс.

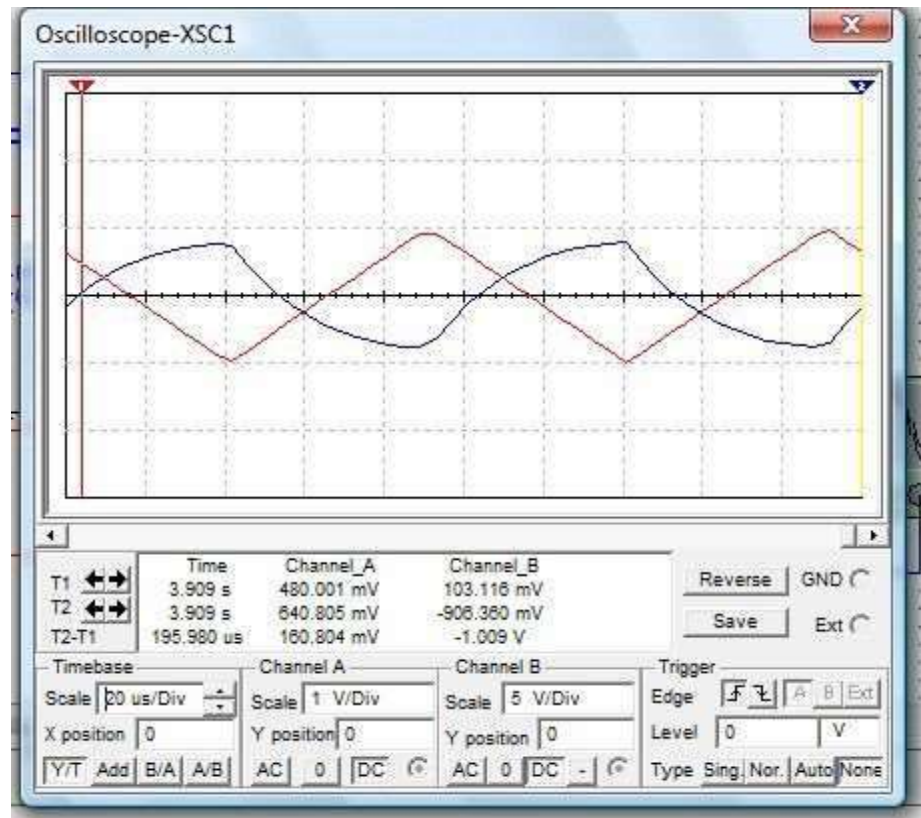


Рисунок 4.16. Реакція фільтра на трикутний сигнал частотою 10 кГц
Під час проходження через фільтр трикутний сигнал спотворюється через різні фазові зсуви різних гармонік.

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ							
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	5.ОХОРОНА ПРАЦІ				Лит.		Лист	Листов
Студент		Дерипаско Г.О										
Викладач		Верешаго Э.М.									103	1
Консультант									НУК ім.Адмірала Макарова			
Н. Контр		Грешнов А.Ю.										
Зав.каф.		Жуков Ю.Д.										

5. ОХОРОНА ПРАЦІ

5.1. Аналіз потенційних небезпек

Оскільки тема дипломного проєкту « » передбачає проведення робіт у приміщенні, обладнаному персональними комп'ютерами з візуальними дисплейними терміналами, необхідно розглянути заходи щодо забезпечення безпеки, виробничої санітарії, гігієни праці та пожежної безпеки для приміщення з персональними комп'ютерами.

На основі вивчення та аналізу існуючих і знову розроблюваних технологічних процесів і застосовуваного обладнання, згідно з ДСТУ 12.0.003-74 (1999) «Небезпечні та шкідливі виробничі фактори. Класифікація», виявляються небезпечні виробничі фактори, вплив яких на працюючих може призвести до погіршення умов праці або травматизму. Робоче місце являє собою набір різної комп'ютерної техніки з візуальними дисплейними терміналами та периферією. Небезпека під час робіт полягатиме під час використання джерел живлення, генерувальних пристроїв, під'єднання і від'єднання приладів за допомогою вилок, розеток, перехідних пристроїв, подовжувачів.

