

Практична робота № 4

Розрахунок активних фільтрів низьких частот

Чим вище порядок фільтра, тим краще його амплітудно-частотна характеристика. Однак більш високий порядок ускладнює схемну реалізацію і внаслідок цього підвищує вартість. Таким чином, для розробника становить інтерес вибір мінімально необхідного порядку фільтра, що задовольняє задані вимоги.

Для фільтра Баттерворта з $\Delta A = 3$ дБ мінімальний порядок можна визначити за формулою:

$$n = \frac{\log(10^{a_0/10} - 1)}{2 \log(\Omega_k)}; \quad (5.4)$$

де логарифми можуть бути або натуральними або десятковими.

Для фільтра Чебишева мінімальний порядок можна визначити:

$$n = \frac{\lg(C + \sqrt{C^2 - 1})}{\lg(\Omega_k + \sqrt{\Omega_k^2 - 1})} \quad (5.5)$$

Порядок повинний бути цілим числом, тому підбирається найближче ціле число. Для парного порядку $n > 2$ звичайна каскадна схема містить $n/2$ ланок другого порядку. Якщо порядок $n > 2$ є непарним, то схема містить $(n - 1)/2$ ланок другого порядку і одну ланку першого порядку.

Існує багато способів побудови активних фільтрів нижніх частот Баттерворта і Чебишева. Найбільш поширені з них розглянуті нижче.

5.2.1 Фільтри низьких частот з багатопетлевым зворотнім зв'язком

Одна з найбільш простих схем активних фільтрів, що реалізують передавальну функцію низьких частот, наведена на рисунку 5.8. Вона іноді називається схемою з багатопетлевым зворотнім зв'язком через наявність двох шляхів проходження сигналу зворотнього зв'язку елементів $C1$ і $R2$.

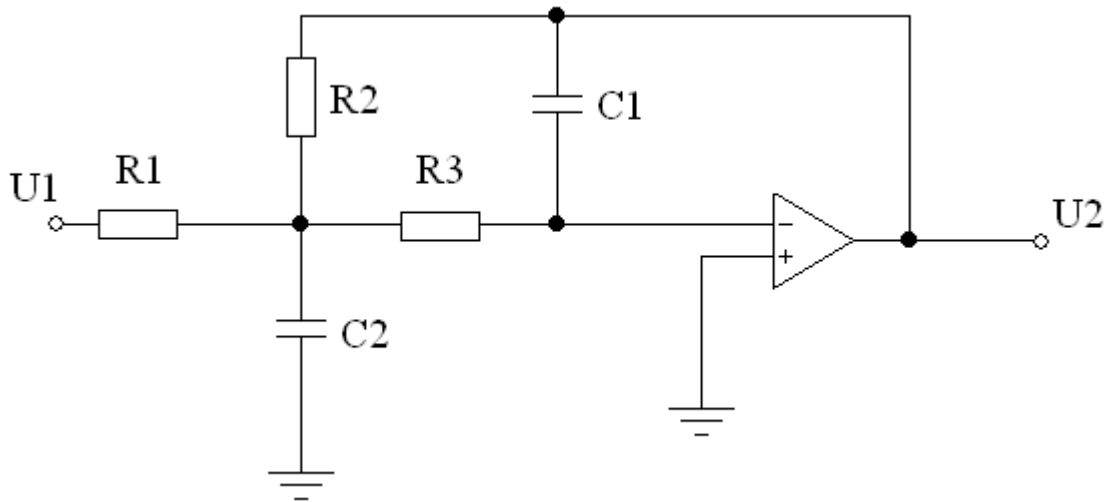


Рисунок 5.8 - Схема фільтра низьких частот з БЗЗ другого порядку

Ця схема реалізує інвертуючий коефіцієнт підсилення k . При цьому:

$$C\omega_c^2 = \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2}; \quad (5.6)$$

$$B\omega_c = \frac{1}{C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right); \quad (5.7)$$

$$K = R_2 / R_1; \quad (5.8)$$

Опори, що задовольняють цим умовам дорівнюють:

$$R_2 = \frac{2(k+1)}{\left[BC_2 + \sqrt{B^2 C_2^2 - 4C C_1 C_2 (k+1)} \right] \omega_c}; \quad (5.9)$$

$$R_3 = 1 / C C_1 C_2 \omega_c^2 R_2 \quad (5.10)$$

Постійні B і C є нормовані коефіцієнти. Для фільтрів Баттерворта і Чебишева ці коефіцієнти наведені в додатку В. Отже, за заданими B , C , k і ω_c можна вибрати значення C_1 і C_2 і обчислити необхідні значення опору. Ємності повинні мати номінальні значення, які в результаті розрахунку дають реальне значення опору R_2 . Ця умова виконується якщо:

$$C_1 \leq B^2 C_2 / [4C(k + 1)] \quad (5.11)$$

Доцільний підхід полягає в тому, щоб задати номінальні значення ємності C_2 , близьке до значення $10/f_c$ мкФ і вибрати найбільше наявне номінальне значення ємності C_1 , яке задовольняє рівнянню 5.11. Опори повинні бути близькі до значень, обчислених по 5.8 - 5.10. Чим вище порядок фільтра, тим більш критичними є ці вимоги. Якщо в наявності відсутні обчислені номінальні значення опорів, то слід зазначити, що всі значення опорів можна домножити на загальний коефіцієнт за умови, що значення ємностей діляться на той же самий коефіцієнт.

Через свою відносну простоту фільтри з БЗЗ є одним з найбільш популярних типів фільтрів з інвертуючим коефіцієнтом підсилення. Він володіє також певними перевагами, а саме хорошою стабільністю характеристик і низьким вихідним повним опором, таким чином, його можна відразу з'єднати каскадно з іншими ланками для реалізації фільтра більш високого порядку. Недоліки схеми полягають у тому, що неможливо досягти високого значення добротності без значного розкиду значень елементів і високої чутливості до їх зміни.

