

681.33(075)

Р83

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ВІННИЦЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

В.Д. РУДИК

**АНАЛОГОВІ ТА ПІДСИЛЮВАЛЬНІ
ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ**

Частина 2

ВІННИЦЯ ВДТУ 2001

3178-7

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ВІННИЦЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

РУДИК В.Д.

**АНАЛОГОВІ ТА ПІДСИЛЮВАЛЬНІ
ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ**

Частина 2

Затверджено Ученою радою Вінницького державного технічного університету як навчальний посібник для студентів радіотехнічних спеціальностей. Протокол № 11 від 29 червня 2000р.

НТБ ВНТУ



3178-7

681.33(075) P 83 2001

Рудик В.Д. Аналогові та підсилювальні елек

ВІННИЦЯ ВДТУ 2001

УДК 621.396

Р 83

Рецензенти:

В.С. Осадчук, доктор технічних наук, професор

С.М. Зленко, доктор технічних наук, доцент

Ю.В. Крушевський, кандидат технічних наук, доцент

Рекомендовано до видання Ученою радою Вінницького державного технічного університету Міністерства освіти і науки України

В.Д.Рудик

Р 83 Аналогові та підсилювальні електронні пристрої. Ч.2

Навчальний посібник. - Вінниця: ВДТУ, 2001. - 72с.

Навчальний посібник з дисципліни “Аналогові та підсилювальні електронні пристрої” призначений для студентів радіотехнічних спеціальностей.

УДК 621.396

© В.Рудик, 2001

ЗМІСТ

1	КОРЕКЦІЯ ЧАСТОТНИХ ТА ПЕРЕХІДНИХ ХАРАКТЕРИСТИК	4
1.1	Необхідність корекції та її принципи.....	4
1.2	Методи визначення параметрів, що забезпечують рівномірність АЧХ та лінійність ФЧХ у найбільшій області частот	4
1.3	Корекція характеристик за допомогою коригувальних індуктивностей.....	14
1.4	ВЧ корекція характеристик за допомогою зворотного зв'язку	19
1.5	НЧ корекція або корекція спотворень плоскої вершини імпульсу..	21
2	ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ	25
2.1	Основні показники операційних підсилювачів та вимоги до них ...	25
2.2	Типові структури та каскади операційних підсилювачів.....	28
2.3	Застосування зворотного зв'язку у операційних підсилювачах для утворення пристроїв аналогової обробки сигналів	31
2.4	АЧХ та ФЧХ операційного підсилювача.....	33
2.5	Забезпечення стійкості операційних підсилювачів, що охоплені зворотним зв'язком	35
3	АНАЛОГОВІ ПРИСТРОЇ, ЩО ЗДІЙСНЮЮТЬ ОПЕРАЦІЇ НАД СИГНАЛОМ.....	37
3.1	Інвертувальні схеми підсилювачів напруги.....	37
3.2	Неінвертувальні схеми підсилювачів напруги.....	39
3.3	Диференціальні схеми включення ОП.....	41
3.4	Інтегрувальний і диференціювальний підсилювачі.....	44
3.5	Логарифмічний та антилогарифмічний підсилювачі.....	45
3.6	Аналогові помножувачі та подільники.....	47
4	ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ОПОРУ.....	50
4.1	Принципи конверсії та інверсії імпедансу.....	50
5	АКТИВНІ ФІЛЬТРИ.....	53
5.1	Загальні відомості про фільтри.....	53
5.2	Фільтри Баттерворта і Чебишева.....	55
5.3	Фільтри Бесселя.....	57
5.4	Порівняння фільтрів різних типів.....	58
5.5	Схеми активних фільтрів.....	59
5.6	Проектування фільтрів на ДНЧН	61
5.7	Фільтри, що будуються на основі методу змінного стану.....	63
5.8	Подвійний Т-подібний фільтр.....	66
5.9	Фільтри на основі принципу інверсії імпедансу.....	66
5.10	Фільтри на основі конденсаторів комутування.....	68
5.11	Фазові коректори (ланки).....	69
	ЛІТЕРАТУРА.....	71

1 КОРЕКЦІЯ ЧАСТОТНИХ ТА ПЕРЕХІДНИХ ХАРАКТЕРИСТИК

1.1 Необхідність корекції та її принципи

На практиці виникає необхідність забезпечити широку смугу пропускання пристрою (1, 10, 100 МГц). Прості схеми підсилювачів не можуть забезпечити рівномірне підсилення сигналу у широкому частотному діапазоні.

Зменшення підсилення зі зростанням частоти у каскадах на польових транзисторах викликається шунтуванням навантаження міжелектродними ємностями самого прибору, а також паразитними ємностями монтажу. У каскаді на біполярному транзисторі до цього приєднується зменшення крутості наскрізної характеристики.

У зв'язку з цим приймають ряд заходів, які дозволяють розширити смугу пропускання. У таких випадках застосовують високочастотні транзистори з великою площею підсилення (доступною). Їх велика крутість та мала ємність дозволяє при невеликому опорі навантаження одержати необхідне підсилення в широкому діапазоні частот. Якщо цього недостатньо, частотну залежність зменшують шляхом ускладнення навантаження. В наслідок цього вдається отримати широкосмугові каскади, що придатні як для підсилення гармонічних сигналів у широкому діапазоні частот, так і для підсилення короткочасних імпульсів, що мають значну ширину спектра.

У будь-якому випадку граничну частоту каскаду можна збільшити, якщо навантажити каскад не звичайним резистором, а елементом, опір якого зростає зі зростанням частоти (двополюсна чи чотириполюсна схеми корекції). Ефективним засобом зменшення частотних спотворень є також введення від'ємного зворотного зв'язку.

1.2 Методи визначення параметрів, що забезпечують рівномірність АЧХ та лінійність ФЧХ у найбільшій області частот

Метод визначення параметрів схеми корекції, що забезпечує рівномірність АЧХ у найбільшій області частот, запропонований Г.В. Брауде. Згідно з цим методом, частотна характеристика може бути подана у вигляді ряду Маклорена:

$$Y(\omega) = Y(0) + Y'(0)\omega + Y''(0)\frac{\omega^2}{2!} + \dots$$

Перший член ряду $Y(\omega)$ характеризує ідеальну АЧХ, а решта – відхилення реальної характеристики від ідеальної. Якщо підібрати параметри кола таким чином, щоб

$$Y'(0) = Y''(0) = Y'''(0),$$

то реальна характеристика буде тим ближче до ідеальної, чим більше число похідних буде перетворюватися у нуль. Число обернутих у нуль членів ряду визначається кількістю незалежних параметрів кола, що підлягає регулюванню.

Звичайно, на практиці простіше оперувати не $Y(\omega)$, а з виразом для $Y^2(\omega)$, виконуючи розвинення по ω^2 та подаючи частотну характеристику коефіцієнта передачі чотириполюсника відношенням двох поліномів

$$Y^2(\omega) = \frac{1 + A_2\omega^2 + A_4\omega^4 + \dots}{1 + B_2\omega^2 + B_4\omega^4 + \dots} = Y^2(0) + (Y^2(\omega))'_{\omega=0} \omega^2 + \dots \quad (1.1)$$

Якщо зрівняти члени однакових степенів з лівого та правого боків виразу (1.1), то враховуючи, що $Y^2(0) = 1$ дістанемо

$$A_2 - B_2 = (Y^2(\omega))'_{\omega=0}.$$

За умов корекції необхідно мати $(Y^2(\omega))'_{\omega=0} = 0$. Для цього необхідно, щоб $A_2 = B_2$. Для того, щоб похідні вищих степенів дорівнювали нулю, необхідне виконання умови

$$A_2 = B_2; \quad A_4 = B_4; \dots A_{2m} = B_{2m}. \quad (1.2)$$

Умови фазової корекції знаходяться аналогічно, якщо розглядати час запізнювання (ГЧЗ) $t_3(\omega) = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}$, та забезпечити його найменшу залежність від частоти. Лінійній ділянці фазової характеристики відповідає незалежне від частоти запізнювання. Чим ширша область частот, у якій $t_3(\omega) = \text{const}$, тим у більш широкій області частот забезпечується лінійна фазова характеристика.

Якщо

$$t_3(\omega) = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = t_{30} \frac{1 + \alpha_2\omega^2}{1 + \beta_2\omega^2}.$$

Тоді умова фазової корекції має вигляд

$$\alpha_2 = \beta_2; \dots \alpha_n = \beta_n. \quad (1.3)$$

Співвідношення (1.2) та (1.3) дозволяють обрати параметри елементів, що забезпечать корекцію АЧХ та ФЧХ. Чим більше похідних можна обернути у нуль, при відповідному виборі параметрів, тим у більшому діапазоні частот АЧХ та ФЧХ буде менше відрізнятися від ідеальної.

Коефіцієнти α та A по-різному залежать від елементів L, C, R коректованого каскаду, тому умови корекції частотної та фазової характеристик не збігаються.

Досить часто

$$Y^2(\omega) = \frac{1}{1 + B_2\omega^2 + B_4\omega^4 + \dots}$$

чисельник функції $Y^2(\omega)$ є виродженим поліномом $A(\omega^2) = 1$, у якого всі $A_2 = A_4 = A_{2m} = 0$. Тоді умова частотної корекції приймає вигляд

$$B_2 = B_4 = B_{2(n-1)} = 0. \quad (1.4)$$

Окремий випадок корекції за (1.4), коли всі $(n-1)$ коефіцієнти полінома $B(\omega)$, крім останнього B_{2n} , вдається перетворити у нуль, зветься корекцією за Баттервортом. Йому відповідає характеристика

$$Y^2(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + B_{2n}\omega^{2n}}}. \quad (1.5)$$

Частотні характеристики для різних n , що побудовані на підставі (1.5), зображені на рис.1.1.

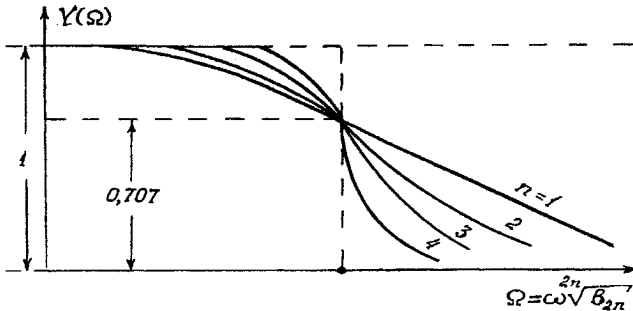


Рисунок 1.1 – Частотні характеристики для різних n

Чим вище степінь n поліному, що відображує частотну характеристику, тим ефективніше результат корекції за Баттервортом. Зі зростанням n у межах смуги пропускання підсилення все менше змінюється з частотою, а за її межами різче спадає до нуля.

Вираз (1.5) використовується для математичного опису реальних частотних характеристик. Таку операцію називають апроксимацією характеристик за Баттервортом. Квадрат модуля комплексної функції $Y(j\omega)$ можна подати у вигляді

$$Y^2(j\omega) = Y(j\omega)Y(-j\omega).$$

Тоді переходячи від $j\omega$ до комплексної змінної p , отримаємо для (1.5)

$$Y^2(p) = Y(p)Y(-p) = \frac{1}{1 \pm B_{2n} p^{2n}}$$

Введемо для спрощення нові змінні

$$S = p B_{2n}^{1/2n} \quad i \quad \Omega = \omega B_{2n}^{1/2n}$$

Тоді

$$Y^2(S) = \frac{1}{1 \pm S^{2n}} \quad i \quad Y^2(\Omega) = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}}$$

Легко перевірити, що всі перші $2(n-1)$ похідні від $Y^2(\Omega)$ при $\Omega = 0$ дорівнюють нулю, тобто відповідно з (1.2) функція, коректована за Баттервортом максимально плоска.

Знайдемо положення полюсів функції, коректованої за Баттервортом. Для цього необхідно розв'язати рівняння $1 \pm S^{2n} = 0$. Як комплексне число, S можна подати у вигляді модуля та аргумента. У даному випадку модуль дорівнює одиниці, тоді

$$S = e^{j(\varphi \pm 2k\pi)},$$

де k – будь-яке ціле число. Отже, розв'язок рішення для полюсів залежновід знака рівняння має вигляд:

якщо n – непарне,

$$S_{2,6,\dots,2n} = e^{\pm jk \frac{\pi}{4}},$$

якщо n – парне,

$$S_{4,8,\dots,2n} = e^{j(1 \pm 2k) \frac{\pi}{4}}, \quad (1.6)$$

Таким чином, усі полюси функції $Y^2(S)$, коректованої за Баттервортом, знаходяться на колі одиничного радіуса поділеного однаковими кутами відстанями, рис.1.2 (а).

Вони знаходяться як у лівій, так і у правій напівплощині комплексної змінної. Але необхідно мати на увазі, що аналізована функція є не функцією коефіцієнта передачі $Y(S)$, а квадратом її "модуля"

$$Y^2(S) = Y(S)Y(-S).$$

Отже, необхідну карту полюсів функції $Y(S)$ можна дістати з рис.1.2 (а), якщо виключити з неї полюси, що належать до $Y(-S)$ і лежать у правій напівплощині.

Здобуті таким чином карти полюсів $Y(S)$ для $n = 2, 3, 4$ зображені на рис.1.2 (б, в, г). Щоб перейти від нормованої частоти Ω до звичайної ω необхідно масштаб на рис.1.2 поділити на нормувальний множник $B_{2n}^{1/2n}$.

Отже, всі корені $\omega_{1,2,\dots,n}$ лежать на колі з радіусом $\omega_B = B_{2n}^{-1/2n}$. Цей радіус

визначає значення граничної частоти ω_B , якщо її знаходити за рівнем послаблення -3дБ .

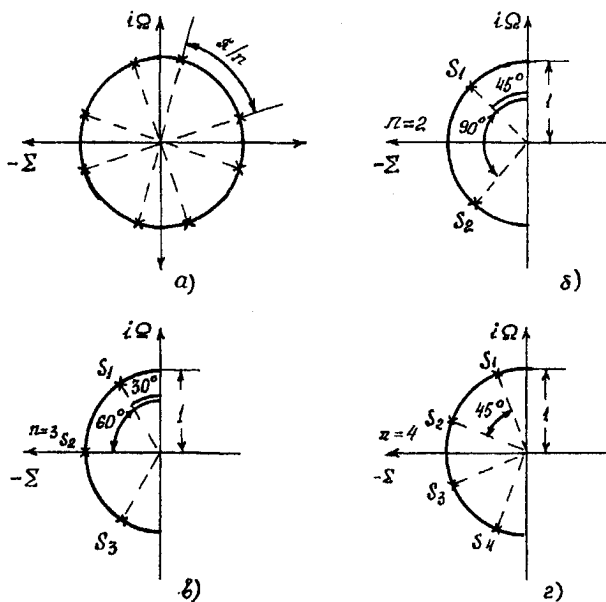


Рисунок 1.2 – Карти полюсів

Використовуючи (1.6) та враховуючи полюси, що знаходяться тільки у лівій напівплощині, можна дістати аналітичний запис функції $Y(S)$, коректованої за Баттервортом

$$Y(S) = \frac{1}{(S - S_1) \dots (S - S_n)} = \frac{1}{b_0 + b_1 S + b_2 S^2 + \dots + b_q S^n}.$$

Коефіцієнти b_1, b_2, \dots знаходяться, розкриваючи дужки та об'єднуючи члени однакових степенів S . Їх також можна здобути аналітично, якщо скористуватися рівняннями

$$b_1 = b_{n-1} = \frac{1}{\sin \varphi},$$

$$b_2 = b_{n-2} = b_1 \frac{\cos \varphi}{\sin 2\varphi},$$

.....

$$b_q = b_{n-q} = b_{q-1} \frac{\cos(q-1)\varphi}{\sin q\varphi},$$

де $\varphi = \frac{\pi}{2n}$.

У випадку корекції частотних чи фазових характеристик за Брауде нуль-полусна карта показує оптимальне положення не тільки полюсів, а й нулів.

Щоб з'ясувати це оптимальне положення, розглянемо коефіцієнт передачі, використовуючи його нулі та полюси:

$$K(p) = \frac{A(p)}{B(p)} = \frac{(p - z_1)(p - z_2) \dots (p - z_m)}{(p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n)}, \quad (1.7)$$

де z_1, z_2, \dots, z_n – нулі функції $K(p)$, а p_1, p_2, \dots, p_n – її полюси.

Припустимо, що всі полюси знаходяться на дійсній осі. Модуль коефіцієнта передачі можна подати у вигляді добутку частотних характеристик, що відповідають кожному полюсу. Якщо не враховувати нулі $K(p)$, то маємо

$$K(p) = K_0 \frac{p_1}{\sqrt{\omega^2 + p_1^2}} \frac{p_2}{\sqrt{\omega^2 + p_2^2}} \dots \frac{p_n}{\sqrt{\omega^2 + p_n^2}}.$$

На рис.1.3(а) пунктирною прямою показані складові логарифмічної характеристики, що обумовлені кожним з полюсів, суцільною прямою – результувальна частотна характеристика.

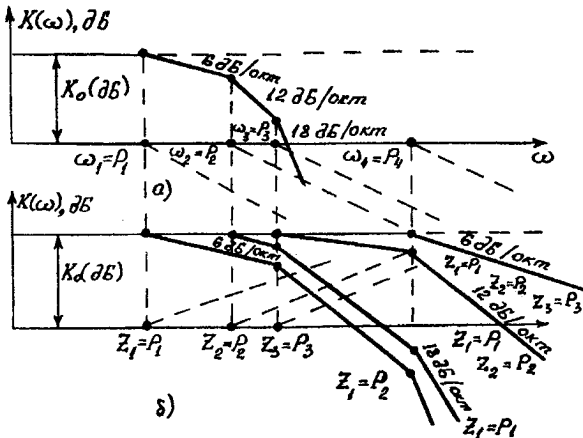


Рисунок 1.3 – Частотні та логарифмічні характеристики

З рис.1.3(а) можна бачити, що смуга пропускання практично визначається положенням найближчого до уявної осі полюса p_1 . Отже, якщо в системі можна здійснити корекцію, яка створить окремий нуль z_1 , то для ефективної корекції його необхідно розмістити там же де, і полюс p_1 , тобто сумістити полюс p_1 з нулем z_1 , рис. 1.3 (б). Суміщення його, напри-

клад, з полюсом p_2 практично не розширить смуги, а тільки зменшить падіння частотної характеристики у межах від ω_1 до ω_2 . Якщо застосовуючи корекцію можна одержати два нулі $-z_1$ та $-z_2$ – то ними, як можна бачити з рис. 1.3 (б), необхідно компенсувати два найближчих до уявної осі полюси p_1 та p_2 . Компенсація елементами корекції всіх полюсів неможлива, бо призводить до системи з фізично недосяжною необмеженою смугою пропускання.

На рис.1.4(а) показано випадок положення полюсів для оптимальної корекції.

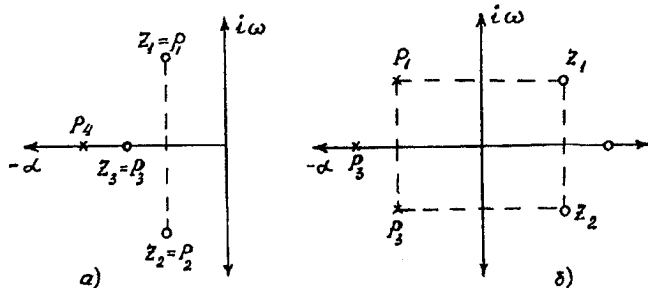


Рисунок 1.4 – Положення нулів та полюсів

У цьому випадку необхідно, у першу чергу, сумістити нулі з полюсами, найближчими до уявної осі, і, якщо полюси комплексні, тоді і компенсувальні нулі виявляються також комплексними. При компенсації полюсів нулями відповідні пари нулів та полюсів у виразі (1.7) скорочуються, і вираз для частотної характеристики спрощується.

Оптимальне положення нулів та полюсів на рис. 1.4(а) відповідає системі мінімально-фазового типу, бо всі особливі точки $K(p)$ розміщені в лівій напівплощині.