Основні небезпечні виробничі фактори, пов'язані з роботою:

- ураження електричним струмом через підвищене значення напруги в електричному колі або пробій ізоляції, замикання якого може статися через тіло людини і призвести до травми або летального результату;
- вплив електричного поля через підвищену напруженість електричних полів, унаслідок чого порушуються фізіологічні функції: ритм серцевих скорочень, рівень кров'яного тиску, активність мозку, перебіг обмінних процесів та імунна активність;
- вплив електромагнітного випромінювання через підвищений рівень електромагнітних випромінювань, що призводить до розладу центральної нервової системи та захворювань серцево-судинної системи;

- проходження електричного розряду через підвищений рівень статичної електрики і провокування рефлексного руху людини, що в низці випадків може призвести до різкого руху і травми.

Санітарно-гігієнічні небезпечні виробничі фактори, пов'язані з роботою:

- погіршення самопочуття людини через підвищену або знижену температуру повітря робочої зони, внаслідок порушення обмінних процесів в організмі та виникнення різноманітних гострих і хронічних застудних захворювань відповідно;

- потрапляння в легені та на слизові оболонки пилу, через підвищену запиленість повітря робочої зони та провокування алергічних захворювань органів зору та дихання;

- зорове стомлення і біль в очах, через недостатню освітленість робочої зони, які призводять до зниження уваги і можливості травмування;

- ушкодження органів слуху та подразнення підвищеним рівнем шуму на робочому місці, внаслідок чого відбувається зниження гостроти слуху, порушується функціональний стан серцево-судинної та нервової систем;

- розумове перенапруження, перенапруження аналізаторів та емоційні перевантаження через недотримання режиму роботи за ПК, що призводить до підвищення стомлюваності, зниження уваги і, як наслідок, до можливості травмування працівника;

- ризик для здоров'я і життя персоналу через недотримання правил протипожежної безпеки, що може призвести до травм, летальних випадків і матеріальних втрат;

- отримання травм і матеріальних втрат через неправильну поведінку персоналу під час НС.

5.2. Заходи щодо забезпечення безпеки

Техніка безпеки - система організаційних заходів і технічних засобів, що запобігають впливу небезпечних виробничих факторів.

Під час роботи з вимірювальною технікою, персональними комп'ютерами та периферійними пристроями, головним небезпечним фактором є електрика.

Ураження електричним струмом може призвести до смерті або втрати працездатності.

Основні причини нещасних випадків від впливу електричного струму:

- випадковий дотик або наближення на небезпечну відстань до струмоведучих частин, що перебувають під напругою;
- поява напруги дотику на конструктивних металевих частинах електрообладнання внаслідок пошкодження ізоляції;
- поява напруги на відключених струмоведучих частинах, на яких працюють люди, внаслідок помилкового увімкнення установки.

Електричні установки, до яких належить практично все обладнання ЕОМ, становлять для людини велику потенційну небезпеку, тому що в процесі експлуатації або проведенні профілактичних робіт людина може торкнутися частин, що перебувають під напругою. Специфічна небезпека електроустановок: струмоведучі провідники, корпуси стійок ЕОМ та іншого обладнання, що опинилося під напругою внаслідок пошкодження (пробою) ізоляції, не подають жодних сигналів, які попереджають людину про небезпеку. Реакція людини на дію струму виникає лише при протіканні його через тіло людини. При цьому через тіло людини проходить електричний струм, який спричиняє термічний, електролітичний, механічний та біологічний вплив.

Згідно з ПУЕ «Правилами улаштування електроустановок» та НПАОП 54 40.1-1.32-01 «Правила будови електроустановок. Електрообладнання спеціальних установок» приміщення, в якому знаходяться пристрої, належить до приміщень без підвищеної небезпеки ураження електричним струмом.

Заходи щодо забезпечення електробезпеки розроблено відповідно до ГОСТ 12.1.009-76 (1999) «Электробезопасность. Термины та определения» і ГОСТ 12.1.030-91 ССБТ «Електробезпека. Захисне заземлення, занулення».

Мережа електроживлення вмикається і вимикається за допомогою пускової апаратури (рубильником).

Для запобігання ураження людини від впливу електричного струму використовується захисне заземлення опором не більше 4 Ом. Сучасна вимірювальна апаратура і стендове обладнання вмикаються в розетку за допомогою триполюсної вилки, один із полюсів якої служить для заземлення. З ним електрично з'єднані металеві неструмоведучі частини обладнання, які можуть опинитися під напругою. У лабораторії використовуються тільки триполюсні розетки, у яких відповідний полюс з'єднаний із шиною заземлення.