Для розрахунку фільтра нижніх частот другого порядку фільтра Баттерворта або Чебишева більш високого порядку, що володіє заданою частотою зрізу де $\omega_c = 2\pi f_c$, і коефіцієнтом підсилення k , необхідно зробити наступні кроки:

1. Знайти нормовані значення коефіцієнтів B і C з відповідної таблиці в додатку В.
2. Вибрати номінальне значення ємності C_2 і номінальне значення ємності C_1 , що задовольняє умові 5.11 (переважно найбільше можливе номінальне значення). Обчислити значення опорів.
3. Вибрати номінальні значення опорів, найбільш близьких до обчислених значення, і реалізувати фільтр або його ланки другого порядку відповідно до схеми, показаної на рисунку 5.8.

5.2.2 Фільтри низьких частот на ДНКН

На рисунку 5.9 наведена широко поширена схема фільтра нижніх частот другого порядку, що реалізує неінвертуючий (позитивний) коефіцієнт підсилення. Ця схема реалізує функцію на ДНКН, оскільки ОП і два приєднаних до нього резистора R_3 і R_4 утворюють джерело напруги, кероване напругою (ДНКН).

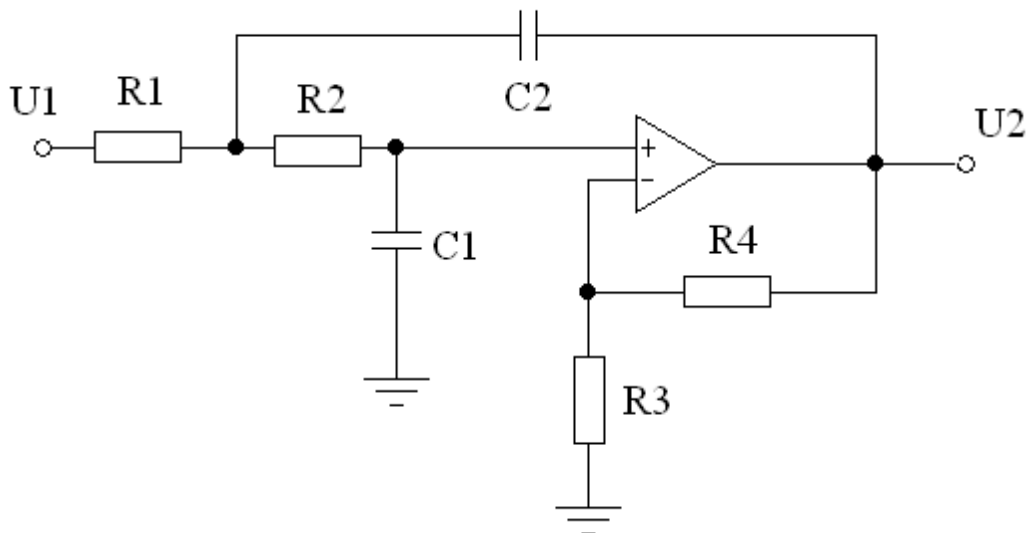


Рисунок 5.9 - Схема фільтра низьких частот на ДНКН другого порядку

Ця схема реалізує функцію фільтра низьких частот другого порядку з параметрами:

$$C\omega_c^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}; \quad (5.12)$$

$$-B\omega_c = \frac{1}{C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) + \frac{1}{R_3 C_1} (1 - \mu); \quad (5.13)$$

$$k = \mu = 1 + R_4/R_3$$

Величина $\mu \geq 1$ являє собою коефіцієнт підсилення ДНКН, а також і коефіцієнт підилення фільтра. Задовольняють умовам 5.12-5.13 значення опорів які визначаються таким чином:

$$R_1 = \frac{2}{\left[BC_2 + \sqrt{[B^2 + 4C(k-1)]C_2^2 - 4CC_1C_2} \right] \omega_c}; \quad (5.14)$$

$$R_2 = 1 / CC_1C_2\omega_c^2 R_1 \quad (5.15)$$

$$R_3 = \frac{k(R_1 + R_2)}{k-1} \quad (k \neq 1);$$

$$R_4 = k(R_1 + R_2);$$

Значення C_1 і C_2 вибираються. Опори задаються таким чином, щоб мінімізувати зсув за постійним струмом ОП.

Якщо потрібно $k = 1$, то значення R_1 і R_2 також визначаються з 5.14-5.15, але в цьому випадку отримуємо $R_3 = \infty$ (розімкнутий ланцюг) і $R_4 = 0$ (коротко замкнутий ланцюг). Для мінімізації зсуву по постійному струму має виконуватися умова $R_4 = R_1 + R_2$, але в більшості некритичних застосувань буде достатньо короткозамкнутий ланцюг. У цьому випадку ДНКН працює як повторювач напруги, тобто його вихідна напруга дорівнює вхідній напрузі або повторює його.

Фільтр на ДНКН володіє низьким повним вихідним опором, невеликим розкидом значень елементів і можливістю отримання відносно високих значень коефіцієнта підсилення. Крім цього фільтр досить простий в налаштуванні:

Порядок розрахунку:

1. Знайти нормовані значення коефіцієнтів B і C з відповідної таблиці в додатку В.

2. Вибрати номінальне значення ємності C_2 і номінальне значення ємності C_1 , що задовольняє умові:

$$C_1 \leq [B^2 + 4C(k - 1)]C_2/4C$$

Якщо $k > 1$, обчислити значення опорів (5.14, 5.15).

Якщо ж $k = 1$, то опори R_3 і R_4 замінюються відповідно на розімкнутий та короткозамкнутий ланцюги.

