

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до практичних занять

з дисципліни

„СХЕМОТЕХНІКА АНАЛОГОВИХ І ЦИФРОВИХ ПРИСТРОЇВ

ОБРОБКИ СИГНАЛІВ“

ЧАСТИНА ПЕРША

для студентів спеціальностей

175 „Інформаційно-вимірювальні технології“,
освітня програма: „Інформаційні системи моніторингу і контролю“;

176 „Мікро- та наносистемна техніка“,
освітня програма: „Мікро- та наноелектронні прилади і пристрої“
першого (бакалаврського) рівня вищої освіти
денної й заочної форм навчання

Методичні вказівки до практичних занять з дисципліни „Схемотехніка аналогових і цифрових пристроїв обробки сигналів“. Частина перша. Для студентів спеціальностей: 175 „Інформаційно-вимірювальні технології“, освітня програма: „Інформаційні системи моніторингу і контролю“; 176 „Мікро- та наносистемна техніка“, освітня програма: „Мікро- та наноелектронні прилади і пристрої“ першого (бакалаврського) рівня вищої освіти денної й заочної форм навчання / Укл.: Ніна НАГОРНА. – Запоріжжя: НУ «Запорізька політехніка», 2025. – 90 с.

Укладач: Ніна НАГОРНА, ст. викладач,

Рецензент: Валентин ПОГОСОВ, проф., д-р фіз.-мат. наук

Відповідальний за випуск: Андрій КОРОТУН, канд. фіз.-мат. наук,
професор

Затверджено
на засіданні кафедри
інформаційної безпеки та
наноелектроніки

Протокол № 5
від “ 22 ” січня 2025 р.

Рекомендовано до видання
НМК ФІБЕК
Протокол № 7
від “ 25 ” лютого 2025 р.

ЗМІСТ

Частина 1

1 Практичне заняття №1 „Основні показники підсилювачів”.....	4
1.1 Теоретичні відомості	4
1.1.1 Призначення і параметри підсилювачів.....	4
1.1.2 Еквівалентна схема підсилювача. Вхідний і вихідний опори.....	10
1.1.3 Параметри багатокаскадних підсилювачів.....	14
1.2 Контрольні запитання і задачі.....	18
1.3 Порядок виконання завдання.....	22
2 Практичне заняття №2 „Зворотний зв’язок у підсилювачах”.....	23
2.1 Теоретичні відомості	23
2.1.1 Види зворотних зв’язків.....	23
2.1.2 Вплив зворотного зв’язку на коефіцієнт підсилення і коефіцієнт спотворення сигналу.....	25
2.1.3 Вплив негативного зворотного зв’язку на вхідний опір підсилювача....	38
2.1.4 Вплив негативного зворотного зв’язку на вихідний опір підсилювача	40
2.2 Контрольні запитання і задачі.....	43
2.3 Порядок виконання завдання.....	47
3 Практичне заняття №3 „Частотні характеристики підсилювачів”.....	48
3.1 Основні теоретичні відомості.....	48
3.1.1 Методика побудови частотних характеристик підсилювальних пристроїв.....	48
3.1.2 Методика синтезу структурної схеми підсилювача за видом ЛАЧХ....	55
3.1.3 Методика проектування підсилювального пристрою на базі ЛАЧХ....	61
3.2 Завдання.....	62
3.3 Контрольні запитання.....	62
4 Практичне заняття №4 „Стійкість підсилювачів”.....	63
4.1 Теоретичні відомості.....	63
4.1.1 Загальна теорія зворотного зв’язку (ЗЗ).....	63
4.1.2 Визначення передавальних функцій підсилювальних багатоланцюгових схем.....	66
4.1.3 Стійкість підсилювачів зі зворотним зв’язком.....	69
4.1.4 Алгебраїчний критерій стійкості Ляпунова.....	71
4.1.5 Частотний критерій стійкості Михайлова.....	71
4.1.6 Частотний критерій стійкості Найквіста.....	75
4.1.7 Логарифмічна форма критерію Найквіста.....	80
4.2 Завдання.....	81
4.3 Порядок оформлення звіту.....	86
4.4 Контрольні запитання.....	86
Рекомендована література.....	86
Додаток А Способи знаходження коренів полінома в системі МATHCAD....	87
Додаток Б Програма визначення стійкості системи за критерієм Михайлова.....	89
Додаток В Програма визначення стійкості замкненої системи за логарифмічним критерієм Найквіста.....	90

1 ПРАКТИЧНЕ ЗАВДАННЯ № 1 „ОСНОВНІ ПОКАЗНИКИ ПІДСИЛЮВАЧІВ”

Мета роботи - ознайомлення з еквівалентними схемами підсилювачів, основними параметрами підсилювачів, методами їх розрахунків.

1.1 Теоретичні відомості

1.1.1 Призначення і параметри підсилювачів

Електронний підсилювач – це пристрій, який підсилює потужність вхідного сигналу за рахунок споживання ним енергії від джерела живлення. Вихідний сигнал формується при цьому з мінімальними спотвореннями форми.

Зв'язок підсилювача з джерелом вхідного сигналу, навантаженням і джерелом живлення показаний на рис. 1.1.



Рисунок 1.1 – Узагальнена структурна схема підсилювача

Основним параметром електронного підсилювача є коефіцієнт підсилення K . В залежності від вимог до вихідних параметрів підсилювача змінного сигналу, розрізняють коефіцієнти підсилення за напругою, за струмом, за потужністю.

Коефіцієнт підсилення за напругою розраховується як відношення амплітуди змінної складової вихідної напруги до амплітуди змінної складової вхідної напруги

$$K_u = U_{ВИХ} / U_{ВХ};$$

Коефіцієнт підсилення за струмом розраховується як відношення амплітуди змінної складової вихідного струму до амплітуди змінної складової вхідного струму

$$K_i = I_{ВИХ} / I_{ВХ};$$

Коефіцієнт підсилення за потужністю $K_p = P_{ВИХ} / P_{ВХ} = K_i K_u$.