Здійснюючи корекцію із залученням немінімально-фазових ланок, одержимо положення нулів та полюсів, що показані на рис. 1.4(б). У цьому випадку нулі, що корегують характеристику, як і раніше мають однакові з полюсами дійсні та уявні частини, але знак останніх для нулів додатний. Використовуючи такі ланки, можна здобути ідеальну частотну характеристику у широкому діапазоні частот. Фазовий зсув у такій ідеально-коригованій системі лишається залежним від частоти, тому включення подібних ланок у тракт підсилення, не змінюючи його частотних властивостей, дозволяє змінити його фазову характеристику. Такі ланки називають фазовими коректорами.

Розглянемо випадок, коли система має два комплексно-поєднаних полюси, а корекція можлива тільки з використанням одного нуля. У цьому випадку

$$K(p) = \frac{a_0 + a_1 p}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2} = \frac{K_0 \left(1 + \frac{a_1}{a_0} p \right)}{1 + \frac{b_1}{b_0} p + \frac{b_2}{b_0} p^2} = K Y(p),$$

де $K_0 = \frac{a_0}{b_0}$.

Для спрощення подальших записів пропонується зміна p та введення замість неї змінної $S = p \sqrt{\frac{b_2}{b_0}}$, тоді

$$Y(S) = \frac{K(S)}{K_0} = \frac{1 + AS}{1 + BS + S^2} = \frac{1 + AS}{(S - S_1)(S - S_2)},$$

де $A = \frac{\sqrt{\frac{b_2}{b_0}} a_1}{a_0}$, $B = \frac{b_1}{\sqrt{b_1 b_2}}$, а S_1 та S_2 – полюси $Y(S)$.

Розв'язуючи рівняння $1 + BS + S^2 = 0$, знаходимо полюси $S_{1,2} = -0.5B \pm \sqrt{(0.5B)^2 - 1}$. При $B < 2$ полюси комплексно-поєднані. Тоді

$$S_{1,2} = -\alpha \pm j\beta,$$

де $\alpha = 0.5B$, $\beta = \sqrt{1 - (0.5B)^2} = \sqrt{1 - \alpha^2}$. Модуль коренів $|S_{1,2}| = \alpha^2 + \beta^2 = 1$, тобто при будь-яких значеннях $B \leq 2$ полюси лежать на колі з одиничним радіусом, рис. 1.5 (а).

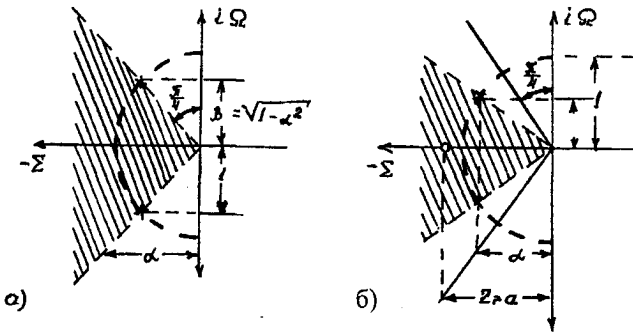


Рисунок 1.5 – Зображення полюсів

Модуль частотної характеристики знаходиться після заміни S на $j\Omega$

$$Y(\Omega) = \sqrt{\frac{1 + (A\Omega)^2}{1 + (B^2 - 2)\Omega^2 + \Omega^4}}$$

Згідно з умовою Брауде корекція має місце при $A^2 = B^2 - 2$, або $A = \sqrt{B^2 - 2}$. У цьому випадку може бути отримана частотна характеристика без підймання з максимальною шириною смуги:

$$Y(\Omega) = \sqrt{\frac{1 + (A\Omega)^2}{1 + (A\Omega)^2 + \Omega^4}}$$

Якщо прирівняти цей вираз до $\frac{1}{\sqrt{2}}$, можна знайти максимальну граничну частоту

$$\begin{aligned} \Omega_{\max}^2 &= 0.5A^2 + \sqrt{1 + (0.5A^2)^2} = 0.5B^2 - 1 + \sqrt{1 + (0.5B^2 - 1)^2} = \\ &= 2\alpha^2 - 1 + \sqrt{1 + (2\alpha^2 - 1)^2}. \end{aligned}$$

Вона однозначно визначається можливою величиною α при такому положенні нуля $z_1 = \frac{1}{A}$. Зв'язок між z_1 та $S_{1,2}$, що відповідає умовам корекції Брауде, має вигляд

$$\begin{aligned} z_{1\text{opt}} &= \frac{1}{\sqrt{B^2 - 2}} = \frac{1}{\sqrt{4\alpha^2 - 2}}, \\ \beta &= \sqrt{1 - \alpha^2}. \end{aligned}$$

Числові значення $(z_1, \alpha, \beta)_{\text{opt}}$ та Ω_{\max} наведені у табл. 1.1.

Якщо нуль знаходиться у нескінченності, корекція за Брауде збігається з корекцією за Баттервортом. Обидва полюси при цьому розміщені на колі

Таблиця 1.1

z_1	0,707	0,900	1	1,19	1,55	2,0	5,0	0,707
α	1,0	0,900	0,865	0,82	0,775	0,75	0,715	0,707
β	0	0,440	0,500	0,575	0,631	0,663	0,700	1,00
Ω	1,55	1,34	1,27	1,19	1,11	1,07	1,01	

під кутом $\frac{\pi}{4}$ і знаходяться один від одного на кутовій відстані $\frac{\pi}{2}$, (рис.1.2(б) та рис.1.5(а)).

Якщо їх розташувати праворуч (відносно рис.1.5(а)), то частотна характеристика виявиться вже не максимально плоскою і на ній з'явиться нерівномірність у вигляді підйому. Якщо їх розташувати ліворуч (у межах

заштрихованого сектора), то характеристики, не будучи максимально плоскими, лишаться монотонними. Поява кінцевого нуля на дійсній осі зменшує кут розташування полюсів, у межах якого зберігається монотонність частотних характеристик (заштрихований сектор на рис.1.5(б)). Конкретні співвідношення між можливими положеннями полюсів і нулів подані у табл.1.1.

Останній рядок таблиці дозволяє будувати логарифмічні частотні характеристики, використовуючи значення Ω_{\max} як точки на осі частот, після якої вони одержують нахил -12 дБ/окт.

Усе розглянуте стосується так званої високочастотної корекції, коли внаслідок її дії смуга пропускання збільшується у бік високих частот. Частото виникає необхідність покращити частотну характеристику у області нижніх частот, тобто розширити смугу пропускання у такий спосіб, щоб пристрій ефективно підсилював низькі частоти.

Корекція, що розширює смугу пропускання в область більш низьких частот чи покращувальна характеристика у цій області, зветься низькочастотною. Частотна характеристика для області нижніх частот

$$Y_H(\omega) = \sqrt{\frac{A(\omega^2)}{B(\omega^2)}},$$

має такі особливості: $\lim_{\omega \rightarrow \infty} Y(\omega) = 1$, отже поліноми $A(\omega^2)$ та $B(\omega^2)$ повинні мати однакові коефіцієнти при найвищих степенях ω і ці степені повинні бути однаковими: $\lim_{\omega \rightarrow 0} Y(\omega) = 0$, отже, поліном $A(\omega^2)$ не повинен містити постійного члена. Тоді

$$Y_H^2(\omega) = \frac{a_2\omega^2 + a_4\omega^4 + \dots + a_{2n}\omega^{2n}}{b_0 + b_2\omega^2 + \dots + b_{2n}\omega^{2n}}.$$

Проведемо інверсію частоти та введемо нову частоту $\Omega = \frac{1}{\omega}$. Потім

поділивши чисельник та знаменник на $a_{2n}\omega^{2n}$, дістанемо

$$Y_H^2(\Omega) = \frac{1 + A_2\Omega^2 + A_4\Omega^4 + \dots + A_{2(n-1)}\Omega^{2(n-1)}}{1 + B_2\Omega^2 + B_4\Omega^4 + \dots + B_{2n}\Omega^{2n}}.$$

Ця форма запису характеристики тотожна тій, що розглянута вище. Отже, до неї застосовується все те, що раніше було запропоновано до ВЧ корекції. Розширення смуги пропускання, тобто збільшення Ω_{\max} у цьому випадку буде в дійсності означати розширення смуги пропускання у бік нижніх частот (зниження $\omega_{\min} = \frac{1}{\Omega_{\max}}$). У такий спосіб "інверсією частоти"

користуються не тільки при аналізі схем НЧ корекції, але і при їх синтезі.

1.3 Корекція характеристик за допомогою коригувальних індуктивностей

Каскад з індуктивною корекцією показано на рис.1.6 (а).

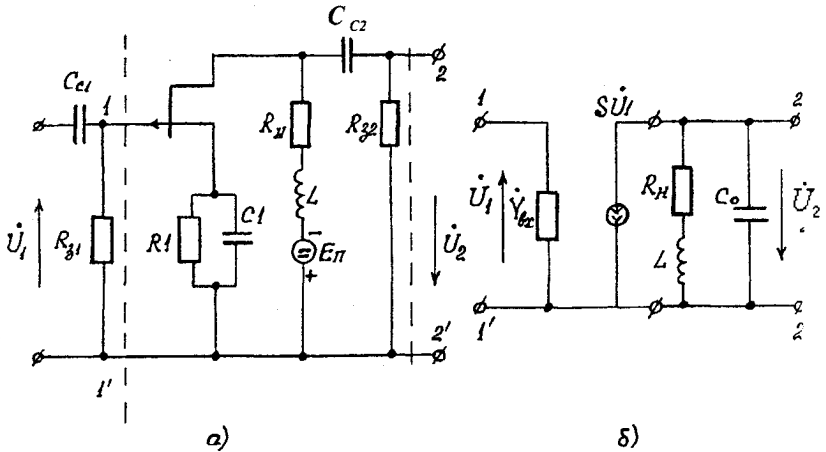


Рисунок 1.6 – Паралельно – індуктивна корекція

Корекція здійснюється за допомогою L , що включається послідовно з навантаженням. Така корекція зветься двополусною або паралельною ВЧ корекцією. Розширення смуги частот у цьому випадку пояснюється тим, що коригуюча індуктивність L , навантаження R_H та повна ємність каскаду C_0 утворюють резонансний контур. На низьких та середніх частотах навантаження транзистора практично дорівнює R_H . На ВЧ ($\omega \geq \omega_B$) при відповідному виборі резонансної частоти ω_0 та резонансного опору $R_{ep} > R_H$ можна дістати підсилення $K_B(\omega) \geq K_0$, тоді як у звичайних каскадах на цих частотах воно вже суттєво менше за K_0 .

Індуктивність L впливає на властивості каскаду тільки в області верхніх частот, тому розрахункові формули для області НЧ та СЧ лишаються без змін. Еквівалентна схема каскаду для верхніх частот показана на рис.1.6(б). Щоб здобути широку смугу, опір навантаження транзистора вибирається невеликим. Це дозволяє не враховувати в еквівалентній схемі великі опори R_i та R_{32} . При цьому підсилення каскаду на середніх частотах

$$K_0 = \frac{S}{G_e} \approx \frac{S}{G_H} = SR_H.$$

На ВЧ навантаження каскаду являє собою резонансний контур, що має провідність

$$Y_H = j\omega C_0 + \frac{1}{R_H + j\omega L}$$

Підсилення на ВЧ відповідно становить

$$K_B(j\omega) = \frac{S}{Y_H} = K_0 \frac{1 + j\omega L}{1 + j\omega C_0 R_H + (j\omega)^2 LC_0}$$

Для спрощення запису позначимо: $C_0 R_H = \tau_B$ – стала часу некоректованого каскаду; $m = \frac{L}{C_0 R_H^2}$ – коефіцієнт корекції, що дорівнює квадрату добротності резонансного контуру.

Тоді

$$K_B(j\omega) = K_0 \frac{1 + j\omega m \tau_B}{1 + j\omega \tau_B + (j\omega)^2 m \tau_B^2}$$

Комплексна частотна характеристика каскаду

$$Y_B(j\omega) = \frac{K_B(j\omega)}{K_0} = \frac{1 + j\omega m \tau_B}{1 + j\omega \tau_B + (j\omega)^2 m \tau_B^2}$$

Модуль її дає АЧХ каскаду

$$K_B(\omega) = \frac{1 + (m\omega\tau_B)^2}{1 + (1 - 2m)(\omega\tau_B)^2 + m^2(\omega\tau_B)^4} \quad (1.8)$$

Аргумент визначає ФЧХ

$$\varphi_B(\omega) = -\arctg \omega \tau_B (1 - m + (m\omega\tau_B)^2) \quad (1.9)$$

У випадку, коли $L = 0$ та $m = 0$ вирази (1.8) та (1.9) визначають АЧХ та ФЧХ звичайного резисторного каскаду.

Знайдемо коефіцієнт корекції, що забезпечить найбільше розширення смуги без підйому частотної характеристики (оптимальна частотна характеристика).

Згідно з Брауде запишемо $Y_B^2(\omega)$ у вигляді відношення двох поліномів зі зростаючими ступенями частоти:

$$Y_B^2 = \frac{1 + A_2 \omega^2}{1 + B_2 \omega^2 + B_4 \omega^4} = \frac{1 + (m\tau_B)^2 \omega^2}{1 + (1 - 2m)\tau_B^2 \omega^2 + (m\tau_B^2)^2 \omega^4}$$

Для корекції необхідно забезпечити $A_2 = B_2$ або $(m\tau_B)^2 = \tau_B^2(1 - 2m)$, звідки $m_{opt} = 0.414$.

У випадку, коли $m > m_{opt}$, на АЧХ виникає підйом, що зростає зі зростанням m . Одночасно з цим має місце незначне зростання смуги частот. На рис.1.7 побудовані АЧХ каскаду для деяких значень m .

Користуючись ними неважко побачити на скільки розширює смугу резисторного каскаду введення корекції, чому дорівнює підйом і т.і. Звичайно, смуга оцінюється на рівні $Y_B = 0.707$. Тоді для $m = 0$ маємо

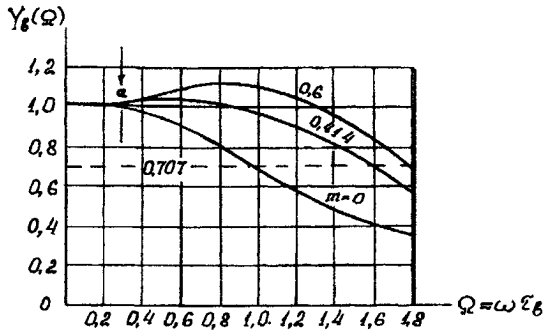


Рисунок 1.7 – АЧХ каскаду для значень m

$\omega_B = \frac{1}{\tau_B}$. Якщо $m > 0$, гранична частота збільшується до значення

$\omega_{Bm} = B(m)\omega_B$. Відношення $\frac{\omega_{Bm}}{\omega_B} = B(m)$ показує у скільки разів розширюється смуга каскаду з корекцією. Залежність $B(m)$ подана на рис. 1.8.

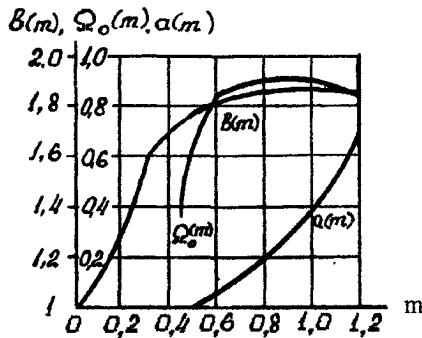


Рисунок 1.8 – Графіки розширення смуги каскаду з корекцією

Ці графіки побудовані при використанні (1.8) і дозволяють знайти величину підйому частотної характеристики α та безрозмірну частоту $\Omega_0 = \omega_0 \tau_B$, на якій спостерігається цей підйом. Як можна бачити з графіків, розширення смуги при m_{opt} складає 1,73. Подальший зріст m збільшує смугу незначно, максимальне розширення складає приблизно 1.82. Підйом частотної характеристики можна використати для компенсації спадання АЧХ попереднього або наступного каскаду.

Площа підсилення каскаду з корекцією

$$\Pi = K_0 \omega_{Bm} = K_0 \omega_B B(m) = \Pi B(m)$$

збільшується у $B(m)$ разів.

Це збільшення площі можна використати або для розширення смуги частот, або для підвищення підсилення. У першому випадку за вибраним значенням $B(m)$ на рис. 1.8 знаходять m і зберігають без зміни навантаження R_H . Тоді смуга каскаду розширюється у $B(m)$ разів, а потрібна для корекції індуктивність дорівнює $L = mC_0R_H^2$. У другому випадку за вибраним значенням $B(m)$ знаходять m і, збільшивши навантаження до $R_H' = R_H B(m)$, одержують підсилення $K_0' = SR_H' = K_0 B(m)$, тобто у $B(m)$ разів більше. При цьому смуга частот зберігається без змін, тому що

$$\omega_{Bm}' = \omega_B' B(m); \quad \frac{B(m)}{C_0 R_H'} = \omega_B,$$

а необхідна індуктивність коректування $L' = mC_0(R_H')^2$.

Аналіз показує, що при збереженні повної ємності каскаду C_0 (для польового транзистора) без змін, ніякими ускладненнями навантаження неможливо розширити смугу частот більше, ніж у 2 рази. Для каскадів на біполярних транзисторах цього обмеження немає, бо для них крутість та ємність, що шунтує навантаження, не лишаються постійними, а зменшуються з частотою. Отже, навіть така проста двополюсна корекція за допомогою тільки індуктивності дає результат, що мало відрізняється від граничного. Це свідчить про високу ефективність схеми і зумовлює її широке застосування.

Поряд з паралельною індуктивною ВЧ корекцією знаходить своє застосування і послідовна індуктивна ВЧ корекція, рис. 1.9.

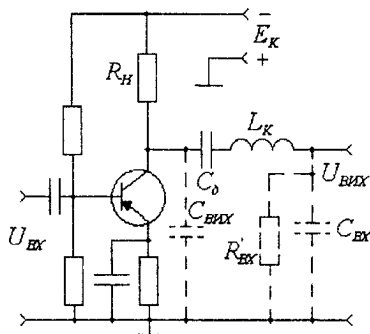


Рисунок 1.9 – Послідовна індуктивна ВЧ корекція

В цьому випадку індуктивність коректування включається послідовно з розділовою ємністю. Еквівалентна схема каскаду з такою корекцією наведена на рис. 1.10.

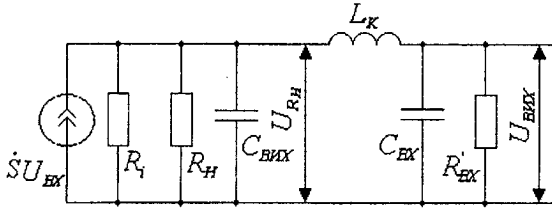


Рисунок 1.10 – Еквівалентна схема каскаду з послідовною індуктивною ВЧ корекцією

Повна паразитна ємність C_0 при такому включенні індуктивності коректування поділяється на дві частини $C_{ВНХ}$ і $C_{ЕК}$, у результаті чого загальна паразитна ємність дорівнює

$$C'_0 = \frac{C_{ВНХ} C_{ЕК}}{C_{ВНХ} + C_{ЕК}}$$

Паралельний резонансний контур, що утворюється L_K і C'_0 , має резонансну частоту

$$\omega'_{рез} = \frac{1}{\sqrt{L_K C'_0}} > \omega_{рез},$$

тобто ця частота вище, ніж в схемі з паралельною ВЧ корекцією (якщо значення L_K однакові).

На частоті $\omega'_{рез}$ опір навантаження каскаду є опором паралельного контуру III виду, який частково шунтується опором R_H і $R_{ЕК}$.