Умови електробезпеки залежать від параметрів навколишнього середовища, таких як вологість, температура, наявність струмопровідного пилу, матеріал підлоги. Для лабораторії обрано приміщення зі струмонепровідною підлогою, без заземлених металевих конструкцій. Для забезпечення потрібних характеристик повітряного середовища передбачена вентиляція та очищення повітря.

Усі струмоведучі частини вимірювальної апаратури і стендового обладнання ізолювані, а шнури живлення виконані з проводів у подвійній ізоляції

Розрядні струми статичної електрики найчастіше виникають під час дотику до будь-якого з елементів ЕОМ. Такі розряди небезпеки для людини не становлять, але крім неприємних відчуттів, вони можуть призвести до виходу з ладу ЕОМ. Для захисту від статичної електрики згідно з ГОСТ 12.4.124-83 «Засоби захисту від статичної електрики. Общие технические требования» передбачено екранування джерела стендового живлення.

Для зниження величини виникаючих зарядів статичної електрики в лабораторії використовується покриття технологічних підлог з одношарового полівінілхлоридного антистатичного лінолеуму. До загальних заходів захисту від статичної електрики в приміщенні також належить загальне і місцеве періодичне зволоження повітря.

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ	Лист
						107
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

5.3. Заходи з промсанітарії та гігієни праці

На людину в процесі її трудової діяльності можуть також впливати і шкідливі (такі, що спричиняють захворювання) виробничі фактори. Для зниження або нейтралізації їх впливу запроваджують такі заходи.

Заходи з оздоровлення повітряного середовища плануються відповідно до значень оптимальних метеорологічних параметрів, установлених ДСТУ 12.1.005-76 «Повітря робочої зони» та санітарними нормами СН512-72 «Інструкція з проєктування будівель і приміщень для електронно-обчислювальних машин» (див. таблицю 5.1). Для забезпечення цих значень метеорологічних параметрів і чистоти повітря в приміщенні передбачається вентиляція, розроблена згідно з ДБН Д.2.6-3-2000 Збірник №3 «Системи вентиляції та кондиціонування повітря»

Передбачається очищення повітря, що використовується для вентиляції. Очищення необхідне не тільки для запобігання негативного впливу пилу на здоров'я працівників, а й тому, що пил, осідаючи на мікросхемах та інших частинах вимірювальної техніки, призводить до виходу її з ладу і зменшення ремонтпридатності. Вентиляція, охолодження та очищення повітря здійснюються побутовими кондиціонерами, встановленими у вікнах.

Таблиця 5.1 - Оптимальні значення метеорологічних параметрів

Назва параметра	Оптимальні значення
Температура	20 - 22 °C у холодний період, 20 - 24 °C у теплий період
Відносна вологість	40 - 60 %
Швидкість руху повітря	не більше ніж 0.2 м/с у холодний період, не більше ніж 0.3 м/с у теплий період

З метою забезпечення потрібної температури в холодну пору року передбачено опалення приміщення і нагрівання повітря, що використовується для вентиляції згідно з ДСН 3.3.6-042-99 «Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень».

Пил може чинити на людину фіброгенний вплив, за якого в легенях відбувається розростання сполучних тканин, що порушує нормальну будову і функцію органу.

Основним напрямком у комплексі заходів щодо боротьби з пилом є запобігання його утворенню або надходженню в повітря робочих приміщень. Найважливіше значення в цьому напрямі мають заходи технологічного характеру. Технологічні процеси, які відповідають ГОСТ 12.1.005-88 «Загальні санітарно-гігієнічні вимоги до повітря робочої зони», за можливості проводять у такий спосіб, щоб утворення пилу було повністю виключене, або, принаймні, зведене до мінімуму. З цією метою потрібно максимально замінювати сухі пилові матеріали вологими, пастоподібними, розчинами і обробку їх вести вологим способом. За неможливості повного виключення пилоутворення, необхідно, шляхом відповідної організації технологічного процесу і використання відповідного технологічного обладнання, не допускати виділення пилу в повітря робочих приміщень. Це досягається, головним чином, шляхом організації безперервного технологічного процесу в повністю герметичній або, принаймні, максимально закритій апаратурі та комунікаціях.