При наявності реактивних складових в схемі (конденсаторів, індуктивностей) коефіцієнт підсилення є комплексною величиною:

$$K = m + jn = K(\cos\varphi + j\sin\varphi) = Ke^{j\varphi}, \quad (1.1)$$

де m та n дійсна і уявна складові, які залежать від частоти вхідного сигналу;

$$K = \sqrt{m^2 + n^2}; \quad \varphi = \arccos \frac{m}{\sqrt{m^2 + n^2}} = \arctg \frac{n}{m}.$$

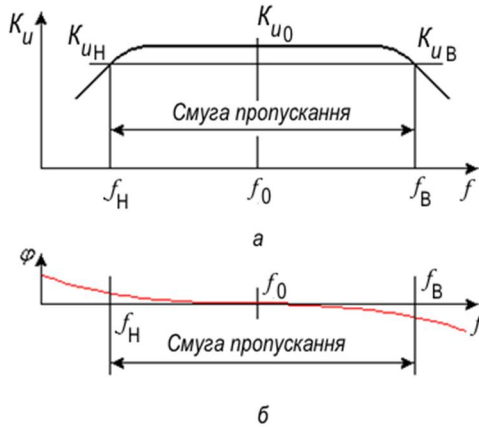
При нормальній роботі підсилювальних схем коефіцієнт підсилення не залежить від амплітуди вхідного сигналу. В цьому разі при наявності на вході підсилювача синусоїдального сигналу на виході підсилювача буде формуватися також синусоїдальний сигнал, відмінний від вхідного за амплітудою і фазою.

Робота підсилювачів описується амплітудно-частотною (АЧХ) і фазочастотною (ФЧХ) характеристиками. АЧХ в загальному вигляді представлена на рис. 1.2, а. Робочий діапазон підсилювача, усередині якого коефіцієнт підсилення можна вважати майже постійним, знаходиться між низькою f_H і високою f_B граничними частотами і називається **смужою пропускання**. Фазочастотна характеристика реального підсилювача представлена на рис. 1.2, б. В межах смуги пропускання підсилювача фазові спотворення мінімальні, однак вони різко зростають в області граничних частот.

При подачі на вхід підсилювача сигналу складної форми сигнал на його виході буде відрізнятись за формою від вхідного сигналу. Це зв'язано з тим, що періодичний сигнал складної форми відповідно теоремі Фур'є можна представити сумою скінченного або нескінченного числа гармонічних складових, які мають різні частоти, амплітуди, фази. Характеристики підсилювача в робочому діапазоні не є лінійними, тому амплітуди і фази гармонічних складових вхідного сигналу при проходженні через підсилювач змінюються по-різному.

Спотворення сигналу при проходженні через підсилювач, обумовлені залежністю параметрів підсилювача від частоти, які не залежать від амплітуди вхідного сигналу, називаються **лінійними**

спотвореннями. В свою чергу, лінійні спотворення розподіляються на *частотні і фазові.*



а – амплітудно-частотна характеристика;
б – фазочастотна характеристика

Рисунок 1.2 – Характеристики підсилювача

Частотні спотворення сигналу оцінюються по амплітудно-частотній характеристиці, вони характеризують змінення модуля коефіцієнта підсилення K в смузі частот за рахунок реактивних елементів в схемі.

Частотні спотворення оцінюються кількісно коефіцієнтом частотних спотворень на заданій частоті f :

$$M = K_{u0} / K_{uf},$$

де K_{u0} - коефіцієнт підсилення за напругою на середній частоті f_0 ;

K_{uf} - коефіцієнт підсилення за напругою на даній частоті f .

Оскільки найбільші спотворення мають місце на межах робочого діапазону, прийнято задавати коефіцієнти частотних спотворень на низькій і високій граничних частотах:

$$M_H = K_{u0} / K_{uH}; \quad M_B = K_{u0} / K_{uB},$$

де K_{uH} і K_{uB} - відповідно коефіцієнти підсилення за напругою на низькій і високій граничних частотах.

Зазвичай приймають $M_H = M_B = \sqrt{2}$, тобто на граничних частотах коефіцієнт підсилення за напругою зменшується до рівня 0,707 значення коефіцієнта підсилення на середній частоті. При таких умовах смуга пропускання підсилювачів звукової частоти, призначених для відтворювання музики і мови, лежить в межах 30...20000 Гц. Для підсилювачів, які використовуються у телефонії, припустима більш вузька смуга пропускання 300...3400 Гц. Для підсилення імпульсних сигналів необхідно використовувати так називані широкосмугові підсилювачі, смуга пропускання яких лежить в діапазоні від десятків або одиниць герц до десятків мегагерц.

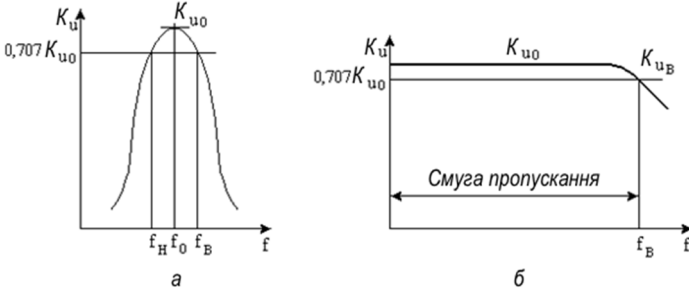
Протилежністю широкосмугових підсилювачів є виборчі підсилювачі, які підсилюють сигнали у вузькій смузі частот (рис. 1.3, а).

Підсилювачі, призначені для підсилення сигналів зі скіль завгодно малою частотою, називаються підсилювачами постійного струму. Нижня гранична частота f_H смуги пропускання такого підсилювача дорівнює нулю. На рис. 1.3, б представлена амплітудно-частотна характеристика підсилювача постійного струму.

Фазові спотворення характеризують залежність зсуву по фазі між вихідними і вхідними сигналами від частоти за рахунок впливу реактивних елементів. Фазові спотворення оцінюються по фазочастотній характеристиці. При лінійному характері фазочастотної характеристики кожна гармонічна складова вхідного сигналу при проходженні через підсилювач зсувається за часом на один і той же інтервал Δt . У цьому випадку кут зсуву фаз між вхідним і вихідним сигналами є пропорційним частоті:

$$\varphi = -\Delta t \cdot 2\pi f = -K_{np} f,$$

де $K_{np} = 2\pi \Delta t$ - коефіцієнт пропорційності, що визначає кут нахилу характеристики до осі абсцис.



а – АЧХ виборчого підсилювача;
б – АЧХ підсилювача постійного струму

Рисунок 1.3 – АЧХ виборчого підсилювача і підсилювача постійного струму

Якщо коефіцієнт підсилення залежить від амплітуди вхідного сигналу, то мають місце нелінійні спотворення сигналу, що підсилюється, обумовлені наявністю в підсилювачі елементів з нелінійними вольт-амперними характеристиками. При заданому законі змінення $K_u = f(u_{BX})$ можна спроектувати нелінійні підсилювачі з заданими властивостями.

Наприклад, при $K_u = Au_{BX}$, де A – коефіцієнт пропорційності, і поданні на вхід підсилювача синусоїдального вхідного сигналу $u_{BX} = U_{BX} \sin \omega t$ вихідний сигнал підсилювача

$$u_{ВИХ} = K_u u_{BX} = Au_{BX}^2 = AU_{BX}^2 \sin^2 \omega t,$$

де U_{BX} , ω – амплітуда і частота вхідного сигналу.