Визначимо опір навантаження каскаду на резонансній частоті $\omega'_{рез}$. Враховуючи, що $R_i \gg R_H$ і $R_3 \gg R_H$ (для ПТ), то шунтувальною дією R_i і R_3 на еквівалентний резонансний опір контуру можна знехтувати. В цьому випадку

$$R_{ер.ш} = \frac{R_{ер.ш}}{1 + p_2^2 \frac{R_{ер.1}}{R_H}}$$

$$R_{ер.1} = p_1^2 R_{ер.1}^2 = p_1^2 \frac{L_K}{C_0 r_{LK}}; \quad p_1 = \frac{C'_0}{C_{ВХ}}; \quad p_2 = \frac{C'_0}{C_{ВНХ}}$$

Оскільки паралельно частині контуру $L_K C'_0$ підключено опір R_H , то величина $R_{ер.ш} < R_H$ і викид АЧХ на частоті паралельного резонансу $\omega'_{рез}$ не спостерігається, але викид АЧХ може спостерігатися на частоті послі-

довного резонансу $\omega_{\text{посл}} = \frac{1}{L_K C_{BK}}$. Оскільки контур III виду має три реактивності і напруга виходу знімається з реактивного елемента C_{BK} (напруга збудження цього контуру $E_r = U_H$) послідовного контуру $L_K C_{BK}$, то вихідна напруга $U_{\text{вих}} = QU_H$, і відповідно коефіцієнт підсилення на частоті $\omega_{\text{посл}}$ може бути більшим за K_0 .

Для більш ефективного згладжування АЧХ часто застосовують опір шунтування $R_{ш}$, що підключається паралельно до індуктивності коректування L_K .

Застосовуючи сполучення схем паралельної і послідовної ВЧ корекції (складна корекція), можна досягнути більш широкої смуги пропускання і рівномірності коефіцієнта підсилення у досить широкій смузі.

1.4 ВЧ корекція характеристик за допомогою зворотного зв'язку

Як приклад застосування ВЗЗ для корекції АЧХ підсилювача розглянемо схему емітерної (витокової) ВЧ корекції, рис.1.11.

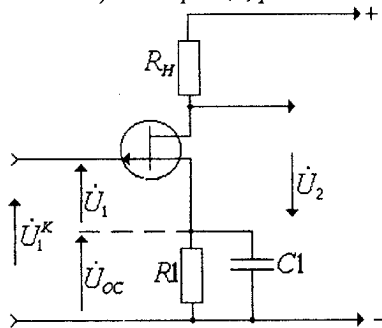


Рисунок 1.11 – Емітерна (витокова) ВЧ корекції

Ця корекція використовує ВЗЗ послідовного типу за струмом. Провідність у колі емітера $\frac{1}{Z_1} = j\omega C1 + \frac{1}{R1}$ вибирається таким чином, щоб у смузі НЧ та СЧ вона була активною і досить малою. Ця умова буде виконуватись у випадку $\frac{1}{\omega_0 C1} \gg R1$. Завдяки цьому у смузі НЧ та СЧ діє сильний ВЗЗ і підсилення значно зменшено. З ростом частоти шунтувальна дія ємності зростає, $Z1, \omega_0$, ВЗЗ зникає, і зменшення коефіцієнта підсилення, що має місце з ростом частоти, компенсується зменшенням ВЗЗ. Таким чином,

зменшуючи підсилення на НЧ та СЧ і зберігаючи його рівень на ВЧ можна отримати рівномірне підсилення у широкій смузі частот.

Коефіцієнт підсилення каскаду з ВЧ корекцією у смузі ВЧ дорівнює

$$-K_B = K_0 \frac{1 + j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_B}, \quad (1.10)$$

$$A + j\omega\tau_1$$

де $\tau_1 = C1R1$ – стала часу кола ЗЗ (коректувального кола) $A = 1 + SR1$ – глибина ВЗЗ для НЧ і СЧ (випадає витоків корекції).

Вводячи узагальнену частоту зведемо вираз (1.10) до вигляду

$$K_B(j\Omega) = K_0 \frac{1 + jA'\Omega}{1 + jB\Omega + (j\Omega)^2},$$

$$\text{де } A' = \sqrt{mA}, \quad B = \frac{m + A}{\sqrt{mA}}, \quad m = \frac{\tau_1}{\tau_2}.$$

Згідно з умовою Брауде оптимальна (максимально плоска без підйому) АЧХ буде мати місце при виконанні умови

$$A^2 = B^2 - 1.$$

Це дає

$$mA = \frac{(m + A)^2}{mA} - 2,$$

звідки

$$A_{opt} = \frac{m}{\sqrt{m^2 - 1}} = \frac{\tau_1}{\sqrt{\tau_1^2 - \tau_B^2}},$$

або

$$m_{opt} = \frac{A}{\sqrt{A^2 - 1}}.$$

Оптимальна корекція можлива тільки при виконанні умови $\tau_1 \geq \tau_B$. Ця корекція практично не дає виграшу у площі підсилення, але збільшує граничну частоту $\omega_{B,GP}$

$$\omega_{B,GP,opt} \approx \omega_B A'.$$

Кожному значенню $\omega_{B,GP,opt}$ повинна відповідати конкретна коректувальна ємність

$$C1_{opt} = \frac{\tau_B m_{opt}}{R1} = \frac{\tau_B A}{R1 \sqrt{A^2 - 1}}.$$

Аналіз показує, що оптимальним є випадок $\tau_1 = \tau_B$. У свою чергу вибір $\tau_1 > \tau_B$ може призвести до утворення підйому АЧХ, а вибір $\tau_1 < \tau_B$ призводить до впливу на хід АЧХ тільки за межами смуги пропускання.

Очевидно, що у даному випадку корекція АЧХ досягається зменшенням підсилення каскаду у смузі НЧ та СЧ, де коефіцієнт підсилення дорівнює $\frac{K_0}{A}$. Площа підсилення зберігається без змін.

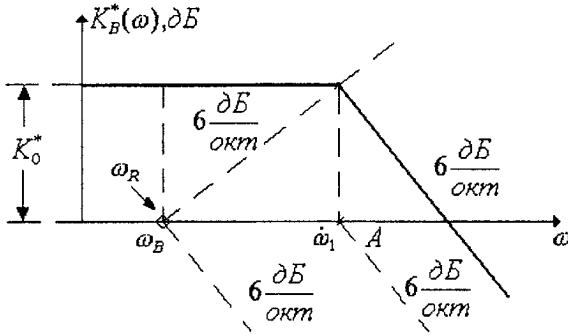


Рисунок 1.12 – Графік АЧХ у смузі ВЧ

Але слід відзначити, що при сучасному рівні підсилювальної техніки отримати великий коефіцієнт підсилення не важко, це призводить до широкого застосування даного принципу корекції у ІМС. Корекція АЧХ у смузі ВЧ призводить до зростання швидкодійності схеми і забезпечує відповідні зміни ПХ каскаду у області малих часів, в результаті чого фронт і спадання імпульсу стають більш крутими, рис.1.12. Наявність підйому АЧХ у смузі ВЧ призводить до зростання викиду на ПХ і відповідно до додаткових спотворень імпульсу.

1.5 НЧ корекція або корекція спотворень плоскої вершини імпульсу

Принцип дії НЧ корекції, рис. 1.13, базується на тому, що навантаження каскаду змінюється з частотою, при цьому для елементів схеми виконуються такі умови

$$\frac{1}{\omega_0 C_\phi} \ll R_\phi \quad i \quad \frac{1}{\omega_H C_\phi} = R_\phi.$$

У смузі НЧ, коли $\frac{1}{\omega_H C_\phi}$, опір навантаження каскаду зростає, рис.1.14. Вибираючи елементи C_ϕ і R_ϕ можна досягнути того, щоб підсилення зростало так само, як воно послаблюється подільником C_c і R_3 . Скориставшись методом Брауде, можна здійснити вибір елементів C_ϕ і

R_ϕ , що забезпечують максимальну протяжність горизонтальної ділянки АЧХ.

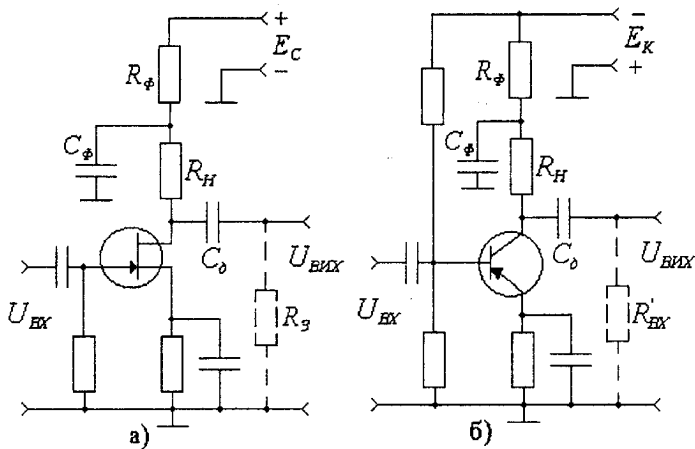


Рисунок 1.13 – НЧ корекція

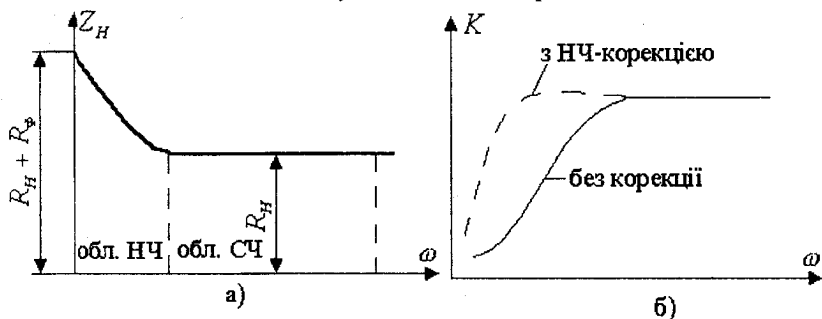


Рисунок 1.14 – Зміна опору навантаження каскаду з НЧ корекцією (а) і його частотна характеристика (б)

Вираз для $m_{opt} = \frac{\tau_\phi}{\tau_H}$, що забезпечує найкращу корекцію при обрано-

му $a = \frac{R_\phi}{R_H}$ та заданому $b = \frac{R_H}{R_H + R}$

$$m_{opt} = \sqrt{(ab)^2 + (1+a)^2} - (1+ab) - ab$$

або для каскаду НПІ ПТ, де $R = R_3 \gg R_H$, $b = 0$,

$$m_{opt} \approx \sqrt{(1+a)^2 - 1}$$

Розрахунок НЧ корекції здійснюється, як правило, графічним методом по відомих графіках залежності $m_{opt} = f(a)$ і різних b . Якщо корекція

виконана так, що $m < m_{opt}$, на АЧХ утворюється підйом. Цей підйом у деяких випадках можна використовувати для компенсації частотних спотворень інших каскадів, рис. 1.15(а). Включення C_ϕ викликає зміни і перехідної характеристики каскаду в області великих значень часу, рис. 1.15 (б).

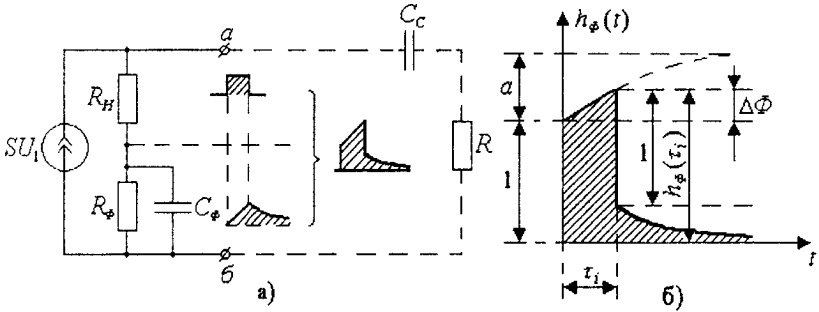


Рисунок 1.15 – Компенсації перехідних спотворень (а), і зміна перехідної характеристики в області великих значень часу (б)

Вихідний імпульс каскаду з НЧ корекцією відрізняється від вхідного тим, що його вершина має лінійний підйом, який викликається кінцевим часом заряду конденсатора C_ϕ .

На практиці необхідно розглядати сумісну дію коректувального фільтра (R_ϕ, C_ϕ) і спотворювальної ланки міжкаскадного зв'язку (розділовий конденсатор C_c і вхідний опір наступного каскаду R_{BX}). Якщо сталі часу коректувальної і спотворювальної ланок обрані однаковими

$$\tau_\phi = \tau_H$$

$$R_H C_\phi = C_c (R_H + R_{BX}), \quad R_{iH} = \frac{R_i R_H}{R_i + R_H},$$

результувальне спадання плоскої вершини імпульсу, що підсилюється тривалістю t_i , визначається як

$$\Delta_{\%} = \frac{100t_i}{\tau_\phi}.$$

Наведені вирази відповідають випадку найкращій корекції плоскої вершини імпульсу (результувальне спадання у кінці імпульсу мінімальне при відсутності підйому у будь-якій частині плоскої вершини імпульсу) для випадку $R_{BX} \gg R_H$. Остання умова має місце для каскаду на ПТ.

Контрольні завдання та запитання

1. Що викликає зменшення підсилення в області НЧ (ВЧ)?
2. Що таке корекція за Баттсвортом?

3. Яке положення нулів та полюсів відповідає умові ефективної корекції АЧХ?
4. У чому полягає різниця корекції за Брауде від корекції за Баттервортом?
5. У чому полягає відмінність послідовної та паралельної індуктивної корекції?
6. Як вибираються параметри коректувального кола для корекції спотворень вершини імпульсу?
7. Як визначити параметри коректувального кола у випадку емітерної корекції?

2 ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

2.1 Основні показники операційних підсилювачів та вимоги до них

Операційний підсилювач (ОП) – це підсилювач, що виконується на базі диференціального підсилювача постійного струму і повинен відповідати таким вимогам:

- мати великий вхідний опір (ідеальний – ∞);
- мати малий вихідний опір (ідеальний – 0);
- мати великий коефіцієнт підсилення ($10^5 - 10^6$ в смузї підсилення – нуль – одиниці МГц);
- забезпечувати підсилення як з інверсією сигналу, так і без інверсії;
- мати малий дрейф нуля.

Перша вимога дозволяє підключати ОП до будь-якого кола, не порушуючи його роботи. Друга вимога гарантує виконання ОП його функцій безвідносно до величини і характеру навантаження, куди передається сигнал. Четверта забезпечує охоплення ОП зворотним зв'язком будь-якого виду (додатний чи від'ємний).

При виконанні усіх вказаних умов передатна характеристика усєї системи з великою точністю відповідає передатній характеристиці кола зворотного зв'язку і практично не залежить від параметрів ОП

$$K_{\beta} = \frac{K_0}{1 + K_0\beta} \approx \frac{1}{\beta}.$$

Сучасна промисловість випускає багато типів інтегральних ОП, які мають малі габарити і масу, відносно дешеві і доступні.

Статичні і динамічні властивості ОП характеризуються сукупністю електричних параметрів, серед яких можна виділити:

- коефіцієнт підсилення (диференціальний)

$$K_U = \frac{\Delta U_{\text{вих.}}}{\Delta U_{\text{вх}(1,2)}};$$

- напруга зміщення ($U_{\text{зм}}$) – напруга, яку необхідно прикласти між входами ОП для отримання нуля на виході;

- середній вхідний струм ($I_{\text{вх}}$) – середнє арифметичне значення вхідних струмів, що вимірюється при такій вхідній напрузі, коли вихідна напруга дорівнює нулю

$$I_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{вх}}^- + I_{\text{вх}}^+}{2};$$

- різниця вхідних струмів, що вимірюється, коли напруга на виході ОП дорівнює нулю

$$\Delta I_{ax} = I_{ax}^+ - I_{ax}^-;$$

- температурний дрейф вхідного струму – коефіцієнт, що дорівнює відношенню максимальної зміни вхідного струму ОП до зміни температури, що викликає зміну струму dI_{ax}/dT ;

- вхідний опір – опір одного з входів ОП, у той час як другий закорочений (вхідний опір диференціальному сигналу, $R_{ax.диф.ОП}$);

- вхідний опір синфазному сигналу – величина, що дорівнює відношенню прирощення синфазної вхідної напруги до прирощення середнього вхідного струму ($R_{сф} \gg R_{ax.диф.ОП}$);

- коефіцієнт послаблення синфазного сигналу

$$K_{нос.сф} = \frac{K_U}{K_{сф}},$$

де $K_{сф}$ – коефіцієнт підсилення синфазної складової сигналу;

- коефіцієнт впливу нестабільності джерела живлення ($K_{П}$) – відношення зміни напруги зміщення до зміни однієї з напруг живлення, що викликає це зміщення;

- вихідний опір ($R_{вих}$)

$$R_{вих} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta I_{вих}};$$

- частота одиночного підсилення ($f_{од}$) – частота, на якій модуль коефіцієнта підсилення ОП дорівнює 1;

- гранична частота ($f_{гр}$) – максимальна частота синусоїдального сигналу, при якому зберігається гарантований ефективний діапазон синусоїдальної вхідної напруги ОП;

- максимальна швидкість наростання вихідної напруги (V) – найбільша швидкість зміни вихідної напруги при прикладанні до входу ОП імпульсу прямокутної форми і максимальної амплітуди;

- напруга шуму ОП – містить три некорельовані складові: $U_{ш1}$ – складова, що зумовлена тепловим шумом (білий шум), $U_{ш2}$ – складова, що зумовлена дифузією неосновних носіїв; $U_{ш3}$ – складова, що викликана поверхневими явищами у напівпровідниках.

$$U_{ш} = \sqrt{U_{ш1}^2 + U_{ш2}^2 + U_{ш3}^2}.$$

Типові амплітудні характеристики ОП ($U_{ax} = f(U_{ax})$) та амплітудно-частотні характеристики ОП подані на рис.2.1 – 2.2.

ОП, не дивлячись на складну внутрішню структуру, може розглядатися як цільний елемент з гарантованими вхідними і вихідними параметрами. В багатьох випадках ОП можна замінити ідеалізованою моделлю, що має нескінченно великий коефіцієнт підсилення по напрузі у необмеженій

смузі частот і нескінченно малі вхідні струми і напруги зміщення. На рис.2.3 наведена еквівалентна схема реального ОП для НЧ.

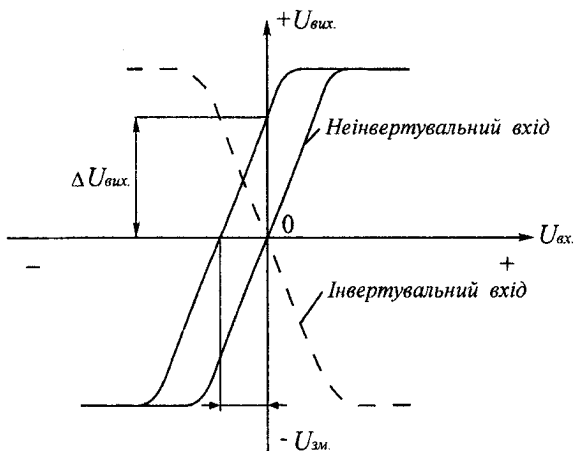


Рисунок 2.1 – Амплітудні характеристики операційного підсилювача

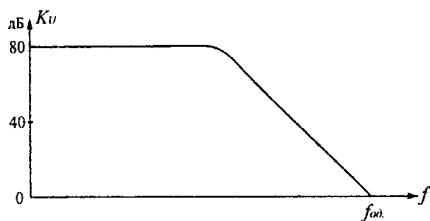


Рисунок 2.2 – Амплітудно-частотна характеристика операційного підсилювача

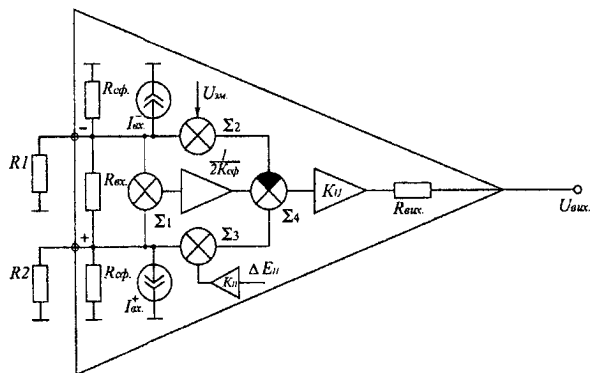


Рисунок 2.3 – Еквівалентна схема операційного підсилювача (макромодель)

Колами, що поділені на сектори, на схемі позначені ідеальні підсилювачі (чорний сектор означає інверсію вхідного сигналу).