До освітленості приміщення висуваються високі вимоги, пов'язані з явним переважанням зорової інформації (до 90% загального обсягу) під час роботи з ЕОМ і периферійним обладнанням.

Предбачається використання як природного, так і штучного освітлення згідно з ДБН В.2.5-28-2006 «Природне і штучне освітлення». Природне освітлення - бокове, одностороннє, світлопрорізи з північною орієнтацією. Робочі місця операторів, які працюють із дисплеями, розташовують на найбільшій можливій відстані від вікон у такий спосіб, щоб віконні прорізи

знаходилися збоку. Передбачається постачання вікон світлорозсіювальними шторами.

Розміри електронно-обчислювального залу: А - 7м; В - 4,5м; Н - 3,5м; h_p - 0,8м. У залі мінімальна кількість пилу, світловідбивний колір стелі, стін, підлоги відповідно: $\rho_{\text{пот}}$ - 70%, $\rho_{\text{ст}}$ - 50%, $\rho_{\text{пол}}$ - 30%.

Для розряду зорової роботи III_a зробимо розрахунок загальної штучної освітленості за нормованої освітленості E_n - 200лк.

Для цього приміщення обрано тип ламп - ЛДЦ-30, тип світильника - ЛПО (з параметром $[L/h]$ - 1,4; на дві лампи), коефіцієнт нерівномірності мінімальної освітленості Z - 1.10, коефіцієнт запасу k_z - 1,4.

Зробимо розрахунок індексу приміщення і

$$i = \frac{A \times B}{h \times (A + B)} = \frac{7 \times 4.5}{2.7 \times (7 + 4.5)} = 1.01. \quad (5.1)$$

Знайдемо значення максимально допустимої відстані між рядами (L_{max}) і кількість рядів світильників у приміщенні (N_p).

$$N_p = \frac{B}{((H - h_p) \times [Lh])} = \frac{4.5}{((3.5 - 0.8) \times 1.4)} = 1.19$$
$$\approx 2, \quad (5.2)$$

$$L_{\text{max}} = \frac{B}{N_p} = \frac{4.5}{2} = 2.25 \text{ м.} \quad (5.3)$$

Обираємо кількість рядів N_p - 2. За індексом приміщення, за значеннями коефіцієнтів відбиття поверхонь, типом світильника і джерелом світла вибираємо коефіцієнт використання світлового потоку η - 43%. Зробимо розрахунок необхідного світлового потоку лампи ($\Phi_{\text{л}}$) і кількості світильників у приміщенні (N). Знайдемо сумарний світловий потік у цьому приміщенні.

$$\Phi_{\Sigma} = \frac{(E_n \cdot S \cdot k_z \cdot z)}{\eta} = \frac{(200 \cdot 3.15 \cdot 1.4 \cdot 1.10)}{0.43}$$
$$= 22560, \text{ лм.} \quad (5.4)$$

Умовна кількість світильників згідно з формулою:

$$N^* = \frac{(A \times B)}{L_{\max}^2} = \frac{7 \times 4.5}{2.25^2} = 6.22 \quad (5.5)$$

Світловий потік умовного модуля світла:

$$m = \frac{\Phi_d^*}{\Phi_d} = \frac{1813}{1500} = 1,2 \quad (5.7)$$

$$N_d = N^* \times n \times m = 6.22 \times 2 \times 1,2 = 14,9 \quad (5.8)$$

Таким чином, у цьому приміщенні встановлюємо 8 світильників ЛПО по 4 у кожному ряду.

Вибираємо реальну кількість ламп N_d - 16 шт.

Визначимо загальну розрахункову освітленість (E_p) при використанні стандартних ламп:

$$E_p = \frac{\Phi_d \times N_d \times \eta}{S \times k_d \times z} = \frac{1500 \times 16 \times 0,43}{31,5 \times 1,4 \times 1,10} = 212,7 \text{ лк} \quad (5.9)$$

Розрахункова освітленість має відповідати умові:

$$E_p = (-10 \dots +20 \%) E_n \quad (5.10)$$

Тобто перебувати в межах 180.....240 лк, отже, розрахунки виконано правильно.