З урахуванням того, що $\sin^2 \omega t = (1 - \cos 2\omega t) / 2$:

$$u_{ВИХ} = \frac{AU_{BX}^2}{2} - \frac{AU_{BX}^2}{2} \cos 2\omega t.$$

Отже, вихідний сигнал підсилювача при синусоїдальному вхідному сигналі буде мати постійну складову і косинусоїду подвійної частоти.

Підключивши на вихід підсилювача розділовий конденсатор великої ємності, можна виключити постійну складову і використовувати такий підсилювач як подвоювач частоти.

У загальному випадку при складній залежності $K_u(u_{BX})$ вихідний сигнал складається з постійної складової $U_{ВИХО}$ і гармонічних складових з частотами, кратними частоті вхідного сигналу:

$$u_{ВИХ} = U_{ВИХО} + U_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + U_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + U_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + \dots, \quad (1.2)$$

де $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ - зсув за фазою між вхідним сигналом і відповідною гармонічною складовою вихідного сигналу.

Перша гармонічна складова у виразі (1.2) – це корисний сигнал, інші складові є результатом нелінійних спотворень. Нелінійні спотворення можна оцінити за допомогою так званого **коефіцієнта гармонік**

$$K_r = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots}{P_1}} = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots}{U_1^2}} = \sqrt{\frac{I_2^2 + I_3^2 + \dots}{I_1^2}},$$

де P, U, I – амплітудні значення відповідно потужності, напруги і струму гармонічних складових.

У приведених формулах номер гармоніки співпадає з індексом. Для спрощення розрахунків найчастіше враховуються тільки друга і третя гармоніки (амплітудні значення потужностей більш високих гармонік порівняно малі).

Лінійні і нелінійні спотворення характеризують точність відтворення форми вхідного сигналу підсилювачем.

Амплітудна характеристика чотириполосників, що складаються з лінійних елементів, при будь-якому значенні U_{BX} теоретично є прямою з нахилом. Практично ж максимальне значення U_{BX} обмежується електричною міцністю елементів чотириполосника.

Реальна амплітудна характеристика підсилювача, виконаного на електронних приладах (рис. 1.4), нелінійна, але вона може мати ділянку ОА, де крива носить приблизно лінійний характер. Робочий

діапазон вхідного сигналу не повинен виходити за межі лінійної ділянки (ОА) амплітудної характеристики підсилювача, інакше нелінійні спотворення можуть перевищити допустимий рівень.

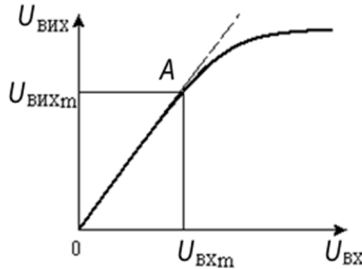


Рисунок 1.4 – Амплітудна характеристика підсилювача

1.1.2 Еквівалентна схема підсилювача. Вхідний і вихідний опори

Підсилювач можна представити у вигляді еквівалентних схем (рис. 1.5). У схемі рис.1.5, а до вхідних затискувачів підсилювача підключається джерело вхідної напруги E_r з внутрішнім опором R_r , а до вихідних затискувачів – опір навантаження.

Зі сторони входу підсилювач можна представити як еквівалентний опір

$$R_{BX} = du_{BX} / di_{BX} = U_{BX} / I_{BX},$$

який є навантаженням для джерела вхідного сигналу, а зі сторони виходу – у вигляді генератора напруги E з внутрішнім опором

$$R_{ВИХ} = du_{ВИХ} / di_{ВИХ} = U_{ВИХ} / I_{ВИХ}.$$

Взагалі вхідний і вихідний опори можуть бути комплексними величинами.

Електрорушійна сила (ЕРС) генератора напруги E пропорційна вхідній напрузі:

$$E = AU_{BX},$$

де A – коефіцієнт пропорційності.

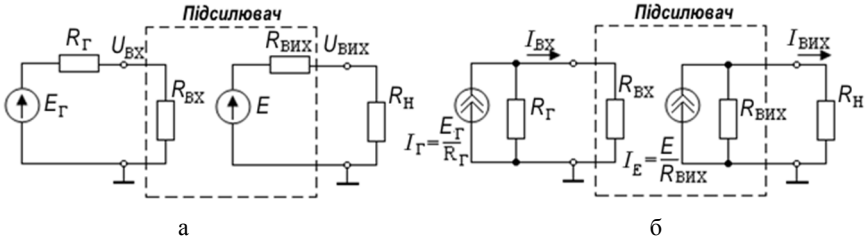


Рисунок 1.5 – Еквівалентні схеми підсилювача

ЕРС E чисельно рівна вихідній напрузі підсилювача, що працює в режимі холостого ходу (при вимкненому навантаженні R_H). Тому у цьому разі можна записати

$$A = U_{ВИХ} / U_{ВХ} = K_{uX}.$$

Схема рис. 1.5, б відрізняється від схеми рис. 1.5, а тим, що генератори напруги в ній представлені у вигляді генераторів струму.

Параметри $R_{ВХ}$, $R_{ВИХ}$ характеризують взаємодію підсилювачів з зовнішніми ланцюгами.

Від співвідношення $R_{ВХ}$ і R_G , $R_{ВИХ}$ і R_H залежать значення коефіцієнтів підсилення за напругою, за струмом і за потужністю підсилювальної схеми. Якщо основною вимогою, що пред'являється до підсилювача, є підсилення напруги (струму) до заданого рівня, то такий підсилювач умовно називається підсилювачем напруги (струму), хоча в обох випадках відбувається підсилення потужності. Підсилювачем потужності зазвичай називають підсилювач, що забезпечує на навантаженні задане або максимальне значення потужності.

Відповідно еквівалентній схемі, яка показана на рис. 1.5, а, вхідним сигналом підсилювача є напруга E_G генератора з внутрішнім опором R_G . Тому коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_{uГ} = U_{ВИХ} / E_G.$$

Відповідно еквівалентній схемі (рис. 1.5, а) можна записати

$$U_{ВІХ} = \frac{ER_H}{R_{ВІХ} + R_H} = AU_{ВХ} \frac{R_H}{R_{ВІХ} + R_H};$$

$$E_{\Gamma} = U_{ВХ} \frac{R_{\Gamma} + R_{ВХ}}{R_{ВХ}}.$$

Тоді

$$K_{u\Gamma} = \frac{AR_{ВХ}R_H}{(R_{ВІХ} + R_H) \cdot (R_{\Gamma} + R_{ВХ})}. \quad (1.3)$$

Із цієї формули виходить, що для отримання **максимальної напруги на виході підсилювача** при дії на його вході джерела напруги E_{Γ} з ненульовим внутрішнім опором необхідно виконати наступні умови:

$$R_{\Gamma} \ll R_{ВХ}; \quad R_H \gg R_{ВІХ}. \quad (1.4)$$

Із формули (1.3) видно, що в підсилювачах напруги, коли $R_{\Gamma} \ll R_{ВХ}, R_H \gg R_{ВІХ}$ коефіцієнт підсилення $K_{u\Gamma}$ приблизно співпадає з коефіцієнтом підсилення при відключеному навантаженні, тобто $K_{u\Gamma} \approx A = K_{uX}$.