2.2 Типові структури та каскади операційних підсилювачів

Схемотехнічно напівпровідникові інтегральні ОП частіше будуються за схемою прямого підсилення з диференціальними, однаковими за електричними параметрами, входами і двополярним (за амплітудою сигналу) виходом. Якщо немає сигналів керування, входи і виходи такого ОП знаходяться під нульовим потенціалом, тому ОП можуть безпосередньо охоплюватися колами ЗЗ і з'єднуватись послідовно.

Структурна і електрична принципова схема типового ОП (К140УД1) подана на рис.2.4 – 2.5. Структурна схема ОП може мати деякі відхилення, наприклад, може бути 3 каскади підсилення, може не бути схем захисту виходу ОП від КЗ.



Рисунок 2.4 – Типова структурна схема операційного підсилювача

ОП має два входи, які позначені + -, тобто неінвертувальний та інвертувальний. Джерело живлення, як правило, двополярне.

Перший диференціальний каскад(ДК) з генератором стабільного струму(ГСС) має невеликий робочий струм, для збільшення вхідного опору. Струм другого ДК (схема переходу до несиметричного виходу) не фіксується ГСС, цей каскад має великий коефіцієнт підсилення. Зміщенням на $VT6$ і резисторі $R7$, керується ГСС вхідного каскаду і ГСС схеми зміщення сталого рівня сигналу $VT8$. Зміщення створюється за рахунок падіння напруги на резисторі $R9$, через який протікає струм ГСС2 на $VT8$. Вихідний сигнал знімається з виходу емітерного повторювача $VT9$. Діод $VD1$, що знаходиться під зворотним зміщенням, виконує функцію коректувальної ємності.

Основні параметри ОП К140УД1А наведені у таблиці 2.1.

ОП К140УД1А випускається вже досить давно і тому його параметри суттєво гірші за параметри сучасних ОП, перш за все це стосується вхідного опору, коефіцієнта підсилення, споживаної потужності.

Підвищення вхідного опору в ОП досягається використанням у вхідних каскадах БТ з високим коефіцієнтом підсилення у мікροструмовому режимі чи МДН транзисторів.

Кращі показники має ОП К153УД1, табл.2.1, його електричні характеристики дозволяють забезпечити використання у апаратурі різного призначення.

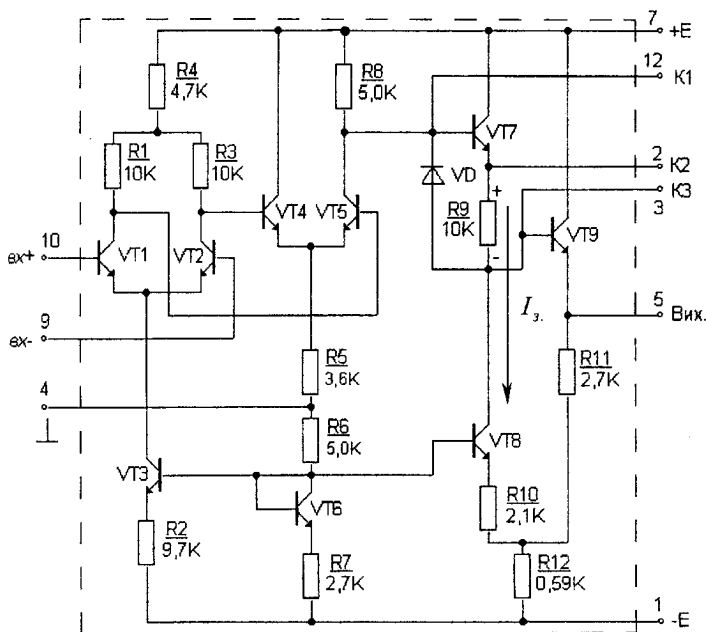


Рисунок 2.5 – Схема електрична принципова операційного підсилювача К140УД1

Вхідний диференціальний каскад $VT1 - VT2$ працює в режимі мікро-струмів, що дозволяє забезпечити великий вхідний опір ОП, рис.2.6.

Для забезпечення добрих показників вхідного ДК, схема другого каскаду також диференціальна, кожне плече реалізовано за модифікованою схемою Дарлінга з вхідним опором не менше 200 кОм, $VT3, VT4, VT5, VT6$.

Струм другого каскаду 0,6 мА створює на $VT10$ у діодному включенні падіння напруги, що нормує струм $VT11$. Другий каскад ОП симетрично навантажений на два емітерних повторювачі $VT7$ та $VT8$. Схема зміщення сталого рівня сигналу виконана на транзисторі $VT9$. Вихідний каскад це двотактний емітерний повторювач $VT12, VT13, VT14$, що працює у режимі класу В.

За допомогою ОП вдалося стандартизувати схеми багатьох пристроїв. Подальший розвиток ОП дозволив значно спростити методику їх застосування і підвищити точність встановлення передавальних функцій.

Таблиця 2.1

ПАРАМЕТРИ	K140УД1А	K153УД1
Напруга живлення, В:	3 ... 7 -7 ... -3	15 -15
Вхідна диференціальна напруга, В	-1,2...1,2	
Синфазна вхідна напруга, В	-3...3	-10...10
Напруга зміщення	17 мВ	5 мВ
Різниця вхідних струмів	2,5 мкА	250 нА
K_U	500 – 4500	45000
$K_{сф}$	60 дБ	65 дБ
$U_{вих}$, В	$\pm 2,8$	$\pm 10,0$
Частота одиночного підсилення $f_{од}$	5 МГц	1 МГц
Час усталення, $t_{уст}$	1,5 мкс	–
Вхідний диференційний опір	$> 0,004$ МОм	$> 0,2$ МОм

Для досягнення цієї мети було необхідним значно підвищити запас коефіцієнта підсилення і вхідний опір, звести до мінімуму кількість зовнішніх допоміжних елементів, покращити енергетичні показники ОП.

Для апаратури, що працює з батарейним живленням, економічність – параметр визначний. Для таких пристроїв випускаються мікропотужні ОП з цікавими властивостями: необхідне значення споживаного схемою струму, рівень вхідного опору і швидкодія визначаються за програмою. Ці параметри залежать від номіналу зовнішнього резистора, який встановлює струм зміщення ОП (K153УД4, K710УД1). Мікропотужні ОП з параметрами, що вибираються за програмою, зручні у безкорпусному виконанні, коли кристал ОП монтується у мікрозборках. У таких випадках не завжди вдається гарантувати малий тепловий опір кристал-підкладки, тому їх потужність споживання не перевищує 1 – 10 мВт.

При розробці нових сучасних ОП слід звернути увагу на необхідність забезпечення деяких обмежень, що накладаються особливостями сучасної технології виготовлення ОП:

- невелике значення сумарного номіналу резисторів на підкладці;
- труднощі впровадження процесів підстроювання номіналів елементів;
- погана абсолютна точність номіналів резисторів від підкладки до підкладки;
- обмеження по тепловідведенні;
- труднощі виготовлення на одній підкладці транзисторів р-п-р і п-р-п структури.

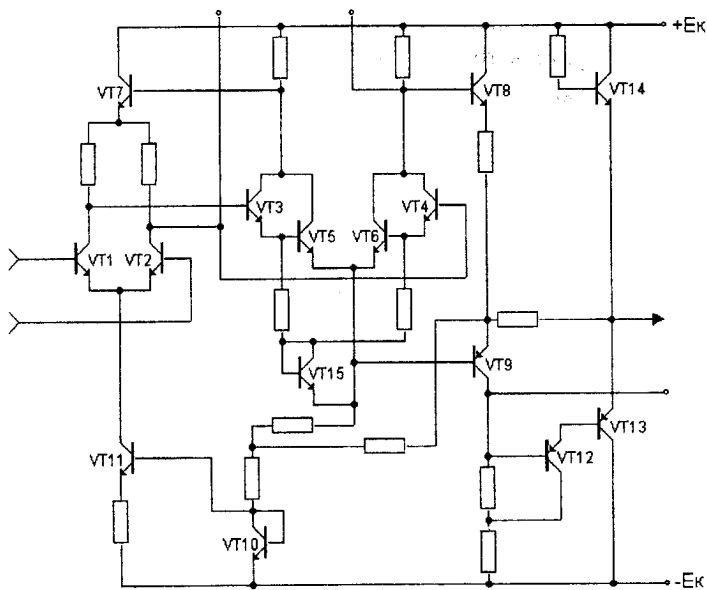


Рисунок 2.6 – Схема електрична принципова операційного підсилювача К153УД1

2.3 Застосування зворотного зв'язку у операційних підсилювачах для утворення пристроїв аналогової обробки сигналів

Передавальна функція підсилювача повинна забезпечити точне трансформування рівня вхідного сигналу у рівень сигналу при навантаженні.

Якщо підсилювач має струмовий вхід (забезпечує виконання умов для генератора струму сигналу) і струмовий вихід (генерує струм $I_{вих}$ у навантаженні, тобто при будь-яких змінах навантаження R_n рівень вихідного струму лишається сталим, а вихідна напруга прямопропорційна R_n), у такому випадку основна передавальна функція такого підсилювача – коефіцієнт підсилення за струмом $K_i = I_{вих} / I_c$ (генератор стабільного струму).

Якщо пристрій має струмовий вхід, але на виході генерує напругу (напруга у навантаженні не залежить від опору навантаження, тобто вихідний струм прямопропорційний номіналу навантаження), то основна функція такого підсилювача – передаточний опір $R_{П} = U_{вих} / I_c$, і такий пристрій має назву – трансформатор опору.

Якщо підсилювач керується напругою, але у навантаженні генерується струм сигналу, то це трансформатор провідності $G_{II} = I_{вих} / U_c$.

Якщо підсилювач керується напругою і генерує у навантаженні стабільну напругу – це підсилювач напруги $K_U = U_{вих} / U_c$.

Розглянуті передавальні функції підсилювача можуть бути реалізовані різним застосуванням ВЗЗ.

Відомі чотири основні схеми введення ВЗЗ, рис.2.7(а, б, в, г).

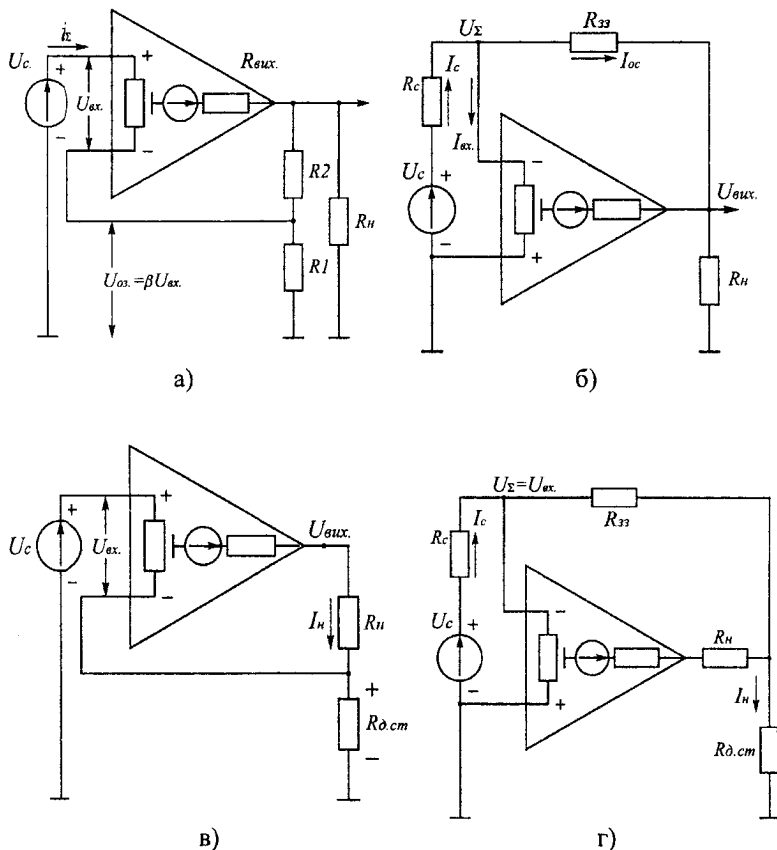


Рисунок 2.7 – Зворотний зв'язок в операційних підсилювачах

Наведені схеми відповідно реалізують:

- послідовний ВЗЗ за напругою;
- паралельний ВЗЗ за напругою;
- послідовний ВЗЗ за струмом;
- паралельний ВЗЗ за струмом.

Для отримання напруги ВЗЗ, пропорційній струму, рис.2.7(в, г), використовується датчик струму $R_{\partial.cm}$, опір якого відповідає умові $R_{\partial.cm} \ll R_n$.

Основні параметри розглянутих схем наведені у табл.2.2.

Таблиця 2.2

Включення	Підсилювач	Схема, рисунок – 2.7	Основні передавальні функції	Вхідний опір	Вихідний опір
Неінвертувальне	Напруги	а	$K_U = 1/\beta = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$	Великий $R_{ex} = R_{ex0}(1 + \beta K_0)$	Малий $R_{вих} = \frac{R_{вих0}}{1 + K_0}$
	Трансформатор провідності	в	$G_{II} = \frac{I_n}{U_c} = \frac{1}{R_{\partial.cm}}$		Великий $R_{вих} = (1 + K_0)R_{\partial.cm}$
Інвертувальне	Трансформатор опору	б	$R_{II} = \frac{U_{вих}}{I_c} = R_{зз}$	Малий $R_{ex} = \frac{R_{зз}}{K_0 - 1}$	Малий $R_{вих} = \frac{R_{вих}}{1 + K_0}$
	Струму	г	$K_i = \frac{I_n}{I_c} = \frac{R_{\partial.c} + R_{зз}}{R_{\partial.cm}}$		Великий $R_{вих} = R_{\partial.cm}(1 + K_0)$

Розглянуті варіанти схем використовуються для побудови практично усіх схем підсилювачів.

2.4 АЧХ та ФЧХ операційного підсилювача

АЧХ підсилювача з безпосередніми зв'язками практично рівномірна від постійного струму ($f = 0$) до деякої частоти зрізу ($\omega = 1/\tau$). Спад характеристики у ВЧ області викликає інтерес до частоти, на якій коефіцієнт підсилення схеми по напрузі K_U зменшується до одиниці. Смуга частот, що відповідає $K_U = 1$, зветься смугою одиничного підсилення (unity gain bandwidth).

ОП вміщує два-три каскади, кожний з яких може бути змодельований у вигляді RC-ланки, що утворюється великим вхідним опором каскаду і вхідною ємністю наступного каскаду. Тому передавальну функцію такого ОП можливо подати у такому вигляді

$$K_{on}(p) = K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot K_3(p) = \frac{K_{o,on}}{\left(1 + \frac{p}{\omega_{зр1}}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{зр2}}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{зр3}}\right)},$$

де $K_{o,on}$ – коефіцієнт передачі ОП на постійному струмі.

Швидкість падіння результувальної АЧХ ОП, рис.2.8(а), послідовно збільшується на -20 дБ/дек. ФЧХ одного каскаду ОП може бути подана у вигляді тангенсоїди $= \arctg \omega\tau$, яку у логарифмічному масштабі зручно апроксимувати зламаною лінією, що має стрибок -90° на частоті зрізу. Тому результувальна ФЧХ ОП послідовно збільшується на -90° , рис.2.8(б).

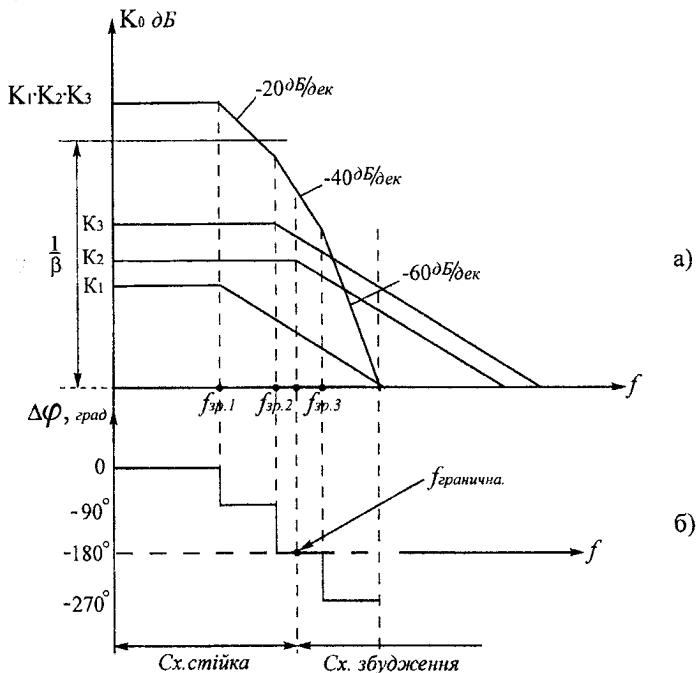


Рисунок 2.8 – АЧХ та ФЧХ некоректованого операційного підсилювача

Помилки апроксимації діаграми Бодє (АЧХ і ФЧХ, що побудовані з використанням логарифмічного масштабу) прямими лініями на частоті зрізу не перевищують для АЧХ 3дБ, а ФЧХ на частотах $0.1\omega_{зр}$ і $10.0\omega_{зр}$ відповідно $+5.7^\circ$ і -5.7° .

2.5 Забезпечення стійкості операційних підсилювачів, що охоплені зворотним зв'язком

Для того, щоб виключити амплітудно-фазові спотворення у заданій смузі частот, необхідно в цій смузі забезпечити рівномірну АЧХ і лінійну ФЧХ. Це досягається за допомогою ВЗЗ. Але, необхідно мати на увазі, що якщо лінія $1/\beta$ перетинає ділянку спаду АЧХ, що має швидкість падіння – 40 або –60дБ/дек, зсув фази вихідного сигналу ОП відносно вхідного досягає – 180° чи перевищує цю величину. Разом з початковим (схемотехнічним) зсувом фаз між інверсним входом і виходом ОП, що дорівнює – 180°, сумарний зсув фаз у колі ВЗЗ на частоті f_{zp} буде складати – 360°, що викличе самозбудження схеми, якщо на цій частоті коефіцієнт підсилення пристрою $K' = 1/\beta$ ще перевищує 1. Таким чином, для ОП, що має АЧХ вказаного типу, недоцільно забезпечувати глибину ВЗЗ $\beta = 1/K'$ більшу, ніж $20(\lg f_{zp2} - \lg f_{zpl})$ дБ, оскільки безпосередньо за другою частотою зламу сумарний фазовий зсув у колі ВЗЗ буде додатний (тобто, до зсуву фаз між інвертувальним входом і виходом ОП додається внутрішній зсув, більший за 180°) і схема самозбуджується.

Тому основна вимога забезпечення стійкості пристрою на некоректованому ОП така: пряма, що відповідає підсиленню $K' = 1/\beta$, яке вимагається від пристрою на ОП із замкненим колом ВЗЗ, повинна обов'язково перетинати ділянку АЧХ з нахилом –20 дБ/дек. Ця вимога відповідає максимально можливому запасу фази у колі ВЗЗ до самозбудження (для частоти f_{zp2} запас фази 90°, а для $f_{zp} - 0^\circ$). У більшості випадків може бути достатнім і менший запас фази на самозбудження, тому у підсилювачах з замкненим колом ВЗЗ вдається використовувати також частину ділянки з нахилом –40дБ/дек. В цьому випадку АЧХ підсилювача буде мати викид поблизу частоти f_{zp} , а на перехідній характеристиці з'явиться значний викид, що характерний для систем з відносною стійкістю.

Цю вимогу дуже важко забезпечити, коли ОП включений як повторювач напруги оскільки при цьому коефіцієнт передачі у колі ЗЗ дорівнює коефіцієнту передачі при розімкненому колі ЗЗ.

Максимальний запас фази на самозбудження особливо бажаний у тих випадках, коли навантаження схеми у процесі роботи змінюється чи має смісний характер. У останньому випадку вихідний опір ОП утворює з C_n фазозсувне коло, внаслідок чого можливе самозбудження навіть у тому випадку, якщо ОП має деякий запас стійкості за фазою.

Усунути самозбудження схеми на ОП можливо за рахунок зрізання зайвої смуги підсилення, щоб сумарна (результувальна) АЧХ ОП проходила з нахилом –20 дБ/дек через точку одиничного підсилення f_{od} . Зсув фаз у такому підсилювачі на всьому ВЧ спаді сталий і дорівнює 90°. Такий ОП

має повністю оптимально скоректовану частотну характеристику і зветься скоректованим ОП. Зміна АЧХ трикаскадного ОП за допомогою RC -ланок з різними номіналами елементів показана на рис.2.9.