3. Вибрати номінальні значення опорів, найбільш близьких до обчислених значень, і реалізувати фільтр або його ланки другого порядку відповідно до схеми, показаної на рисунку 5.9.

5.2.3 Біквдратні фільтри нижніх частот

Розглянемо фільтр нижніх частот другого порядку на основі біквдратної схеми, зображеної на рисунку 5.6. Ця схема реалізує неінвертуючий коефіцієнт підсилення.

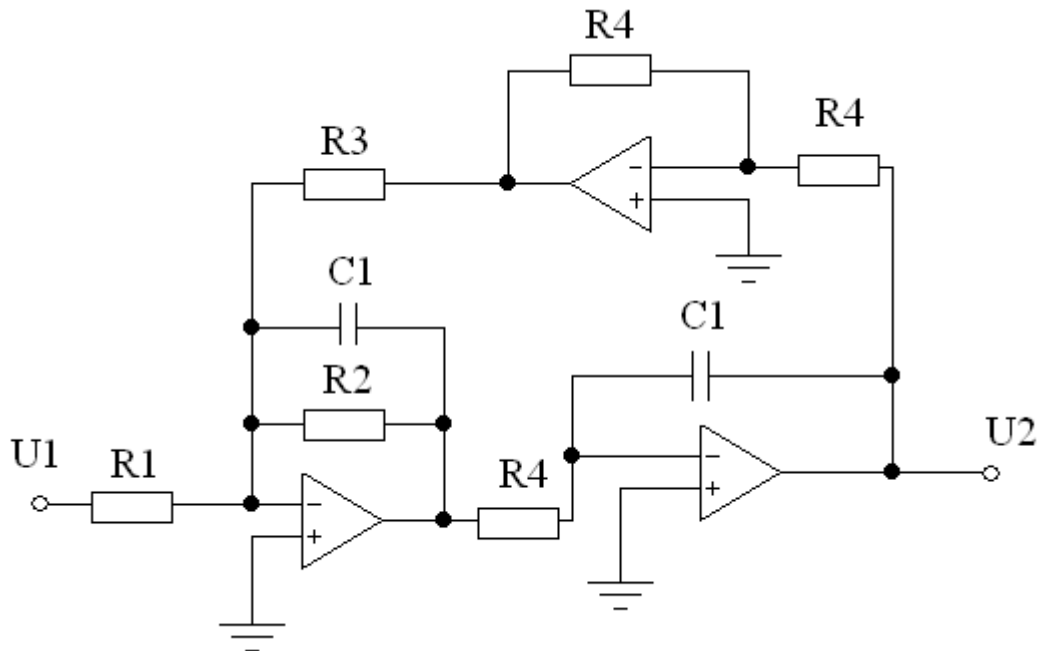


Рисунок 5.10 - Схема біквдратного фільтра низьких частот другого порядку

$$C\omega_c^2 = \frac{1}{R_3 R_4 C_1^2}; \tag{5.16}$$

$$B\omega_c = 1/R_2 C_1;$$

$$k = R_3/R_1.$$

Значення опорів визначаються з наступних співвідношень:

$$R_1 = 1/kCC_1^2\omega_c^2R_4; \quad (5.17)$$

$$R_2 = 1/BC_1\omega_c;$$

$$R_3 = 1/CC_1^2\omega_c^2R_4;$$

Де C_1 і R_4 вибираються. Якщо значення C_1 вибрано близьким до $10/f_c$ мкФ, то прийнятне значення R_4 дорівнює:

$$R_4 = 1/\omega_c C_1; \quad (5.18)$$

В цьому випадку одержуємо:

$$R_1 = R_4/kC; \quad (5.19)$$

$$R_2 = R_4/B;$$

$$R_3 = R_4/C;$$

Зі співвідношень 5.19 випливає, що біквдратні схема відносно легко налаштовується. Для цього значення R_4 зміна R_2 призводить до зміни коефіцієнта B , а зміна R_3 - коефіцієнта C . Потім, при правильно встановленому значенні коефіцієнта C , за допомогою зміни R_1 задається коефіцієнт підсилення k . Порядок розрахунку подібний двом попереднім.

5.2.4 Фільтри нижніх частот непарного порядку

Для фільтрів Баттерворта і Чебишева непарного порядку одна ланка повинна мати передавальну функцію першого порядку. Схема, за допомогою якої здійснюється реалізація функції при $k > 1$, наведена на рисунку 5.11. Значення ємності C_1 має вибиратися близьким до значення $10/f_c$ мкФ, при цьому значення опорів:

$$R_1 = 1/\omega_c C_1 C; \quad (5.20)$$

$$R_2 = kR_1 / (k - 1);$$

$$R_3 = kR_1;$$

Якщо бажано отримати коефіцієнт підсилення $k = 1$, то які ланку першого порядку можна використовувати схему, наведену на рисунку 5.12. У цьому випадку R_1 знаходиться з 5.20, а C_1 знову вибирається.

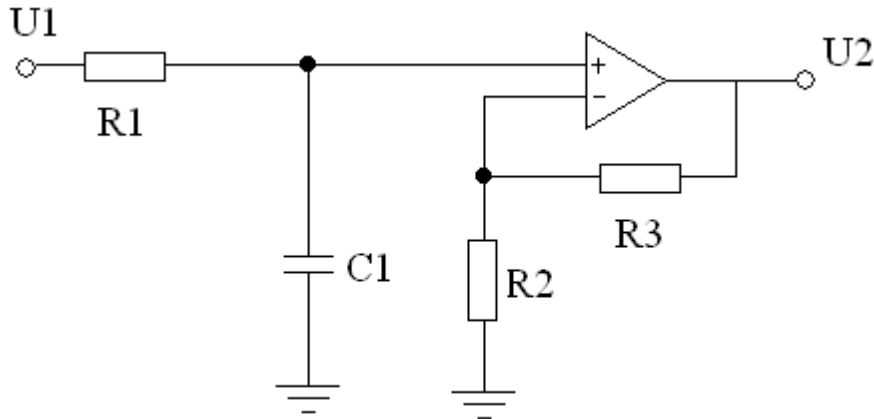


Рисунок 5.11 - Схема фільтра низьких частот першого порядку.