Коефіцієнт підсилення за струмом підсилювача, на виході якого діє джерело струму I_{Γ} з внутрішнім опором R_{Γ} , дорівнює

$$K_{i\Gamma} = I_H / I_{\Gamma}.$$

Скориставшись еквівалентною схемою (рис.1.5, б), можна записати:

$$I_H = I_E \frac{R_{ВІХ}}{R_{ВІХ} + R_H}, \quad I_{ВХ} = I_{\Gamma} \frac{R_{\Gamma}}{R_{ВХ} + R_{\Gamma}},$$

де $I_E = E / R_{ВІХ}$.

Отже

$$K_{i\Gamma} = \frac{I_E}{I_{ВХ}} \cdot \frac{R_{ВІХ}}{R_{ВІХ} + R_H} \cdot \frac{R_{\Gamma}}{R_{ВХ} + R_{\Gamma}}.$$

Із цієї формули виходить, що для отримання **максимального струму в навантаженні підсилювача** при дії на вході джерела струму I_{Γ} з внутрішнім опором R_{Γ} необхідно виконати наступні умови:

$$R_{\Gamma} \gg R_{BX}, R_H \ll R_{BIX}. \quad (1.5)$$

Через те, що коефіцієнт підсилення за потужністю $K_p = P_{BIX} / P_{BX}$ при дії на вході підсилювача джерела сигналу потужністю $P_{\Gamma} = E_{\Gamma} I_{\Gamma}$ визначається добутком

$$K_{p\Gamma} = K_{u\Gamma} \cdot K_{i\Gamma} = \frac{AR_{BX}R_{BIX}R_H R_{\Gamma}}{(R_{BIX} + R_H)^2 (R_{\Gamma} + R_{BX})^2} \cdot \frac{I_E}{I_{BX}}, \quad (1.6)$$

то умови (1.4) і (1.5) є суперечними для отримання максимальної потужності, тому що при збільшенні $K_{u\Gamma}$ неминуче знижується $K_{i\Gamma}$, і навпаки.

Максимальний коефіцієнт підсилення за потужністю може бути отриманий при виконанні умов:

$$R_{\Gamma} = R_{BX}; \quad R_H = R_{BIX}. \quad (1.7)$$

Умови, при яких забезпечується максимальний коефіцієнт підсилення за потужністю, називаються **умовами узгодження входу і виходу підсилювача з генератором входної напруги і навантаженням**.

Для підсилювачів потужності, що працюють в умовах узгодження входу і виходу, при підстановці (1.7) в (1.6) визначається максимальний коефіцієнт підсилення підсилювача за потужністю:

$$K_{p \max} = A \cdot \frac{I_E}{I_{BX}} \cdot \frac{1}{16} = \frac{E}{U_{BX}} \cdot \frac{I_E}{I_{BX}} \cdot \frac{1}{16}.$$

З урахуванням того, що $I_E = E / R_{BIX}$,
 $I_{BX} = E_{\Gamma} / (R_{\Gamma} + R_{BX}) = E_{\Gamma} / (2R_{BX})$, $U_{BX} = E_{\Gamma} / 2$:

$$K_{pmax} = \frac{1}{4} \left(\frac{E}{E_{\Gamma}} \right)^2 \frac{R_{BX}}{R_{ВИХ}}$$

Важливим параметром підсилювача потужності є **коефіцієнт корисної дії** η , який визначається як співвідношення корисної потужності $P_{ВИХ}$, що виділяється на навантаженні, до потужності P_0 , що споживається підсилювачем від джерела живлення, тобто $\eta = P_{ВИХ} / P_0$.

1.1.3 Параметри багатокаскадних підсилювачів

Для отримання високого коефіцієнта підсилення, який досягає, наприклад, десятків тисяч, використовують декілька підсилювачів з однаковим підсилювальним елементом. Такі найпростіші підсилювачі називаються *підсилювальними каскадами*. Вони з'єднуються між собою послідовно. Двокаскадний підсилювач, представлений у вигляді еквівалентної схеми, показаний на рис.1.6.

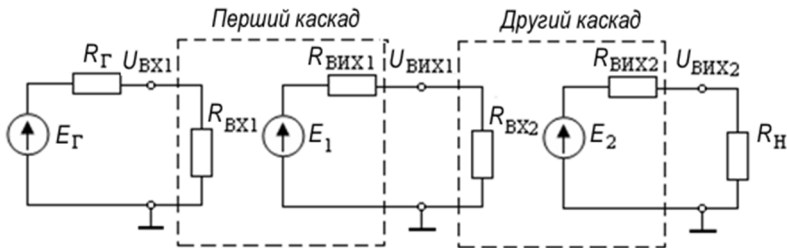


Рисунок 1.6 – Еквівалентна схема двокаскадного підсилювача

У цьому випадку коефіцієнти підсилення за напругою першого і другого каскадів

$$K_{u1} = U_{ВИХ1} / E_{\Gamma}; \quad K_{u2} = U_{ВИХ2} / U_{ВИХ1}.$$

Тоді коефіцієнт підсилення всього підсилювача

$$K_u = U_{ВНХ2} / E_{\Gamma} = \frac{U_{ВНХ2}}{U_{ВНХ1}} \cdot \frac{U_{ВНХ1}}{E_{\Gamma}} = K_{u1} K_{u2}.$$

Очевидно, для підсилювача, що складається із n каскадів, справедливе співвідношення:

$$K_u = K_{u1} K_{u2} \dots K_{un}.$$

Часто коефіцієнт підсилення представляють у *логарифмічних одиницях – децибелах*.