Для кожного конкретного типу ОП рекомендується відповідний набір RC -ланок, що підключаються до спеціальних високоомних точок схеми ОП. Ці точки вибираються з таким розрахунком, щоб зменшити номінали елементів кола корекції. У ряді випадків ОП випускаються постійно скоректованими. У коректованому ОП критерій стійкості задовольняється навіть тоді, коли вони включаються за схемою повторювача. В таких ОП за допомогою простої резистивної ланки у колі ВЗЗ можна отримати будь-яке значення коефіцієнта підсилення і при цьому не буде виникати самозбудження. Коректувальні ланки можуть підключатися до входів ОП. ОП з більше ніж двома ланками корекції зустрічаються рідко, оскільки таким чином ускладнюється проектування, регулювання і експлуатація апаратури. Номінали коректувальних ланок і відповідні діаграми Боде наводяться у інструкціях з застосування конкретних ОП.

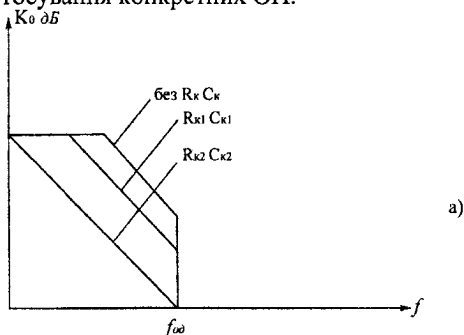


Рисунок 2.9 – Корекція АЧХ операційного підсилювача RC -ланками

Контрольні завдання та запитання

1. Використовуючи довідкову літературу виберіть типи ОП, що забезпечують найбільший коефіцієнт підсилення, найбільший вхідний опір, найбільшу швидкодійність.

2. Які шляхи побудови ОП з ідеальними характеристиками?

3. Визначить допустиму швидкість спаду АЧХ ОП, якщо градація частоти задається в октавах.

4. Яку кількість каскадів повинен мати ідеальний ОП і чому?

5. При яких умовах передатна функція ОП визначається тільки параметрами зовнішнього кола?

6. Назвіть основні параметри та характеристики ОП.

7. Наведіть основні схеми включення ОП і охарактеризуйте тип зворотного зв'язку, що в них застосовується.

3 АНАЛОГОВІ ПРИСТРОЇ, ЩО ЗДІЙСНЮЮТЬ ОПЕРАЦІЇ НАД СИГНАЛОМ

3.1 Інвертувальні схеми підсилювачів напруги

Досить часто на практиці застосовується інвертувальне включення, що являє собою схему включення ОП з паралельним ВЗЗ за напругою, рис.3.1.

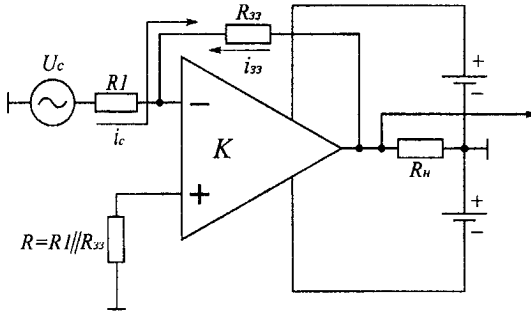


Рисунок 3.1 – Інвертувальний підсилювач

Якщо вважати, що власний вхідний опір ОП досить великий, відомо, що в ідеальному ОП він прямує у нескінченність, то струм від джерела сигналу в ОП не протікає і дорівнює

$$i_c = \frac{U_c}{R1}.$$

Струм сигналу при вказаних умовах може протікати тільки через резистор R_{33} , створюючи на ньому падіння напруги

$$U_{33} = i_{33} R_{33} = -i_c R_{33} = -\frac{U_c R_{33}}{R1}.$$

Падіння напруги на резисторі R_{33} з великою точністю дорівнює напрузі вихідного сигналу $U_{вих}$, тобто потенціал лівої (на схемі) точки резистора R_{33} , що підключений до точки підсумовування струмів практично дорівнює нулю. В цій точці створюється, так званий, штучний нуль потенціалу у схемі, чи, інакше, точка штучного заземлення

$$U_{вих} = U_{33} = -\frac{U_c R_{33}}{R1}.$$

Відповідно, коефіцієнт підсилення за напругою для цієї схеми буде дорівнювати

$$K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх(c)}} = -\frac{R_{33}}{R1} = \frac{1}{p},$$

де $p = R1/R_{33}$ – коефіцієнт зворотного паралельного зв'язку за напругою.

У першому наближенні можна вважати, що вхідний опір пристрою, на основі інвертувального включення ОП, з боку джерела сигналу, дорівнює

$$R_{вх} = R1,$$

величина цього опору, як правило, не значна.

Вихідний імпеданс цієї схеми, як показано в табл. 2.2

$$R_{вих}^* = \frac{U_{вих.хх}}{i_{вих.кз}} = \frac{R_{вих}}{1 + K_0}.$$

Для балансування схеми за постійним струмом вмикається додатковий резистор $R = R1 \cdot R_{33} / (R1 + R_{33})$.

З метою вилучення помилкової напруги, у випадку, коли ця схема працює як підсилювач постійного струму, необхідно строго забезпечити рівність сумарних опорів, що включені у кола неінвертувального і інвертувального входів ОП.

Найпростішою схемою використання ОП у інвертувальному включенні є інвертувальний повторювач вхідного сигналу, рис.3.2, де забезпечена умова $R1 = R_{33}$.

Для цієї схеми $i_c = -i_{33}$, тому

$$U_{вих} = i_{33} R = -i_c R = -\frac{U_c}{R} \cdot R,$$

тобто $U_{вих} = -U_c$, $K = -1$.

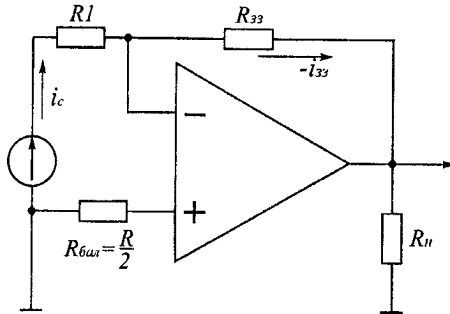


Рисунок 3.2 – Інвертувальний повторювач

Для аналогового підсумовування сигналів (мікшер) використовується схема інвертувального підсумовувача, рис.3.3.

$$U_{вих} = i_{33} R = (-i_1 - i_2 - i_3) R = \left(-\frac{U_{c1}}{R1} - \frac{U_{c2}}{R2} - \frac{U_{c3}}{R3} \right) \cdot R = -(U_{c1} + U_{c2} + U_{c3}).$$

Схема регулювання коефіцієнта підсилення інвертувального підсилювача наведена на рис.3.4(а, б).

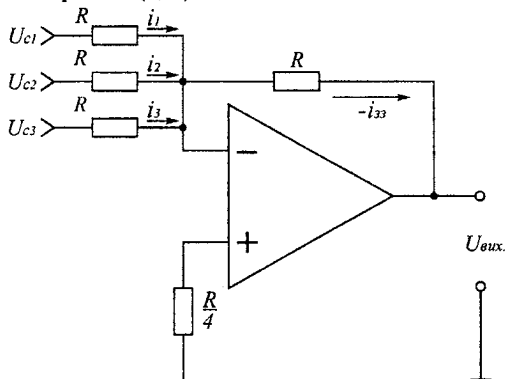


Рисунок 3.3 – Інвертувальний суматор

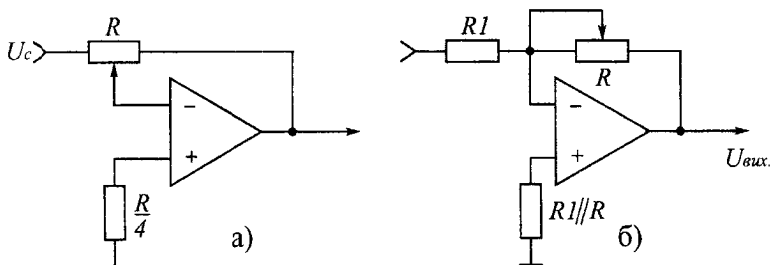


Рисунок 3.4 – Регулювання підсилення

Перша схема відрізняється тим, що при регулюванні змінюється її вхідний опір, а залежність коефіцієнта підсилення нелінійна. Для другої схеми (б) характеристика регулювання лінійна.

3.2 Неінвертувальні схеми підсилювачів напруги

Другою схемою включення ОП є неінвертувальне включення, рис.3.5. Ця схема є схемою включення ОП з послдовним зворотним зв'язком за напругою.

В цій схемі напруга зворотного зв'язку $U_{зз}$ створюється подільником $R1, R2$

$$U_{зз} = \rho U_{вих} = \frac{U_{вих} R1}{R1 + R2},$$

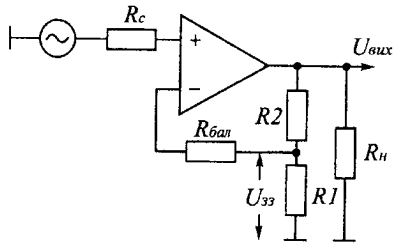


Рисунок 3.5 – Неінвертувальний підсилювач

але оскільки напруга між входами ОП близька до нуля, можна вважати, що $U_{33} = U_c$, тому ідеальний ОП має в цій схемі включення коефіцієнт підсилення за напругою

$$U_c = \frac{U_{\text{вих}} R_1}{R_1 + R_2};$$

$$K'_U = \frac{U_{\text{вих}}}{U_c} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{1}{\rho},$$

де $\rho = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ – коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку.

Резистор $R_{\text{бал}}$ вмикається в схему для балансування по вхідних струмах, у випадку якщо опір джерела сигналу R_c великий $R_{\text{бал}} = R_c + R_1 \parallel R_2$.

Вхідний опір неінвертувального включення ОП з боку джерела сигналу досить значний

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{вх.диф.оп}} (1 + \rho K_0) = R_{\text{вх.диф.оп}} \left(\frac{K_0}{K'_U} \right),$$

а вихідний опір малий

$$R'_{\text{вих}} = \frac{R_{\text{вих}}}{1 + \rho K_0}.$$

Схема неінвертувального повторювача (буферного підсилювача) наведена на рис.3.6.

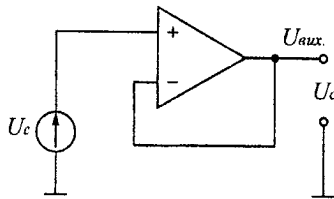


Рисунок 3.6 – Неінвертувальний повторювач

В цій схемі $p=1$ і відповідно

$$K'_U = \frac{K_0}{1 + K_0} = 1.$$

Вхідний опір цієї схеми для змінного сигналу дорівнює

$$R'_{ax} = R_{ax.диф.оп.} \cdot K_0,$$

а вихідний відповідно

$$R'_{вих} = \frac{R_{вих}}{K_0},$$

тобто прямує до нуля.

Неінвертувальний повторювач напруги застосовується для узгодження джерела сигналу з великим внутрішнім опором, з малим опором навантаження. Такий режим інколи зветься буферним.

На рис.3.7 наведена схема неінвертувального суматора двох сигналів, що має коефіцієнт підсилення 2.

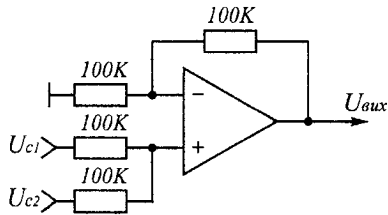


Рисунок 3.7 – Неінвертувальний суматор

Схема підсилювача змінної напруги з великим вхідним опором і коефіцієнтом підсилення 11 наведена на рис.3.8.

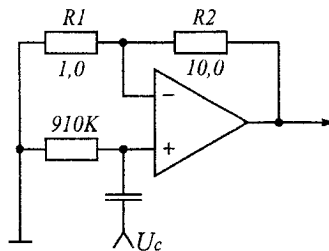


Рисунок 3.8 – Підсилювач змінної напруги

3.3 Диференціальні схеми включення ОП

Диференціальна схема включення ОП, рис.3.9, є поєднанням інвертувальної і неінвертувальної схем.

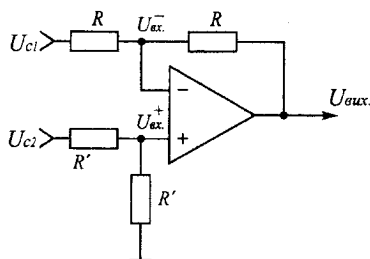


Рисунок 3.9 – Диференціальне включення операційного підсилювача

Для пояснення принципу дії цієї схеми, треба мати на увазі, що різниця напруг між входами ОП приблизно дорівнює нулю, тобто $U_{ax}^+ = U_{ax}^-$, а струми сигналів не течуть на входи ОП. Для розрахунку коефіцієнта передачі цієї схеми необхідно скласти систему рівнянь. Для першого входу маємо

$$\frac{U_{c1} - U_{ax}^-}{R} = \frac{U_{ax}^- - U_{вих}}{R},$$

або

$$U_{ax}^- = \frac{U_{c1} + U_{вих}}{2}.$$

Для другого входу

$$U_{ax}^+ = \frac{U_{c2} R'}{R' + R'} = \frac{U_{c2}}{2},$$

враховуючи, що $U_{ax}^+ = U_{ax}^-$, то відповідно

$$\frac{U_{c2}}{2} = \frac{U_{c1} + U_{вих}}{2},$$

або

$$U_{вих} = U_{c2} + U_{c1}.$$

Схема диференціального включення ОП з множенням різниці двох сигналів на коефіцієнт N наведена на рис.3.10, вибір значення коефіцієнта N здійснюється резисторами. Вихідна напруга у такому випадку дорівнює

$$U_{вих} = N(U_{c2} - U_{c1}).$$

Диференціальне включення ОП дозволяє побудувати схему регулювання коефіцієнта підсилення, яка одночасно дозволяє змінювати знак передатної функції (це означає, що при крайніх положеннях бігунка R сигнал змінює фазу), рис.3.11.

Якщо необхідно побудувати на ОП підсилювач змінної напруги з однополярним джерелом живлення, можна також використовувати варіанти диференціального включення ОП, рис.3.12.

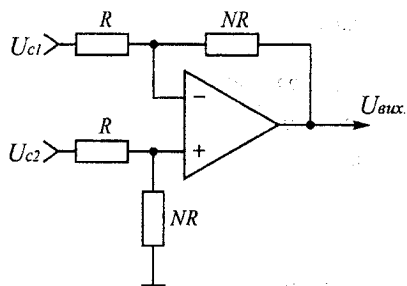


Рисунок 3.10 – Диференціальний підсилювач

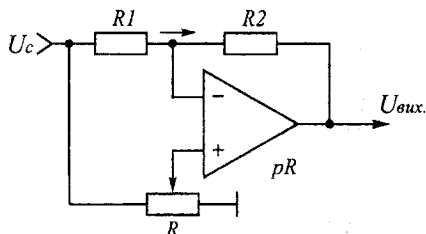


Рисунок 3.11 – Фазообертач

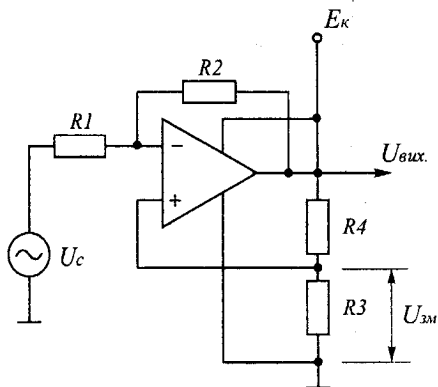


Рисунок 3.12 – Інвертувальний підсилювач з однополярним живленням

Наведена схема є для сигналу інвертувальною і має $K_U = R2/R1$, але, коли $U_c = 0$, схема підсилює потенціал зміщення

$$U_{зм} = \frac{E_k \cdot R3}{R3 + R4},$$

для якого вона є неінвертувальною

$$U_{вих} = \frac{U_{зм} (R1 + R2)}{R1}.$$

Якщо вимагати, щоб стала складова вихідної напруги дорівнювала $U_{вих} = E_{\kappa} / 2$, то отримаємо

$$\frac{E_{\kappa}}{2} = \frac{E_{\kappa} \cdot R3}{R3 + R4} \cdot \frac{R1 + R2}{R1}$$

Спростуючи вираз можна отримати співвідношення для розрахунку елементів схеми

$$\frac{R4}{R3} = \frac{2R2}{R1} + 1 = 2K_U + 1.$$

Аналогічним чином може бути побудована неінвертувальна схема з однополярним джерелом живлення.

3.4 Інтегрувальний і диференціальний підсилювачі

Як відомо, у випадку, якщо підсилення ОП досить значне, то передачна функція пристрою визначається тільки параметрами кола ЗЗ.

Якщо взяти за основу інвертувальне включення ОП і виконати провідності $Y1$ і $Y2$ (ВЗЗ) з різних з'єднань R і C , то з'являється можливість отримати будь-яку необхідну АЧХ. Таким чином може бути реалізований ФНЧ, ФВЧ, СФ і т.д.

Використовуючи у якості елементів ЗЗ $Y1 = G$, $Y2 = j\omega C$, рис.3.13, знайдемо коефіцієнт передачі такого пристрою

$$K(p) = -\frac{1}{p} = -\frac{G}{pC} = -\frac{1}{pCR} = -\frac{1}{p\tau}$$

Вихідна напруга у такому випадку буде дорівнювати

$$U_{вих}(p) = U_{вх}(p) \cdot K(p) = \frac{-U_{вх}(p)}{p\tau}$$

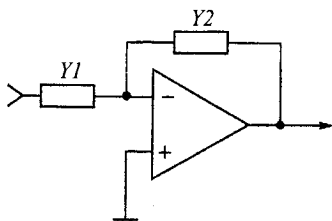


Рисунок 3.13 – Інтегрувальний і диференціальний підсилювач

Після переходу від зображення до оригіналу, враховуючи, що діленню зображення на оператор p у часовій області відповідає інтегрування оригіналу, отримаємо

$$U_{вих}(t) = -\frac{1}{\tau_0} \int_0^t U_{вх}(t) \cdot dt.$$

Тобто вихідна напруга такого пристрою пропорційна інтегралу вхідної. Якщо прикласти до входу інтегратора сталу напругу, то напруга на виході буде змінюватися лінійно у відповідності з виразом

$$U_{\text{вих}}(t) = -\frac{U_{\text{вх}} \cdot t}{RC}.$$

Такий пристрій може виконувати функцію ФНЧ першого порядку.

Якщо до неінвертувального входу ОП додатково підключити пасивний інтегратор, то такий пристрій буде інтегрувати різницю вхідних напруг

$$U_{\text{вих}}(p) = -\frac{1}{p\tau(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}})},$$

для випадку, коли $\tau = \tau_1 = R1C1 = \tau_2 = R2C2$.

Схема диференціувального підсилювача може бути реалізована у випадку, якщо $Y1 = j\omega C$, а $Y2 = G$. Коефіцієнт передачі такого пристрою у операторній формі має вигляд

$$K'(p) = -\frac{pC}{G} = -p\tau,$$

а вихідна напруга відповідно

$$U_{\text{вих}}(p) = -p\tau U_{\text{вх}}(p).$$

Після перетворення відповідно отримаємо

$$U_{\text{вих}}(t) = -\frac{\tau dU_{\text{вх}}(t)}{dt},$$

тобто, вихідна напруга пропорційна диференціалу вхідної.

Вхідний опір такого підсилювача ємнісний, тому його стійкість досить низька. Для забезпечення стійкості виникає необхідність застосування спеціальних кіл корекції частотної характеристики. Дещо покращити стійкість можна шляхом послідовного включення з ємністю C невеликого додаткового опору.

Такий пристрій може виконувати функцію ФВЧ першого порядку.

3.5 Логарифмічний та антилогарифмічний підсилювачі

Для реалізації операції логарифмування чи антилогарифмування (піднесення до степеня) ОП охоплюється нелінійним ЗЗ, рис.3.14.