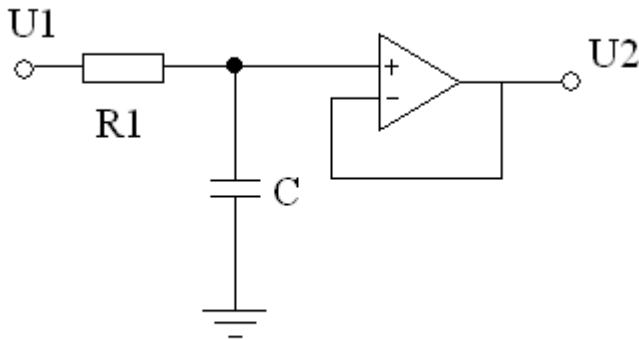


Рисунок 5.12 - Схема ланки фільтра низьких частот першого порядку з одиничним коефіцієнтом підсилення.

5.2.5 Амплітудо - частотна характеристика

Для функції фільтра низьких частот другого порядку амплітудно-частотна характеристика матиме максимальне значення k_m , розташоване на частоті f_m за умови, що $B^2/C < 2$. Вид такої характеристики зображено на рисунку 5.13 а, а значення k_m і f_m визначаються таким чином:

$$k_m = 2Ck/B\sqrt{4C - B^2}; \quad (5.21)$$

$$f_m = f_c\sqrt{C - (B^2/2)};$$

Підйом амплітудно-частотної характеристики відбувається при виконанні умови $Q > 1/\sqrt{2} = 0,707$. Якщо ж $Q \geq 0,707$, то підйом відсутній і вид характеристики показаний на рис. 5.13 б. Де Q - добротність, яка дорівнює:

$$Q = \sqrt{C}/B; \quad (5.22)$$

На обох рисунках f_c - частота зрізу фільтра, а відповідне їй значення амплітудно-частотної характеристики дорівнює:

$$k_c = kC/\sqrt{(C - 1)^2 + B^2}; \quad (5.23)$$

Зауважимо, що при каскадному з'єднанні ланок, k дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення кожної ланки. При цьому значення k_c має відповідати значенню $0,707 k$.

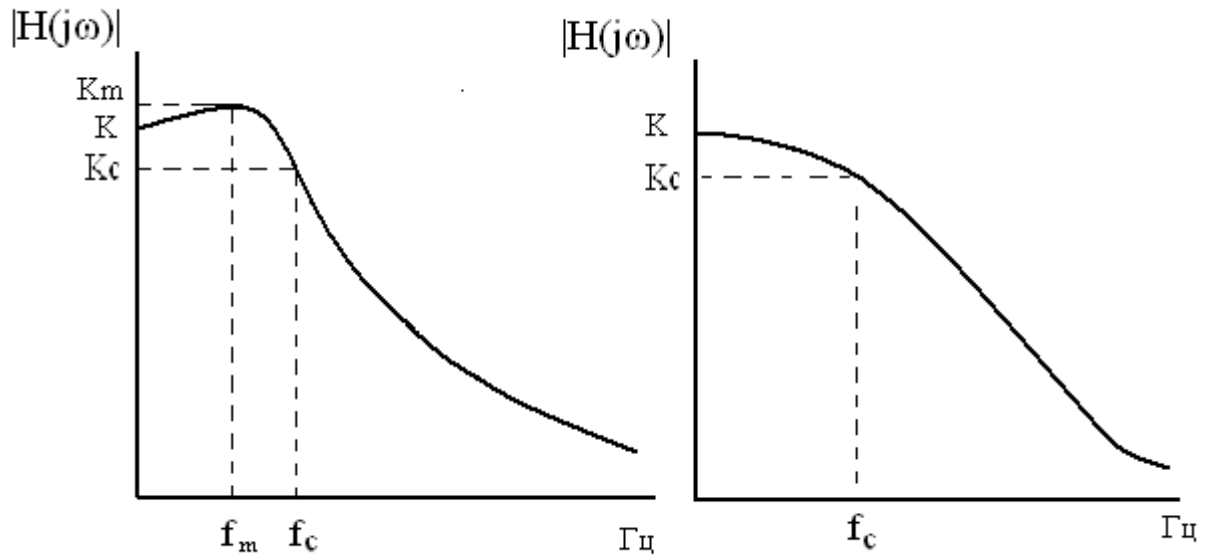


Рисунок 5.13 - Амплітудно-частотні характеристики фільтра нижніх частот: а) $Q > 0,707$; б) $Q \leq 0,707$.

5.3 Розрахунок активних фільтрів верхніх частот

Фільтри верхніх частот Баттерворта або Чебишева другого порядку, так само як і його прототип нижніх частот, можна реалізувати на схемі з багатопетлевим зворотнім зв'язком (БЗЗ), на схемі ДНКН та біквдратній схемі.