Зробимо розрахунок потужності освітлювальної установки P_Σ

$$P_\Sigma = N \cdot P_d = 16 \cdot 30 = 480 \text{ Вт} \quad (5.11)$$

Світильники вмикаються послідовно залежно від величини природної освітленості.

Шум за певних умов може чинити значний вплив на здоров'я та поведінку людини. Шум може спричиняти роздратування й агресію, артеріальну гіпертензію (підвищення артеріального тиску), тиннітус (шум у вухах), втрату слуху.

Рівні звукового тиску в октавних смугах частот 250-4000 Гц не повинні перевищувати значень, встановлених Санітарними нормами допустимих

рівнів шуму на робочих місцях № 3223-85 «Санітарні норми допустимих рівнів шуму на робочих місцях» і ГОСТ 12.1.003-88 «Шум. Загальні вимоги безпеки».

Зниження шуму і вібрації, що впливають на людину, здійснюється такими заходами:

- застосуванням звукоізолювальних пристроїв, для ізоляції гучних агрегатів;
- вибором раціонального режиму праці та відпочинку, скороченням часу перебування в шумних умовах.

Робота з вимірювальною апаратурою і стендовим обладнанням пов'язана з нервово-психічними перевантаженнями, які пов'язані з розумовим перенапруженням, перенапруженням аналізаторів (особливо зорових), монотонністю праці, емоційними перевантаженнями. Для зменшення впливів цих чинників передбачаються п'ятнадцятихвилинні перерви через кожну годину роботи, згідно з СанПіН 2.4.1340-03 «Гігієнічні вимоги до персональних електронно-обчислювальних машин та організація роботи».

Також впливає на організм людини вплив електромагнітних полів. Проявляється цей вплив у функціональному розладі центральної нервової системи, суб'єктивні відчуття при цьому - підвищена стомлюваність, головні болі тощо. Унаслідок тривалого перебування в зоні дії електромагнітних полів настає передчасна стомлюваність, сонливість або порушення сну, з'являються часті головні болі, настає розлад нервової системи тощо.

Основні заходи захисту від впливу електромагнітних випромінювань відповідно до ГОСТ 12.1.002-84 ССБТ «Електричні поля промислової частоти. Допустимі вимоги напруженості та вимоги до проведення контролю на робочих місцях» і ГОСТ 12.1.019-79 «Электробезопасность. Общие требования и номенклатура видов защиты»:

- зменшення випромінювання безпосередньо біля джерела (досягається збільшенням відстані між джерелом спрямованої дії та робочим місцем, зменшенням потужності випромінювання генератора);

- екранування джерел випромінювання і робочих місць (застосування заземлених екранів, що відбивають, у вигляді листа або сітки з металу, що має високу електропровідність, - алюмінію, міді, латуні, сталі)

Періодично проводять перевірку технічного стану екрануючих комплектів. Результати перевірки реєструються в спеціальному журналі.

Для застереження від вище сказаних небезпек необхідно дотримуватися правил з техніки безпеки.

Приміщення являє собою лабораторію, в якій використовують вимірювальну техніку та ЕОМ. Спроектована згідно зі СНиП 2.04.05-91 «Будівельні норми. Опалення, вентиляція та кондиціонування» та СНиП 2.09.02-85 «Виробничі будівлі». При врахуванні вимог НАПБ А.01.001-2004 «Правила пожежної безпеки України» та обладнана згідно з ДСТУ ДСТУ ГОСТ 12.2.061:2009 «Обладнання виробниче. Загальні вимоги безпеки до робочих місць».

Оскільки площа приміщення становить $S_{\text{пр}} = 31,5 \text{ м}^2$, а площа, на якій розташовується одне робоче місце з ВДТ, згідно з ДСанПіН 3.3.2.007-98 «Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин» повинна становити не менше ніж $6,0 \text{ м}^2$, то в цьому приміщенні можна розмістити максимум п'ять комп'ютеризованих робочих місць. Такої кількості достатньо для технічного обладнання виробництва.