У якості нелінійного елемента звичайно застосовуються діоди. Відомо, що залежність між напругою на такому діоді і струмом, що протікає через нього має вигляд

$$i_{\delta} = i_0 \cdot e^{a \cdot U_{\delta}},$$

де i_0 – струм втрат діода (зворотнорозміщеного р–п переходу); U_{δ} – напруга, що прикладена до діода; a – коефіцієнт, що залежить від температури.

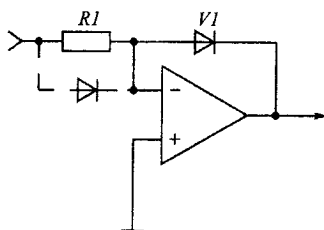


Рисунок 3.14 – Логарифмічний і антилогарифмічний підсилювач

Якщо включити діод у коло зворотного зв'язку і вважати ОП ідеальним, то струм, що протікає через цей діод буде дорівнювати

$$i_{\partial} = \frac{U_{\text{вх}}}{R}.$$

Після перетворень першого виразу маємо

$$\begin{aligned} \frac{i_{\partial}}{i_0} &= e^{a \cdot U_{\partial}}, \\ \ln \frac{i_{\partial}}{i_0} &= a \cdot U_{\partial}, \\ U_{\partial} &= \frac{\ln \frac{i_{\partial}}{i_0}}{a}. \end{aligned}$$

Після підстановки другого виразу (i_{∂}) отримаємо

$$U_{\partial} = a \cdot \ln \frac{U_{\text{вх}}}{R \cdot i_0},$$

враховуючи, що напруга на діоді U_{∂} дорівнює вихідній, $U_{\partial} = U_{\text{вих}}$ відповідно маємо

$$U_{\text{вих}} = -a \cdot \ln U_{\text{вх}} + a \cdot \ln R \cdot i_0,$$

Змінна складова вихідної напруги визначається першим доданком, тому можна вважати, що вихідна напруга пропорційна логарифму вхідної. Тобто, таким чином може бути побудований підсилювач з логарифмічною амплітудною характеристикою, такий пристрій призначений для компресії динамічного діапазону вхідного сигналу і, тому, інколи носить назву компресор. Для отримання вказаної залежності діод повинен працювати у режимі мікрострумів, тому резистор R , необхідно вибирати значного номіналу. Для розширення динамічного діапазону у таких підсилювачах може застосовуватись у колі з-п-н перехід транзистора (база – емітер). Така схема може працювати з сигналами різної полярності.

Якщо включити діод у коло прямої передачі, то можна отримати антилогарифмічний підсилювач, оскільки вихідна напруга у цій схемі буде дорівнювати

$$U_{вих} = i_0 \cdot R = i_0 \cdot R \cdot e^{aU_{вх}} = -i_0 \cdot R \cdot e^{aU_{вх}},$$

тобто, таким чином може бути побудований підсилювач з експоненціальною (показниковою) амплітудною характеристикою, тобто – експандер.

Експандер призначений для розширення динамічного діапазону сигналів і включається, як правило, на виході компресора. Сукупність компресор–експандер носить назву компандер і призначена для покращення шумових характеристик тракту передачі.

Разом з використанням схем з нелінійним ЗЗ є і інші методи отримання логарифмічної амплітудної характеристики, це так звані методи паралельного і послідовного підсумовування сигналів.

Прикладом реалізації логарифмічної характеристики таким методом є МС К174УП2. Логарифмічна характеристика у цьому випадку отримується методом кускової апроксимації необхідної амплітудної характеристики. Крутість підсилення ($dU_{вих}/dU_{вх}$) для кожного каскаду МС різна, що досягається за рахунок зниження рівня сигналу при використанні подільника сигналу. Підсумовуючи потім усі сигнали можна отримати необхідну результувальну амплітудну характеристику, рис. 3. 15(а, б). За рахунок того, що реальні підсилювачі мають нелінійну

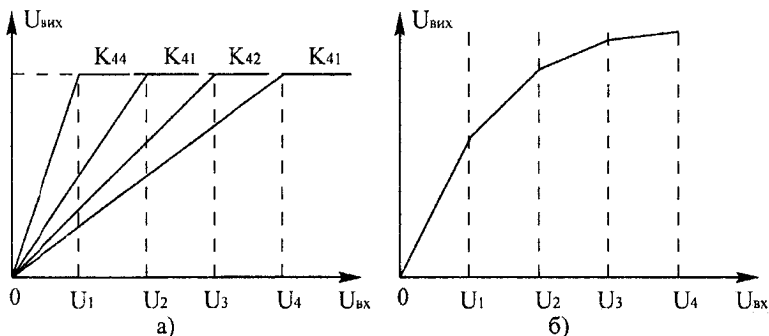


Рисунок 3.15 – Метод паралельного підсумовування сигналу

передатну характеристику, реальна характеристика є більш наближена до ідеальної. З використанням однієї МС К174УП2, що вміщує чотири каскади, можна реалізувати двоканальний логарифмічний підсилювач з динамічним діапазоном по вхідному сигналу 50 дБ, чи одноканальний 100 дБ.

3.6 Аналогові помножувачі та подільники

Розглянуті вище нелінійні підсилювачі знаходять широке застосування при нелінійній обробці сигналів, наприклад, перетворення частоти

вимагає перемноження двох функцій сигналу і гетеродина. Виділення сигналу на фоні шуму потребує підсумовування квадратів сигналу і шуму з наступним усередненням цього результату. Така обробка сигналів може бути здійснена на основі вже розглянутих пристроїв.

Приклад використання пристроїв на ОП для вказаних вище цілей наведений на рис.3.16, 3.17.

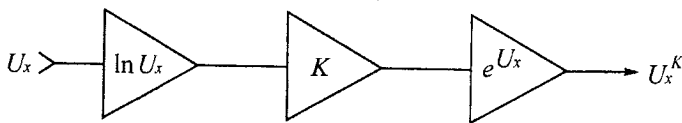


Рисунок 3.16 – Піднесення до степеня

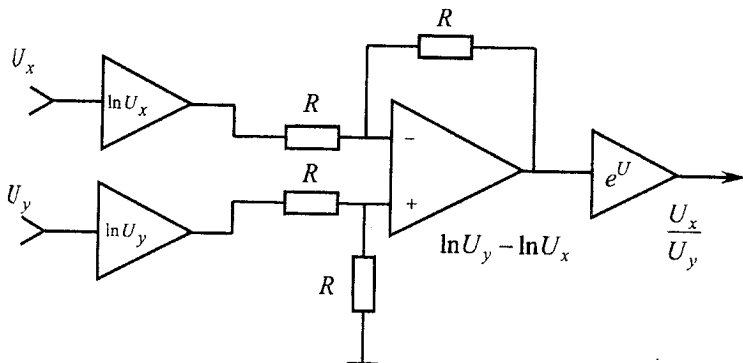


Рисунок 3.17 – Подільник сигналів

Для отримання добутку сигналів попередньо прологарифмований сигнал підсумовується. Для ділення різниця логарифмів потенціюється.

Окрім вказаних методів множення та ділення сигналів існують спеціалізовані помножувачі на МС, які умовно можна розділити на дві групи, інструментальні помножувачі та загального використання (двійний балансний змішувач). Перша група використовується у аналогових ЕОМ, а також у низькочастотних колах обробки сигналів і має високу точність множення і вузький діапазон частот (одиниці МГц). Друга група має низьку точність перемноження сигналів, але використовується на частотах від 0 до 100.0 МГц.

Вихідна напруга помножувача визначається виразом

$$U_{вих} = U_x \cdot U_y \cdot K_m,$$

де K_m – масштабний коефіцієнт.

Точність множення може бути визначена з виразу

$$\delta = \frac{U_{\text{вих}} - U_x \cdot U_y \cdot K_m}{U_{\text{вих}}},$$

і складає 0.1 – 0.01 % у залежності від призначення помножувача.

Прикладом аналогових помножувачів сигналів можуть служити МС К525ПС1, К526ПС2, К174ПС1.

Контрольні завдання та запитання

1. Побудувати схему двокаскадного диференціального підсилювача на основі ОП. Забезпечити загальний коефіцієнт підсилення 100. Передбачити можливість балансування нуля схеми.
2. Спроектуйте інвертувальний підсилювач на ОП з коефіцієнтом підсилення 50, забезпечте його смугу пропускання 100 Гц – 50.0 кГц, вхідний опір не менше 100 кОм. Живлення однополярне. Тип ОП – К140УД7.
3. Визначить смугу пропускання неінвертувального підсилювача, якщо він виконаний на ОП К140УД7 і забезпечує коефіцієнт підсилення 20, значення розділового конденсатора 1.0 мкФ., вхідний опір 100 кОм.

4 ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ОПОРУ

4.1 Принципи конверсії та інверсії імпедансу

Електронна зміна імпедансу (конверсія) або зміна його характеру на зворотний (інверсія) може відбуватися різними способами. Додатковою вимогою до ОП в цьому випадку є наявність високого вхідного і вихідного опору.

Для більш чіткого уявлення можливостей реалізації конверторів і інверторів імпедансу будемо вважати, що ОП має $G_{ax} = G_{вих} = 0$. Остання умова може бути реалізована включенням у колекторне коло вихідного емітерного повторювача ОП додаткового навантажувального резистора.

Схема реалізації конвертора імпедансу на ОП зображена на рис.4.1.

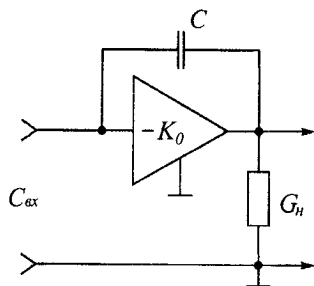


Рисунок 4.1 – Конвертор імпедансу

Враховуючи, що ємність C конденсатора зворотного зв'язку створює $Y_{12} = j\omega C$ і, що прямим проходженням сигналу через це коло можна знехтувати, отримаємо $Y_{ax} = Y_{11} + Y_{12} \cdot K_0$, або $C_{ax} = K_0 \cdot C$. Таким чином, якщо ОП має $K_0 = 500 - 50000$, то з'являється можливість збільшити ємність конденсатора у десятки тисяч разів.

Враховуючи вираз для Y_{ax} і те, що $K_0 = -Y_{12} \cdot Y_{21} / Y_n$ при $Y_n = j\omega C_n$ і дійсної величини добутку $Y_{12} \cdot Y_{21} = -A$ вхідний опір $Z_{ax} = 1 / Y_{ax} = j\omega C_n / A = j\omega L$, де $L = C_n / A$. Таким чином відбувається перетворення ємності у індуктивність, у тому сенсі, що струм, який протікає через неї, запізнюється відносно прикладеної напруги, а опір зростає з частотою. Такий пристрій ще носить назву гіратора.

Для інверсії ємності навантаження у необхідне значення вхідної індуктивності підсилення ОП може бути дуже малим і повинно залежати від навантаження. Це можливо тільки при великому вихідному опорі ОП.

Схема інвертора з ОП показана на рис.4.2 (ОП має високоомний вихід).

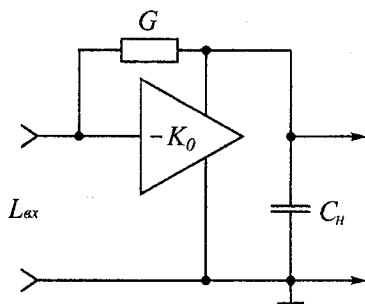


Рисунок 4.2 – Інвертор імпедансу

Якщо вибрати резистор зворотного зв'язку з великим опором, можна вважати, що виконується ~~слідуюча~~ умова

$$-K_0 G_{\text{вих}} + G \approx -K_0 G_{\text{вих}},$$

і у власній провідності виходу можна знехтувати G у порівнянні з $j\omega C_H$.
Тоді

$$Y_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{вх}}}{U_1} = G(1 + K) = G + \frac{K_0 G G_{\text{вих}}}{j\omega C_H} = G + \frac{1}{j\omega L},$$

де $L = \frac{C_H}{K_0 G G_{\text{вих}}}$.

У такому випадку опір на вході пристрою є не чисто індуктивного характеру, а відповідно зашунтованим резистором $R = 1/G$. Зрозуміло, що при малих значеннях R вхідна індуктивність буде мати малу добротність. Змінювати добротність можливо, впливаючи на підсилення ОП. Чим менше підсилення K_0 , тим більше еквівалентна індуктивність на вході. Ця обставина призводить до того, що замість ОП можуть використовуватися і більш прості пристрої.

Як приклади реалізації вказаних принципів розглянемо дві схеми, керованого напругою ємнісного помножувача, рис.4.3 і імітатора індуктивності, рис.4.4.

Якщо в схемі керованого напругою ємнісного помножувача опір Z_{33} звести до входу, то відповідний вхідний опір буде визначатися за виразом $Z_i = Z_{33} / (1 + K_0)$, а відповідна вхідна провідність $Y_i = (1 + K_0) Y_{33}$. Якщо у колі Z_{33} використовується конденсатор C_{33} , то схема працює як ємнісний помножувач. При цьому якщо коефіцієнт підсилення K_0 змінюється, то відповідно буде змінюватись і вхідна ємність.

Вхідний опір імітатора індуктивності зворотно пропорційний опорю Z_{33} і визначається виразом $Z_{ex} = R2 \cdot R3 / Z_{33}$. Якщо Z_{33} конденсатор ємністю C_{33} , то вхідний опір – $Z_{ex} = j\omega R2 \cdot R3 \cdot C_{33} = j\omega L_{екв}$, тобто вхідний опір еквівалентний індуктивності $L_{екв} = R2 \cdot R3 \cdot C_{33}$.

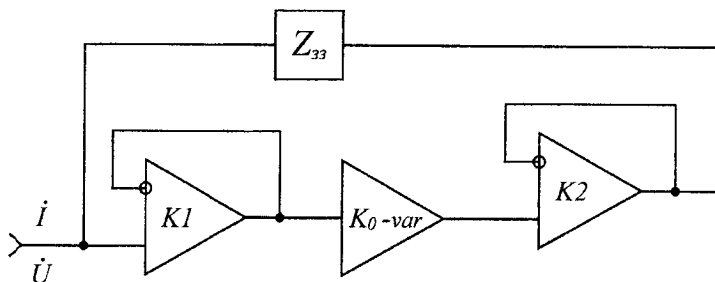


Рисунок 4.3 – Помножувач ємності

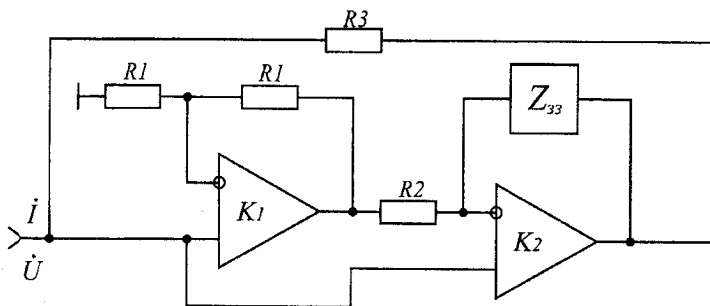


Рисунок 4.4 – Еквівалентна індуктивність

Контрольні завдання та запитання

1. Яким вимогам повинен відповідати ОП інвертора імпедансу?
2. Які коефіцієнти підсилення каскадів K1 та K2 помножувача ємності?
3. Які опори (вхідний, вихідний) повинні бути забезпечені в помножувачі ємності?

5 АКТИВНІ ФІЛЬТРИ

5.1 Загальні відомості про фільтри

При використанні ОП як одного з елементів пристрою з'являється можливість синтезувати характеристику будь-якого LC фільтра без використання котушок індуктивності. Такі фільтри відомі під назвою «активних фільтрів», у зв'язку з наявністю в схемі активного елемента (ОП).

Активні фільтри можна використовувати для реалізації фільтрів НЧ, ВЧ, смугопроникальних і смугозатримувальних, вибираючи тип фільтра у залежності від його властивостей; рівномірності підсилення в смузі пропускання, крутості перехідної ділянки АЧХ або незалежності часу затримки від частоти. Окрім цього можна також побудувати «усепроникаючі фільтри» з плоскою АЧХ, але нестандартною ФЧХ (такі фільтри називають «фазові коректори»), або навпаки фільтри з постійним фазовим зсувом, але довільною АЧХ.

Коефіцієнт передачі фільтра у загальному випадку можна записати у вигляді

$$K(p) = \frac{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + b_m p^m}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_n p^n}, \quad (5.1)$$

де $b_0, b_1, \dots, b_m; a_0, a_1, \dots, a_n$ – дійсні числа; p – оператор Лапласа, для синусоїдального сигналу $p = j\omega$.

Порядок фільтра визначається найбільшим степенем оператора p у знаменнику. Якщо відомі корені z_1, z_2, \dots, z_m чисельника і корені p_1, p_2, \dots, p_n знаменника, то коефіцієнт передачі можна записати у вигляді

$$K(p) = \frac{b_m (p - z_1)(p - z_2) \dots (p - z_m)}{a_n (p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n)}. \quad (5.2)$$

При $p = z_i$ коефіцієнт передачі дорівнює нулю, тому корені z_1, \dots, z_m називають нулями. При $p = p_i$ коефіцієнт передачі дорівнює нескінченності, тому корені p_1, \dots, p_n називають полюсами.

Коефіцієнт передачі фільтра повністю визначається значеннями нулів і полюсів, а також сталим множником $\frac{b_m}{a_n}$.

Коефіцієнт передачі фільтра першого порядку

$$K(p) = \frac{b_0 + b_1 p}{a_0 + a_1 p}, \quad (5.3)$$

де $\text{sign } a_0 = \text{sign } a_1$.

У відповідності з виразом (5.3) коефіцієнт передачі фільтра НЧ може бути записаний при $b_1 = 0$

$$K(p) = \frac{b_0}{a_0 + a_1 p},$$

для ФВЧ, при $b_0 = 0$

$$K(p) = \frac{b_1 p}{a_0 + a_1 p};$$

для фазового коректора, при $b_0 = -a_0$, $b_1 = a_1$

$$K(p) = \frac{a_1 p - a_0}{a_1 p + a_0}.$$

Коефіцієнт передачі фільтра другого порядку

$$K(p) = \frac{b_0 + b_1 p + b_2 p^2}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2}. \quad (5.4)$$

Виходячи з виразу (5.4), коефіцієнт передачі відповідних фільтрів можна подати у вигляді:

для ФНЧ, при $b_1 = b_2 = 0$

$$K(p) = \frac{b_0}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2};$$

для ФВЧ, при $b_0 = b_1 = 0$

$$K(p) = \frac{b_2 p^2}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2};$$

для смугопроникального фільтра, при $b_0 = b_2 = 0$

$$K(p) = \frac{b_1 p}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2};$$

для смугозатримувальних фільтрів, при $b_1 = 0$

$$K(p) = \frac{b_0 + b_2 p^2}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2};$$

для фазового коректора, при $b_1 < 0$

$$K(p) = \frac{b_0 - b_1 p + b_2 p^2}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2}.$$

Фільтри другого порядку можна реалізувати, з'єднуючи відповідним чином ланки першого і нульового порядку. Спосіб такої реалізації витікає з можливої форми подання коефіцієнта передачі у вигляді елементарних функцій інтегрування, диференціювання, підсумовування. Оскільки способів подання виразу (5.4) через елементарні функції може бути досить багато, то і число можливих схемних рішень фільтрів другого порядку може бути значним.

На практиці фільтр характеризується трьома основними параметрами: ω_c – характеристична частота (зрізу), що характеризує рівень послаб-

лення АЧХ -3 дБ; K_0 модуль коефіцієнта передачі у смузі пропускання; ξ – коефіцієнт згасання коливаль.

Смуга пропускання і добротність Q пов'язані з коефіцієнтом згасання співвідношенням

$$\xi = \frac{\omega}{\omega_c} = \frac{1}{Q}.$$

Відомі три найбільш популярні типи активних фільтрів: Баттерворта, (максимально плоска характеристика в смузі пропускання), фільтр Чебишева (найбільш крутий перехід від смуги пропускання до смуги придушення) та фільтр Бесселя (максимально плоска характеристика часу затримки). Будь-який з цих фільтрів можна реалізувати за допомогою різних схем. Всі вони придатні для побудови фільтрів верхніх, нижніх частот і смугових фільтрів.