Коефіцієнт підсилення за потужністю, виражений в децибелах, розраховується за формулою:

$$K_{p\text{дБ}} = 10 \lg \frac{P_{ВНХ}}{P_{ВХ}} = 10 \lg K_p.$$

Оскільки потужність пропорційна квадрату напруги, то

$$K_{u\text{дБ}} = 20 \lg K_u.$$

Представлення коефіцієнта підсилення в децибелах дозволяє знаходити спільний коефіцієнт підсилення підсилювача простим алгебраїчним підсумовуванням коефіцієнтів підсилення окремих каскадів. Так, для n -каскадного підсилювача можна записати:

$$K_{u\text{дБ}} = K_{u1\text{дБ}} + K_{u2\text{дБ}} + \dots + K_{un\text{дБ}}.$$

Частотні спотворення багатокаскадного підсилювача залежать від частотних спотворень окремих каскадів.

Коефіцієнт частотних спотворень n -каскадного підсилювача

$$M = \frac{K_{u0}}{K_{uf}} = \frac{K_{u01} K_{u02} \dots K_{u0n}}{K_{uf1} K_{uf2} \dots K_{ufn}}.$$

Коефіцієнти частотних спотворень окремих каскадів дорівнюють

$$M_1 = K_{u01} / K_{uf1}, \quad M_2 = K_{u02} / K_{uf2}, \quad M_n = K_{u0n} / K_{ufn}.$$

Тоді коефіцієнт частотних спотворень багатокаскадного підсилювача розраховується як добуток коефіцієнтів частотних спотворень окремих каскадів:

$$M = M_1 M_2 \dots M_n.$$

Якщо коефіцієнти частотних спотворень виражені в децибелах, то для n -каскадного підсилювача коефіцієнт частотних спотворень дорівнює:

$$M_{\text{дБ}} = M_{1\text{дБ}} + M_{2\text{дБ}} + \dots + M_{n\text{дБ}}.$$

Необхідне значення спільного коефіцієнта частотних спотворень M визначається призначенням підсилювача. Наприклад, при підсиленні акустичних сигналів значення коефіцієнта M не перевищує $\sqrt{2}$, що відповідає 3 дБ. Для вимірювальних підсилювачів коефіцієнт частотних спотворень визначається заданою точністю вимірювань.

Фазовий зсув φ між вихідною і вхідною напругами n -каскадного підсилювача можна визначити, записавши комплексний коефіцієнт підсилення за напругою у вигляді:

$$\dot{K}_u = K_u e^{j\varphi} = \dot{K}_{u1} \dot{K}_{u2} \dots \dot{K}_{un} = K_{u1} e^{j\varphi_1} K_{u2} e^{j\varphi_2} \dots K_{un} e^{j\varphi_n},$$

де $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_n$ – фазові зсуви між вхідною і вихідною напругами окремих каскадів підсилювача.

Отже

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_n,$$

тобто фазовий зсув між вихідною і вхідною напругами багатокаскадного підсилювача дорівнює алгебраїчній сумі фазових зсувів, створюваних окремими каскадами.

Нелінійні спотворення синусоїдального сигналу в багатокаскадному підсилювачі і в окремих його каскадах характеризуються коефіцієнтами гармонік. Коефіцієнт гармонік багатокаскадного підсилювача розраховується як сума коефіцієнтів гармонік окремих каскадів підсилювача:

$$K_{\Gamma} = K_{\Gamma 1} + K_{\Gamma 2} + \dots + K_{\Gamma n}.$$

Відомо, що нелінійні спотворення з'являються, якщо амплітуда вхідного сигналу перевищує деяке значення $U_{B\chi m}$, тому що, починаючи зі значення $U_{B\chi m}$, амплітудна характеристика підсилювача стає нелінійною (див. рис. 1.4), причому нелінійні спотворення є найбільшими в останньому, вихідному, каскаді підсилювача. Тому коефіцієнт гармонік n -каскадного підсилювача приблизно дорівнює коефіцієнту гармонік останнього каскаду:

$$K_{\Gamma} \approx K_{\Gamma n}.$$

У багатокаскадних підсилювачах змінного струму необхідно виконувати розв'язки каскадів за постійним струмом для того, щоб постійні складові сигналів на виходах попередніх каскадів не потрапляли у наступні з ними зв'язані каскади. **Для розв'язки каскадів** використовуються розділові конденсатори або трансформатори

Трансформатори виконують не тільки функцію розв'язки каскадів, але і функцію узгодження каскадів. В окремих випадках трансформатори використовуються для узгодження каскадів в підсилювачах потужності, тому що необхідною умовою роботи підсилювачів потужності є їх узгодження з джерелом вхідного сигналу, тобто попереднім каскадом, а також з навантаженням. Але трансформатори мають великі габарити, вагу і високу вартість. Тому в підсилювачах змінної напруги використовуються для розв'язки RC-ланцюги.

В підсилювачах постійного струму каскади з'єднуються без розв'язки.

В підсилювачах постійного і змінного струму на основі мікросхем використовується, як правило, **безпосередній зв'язок** між каскадами.

Каскади розділяються на каскади попереднього підсилення і кінцеві (вихідні) каскади. Каскади попереднього підсилення повинні забезпечувати максимальний коефіцієнт підсилення за напругою при мінімальних нелінійних спотвореннях. Вихідний каскад підсилює потужність. Для збільшення коефіцієнту корисної дії у вихідних каскадах повністю використовуються робочі діапазони струмів і напруг підсилювальних елементів, тому виникають нелінійні спотворення, які не повинні перевищувати заданого розробником граничного значення.

1.2 Контрольні запитання і задачі

1. В якому випадку коефіцієнт підсилення підсилювача є комплексною величиною?
2. За рахунок яких факторів виникають спотворення сигналу у підсилювачі?
3. Якими повинні бути співвідношення між елементами еквівалентної схеми підсилювача $R_{Г}, R_{ВХ}, R_{Н}, R_{ВІХ}$ для забезпечення максимального підсилення за: а) напругою; б) струмом; в) потужністю?
4. Які вимоги висуваються до каскадів попереднього підсилення і до вихідних каскадів багатокаскадного підсилювача?
5. Якими способами забезпечується розв'язка каскадів за постійним струмом?
6. Скільки однакових каскадів з коефіцієнтом підсилення $K_u = 10$ повинен містити підсилювач, щоб забезпечити спільне підсилення 100 дБ?
7. Визначити коефіцієнт підсилення підсилювача за напругою однокаскадного підсилювача K_u в децибелах, якщо напруга на вході $U_{ВХ} = 0,01$ В, а вихідна напруга $U_{ВІХ} = 2$ В.
8. Визначити коефіцієнт підсилення підсилювача за струмом і за потужністю в децибелах, якщо обидва коефіцієнти підсилення дорівнюють 100.