5.3.1. Фільтри верхніх частот з БЗЗ

Фільтр з БЗЗ, показаний на рисунку 5.14, реалізує функцію верхніх частот другого порядку з інвертуючим коефіцієнтом підсилення k при:

$$k = C_1/C_2; \quad (5.24)$$

$$\frac{B\omega_c}{C} = (2C_1 + C_2)/R_2C_1C_2;$$

$$\frac{\omega_c^2}{C} = 1/R_1R_2C_1C_2;$$

Рішення щодо значень елементів має вигляд:

$$R_1 = B / (2C_1 + C_2) \omega_c; \quad (5.25)$$

$$R_2 = (2C_1 + C_2) C / B C_1 C_2 \omega_c;$$

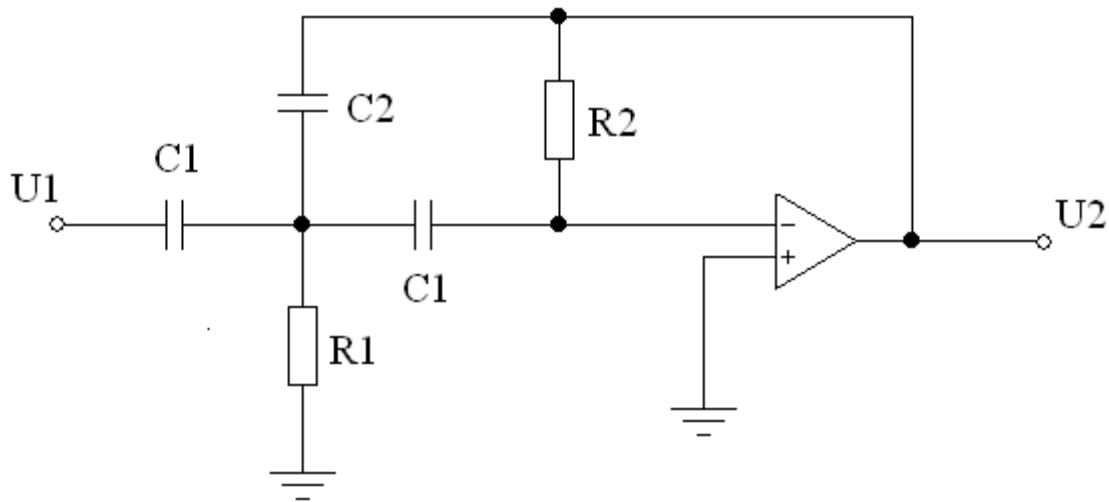


Рисунок 5.14 - Схема фільтра верхніх частот БЗЗ

C_1 має довільне значення. Отже, можна вибрати значення ємності C_1 (переважно близьке до значення $10/f_c$ мкФ) і визначити значення ємності C_2 і опорів. Якщо $1/k$ є номінальне значення ємності, то C_2 також матиме номінальні значення.

Переваги фільтра верхніх частот з БЗЗ такі ж, як і у його прототипу фільтра нижніх частот.

5.3.2 Фільтри верхніх частот на ДНКН

Схема на ДНКН, що реалізує функцію фільтра верхніх частот Баттерворта або Чебишева другого порядку, зображена на рисунку 5.15.

Аналізуючи цю схему, отримуємо:

$$k = 1 + (R_4/R_3); \quad (5.26)$$

$$\frac{B\omega_c}{C} = \frac{1}{R_1 C_1 (1-k)} + 2/R_2 C_1;$$

$$\frac{\omega_c^2}{C} = 1/R_1 R_2 C_1^2;$$

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

$$R_2 = \frac{4C}{[B + \sqrt{B^2 + 8C(k-1)}] \omega_c C_1}; \quad (5.27)$$

$$R_1 = C/\omega_c^2 C_1^2 R_2;$$

$$R_3 = kR_2/(k-1);$$

$$R_4 = kR_2;$$

Де C_1 має довільне значення. Якщо $k = 1$, то як опір R_3 можна взяти розімкнутий, а опір R_4 - короткозамкнутий ланцюг і в цьому випадку ОП працює як повторювач напруги, а опори R_1 і R_2 не змінюються.

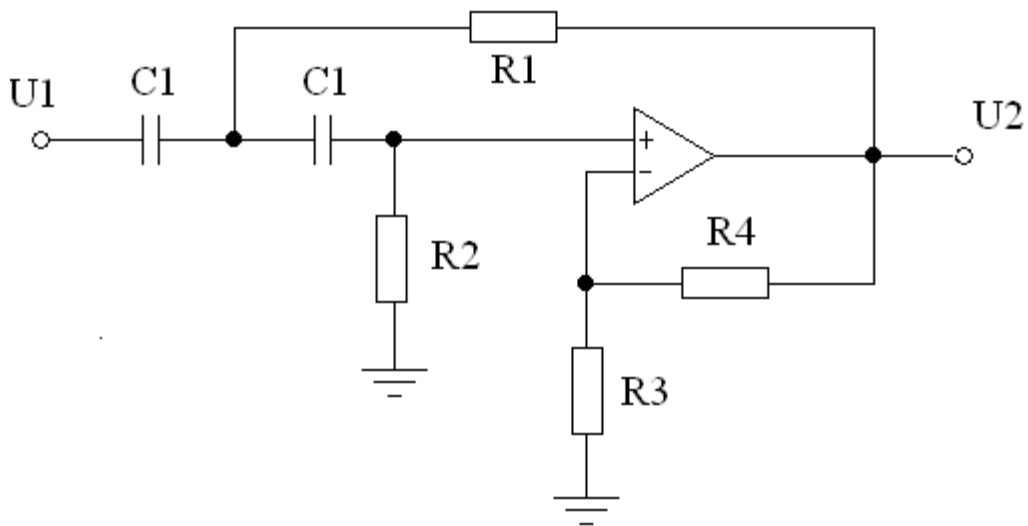


Рисунок 5.15 - Схема фільтра верхніх частот на ДНКН.

Переваги схеми верхніх частот на ДНКН такі ж, як у схемі нижніх частот на ДНКН.