Перевіримо, чи відповідає це число нормативу мінімального об'єму приміщення на одне робоче місце з ВДТ, згідно з ДСанПіН 3.3.2.007-98 «Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин» ($V_{\text{р.м. Min}} = 20 \text{ м}^3$). Об'єм приміщення становить $110,25 \text{ м}^3$, а об'єм, що припадає на одне комп'ютеризоване робоче місце, - $V_{\text{р.м.}} = 27,56 \text{ м}^3$. Таким чином, норматив об'єму приміщення на одне робоче місце ВДТ виконується

Планування розміщення комп'ютеризованих робочих місць проводимо з урахуванням таких вимог:

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ	Лист
						113
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

- робочі місця розміщують на відстані не менш як 1 м від стіни зі світловими прорізами;
- відстань між бічними поверхнями має бути не менш як 1,2 м;
- відстань між тильною поверхнею одного ВДТ та екраном іншого не має бути менш як 2,5 м;

- прохід між рядами робочих місць повинен становити не менш як 1 м.

Також необхідно врахувати розміри меблів на комп'ютеризованих робочих місцях, зокрема робочого столу. Згідно з НПАОП 0.00-1.28-10 «Правила охорони праці під час експлуатації електронно-обчислювальних машин», рекомендовані розміри стола для робочого місця ВДТ становлять: висота - 725 мм, ширина - 600-1400 мм, глибина - 800-1000 мм. Припустимо, робочий стіл має такі розміри: ширина - 1200 мм, глибина - 800 мм.

Найкраще розмістити комп'ютеризовані робочі місця рядами вздовж стіни з вікнами. Це дасть змогу усунути дзеркальне відображення на екрані ВДТ джерела природного світла (вікон) і потрапляння останніх у поле зору операторів, що погіршує умови їхньої зорової роботи.

5.4. Заходи з пожежної безпеки

Заходи з пожежної безпеки спрямовані на забезпечення безпеки людей, на запобігання пожежі, обмеження її поширення, створення умов для успішного гасіння пожежі.

Цей тип приміщення за пожежною безпекою належить до категорії «В» згідно з НАПБ А.01.001-2004 «Правила пожежної безпеки України». З огляду на високу вартість обладнання, а також категорію їхньої пожежної небезпеки, для випробувань обрано приміщення 2-го ступеня вогнестійкості.

Передбачається прокладання кабельних ліній під технологічними знімними підлогами, виконаними з матеріалу з межею вогнестійкості не менше ніж 0.5 години. Більшість електропроводок виконано в газових трубах

Джерелом пожежонебезпеки є ЕОМ і периферійне обладнання. Вони характеризуються високою щільністю розміщення електронних схем. У безпосередній близькості один від одного розташовуються з'єднувальні дроти,

комутаційні кабелі. Під час протікання струму можливий їхній перегрів, плавлення ізоляції і, як наслідок, коротке замикання, яке супроводжується іскрінням, перевантаженнями елементів електронних схем.

Для відведення від вимірювальної апаратури і стендового обладнання надлишкової теплоти служать системи вентиляції та кондиціонування повітря. Використовувана техніка має для цих цілей вбудовані вентилятори. Важливо підтримання в залі нормальної температури і чистоти повітря.

Для запобігання утворенню горючого середовища передбачаються такі заходи:

- ізолювання апаратури від підлогових покриттів і меблів вогнестійкими матеріалами або використанням спеціальних меблів для робочого місця;
- складування легкозаймистих носіїв інформації (дискети, магнітні стрічки), а також твердих копій (роздруківок) архівних документів (нормативно-технічної документації), що не потрібні на цей момент (фарбувальні стрічки, картриджі тощо), а також спиртовмісних рідин в окреме пожежно-ізольоване приміщення або сейфи.

Згідно з нормами оснащення приміщень ручними вогнегасниками на випадок виникнення пожежі передбачається наявність у приміщенні з класом пожежі горючих речовин і матеріалів: клас В - пожежі горючих рідин або твердих речовин, що плавляться, і клас (Е) - пожежі, пов'язані з горінням електроустановок, не менше одного вогнегасника ОП-5. Як засіб гасіння пожежі не можна застосовувати воду (оскільки вимірювальна апаратура і стендове обладнання перебувають під напругою), піну або порошок (з огляду на небезпеку пошкодження і виходу з ладу дорогої апаратури). Оптимальним є вибір вуглекислотного вогнегасника ОП-5 згідно з НАПБ Б.03.001-2004 «Типові норми належності вогнегасників». У приміщенні встановлено один вогнегасник ОП-5.