5.2 Фільтри Баттерворта і Чебишева

Фільтр Баттерворта, як відзначено вище, забезпечує найбільш плоску характеристику в смузі пропускання, що однак досягається за рахунок повільної зміни характеристики у перехідній області, тобто між смугами пропускання і затримки. Він також має погану фазочастотну характеристику, тобто таку, що викликає значні фазові спотворення. Його амплітудно-частотна характеристика задається таким виразом

$$\frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{\left(1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^{2n}\right)^{\frac{1}{2}}}, \quad (5.5)$$

де n – визначає порядок фільтра (число полюсів); f_c – частота зрізу.

Збільшення числа полюсів дає можливість зробити більш плоскою ділянку АЧХ в смузі пропускання і збільшити крутість спаду від смуги пропускання до смуги затримки, рис. 5.1.

Тобто слід розуміти, що вибираючи фільтр Баттерворта, для досягнення максимально плоскої АЧХ слід поступитися всіма іншими вимогами.

У більшості випадків найбільш важливим є забезпечення вимоги необхідної нерівномірності в смузі пропускання, яка не повинна перевищувати встановленого значення, наприклад 1 дБ. Фільтр Чебишева відповідає цій вимозі, при цьому допускається деяка нерівномірність по всій смузі, але при цьому значно збільшується крутість зламу АЧХ. Для фільтра Чебишева задаються числом полюсів і нерівномірністю в смузі пропускання. Припускаючи збільшення нерівномірності в смузі, отримують більш крутий злам АЧХ. АЧХ фільтра Чебишева задається таким виразом

$$\frac{U_{ВНХ}}{U_{ВХ}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 C_n^2 \left(\frac{f}{f_C} \right)}}, \quad (5.6)$$

де C_n – поліном Чебишева степеня n ; ε – константа, що визначає нерівномірність АЧХ в смузі пропускання.

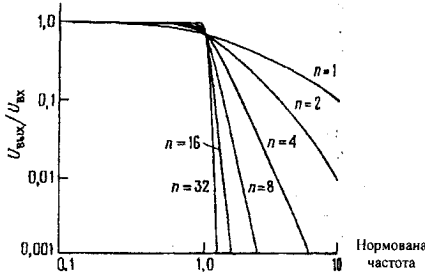


Рисунок 5.1 – Нормовані характеристики фільтра нижніх частот Баттерворта

Фільтр Чебишева як і фільтр Баттерворта має ФЧХ, що викликає значні фазові спотворення сигналів. На рис. 5.2(а,б) подані для порівняння характеристики АЧХ 6-полюсних фільтрів нижніх частот, 1 – фільтр Бесселя, 2 – фільтр Баттерворта, 3 – фільтр Чебишева, RC – фільтр. Як можна бачити з рис.5.2 всі вказані типи фільтрів набагато кращі за RC фільтр.

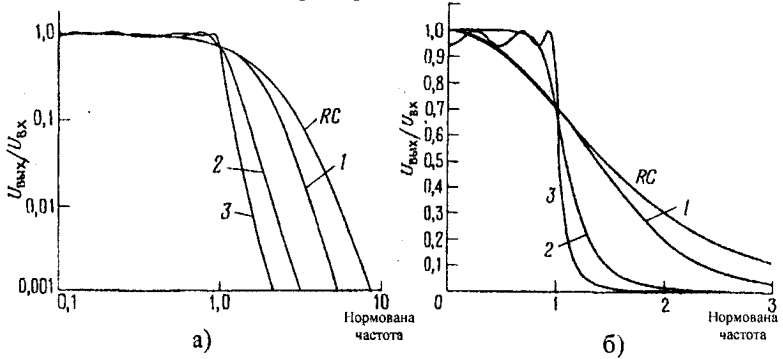


Рисунок 5.2 – Порівняння характеристики 6-полюсних фільтрів нижніх частот

Але слід відзначити, що і ці типи фільтрів не вільні від недоліків, для фільтра Баттерворта це поступове зниження характеристики при наближенні до частоти f_C , а для фільтра Чебишева – пульсації, що розподілені по всій смузі, кількість яких зростає разом з порядком фільтра. Окрім цього, активні фільтри, що побудовані з елементів, номінали яких мають де-

який допуск, будуть мати характеристики, що відрізняються від розрахункових. На рис.5.3 проілюстровано цей вплив.

Але разом з вказаними недоліками, фільтр Чебишева є досить раціональною структурою, інколи його називають рівнохвильовим фільтром, оскільки його АЧХ в перехідній області має велику крутість за рахунок того, що в смузі пропускання розподілено декілька рівновеликих пульсацій. Навіть при відносно малих пульсаціях (приблизно 0.1 дБ) фільтр Чебишева забезпечує набагато більшу крутість АЧХ в перехідній області, ніж фільтр Баттерворта. Розрахунок показує, що для забезпечення нерівномірності АЧХ в смузі пропускання не більше 0.1 дБ і згасання 20 дБ

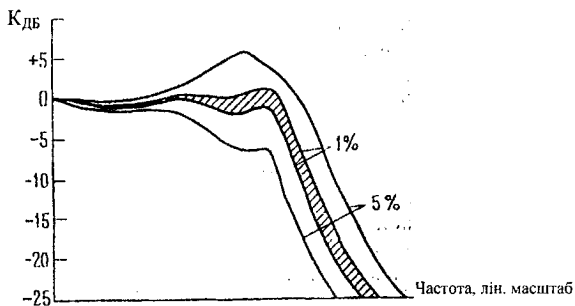


Рисунок 5.3 – Вплив зміни параметрів елементів на характеристику активного фільтра

на частоті, що відрізняється на 25% від граничної частоти смуги, необхідним є 19-полосний фільтр Баттерворта і тільки 8-полосний фільтр Чебишева. Ще кращі показники можуть бути досягнуті у так званих еліптичних фільтрах (або фільтрах Кауера). В таких фільтрах допускаються пульсації АЧХ як в смузі пропускання, так і в смузі затримки для досягнення великої крутості перехідної ділянки АЧХ навіть більшої, ніж у фільтрів Чебишева.

5.3 Фільтри Бесселя

Як було встановлено раніше, АЧХ фільтра не дає про нього повної інформації. Фільтр навіть з плоскою АЧХ може давати великі фазові спотворення. У тих випадках, коли необхідно зберегти форму сигналу, бажано мати фільтр з лінійною ФЧХ. Вимоги забезпечення лінійної ФЧХ еквівалентні вимогам забезпечення постійного часу затримки. Фільтр Бесселя (друга назва фільтр Томсона) має плоску ділянку частотної характеристики групового часу затримки в смузі пропускання, подібно до того як фільтр Баттерворта має найбільш плоску АЧХ. На рис.5.4 зображені нормовані за частотою графіки ГЧЗ для 6-полосних фільтрів нижніх частот Бесселя і Баттерворта.

Вказана форма характеристики ГЧЗ фільтра Баттерворта викликає появу ефектів викидів при проходженні через фільтр імпульсних сигналів. З другого боку, сталість характеристики ГЧЗ у фільтра Бесселя призводить

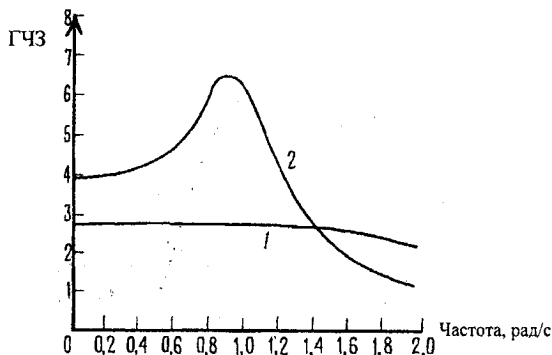


Рисунок 5.4 – Порівняння ГЧЗ для 6-полюсних фільтрів нижніх частот Бесселя (1) і Баттерворта (2)

до ще більш пологої перехідної ділянки, навіть ніж у характеристики фільтра Баттерворта.

Існують способи проектування фільтрів, в яких робиться спроба покращити робочі параметри фільтра Бесселя у частотній області, навіть нехтуючи сталістю ГЧЗ заради зменшення часу зростання і покращення АЧХ. Фільтр Гауса має практично аналогічну до фільтра Бесселя ФЧХ, але кращу перехідну характеристику.

Другий цікавий клас – це фільтри, що дозволяють отримати однакові пульсації кривої часу запізнення у смузі пропускання (аналогічно пульсаціям АЧХ фільтра Чебишева) і забезпечити приблизно однакове запізнення для сигналів зі спектром до смуги затримки. Ще один підхід до створення фільтрів з постійним часом запізнення – це застосування усепроникальних фільтрів, так званих коректорів у часовій області. Такі фільтри мають постійну АЧХ, а зсув фаз може змінюватися відповідно до конкретних вимог. Таким чином, їх можна застосовувати для вирівнювання часу запізнення будь-яких інших фільтрів (Баттерворта або Чебишева).

5.4 Порівняння фільтрів різних типів

Не звертаючи увагу на раніше зроблені зауваження про перехідну характеристику фільтрів Бесселя, слід все ж відзначити, що він має дуже добрі властивості у часовій області і порівнянні з фільтрами Баттерворта і Чебишева. Фільтр Чебишева при його дуже добрій АЧХ має найгірші параметри у часовій області. Фільтр Баттерворта дає компроміс між частотними і часовими характеристиками. На рис.5.5 подана інформація про ро-

бачи характеристики усіх трьох типів фільтрів у часовій області, що доповнює наведені раніше графіки АЧХ. Їх аналіз показує, що у тих випадках, коли важливими є параметри фільтра у часовій області, бажаним є застосування фільтра Бесселя.

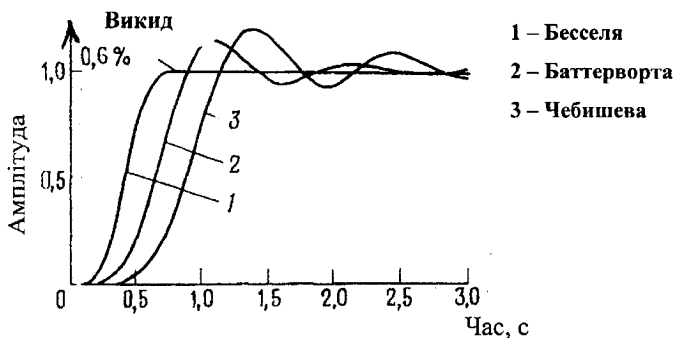


Рисунок 5.5 – Порівняння перехідних процесів для 6-полюсних фільтрів нижніх частот

5.5 Схеми активних фільтрів

Відомо багато схем активних фільтрів, які використовуються для отримання необхідної характеристики фільтра, але всі вони повинні відповідати таким вимогам:

- мати малу кількість елементів, як активних, так і пасивних;
- забезпечувати легкість регулювання;
- забезпечувати малий вплив розкиду параметрів елементів, особливо конденсаторів;
- забезпечувати відсутність жорстких вимог до операційного підсилювача, особливо по вимогах швидкості зростання, ширини смуги і вихідному опору;
- забезпечувати можливість створення високочастотних фільтрів;
- забезпечувати нечутливість характеристик фільтрів до коефіцієнта підсилення ОП.

Фільтр, який вимагає використання високоточних елементів, важко налаштувати, і по мірі старіння елементів настроювання губиться. Так звана схема фільтра на основі джерела напруги, що керується напругою ДНКН дуже поширена, в основному завдяки своїй простоті і малій кількості елементів, але ця схема є дуже чутливою до зміни параметрів елементів. Для порівняння, зацікавленість, що виникла до складних гіраторних схем, зумовлена їх нечутливістю до малих змін параметрів елементів.

5.5.1. Фільтри Саллена і Кі. На рис. 5.6 наведено приклад простого фільтра, відомого також як фільтр Саллена і Кі, по прізвищах його винахідників. У якості підсилювача застосовується ОП, що включений в режимі повторювача.

Цей фільтр є двополюсним фільтром ВЧ. Слід відзначити, що такий фільтр міг бути простим двокаскадним фільтром, якщо б перший резистор не був би з'єднаний з виходом. Легко показати, що на дуже низьких частотах нахил АЧХ такий самий, як RC фільтра, оскільки вихідний сигнал практично дорівнює нулю. Зростання вихідного сигналу при збільшенні його частоти призводить до зменшення послаблення в результаті дії цього стежного зв'язку, і за рахунок цього злам АЧХ стає більш різким.

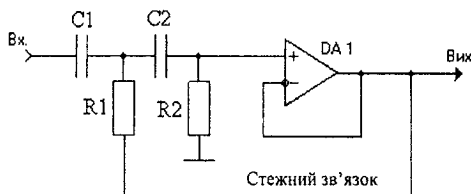


Рисунок 5.6 – Фільтр Саллена і Кі

5.5.2. Фільтри на джерелах напруги, що керується напругою (ДНКН). Активні фільтри на ДНКН, це варіант фільтра Саллена і Кі, але в цьому випадку повторювач напруги замінено **неінвертувальним** підсилювачем, коефіцієнт підсилення якого більше за 1. Достатній набір різних RC -ланок, побудованих на основі ДНКН, дозволяє об'єднати їх в одне ціле з необхідною характеристикою, близькою до апроксимуючої функції, не піклуючись про їх взаємний вплив.

На рис. 5.7 (а, б, в) наведені варіанти схем, що реалізують фільтри НЧ, ВЧ і смуговий фільтр.

Смуговий фільтр утворюється як комбінація фільтрів НЧ і ВЧ. Ці двополюсні фільтри можуть бути фільтрами Баттерворта, Бесселя і іншими за рахунок відповідного підбору параметрів елементів. Будь-яке число двополюсних секцій може бути з'єднано каскадно для утворення фільтрів високого порядку. Кожна секція відповідає квадратичному співмножнику полінома степені n , що дає опис фільтра у цілому.

У фільтрах на ДНКН використовується мінімальна кількість елементів (один ОП на два полюси характеристики), при цьому вони дають додатковий вигравш у вигляді неінвертувального коефіцієнта підсилення, низького вихідного опору, малого розкиду параметрів, зручності зміни коефіцієнта підсилення і спроможності роботи при великому коефіцієнті підсилення або малому згасанні. Їх недолік – велика чутливість до зміни пара-

метрів елементів і коефіцієнта підсилення ОП, окрім цього вони не можуть бути застосовані для побудови фільтрів, що перестроюються.

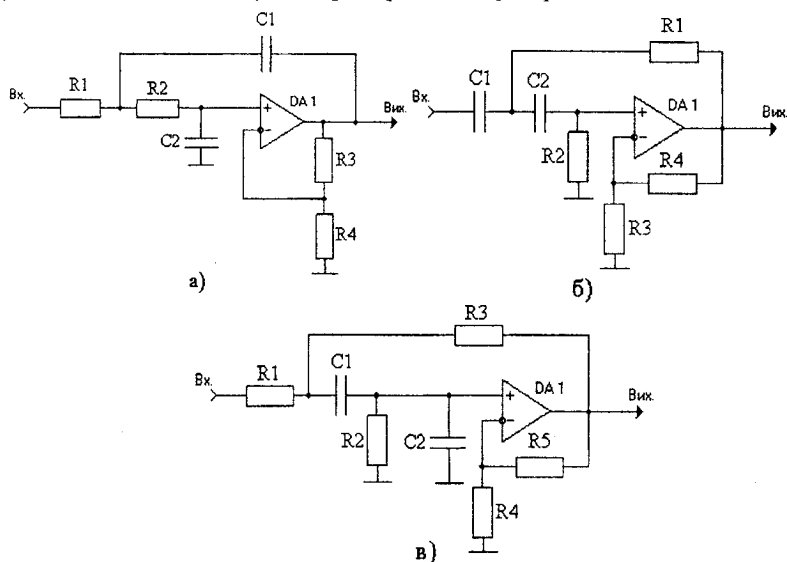


Рисунок 5.7 – Активні фільтри НЧ (а), ВЧ (б) і смуговий (в) на ДНКН

5.6 Проектування фільтрів на ДНКН

Для проектування n -полосних фільтрів (при парному n) необхідно з'єднати $\frac{n}{2}$ секцій на ДНКН. Тому розрахунки ведуться тільки для фільтрів парного порядку. В кожній секції $R_1 = R_2 = R$ і $C_1 = C_2 = C$. Як і звичайно в схемах на ОП, значення R вибираються в діапазоні від 10 до 100 кОм. Резисторів з малим номіналом краще уникати оскільки вихідний опір ОП додається до опору резистора, вносячи помилку у розрахунки. Розрахунки ведуться з використанням даних табл. 5.1.

Розраховуючи фільтр Баттерворта, необхідно мати на увазі, що усі секції мають однакові значення R і C , які визначаються відношенням

$$RC = \frac{1}{2\pi f_c}, \text{ де } f_c - \text{частота зрізу фільтра } (-3\text{дБ}). \text{ Щоб побудувати, напри-}$$

клад, 6-полосний фільтр Баттерворта НЧ, необхідно з'єднати три наведені вище секції з коефіцієнтами підсилення, рівними відповідно 1.068, 1.586, 2.483 (бажано у вказаному порядку, щоб запобігти проблем з динамічним діапазоном) і підбираючи ідентичні для усіх секцій значення R і C встано-

влюємо точку, що відповідає частоті f_c . Наприклад, $f_c = 88.4$ Гц, $R = 180$ кОм, $C = 0.01$ мкФ.

Дещо складніше побудувати фільтр Бесселя і Чебишева. Як і в попередньому випадку з'єднується необхідна кількість секцій 2-х полюсних фільтрів з вказаним для кожної секції коефіцієнтом підсилення (див.табл.5.1). В кожній секції попередньо забезпечується рівність $R_1 = R_2 = R$ і $C_1 = C_2 = C$. Але далі для кожної секції необхідно забезпечити свій добуток RC , який обчислюється за допомогою множників нормування f_H (див. табл.5.1) за виразом $RC = \frac{1}{2\pi f_c f_H}$. Для фільтра Чебишева

f_c – частота, на якій АЧХ падає нижче діапазону нерівномірності при переході до смуги затримки. У випадку збільшення нерівномірності АЧХ в смузі для фільтрів Чебишева вдається отримати більшу крутість АЧХ в перехідній області.

Таблиця 5.1

n	Фільтр Баттерв.	Фільтр Бесселя		Фільтр Чебиш. (0.5дБ)		Фільтр Чебиш. (2дБ)	
	K	f_H	K	f_H	K	f_H	K
2	1.586	1.274	1.268	1.231	1.842	0.907	2.114
4	1.152	1.432	1.084	0.597	1.582	0.471	1.924
	2.235	1.606	1.759	1.031	2.660	0.964	2.782
6	1.068	1.607	1.040	0.396	1.537	0.316	1.891
	1.586	1.692	1.364	0.768	2.448	0.730	2.648
	2.483	1.908	2.023	1.011	2.846	0.983	2.904
8	1.038	1.781	1.024	0.297	1.522	0.238	1.879
	1.337	1.835	1.213	0.599	2.379	0.572	2.605
	1.889	1.956	1.593	0.861	2.711	0.842	2.821
	2.610	2.192	2.184	1.006	2.913	0.990	2.946

Для побудови фільтрів ВЧ використовуються дзеркальні до схеми фільтрів НЧ схеми, тобто схеми де R і C поміняні місцями. При цьому для фільтра Баттерворта значення R, C і K_0 лишаються без змін. Для фільтрів Бесселя і Чебишева значення K_0 лишаються без змін, а нормуючий множник f_H змінюється на зворотній, тобто $f_H' = 1/f_H$.

Смуговий фільтр отримується при каскадному з'єднанні фільтрів ВЧ і НЧ з перетинальними смугами пропускання. Смугозатримувальний фільтр можна отримати при паралельному з'єднанні фільтрів НЧ і ВЧ зі смугами, що не перетинаються. Смуга пропускання смугового фільтра визначається як ширина характеристики між точками -3 дБ, окрім, рівнохвильових фільтрів, для яких ця ширина визначається точками, де характерис-

тика спадає на величину пульсації у смузі пропускання. Але такі фільтри не можуть застосовуватись у випадках коли необхідні фільтри з високою добротністю. У таких випадках слід застосовувати однокаскадну смугову схему або фільтри, що будуються на основі методу змінного стану. Навіть однокаскадний двополосний фільтр може мати АЧХ з гострим викидом.