9. Визначити коефіцієнт підсилення за потужністю K_p підсилювача в децибелах, якщо його коефіцієнти підсилення за напругою і за струмом дорівнюють 20 і 5 відповідно.
10. Визначити величину сигналу на вході двокаскадного підсилювача і його коефіцієнт підсилення в децибелах, якщо коефіцієнт підсилення першого каскаду $K_{u1} = 20$, другого - $K_{u2} = 50$, а вихідна напруга дорівнює 20 В.
11. Визначити напругу на виході трикаскадного підсилювача, якщо коефіцієнти підсилення його окремих каскадів однакові і дорівнюють 10. Напруга джерела вхідного сигналу 0,02 В.
12. Визначити коефіцієнт підсилення за напругою двокаскадного підсилювача, якщо вихідні напруги першого і другого каскадів відповідно дорівнюють 0,2 і 0,4 В, а напруга джерела вхідного сигналу дорівнює 0,01 В.
13. Визначити коефіцієнт підсилення окремих каскадів двокаскадного підсилювача, якщо напруга джерела вхідного сигналу, напруга на виході першого каскаду і на навантаженні відповідно дорівнюють 0,2; 2; 12 В.
14. Визначити коефіцієнт підсилення за напругою двокаскадного підсилювача в децибелах і лінійних числах, якщо коефіцієнти підсилення напруги окремих каскадів відповідно дорівнюють $K_{u1} = 20$, $K_{u2} = 50$.
15. Визначити вхідний опір другого каскаду двокаскадного підсилювача, якщо коефіцієнт підсилення за напругою і вихідний струм першого каскаду відповідно дорівнюють 20 і 0,01 А, на вході діє ЕРС $E_G = 0,1$ В.
16. Визначити вихідну потужність підсилювача, якщо коефіцієнт підсилення за струмом дорівнює 50, опір навантаження підсилювача складає 100 Ом, а вхідний струм 2 мА.
17. Визначити коефіцієнт підсилення підсилювача за напругою, якщо через навантаження $R_H = 100$ Ом протікає струм 0,1 А, а вхідна напруга 0,2 В.
18. Визначити потужність, що йде в навантаження підсилювача, якщо вихідна напруга $U_{ВИХ} = 5$ В, а опір навантаження $R_H = 100$ Ом.

19. Визначити вихідну потужність підсилювача, якщо струм в навантаженні і напруга на виході відповідно дорівнюють 0,1 А та 2 В.
20. Визначити напругу сигналу на вході підсилювача, якщо опір його навантаження 10 Ом, потужність, яку віддає підсилювач, 2,5 Вт, а коефіцієнт підсилення за напругою дорівнює 50.
21. Визначити коефіцієнт підсилення підсилювача за струмом і за напругою, якщо опір навантаження 10 Ом, потужність, що віддається в навантаження, 0,45 Вт, напруга на вході підсилювача 0,1 В, а вхідний опір першого каскаду 100 Ом.
22. Визначити потужність на виході підсилювача, якщо $R_{ВИХ} = 40$ Ом, коефіцієнт підсилення за напругою 200, а напруга на вході 0,01 В.
23. Визначити вхідний опір другого каскаду двокаскадного підсилювача, якщо вихідна напруга і вихідний струм першого каскаду відповідно дорівнюють 2 В і 0,01 А.
24. Визначити ЕРС джерела вхідного сигналу, якщо вхідний струм і вхідний опір підсилювача відповідно дорівнюють 1 мА та 400 Ом. Внутрішній опір джерела складає 100 Ом.
25. Визначити вхідний опір підсилювача, якщо на вході діє ЕРС $E_G = 0,1$ В, струм у вхідному ланцюгу $I_{ВХ} = 1$ мА, внутрішній опір джерела напруги $R_G = 20$ Ом.
26. Визначити напругу на вході підсилювача з коефіцієнтом підсилення $K_u = 60$ дБ, $P_{ВИХ} = 1$ Вт та $R_{ВИХ} = 5$ Ом.
27. Визначити вхідний опір вхідного каскаду підсилювача, якщо до входу підсилювача підключений п'єзоелектричний мікрофон з ЕРС, рівною 10 мВ і опором $R_G = 100$ кОм. При цьому напруга, що подається на каскад, складає 8 мВ.
28. Визначити коефіцієнт корисної дії (ККД) транзисторного підсилювача, якщо потужність в навантаженні 0,3 Вт, потужність, що розсіюється в транзисторі, 100 мВт, потужність, що розсіюється в інших ланцюгах підсилювача, 30 мВт.

29. Визначити в децибелах коефіцієнт частотних спотворень M_H , якщо на нижній граничній частоті робочого діапазону коефіцієнт підсилення складає 25, а на середній частоті – 30.
30. Визначити в лінійних одиницях коефіцієнт частотних спотворень, якщо на верхній частоті робочого діапазону коефіцієнт підсилення за напругою підсилювача $K_{uB} = 26$ дБ, а на середній частоті $K_{u0} = 27$ дБ.
31. Визначити коефіцієнт підсилення K_{u0} на середніх частотах, якщо на нижній частоті робочого діапазону коефіцієнт підсилення $K_{uH} = 40$. Коефіцієнт частотних спотворень $M_H = 1,1$.
32. Визначити коефіцієнт нелінійних спотворень (гармонік) K_G , якщо на виході підсилювача з'являються вищі гармонічні складові струму з амплітудою $I_2 = 5$ мА, $I_3 = 3,32$ мА. Амплітуда першої гармоніки вихідного струму $I_1 = 100$ мА.
33. Напруга на вході підсилювача $U_{BX} = 20$ мВ. Визначити потужність на виході підсилювача, якщо його опір навантаження $R_H = 25$ Ом, а коефіцієнт підсилення за напругою $K_u = 25$.
34. Напруга на вході підсилювача $U_{BX} = 6$ мВ, коефіцієнт підсилення на середніх частотах $K_{u0} = 1000$. Визначити вихідну напругу на нижній граничній частоті $U_{вихн}$, якщо відомо, що коефіцієнт частотних спотворень $M_H = 1,2$.
35. Коефіцієнт частотних спотворень двокаскадного підсилювача на верхній граничній частоті $M_B = 3$ дБ. Напруга на вході на всіх частотах $U_{BX} = 0,2$ В, коефіцієнт підсилення першого каскаду на середніх частотах $K_{u01} = 15$, коефіцієнт частотних спотворень другого каскаду $M_{B2} = 1,8$ дБ. Визначити напругу

на виході першого каскаду на верхній граничній частоті $U_{ВНХ_{B1}}$.

36. На верхній і нижній граничних частотах коефіцієнти підсилення $K_{uB} = 30$ дБ і $K_{uH} = 28$ дБ. Визначити коефіцієнти частотних спотворень M_B і M_H , якщо коефіцієнт підсилення підсилювача на середніх частотах $K_{u0} = 35$.
37. Визначити коефіцієнт частотних спотворень на верхній граничній частоті, якщо коефіцієнт підсилення на нижній граничній частоті $K_{uH} = 90$ при коефіцієнті частотних спотворень $M_H = 1,33$, а коефіцієнт підсилення на верхній граничній частоті $K_{uB} = 95$.