Предбачається встановлення в приміщенні автоматичного сповіщувача автоматичної пожежної сигналізації (АГТС). З огляду на високу вартість

обладнання, наявність розгалужених систем кондиціонування та вентиляції повітря, великої кількості прихованих комунікацій, а також специфіку загоряння апаратури, обрано димовий сповіщувач ІП-212-41М із розрахунку один сповіщувач на 25 м² площі, що захищається, згідно з НАПБ А.01 .003-2009 «Правила влаштування та експлуатації систем оповіщення про пожежу та управління евакуацією людей у будинках та спорудах» та ДБН В.2.5-13-98 «Інженерне обладнання будинків і споруд. Пожежна автоматика будинків і споруд». Отже, встановлено 2 сповіщувачі. Таким чином, охорона праці забезпечує безпеку і здорові умови праці під час роботи з ЕОМ і периферійним обладнанням.

Таким чином, охорона праці забезпечує безпеку і здорові умови праці під час роботи з ЕОМ і периферійним обладнанням.

5.5. Заходи щодо забезпечення безпеки в надзвичайних ситуаціях

Методи захисту від впливу електромагнітного імпульсу на елементи виробництва.

Найбільшу небезпеку для радіоелектронних засобів становить перша стадія генерування електромагнітного імпульсу (ЕМВ) під час ядерного вибуху, на якій, згідно із законом електромагнітної індукції, через надзвичайно швидке наростання амплітуди імпульсу (максимум досягається на 3-5 нс після вибуху), наведена напруга може сягати десятків кіловольт на метр на рівні земної поверхні, плавно знижуючись у міру віддалення від епіцентру вибуху.

Амплітуда напруги, що наводиться ЕМІ в провідниках, пропорційна довжині провідника, що перебуває в його полі, і залежить від його орієнтації щодо вектора напруженості електричного поля. Так, 65 напруженість поля ЕМІ у високовольтних лініях електропередачі може досягати 50 кВ/м, що призведе до появи в них струмів силою до 12 кА.

ЕМІ генеруються під час таких видів ядерних вибухів: повітряного, наземного. Теоретично встановлено, що в цих випадках його інтенсивність

залежить від ступеня асиметричності просторових параметрів вибуху. Тому повітряний вибух, з точки зору генерації ЕМІ, найменш ефективний. ЕМІ наземного вибуху матиме високу інтенсивність, проте вона швидко зменшується в міру віддалення від епіцентру.

Ідеальним захистом від ЕМВ стало б повне укриття приміщення, в якому розміщена радіоелектронна апаратура, металевим екраном. Водночас зрозуміло, що практично забезпечити такий захист у низці випадків неможливо, оскільки для роботи апаратури часто потрібно забезпечити її електричний зв'язок із зовнішніми пристроями. Тому використовуються менш надійні засоби захисту, такі, як струмопровідні сітки або плівкові покриття для вікон, стільникові металеві конструкції для повітрозабірників і вентиляційних отворів і контактні пружинні прокладки, що розміщуються по периметру дверей і люків.

Здебільшого краще використовувати високошвидкісні зенерівські діоди, дія яких ґрунтується на різкій лавиноподібній зміні опору від відносно високого значення практично до нуля при прикладенні до них напруги певної порогової величини. Крім того, на відміну від варисторів, характеристики зенерівських діодів після багаторазових впливів високих напруг і перемикаць режимів не погіршуються.

Найраціональнішим підходом до проєктування засобів захисту від ЕМВ кабельних введів є створення таких роз'ємів, у конструкції яких передбачено спеціальні заходи, що забезпечують формування елементів фільтрів і встановлення вбудованих зенерівських діодів. Подібне рішення сприяє отриманню дуже малих значень ємності та індуктивності, що необхідно для забезпечення захисту від імпульсів, які мають незначну тривалість і, отже, потужну високочастотну складову. Використання роз'ємів подібної конструкції дасть змогу розв'язати проблему обмеження масогабаритних характеристик пристрою захисту.