5.7 Фільтри, що будуються на основі методу змінного стану

Ідею синтезу на основі уявлення про змінний стан можна реалізувати на прикладі реалізації ланки другого порядку. Нехай

$$K(p) = \frac{u_2(p)}{u_1(p)} = -\frac{K_0}{1 + 2\delta p + p^2} \quad (5.7)$$

або $u_2(p)(1 + 2\delta p + p^2) = -K_0 u_1(p)$.

Переходячи від зображення до оригіналу і враховуючи, що множення на p у часовій області відповідає операції диференціювання, знаходимо

$$u_2(t) + 2\delta u_2'(t) + u_2''(t) = -K_0 u_1(t),$$

звідки

$$-u_2''(t) = K_0 u_1(t) + 2\delta u_2'(t) + u_2(t).$$

У якості змінних вибираємо $u_1(t)$, $u_2(t)$, $u_2'(t)$, і $u_2''(t)$. Схеми структурна і електрична, що відповідає останньому рівнянню зображені на рис.5.8 (а,б).

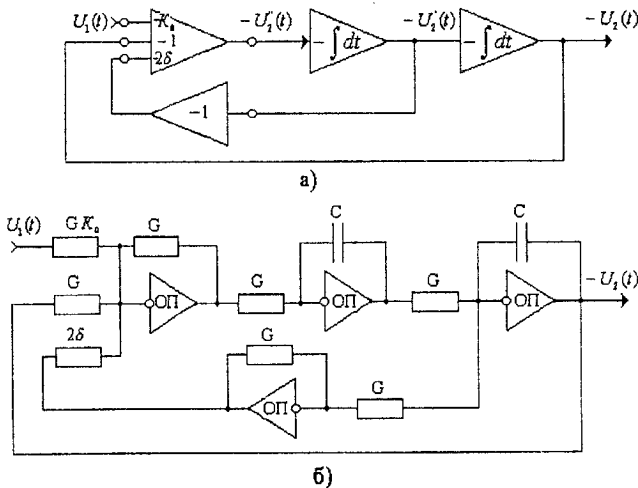


Рисунок 5.8 – ФНЧ – 2-го порядку, побудований за методом змінного стану

У якості основного елемента фільтра вибрані ОП, які за допомогою зовнішніх елементів (R, C) легко перетворюються у інтегратор і суматор.

Зразок смугового фільтра, побудованого на основі методу змінного стану, наведено на рис. 5.9. Цей фільтр набагато складніший у порівнянні з фільтрами на ДНКН, але такі фільтри широко застосовуються завдяки підвищеній стійкості і легкості регулювання.

Не дивлячись на велику кількість елементів, фільтр, що побудований на основі методу змінного стану, є найбільш вдалою схемою для реалізації високодобротних смугових фільтрів. Він відзначається малою поелементною чутливістю, не висуває вимог до смуги пропускання ОП, а також зручний у налаштуванні. Наприклад, в схемі, що наведена на

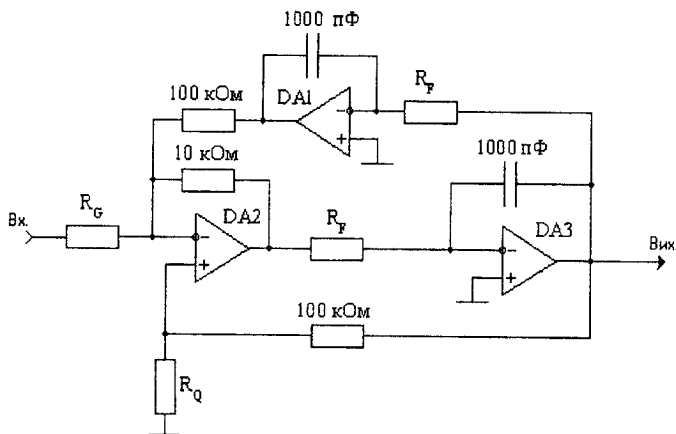


Рисунок 5.9 – Фільтр на основі методу змінного стану

рис.5.9, і використовується у якості смугопроникального. За допомогою двох резисторів R_F встановлюється центральна частота смуги пропускання f_0 , у той час як резистори R_Q і R_G спільно визначають добротність Q і коефіцієнт підсилення в смугі пропускання K_0

$$R_F = \frac{5.03 \cdot 10^7}{f_0} \text{ Ом}, \quad R_Q = \frac{10^5}{3.48Q + K - 1} \text{ Ом},$$

$$R_G = \frac{3.16 \cdot 10^4 Q}{K} \text{ Ом}.$$

Цей фільтр може бути зроблений таким, що перестроюється з фіксованою добротністю, при використанні у якості резистора R_F двосекційного змінного резистора. З другого боку, змінним можна зробити резистор R_Q , при цьому отримуємо фільтр з фіксованою частотою і змінною добротністю (і на жаль зі змінним коефіцієнтом підсилення).

Найбільш близькі до фільтрів на основі методу змінного стану так звані бікватратні фільтри, рис.5.10.

Особливістю такого фільтра є можливість регулювання його частоти (за допомогою R_F) при зберіганні сталості ширини смуги пропускання. Розрахункові рівняння:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_F C}; \quad \Delta f = \frac{1}{2\pi R_B C}; \quad K_0 = \frac{R_B}{R_G}.$$

Сама добротність Q визначається як $f_0/(\Delta f)$ і дорівнює R_B/R_F . При зміні значення центральної частоти R_B пропорційно змінюється і добротність Q при цьому зберігається незмінною.

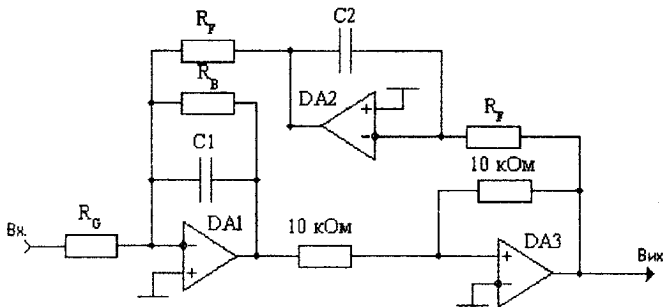


Рисунок 5.10 – Бікватратний фільтр

У випадку проектування бікватратного фільтра необхідно виконати таку послідовність дій:

1. Вибрати ОП з шириною смуги, яка у 10 – 20 разів перевищує добуток $K_0 f_0$.

2. Підібрати заокруглений номінал конденсатора, ближчий до такого значення $C = \frac{10}{f_0} \text{ мкФ}$.

3. Використати перше наведене вище рівняння для розрахунку опору R_F і відповідно друге для обчислення за заданим значенням ширини смуги Δf номінала опору R_B .

4. Згідно з третім рівнянням отримати значення опору R_G .

Слід відзначити, що кожний з опорів R_F, R_B і R_G є навантаженням для ОП, і тому їх номінали не повинні бути менші за 5 кОм.

Припустимо, що необхідно розрахувати смуговий фільтр з параметрами $f_0 = 1 \text{ кГц}$, $Q = 50$, $K_0 = 10$. Задано $C = 0.01 \text{ мкФ}$, потім визначимо $R_F = 159 \text{ кОм}$ ($f_0 = 1 \text{ кГц}$) і $R_B = 796 \text{ кОм}$ ($Q = 50$; $\Delta f = 20 \text{ Гц}$) і зрештою $R_G = 79.6 \text{ кОм}$ ($K_0 = 10$).

Якщо розрахункові значення резисторів виходять дуже великі або малі, то необхідно підібрати інший номінал конденсатора.

Для отримання смугових фільтрів високого порядку необхідно зробити каскадне з'єднання кількох фільтрів низького порядку, комбінуючи їх таким чином, щоб забезпечити характеристику фільтра, що вимагається. У такому випадку, як і раніше, фільтр Баттерворта має «максимально плоску» АЧХ, у той час як фільтр Чебишева задовольняє вимоги крутого зламу АЧХ в перехідній області. Збільшення крутості АЧХ шляхом підключення додаткових секцій призводить, як правило, до погіршення перехідної і фазової характеристик.

5.8 Подвійний Т-подібний фільтр

Відомі подвійні Т-подібні фільтри, що випускаються у вигляді готових модулів для діапазону частот від 1 Гц до 50 кГц з глибиною послаблення на частоті провалу близько 60 дБ. Такі фільтри використовують пасивний подвійний Т-подібний фільтр, рис. 5.11, який має нескінченне придушення на частоті $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$. Такий фільтр діє так ефективно тому, що

має місце підсумовування двох сигналів, які на частоті зрізу мають різницю фаз 180° . Отримання необхідної характеристики вимагає доброго узгодження елементів. Для отримання глибокого і стабільного

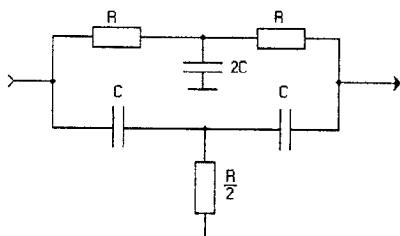


Рисунок 5.11 – Пасивний подвійний Т-подібний фільтр

провалу АЧХ слід вибирати конденсатори і резистори зі стабільними параметрами і малою температурною залежністю. Збільшення крутості провалу відбувається при збільшенні підсилення у колі зворотного зв'язку, рис.5.12.

5.9 Фільтри на основі принципу інверсії імпедансу

Схема смугового фільтра, що реалізує принцип інверсії імпедансу наведена на рис.5.13.

Величина еквівалентної індуктивності визначається за виразом

$$L_{к1} = C1_i \cdot R1_i \cdot R2_i.$$

Резонансна частота фільтра дорівнює:

$$f_{0i} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C1_{к1} \cdot C1_i \cdot R1_i \cdot R2_i}}$$

Опір шунтувального резистора $R_{ш1}$, що визначає еквівалентний резонансний опір контуру, дорівнює:

$$R_{ш1} = Q \cdot \rho_i = \frac{Q}{2\pi \cdot f_{0i} \cdot C_{к1}}.$$

Застосування гіраторів дозволяє значно спростити конструкцію деяких пристроїв, наприклад, еквалайзерів. На низьких частотах такі пристрої вимагають дуже великого значення індуктивності. Так, для частоти $f_{01} = 31.5 \text{ Гц}$ при ємності контуру $C_{к1} = 0.1 \text{ мкФ}$ величина еквівалентної індуктивності дорівнює $L_{к1} = 255 \text{ Гн}$. Гіраторна схема малочутлива до відхилення параметрів елементів, що її утворюють.

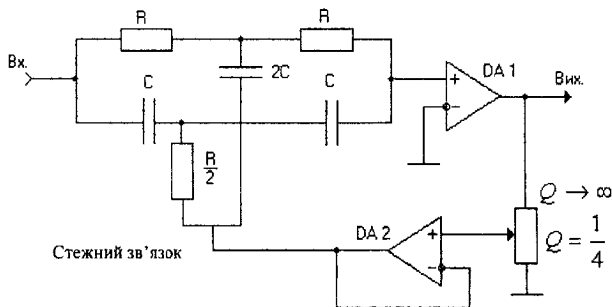


Рисунок 5.12 – Т-подібний фільтр зі стежним зв'язком

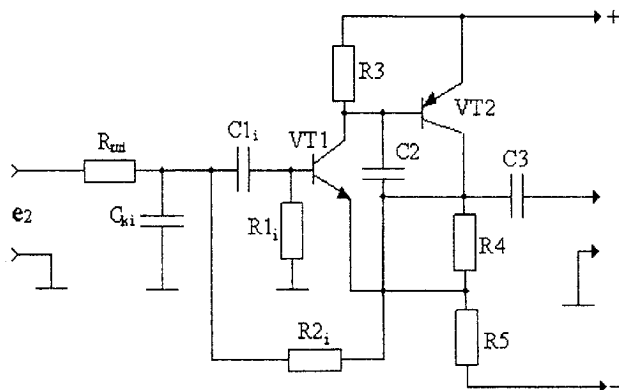


Рисунок 5.13 – Схема електрична принципова смугового фільтра, що реалізує принцип інверсії імпедансу

5.10 Фільтри на основі конденсаторів комутування

Відомий спосіб побудови інтеграторів, які складають основу бікватратних фільтрів і фільтрів на основі методу змінного стану. Основна його ідея полягає у використанні аналогових МДН-ключів, що синхронізуються зовнішнім сигналом прямокутної форми і високої частоти, як правило, у 100 разів вищої, ніж у аналогових сигналів, що обробляються. На рис.5.14(а,б) наведено схеми інтеграторів на конденсаторах комутування.

При увімкненні ключа $S1$ має місце заряд конденсатора $C1$ до напруги U_{BX} , тобто він зберігає заряд $C1U_{BX}$. у другій половині робочого циклу конденсатор $C1$ розряджається через віртуальну землю, передаючи свій заряд конденсатору $C2$. Сама напруга на конденсаторі $C2$ змінюється, відповідно, на величину $\Delta U = \frac{\Delta Q}{C2} = \frac{U_{BX} C1}{C2}$. Слід відзначити, що вихідна напруга змінюється протягом кожного циклу ВЧ прямокутного коливання

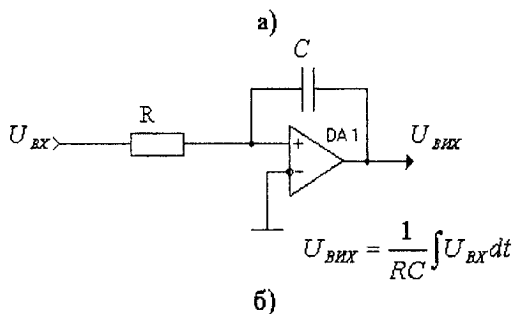
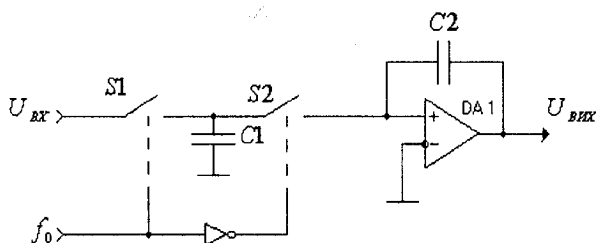


Рисунок 5.14 – Схеми інтеграторів на конденсаторах комутування, а – на перемикальних конденсаторах; б – звичайний інтегратор

пропорційно напрузі U_{BX} (зміна якого за один період керуючого коливання передбачається дуже незначною), тобто ця схема є інтегратором напруги вхідного сигналу

$$U_{вих} = f_0 \frac{C1}{C2} \int U_{вх} dt.$$

Застосування конденсаторів комутування, замість звичайних інтеграторів дає такі переваги. Перше, такий фільтр дозволяє застосовувати більш дешеві конденсатори, оскільки коефіцієнт передачі такого інтегратора залежить тільки від співвідношення конденсаторів $C1$ і $C2$, а не від їх значень, у той час як отримання резисторів і конденсаторів з точним значенням і високою стабільністю є досить складним. Друге полягає у можливості перестроювання частоти фільтра зміною частоти керуючого коливання, оскільки характеристична частота бікватратного фільтра, чи йому подібного, залежить тільки від коефіцієнта передачі інтегратора.

Мають такі фільтри і деякі недоліки. Перше, це наскрізне проходження сигналу тактової (керуючої) частоти, але звичайно це не має значення, оскільки цей сигнал значно віддалений від смуги, яку займає сигнал, що обробляється. Друга проблема, якщо у вхідному сигналі присутні спектральні компоненти, що знаходяться поблизу тактової частоти, то вони будуть накладатися на смугу пропускання. Для усунення цього явища у вхідному сигналі не повинно бути означених складових. Це може бути забезпечено застосуванням звичайного RC -фільтра. І третє – це зниження динамічного діапазону сигналу за рахунок зростання рівня шуму.

5.11 Фазові коректори (ланки)

Фазові ланки – це пристрої, де на заданій частоті фаза вихідного сигналу стримує зсув відносно вхідного на визначене значення, при цьому модуль коефіцієнта передачі не змінюється у всьому робочому діапазоні частот.

Як показано вище, коефіцієнт передачі фазової ланки першого порядку має вигляд

$$K(p) = \frac{b_1 + b_0}{a_1 p + a_0}$$

де $b_0 = -a_0, b_1 = a_1$.

Модуль коефіцієнта передачі

$$|K(\omega)| = 1.$$

Фаза вихідного сигналу

$$\varphi = \text{arctg} \frac{2\omega T}{\omega^2 T^2 - 1},$$

де $T = \frac{a_1}{a_0}$ – стала часу фазозадавального кола.

З різних варіантів фазових ланок першого порядку слід відзначити схеми фазовипереджувальних і фазозапінювальних ланок, рис.5.15 (а,б).

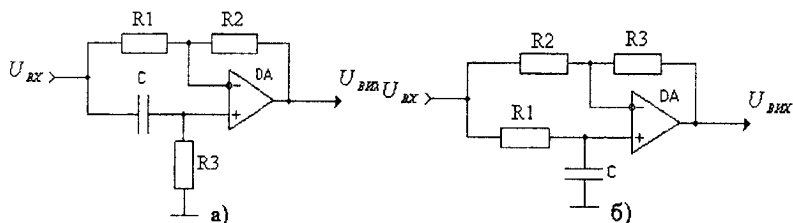


Рисунок 5.15 – Фазові ланки першого порядку
 а – фазовипереджувальна ланка; б – фазозапінювальна ланка

Фазовий зсув в цих ланках визначається виразом

$$\varphi = \pm \arctg \frac{2\omega R_1 C}{\omega^2 R_1^2 C^2 - 1}$$

Знак перед виразом визначає фазовипереджувальну чи фазозапінювальну ланку.

Контрольні завдання та запитання

1. На який параметр АЧХ впливає порядок активного фільтра?
2. Які шляхи наближення АЧХ активного фільтра до ідеальної?
3. Які властивості має активний фільтр Баттерворта (Чебишева, Бесселя)?
4. Які основні схемотехнічні засоби реалізації активних фільтрів?
5. Спроектуйте ФНЧ (ФВЧ) Чебишева п'ятого порядку з нерівномірністю АЧХ в смузі пропускання 1 дБ і частотою зрізу 100 Гц. Ємності конденсаторів не повинні перевищувати 0,1 мкФ.
6. Що таке фазові коректори?

ЛІТЕРАТУРА

1. Мамонкин И.Г. Усилительные устройства. – М.: Связь, 1977.
2. Рудик В.Д. Конспект лекцій до курсу "Аналогові електронні пристрої". – Вінниця: ВПЦ, 1991.
3. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники. – М.: Радио и связь, 1985.
4. Терещук Р.М. и др. Полупроводниковые приёмно–усилительные устройства. Справ. радиолюбителя. – Киев: Наук. думка, 1989.
5. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике. – М.: Мир, 1991.
6. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. М.: Мир, 1993.
7. Сухов М.Е. та ін. Схемотехніка високоякісного звуковідтворення. – Київ: Техніка, 1992.
8. Шило В.Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. – М.: Сов. радио, 1979.
9. Достал И. Операционные усилители. – М.: Мир, 1982.
10. Щербачков В.И., Грездов Г.И. Электронные схемы на операционных усилителях. Справочник. – Киев: Техника. 1983.
11. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы. – М.: Мир, 1988.
12. Рудик В.Д. Аналогові та підсилювальні електронні пристрої. Лабораторний практикум. – Вінниця: ВДГУ, 2000.

Навчальне видання

Рудик В.Д.

**АНАЛОГОВІ ТА ПІДСИЛЮВАЛЬНІ
ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ**

частина 2

Навчальний посібник

Оригінал-макет підготовлено автором

Редактор В.О.Дружиніна
Коректор З.В.Поліщук

Підписано до друку *2.07.2004р.*
Формат 29,7x42 $\frac{1}{4}$ Гарнітура Times New Roman
Друк різнографічний Ум. друк. арк. *4,93*
Тираж 75 прим.
Зам. № *2001-134*

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі
Вінницького державного технічного університету
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВДТУ, ГНК, 9-й поверх
Тел. (0432) 44-01-59