5.3.3 Біквдратні фільтри верхніх частот

Біквдратна схема другого порядку, що реалізує фільтр верхніх частот Баттерворта або Чебишева з інвертуючим коефіцієнтом підсилення, зображена на рисунку 5.16. Аналіз цієї схеми дає:

$$k = R_5/R_4; \quad (5.28)$$

$$\frac{B\omega_c}{C} = 1/R_2 C_1;$$

$$\frac{\omega_c^2}{C} = 1/R_3 R_5 C_1^2;$$

Де $R_1 R_5 = R_2 R_4;$

Значення опорів визначаються наступними співвідношеннями:

$$R_1 = C/Bk\omega_c C_1;$$

$$R_2 = kR_1; \quad (5.29)$$

$$R_3 = \frac{C}{\omega_c^2 C_1^2 R_5}; \quad R_4 = \frac{R_5}{k}$$

Де C_1 і R_5 мають довільні значення. Можна вибрати значення ємності C_1 близьке до значення $10/f_c$ мкФ. Номінальний опір R_5 необхідно вибрати близьким до значення:

$$R_5 = 1/\omega_c C_1$$

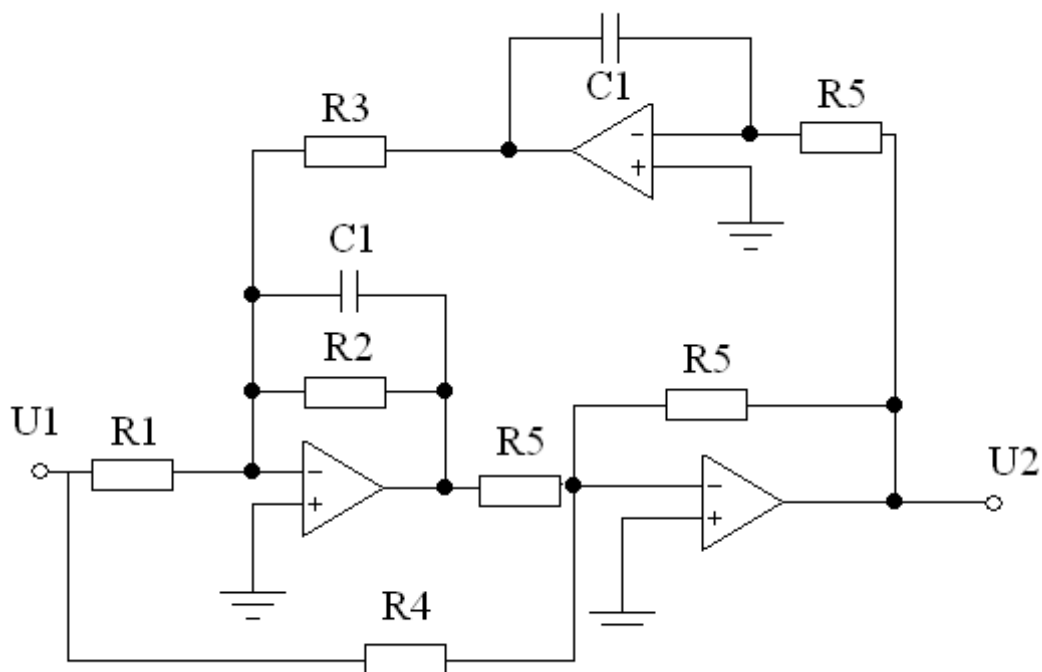


Рисунок 5.16 - Схема біквдратного фільтра верхніх частот

5.3.4 Фільтри верхніх частот непарного порядку

У фільтрів верхніх частот Баттерворта, Чебишева або еліптичного непарного порядку повинна бути ланка першого порядку з передавальною функцією такого вигляду:

$$\frac{U_2}{U_1} = k_s / (s + \omega_c / C); \quad (5.30)$$

Коефіцієнт C являє собою коефіцієнт ланки низьких частот першого порядку, наведений у додатку А, В, а коефіцієнт k - коефіцієнт підсилення ланки. Схема, що реалізує рівняння 5.30 для коефіцієнта підсилення $k > 1$, зображена на рисунку 5.17. Значення ємності довільне, а значення опорів визначаються з наступних співвідношень:

$$R_1 = C / \omega_c C_1; \quad (5.31)$$

$$R_2 = kR_1 / (k - 1);$$

$$R_3 = kR_1;$$

Якщо необхідно отримати коефіцієнт посилення $k = 1$, то можна вибрати значення R_1 з рівняння 5.31 і замінити опір R_2 розімкнутим, а опір R_3 короткозамкнутим ланцюгами. В цьому випадку одержуємо схему на повторювачі напруги.

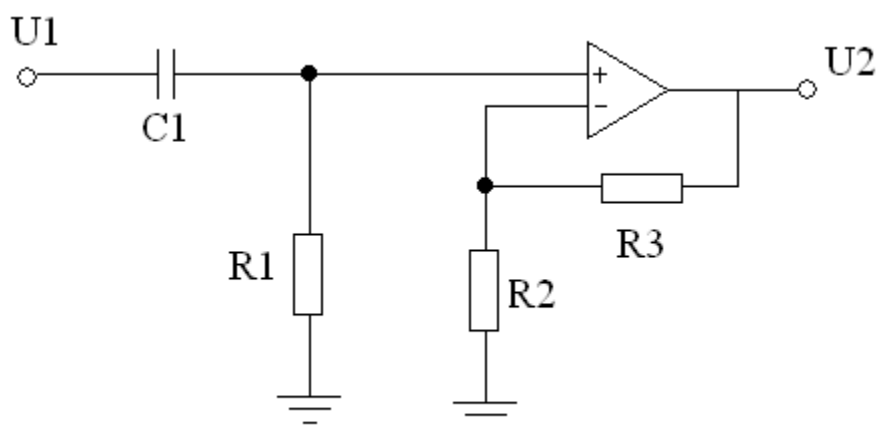


Рисунок 5.17 - Схема фільтра верхніх частот першого порядку.