Сучасний стан проблеми ЕМІ можна оцінити таким чином

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ	Лист
						117
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Досить добре досліджено теоретично і підтверджено експериментально механізми генерації ЕМВ і параметри його вражаючої дії. Розроблено стандарти захищеності апаратури і відомі ефективні засоби захисту. Що стосується повномасштабних випробувань систем зв'язку та управління, то це завдання навряд чи буде вирішене в осяжному майбутньому

Потужний ЕМІ можна створити не тільки в результаті ядерного вибуху. Сучасні досягнення в галузі неядерних генераторів ЕМІ дозволяють зробити їх досить компактними для використання зі звичайними і високоточними засобами доставки.

					13.МР.175.6631м.04.ПЗ	Лист
						118
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

ВИСНОВКИ

Під час роботи було розраховано смуговий фільтр із широкою смугою пропускання.

Освоєни методи проектування фільтрів верхніх частот; розроблено фільтр 6-го порядку із заданими характеристиками.

Проведено детальний аналіз різноманітних схем фільтрів із зазначенням переваг і недоліків конкретних схем, на підставі чого було обрано найоптимальнішу схему фільтра.

Проведено розрахунок необхідних характеристик фільтра для моделювання.

Як видно на наведених малюнках, результати розрахунку практично повністю збігаються з очікуваним результатом. Таким чином, цей магістерський проект повністю відповідає завданню на проектування.

1. Введення в передавальну функцію нулів, що відповідають частотам суп-гармоніки, крім основного завдання придушення цих суп-гармонік, покращує якість перехідного процесу.

2. На основі аналізу часових і частотних властивостей поліномінальних фільтрів можна стверджувати, що, в датчиках інформаційних схем або систем управління, де важливий мінімальний час знімання інформації, доцільно використовувати фільтри Баттерворта з нулем на частоті суп гармоніки.

3) Ніяких особливих обмежень для використання розглянутих програм начебто і немає.

4. У частині зручності використання без істотних обмежень для низки застосувань рекомендується програма MICROCAP

5. Розглянутий у роботі MICROCAP має незаперечні переваги. Зокрема, це більш повне задавання характеристик фільтра, більший вибір типів фільтрів і більша пропозиція поліномів апроксимуючої функції передавальної характеристики фільтра.

Це робить застосування MICROCAP виправданим і доцільним для багатьох додатків.

					13.MP.175.6631м.04.ПЗ	Лист
						120
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Sedra, Adel S., Smith, Kenneth C. Microelectronic Circuits. Oxford University Press, 2009.
2. Razavi, Behzad. Design of Analog CMOS Integrated Circuits. McGraw-Hill Education, 2000.
3. Karris, Steven. Electronic Filter Design Handbook. McGraw-Hill Education, 2007.
4. Hurst, P. Introduction to Active Filters. Wiley, 2003.
5. Streetman, Ben G., Banerjee, Sanjay. Solid State Electronic Devices. Pearson Education, 2005.
6. Sedra, Adel S., Smith, Kenneth C. Microelectronic Circuits Oxford University Press, 2009
7. Horowitz, Paul, Hill, Winfield. The Art of Electronics Cambridge University Press, 1980
8. Гершунский, Б.С. Справочник по расчету электронных схем / Б.С. Гершунский. - Киев: Вища школа, 1983.
9. Baker, R. Jacob. CMOS: Circuit Design, Layout, and Simulation. Wiley-IEEE Press, 2008.
10. Simmons, J. H. Design of Power Amplifiers. Prentice Hall, 1991.
11. Sokal, N. O., Sokal, A. D. Active Filter Design and Synthesis. Wiley-Interscience, 2002.
12. Sedra, Adel S., Smith, Kenneth C. Microelectronic Circuits. Oxford University Press, 2009.
13. Nilsson, J. W., Riedel, S. A. Electric Circuits. Pearson Education, 2015.
14. Alexander, C. K., Sadiku, M. N. O. Fundamentals of Electric Circuits. McGraw-Hill Education, 2017.
15. Ulrich, A. F. Passive Components in Power Electronics: Components for High-Power and High-Frequency Applications Wiley-Interscience, 2005.
16. Dorf, Richard C., Svoboda, James A. Introduction to Electric Circuits. Wiley, 2007.

17. Smith, J. L. Electronic Circuit Design: From Concept to Implementation. Oxford University Press, 2011.

18. Neamen, Donald A. Semiconductor Physics and Devices. McGraw-Hill Education, 2003.

					13.MP.175.6631м.04.ПЗ	Лист
						122
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		