1.3 Порядок виконання завдання

Студент відповідає на запитання і розв'язує задачі у відповідності з варіантом, заданим викладачем. Номери запитань і задач приводяться в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 - Номери запитань і задач

№ варіанта	№ запитань і задач	№ варіанта	№ запитань і задач
1	1-5,6,10,26,35	16	1-5,9,11,20,37
2	1-5,7,11,30,37	17	1-5,7,12,25,32
3	1-5,8,12,24,32	18	1-5,8,13,24,31
4	1-5,8,12,24,34	19	1-5,6,12,21,34
5	1-5,8,12,24,36	20	1-5,7,14,25,32
6	1-5,8,12,22,37	21	1-5,6,14,24,33
7	1-5,6,11,16,30	22	1-5,7,13,15,37
8	1-5,7,10,19,33	23	1-5,8,10,29,35
9	1-5,8,11,17,31	24	1-5,9,11,21,30
10	1-5,9,12,21,32	25	1-5,6,10,17,35
11	1-5,7,13,29,30	26	1-5,8,12,21,32
12	1-5,8,14,22,34	27	1-5,9,11,19,34
13	1-5,6,14,21,36	28	1-5,7,14,25,33
14	1-5,7,10,17,31	29	1-5,8,10,17,35
15	1-5,8,11,23,33	30	1-5,9,14,30,37

2 ПРАКТИЧНЕ ЗАВДАННЯ № 2 „ЗВОРОТНИЙ ЗВ'ЯЗОК У ПІДСИЛОВАЧАХ”

Мета роботи - закріплення теоретичних відомостей щодо особливостей роботи підсилювачів з різними видами зворотного зв'язку; розрахунок параметрів підсилювачів, охоплених зворотним зв'язком; визначення впливу на параметри сигналів різних видів зворотних зв'язків.

2.1 Теоретичні відомості

2.1.1 Види зворотних зв'язків

Зворотний зв'язок – це явище передачі частини енергії посиленних коливань з виходу підсилювача на вхід за допомогою *ланцюга зворотного зв'язку* (рис. 2.1), який зазвичай виконується у вигляді лінійного пасивного чотириполіусника, що характеризується коефіцієнтом передачі β .

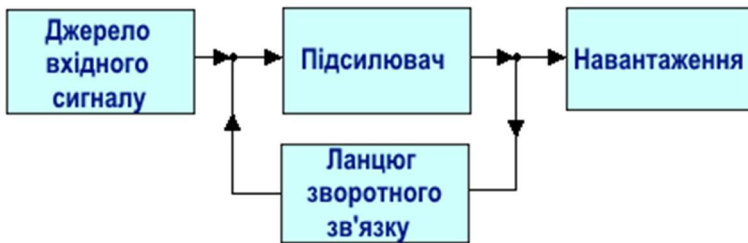


Рисунок 2.1 – Структурна схема підсилювача зі зворотним зв'язком

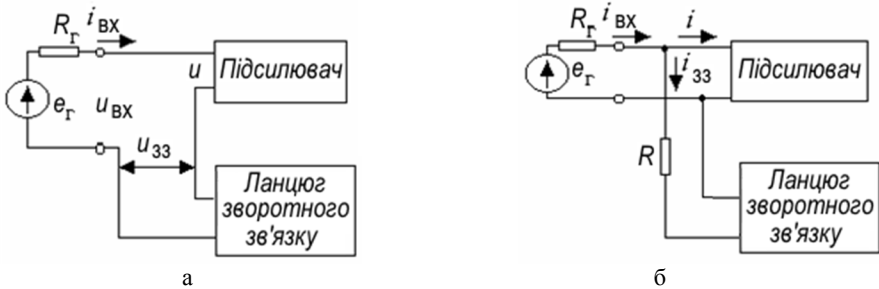
Якщо коливання від джерела вхідного сигналу складаються із сигналом зворотного зв'язку так, що амплітуда коливань на вході (відповідно, і на виході) підсилювача збільшується, то такий зворотний зв'язок називається **позитивним**. Позитивний зворотний зв'язок дозволяє створювати нові класи електронних схем з різними функціональними характеристиками.

Якщо коливання від джерела вхідного сигналу і сигнал зворотного зв'язку надходять на вхід підсилювача в протифазі, що призводить до зменшення амплітуди коливань на вході і виході підсилювача, то зворотний зв'язок буде **негативним**. Негативний

зворотний зв'язок змінює параметри підсилювача і служить для додання підсилювачеві необхідних властивостей.

Розрізняють **послідовний і паралельний зворотні зв'язки** у залежності від *способу подачі сигналу зворотного зв'язку на вхід підсилювача*.

У випадку **послідовного зворотного зв'язку** (рис. 2.2, а) на вхід підсилювача надходить алгебраїчна сума напруг $u_{зз}$ і $u_{вх}$.



- а - послідовний зворотний зв'язок;
б - паралельний зворотний зв'язок

Рисунок 2.2 – Послідовний і паралельний зворотні зв'язки

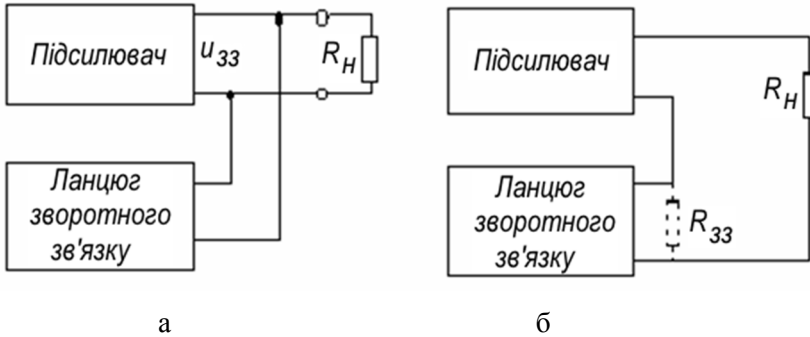
При **паралельному зворотному зв'язку** ланцюг зворотного зв'язку включається паралельно джерелу вхідного сигналу (рис. 2.2, б). При цьому на вході підсилювача відбувається алгебраїчне додавання струмів.

Розрізняють **зворотні зв'язки за напругою і за струмом за способом включення зворотного зв'язку на виході підсилювача**.

Зворотний зв'язок за напругою утворює сигнал зворотного зв'язку, який є пропорційним вихідній напрузі підсилювача (рис.2.3, а). **Зворотний зв'язок за струмом** утворює сигнал зворотного зв'язку, який є пропорційним струму через навантаження (рис. 2.3, б).