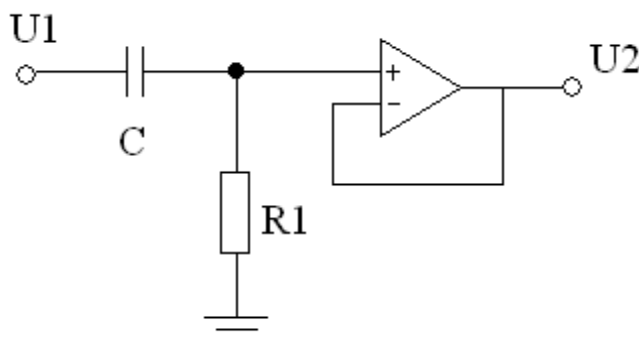


Рисунок 5.18 - Схема ланки фільтра верхніх частот першого порядку з одиничним коефіцієнтом підсилення.

5.3.5 Амплітудно - частотна характеристика

Ланка верхніх частот фільтра Баттерворта або Чебишева другого порядку має амплітудно-частотну характеристику, показану на рисунку 5.19а, з підйомом при $Q > 1/\sqrt{2} = 0,707$. Якщо ж $Q \geq 0,707$, то підйом відсутній і вид характеристики показаний на рис. 5.19б. На рисунку 5.15а підйом k_m і частота f_m , на якій він розташований, визначається з наступних співвідношень:

$$k_m = 2Ck/B\sqrt{4C - B^2};$$

$$f_m = f_c\sqrt{C - (B^2/2)};$$

На обох рисунках f_c - частота зрізу фільтра, а відповідне їй значення амплітудно - частотної характеристики дорівнює:

$$k_c = kC/\sqrt{(C - 1)^2 + B^2};$$

Зауважимо, що при каскадному з'єднанні ланок, k дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення кожної ланки. При цьому значення k_c має відповідати значенню $0,707 k$.

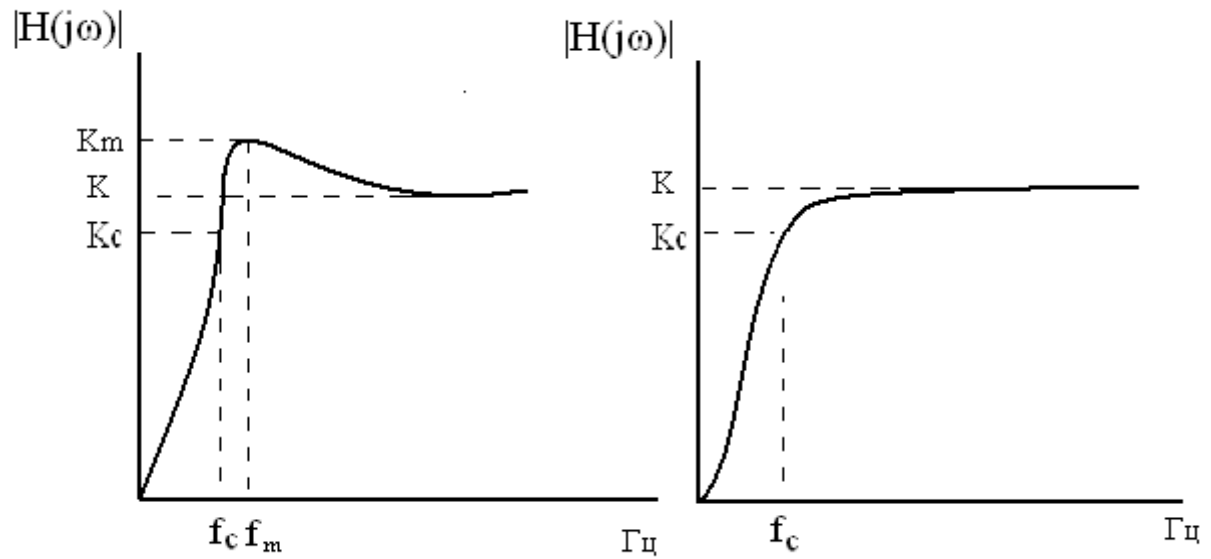


Рисунок 5.19 - Амплітудно-частотні характеристики ланки верхніх частот: а) $Q > 0,707$; б) $Q \leq 0,707$.

Для перевірки правильності проведених розрахунків проведемо моделювання фільтра в середовищі Electronics Workbench. Отримана в результаті характеристика загасання фільтра наведена на рисунку 5.20

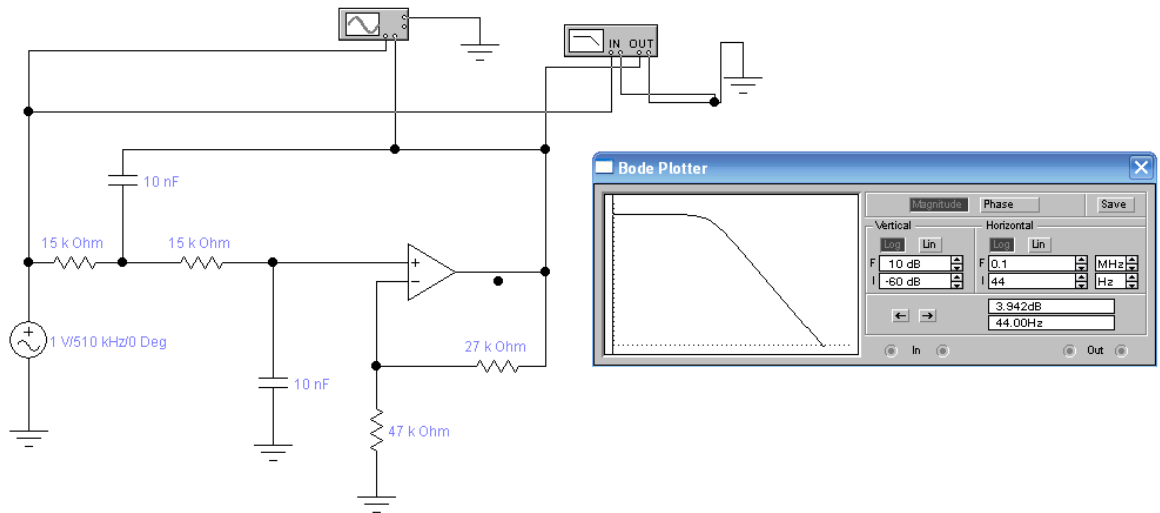


Рисунок 5.20 – Моделювання фільтра в середовищі Electronics Workbench.

ЗАВДАННЯ НА КУРСОВИЙ ПРОЕКТ

Вар № п/п	Тип фільтру	Смуга пропускання, кГц	Смуга затримки, кГц	Апроксимація АЧХ-фільтра	$\Delta A, \text{дБ}$	Опір генератора навант.:	Загасання в смузі затримки, a_0 ,	Коеф. підсилення, к	Схема реалізації активного фільтра
1	НЧ	$0 \leq f \leq f_0 = 53,21$	$82 = f_k \leq f \leq \infty$	Баттєрворта	3,0	300	25	2	МОН
2	НЧ	$0 \leq f \leq f_0 = 42,87$	$84 = f_k \leq f \leq \infty$	Чебишева	0,011	250	28	2	МОН
3	НЧ	$0 \leq f \leq f_0 = 37,76$	$87 = f_k \leq f \leq \infty$	Чебишева	0,028	220	31	4	МОН
4	НЧ	$0 \leq f \leq f_0 = 42,28$	$75 = f_k \leq f \leq \infty$	Баттєрворта	3,0	200	43	4	ДНКН
5	НЧ	$0 \leq f \leq f_0 = 39,64$	$83 = f_k \leq f \leq \infty$	Чебишева	0,044	150	37	6	ДНКН
6	НЧ	$0 \leq f \leq f_0 = 38,95$	$59 = f_k \leq f \leq \infty$	Чебишева	0,099	180	32	6	ДНКН
7	НЧ	$0 \leq f \leq f_0 = 36,4$	$71 = f_k \leq f \leq \infty$	Баттєрворта	3,0	240	29	8	Біквдратний
8	НЧ	$0 \leq f \leq f_0 = 42,0$	$67 = f_k \leq f \leq \infty$	Чебишева	0,28	290	26	8	Біквдратний
9	НЧ	$0 \leq f \leq f_0 = 48,0$	$82 = f_k \leq f \leq \infty$	Чебишева	0,177	340	20	2	Біквдратний
10	НЧ	$0 \leq f \leq f_0 = 38,92$	$69 = f_k \leq f \leq \infty$	Баттєрворта	3,0	370	43	2	Біквдратний
11	ВЧ	$53 = f_0 \leq f \leq \infty$	$0 \leq f \leq f_k = 38,92$	Чебишева	0,011	400	25	4	МОН

12	ВЧ	$59 = f_0 \leq f \leq \infty$	$0 \leq f \leq f_k = 28,65$	Чебишева	0,028	380	28	4	МОН
13	ВЧ	$47 = f_0 \leq f \leq \infty$	$0 \leq f \leq f_k = 25,31$	Батгерворга	3,0	360	31	6	МОН
14	ВЧ	$79 = f_0 \leq f \leq \infty$	$0 \leq f \leq f_k = 42,2$	Чебишева	0,044	340	46	6	МОН
15	ВЧ	$69 = f_0 \leq f \leq \infty$	$0 \leq f \leq f_k = 58,72$	Чебишева	0,099	320	20	8	ДНКН
16	ВЧ	$47 = f_0 \leq f \leq \infty$	$0 \leq f \leq f_k = 28,54$	Батгерворга	3,0	300	24	8	ДНКН
17	ВЧ	$68 = f_0 \leq f \leq \infty$	$0 \leq f \leq f_k = 39,46$	Чебишева	0,028	280	42	4	ДНКН
18	ВЧ	$63 = f_0 \leq f \leq \infty$	$0 \leq f \leq f_k = 38,35$	Чебишева	0,177	240	41	4	ДНКН
19	ВЧ	$54 = f_0 \leq f \leq \infty$	$0 \leq f \leq f_k = 32,2$	Батгерворга	3,0	235	19	6	Біквадрат- ний
20	ВЧ	$78 = f_0 \leq f \leq \infty$	$0 \leq f \leq f_k = 42,56$	Чебишева	0,011	200	29	6	Біквадрат- ний
21	ВЧ	$61 = f_0 \leq f \leq \infty$	$0 \leq f \leq f_k = 28,62$	Чебишева	0,028	285	32	8	Біквадрат- ний
22	ВЧ	$78 = f_0 \leq f \leq \infty$	$0 \leq f \leq f_k = 48,67$	Батгерворга	3,0	420	39	8	Біквадрат- ний
23	ВЧ	$69 = f_0 \leq f \leq \infty$	$0 \leq f \leq f_k = 46,98$	Чебишева	0,099	400	31	4	МОН
24	ВЧ	$75 = f_0 \leq f \leq \infty$	$0 \leq f \leq f_k = 35,67$	Чебишева	0,044	397	29	4	ДНКН
25	ВЧ	$41 = f_0 \leq f \leq \infty$	$0 \leq f \leq f_k = 89,56$	Чебишева	3,0	349	25	6	Біквадрат- ний