Із рисунка 2.3 видно, що в режимі короткого замикання навантаження зворотний зв'язок за напругою зникає, а за струмом – зберігається. У режимі холостого ходу ($R_H = \infty$) зворотний зв'язок за напругою зберігається, а за струмом зникає. Ці положення варто

враховувати при введенні конкретних видів зворотних зв'язків у підсилювальні схеми.



- а - зворотний зв'язок за напругою;
б - зворотний зв'язок за струмом

Рисунок 2.3 – Зворотні зв'язки за напругою і за струмом

Отже, у схемах підсилювачів можливі чотири види негативних і позитивних зворотних зв'язків: послідовний за напругою; послідовний за струмом; паралельний за напругою; паралельний за струмом.

Кожний з перерахованих зворотних зв'язків можна розділити на місцевий, що охоплює тільки один каскад, і спільний, що охоплює кілька каскадів.

2.1.2 Вплив зворотного зв'язку на коефіцієнт підсилення і коефіцієнт спотворення сигналу

Нехай підсилювач охоплений послідовним позитивним зворотним зв'язком за напругою за допомогою чотирьохполюсника з коефіцієнтом передачі $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ (рис. 2.4). Тоді можна записати

$$U = U_{BX} + U_{зз}. \quad (2.1)$$

Розділивши ліву і праву частини рівняння (2.1) на $U_{ВИХ}$, будемо мати

$$U/U_{ВІХ} = U_{ВХ}/U_{ВІХ} + U_{ЗЗ}/U_{ВІХ}, \quad (2.2)$$

де $U_{ВІХ}/U = K'_u$ - коефіцієнт підсилення підсилювача без зворотного зв'язку; $U_{ВІХ}/U_{ВХ} = K_u$ - коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого зворотним зв'язком; $U_{ЗЗ}/U_{ВІХ} = \beta$ - коефіцієнт передачі чотириполосника зворотного зв'язку.

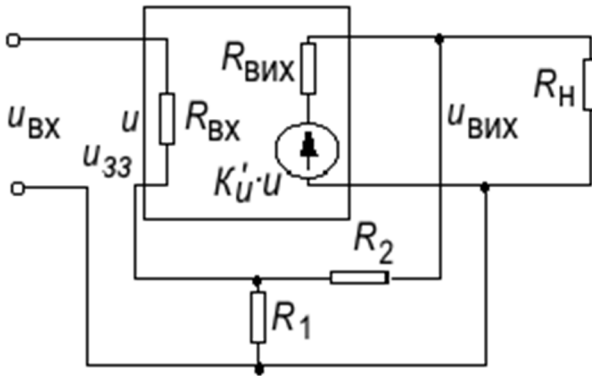


Рисунок 2.4 – Послідовний зворотний зв'язок за напругою

Тоді на основі рівняння (2.2)

$$1/K'_u = 1/K_u + \beta. \quad (2.3)$$

Коефіцієнт підсилення K_u підсилювача, охопленого послідовним позитивним зворотним зв'язком за напругою на основі рівняння (2.3) визначається за формулою

$$K_u = K'_u / (1 - K'_u \beta).$$

При негативному зворотному зв'язку після аналогічних перетворень, з огляду на те, що $U = U_{ВХ} - U_{ЗЗ}$, **коефіцієнт**

підсилення K_u підсилювача, охопленого послідовним негативним зворотним зв'язком за напругою, визначається за формулою

$$K_u = K'_u / (1 + K'_u \beta) = K'_u / F.$$

Величина $F = 1 \pm K'_u \beta$ визначає **глибину зворотного зв'язку** і показує, у кілька разів змінюється коефіцієнт підсилення підсилювача під впливом зворотного зв'язку.

При глибокому негативному зворотному зв'язку, коли виконується нерівність $K'_u \beta \gg 1$, коефіцієнт підсилення визначається тільки параметрами чотириполосника зворотного зв'язку

$$K_u = K'_u / (1 + K'_u \beta) \approx \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}.$$

Визначимо коефіцієнт підсилення підсилювача **з послідовним зворотним зв'язком за струмом** (рис. 2.5). Найпростіший і найбільш розповсюджений ланцюг зворотного зв'язку представлений у цьому випадку резистором R_{33} . Позначимо $U_{33} = U_{VXB}$ ($\beta = 1$).

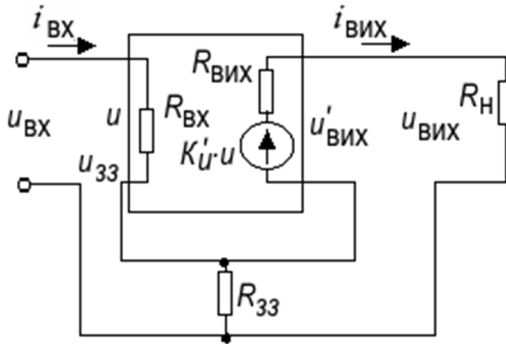


Рисунок 2.5 – Послідовний зворотний зв'язок за струмом

Записавши умову алгебраїчного додавання напруг у вхідному ланцюзі при негативному послідовному зворотному зв'язку

$$U = U_{BX} - U_{33} \quad (2.4)$$

і розділивши обидві частини виразу (2.4) на $E = K'_u U$, одержимо

$$U/E = U_{BX}/E - U_{33}/E. \quad (2.5)$$

Еквівалентна ЕРС E у вихідному ланцюзі підсилувача може бути виражена через напруги $U_{ВИХ}$ й $U_{ВХ\beta}$ у такий спосіб:

$$E = U_{ВИХ} \frac{R_{33} + R_H + R_{ВИХ}}{R_H} = U_{ВИХ} \gamma_1;$$

$$E = U_{ВХ\beta} \frac{R_{33} + R_H + R_{ВИХ}}{R_{33}} = U_{ВХ\beta} \gamma_2,$$

де $\gamma_1 = (R_{33} + R_H + R_{ВИХ})/R_H$; $\gamma_2 = (R_{33} + R_H + R_{ВИХ})/R_{33}$.

Тоді вираз (2.5) з врахуванням того, що $U_{33} = U_{ВХ\beta}$, буде мати вигляд

$$1/K'_u = 1/(K_u \gamma_1) - 1/\gamma_2. \quad (2.6)$$

Виражаючи K_u з рівняння (2.6), одержимо

$$K_u = \frac{K'_u}{\gamma_1 \left(1 + \frac{K'_u}{\gamma_2}\right)}.$$

З огляду на те, що $\gamma_1/\gamma_2 = R_{33}/R_H$, і вважаючи $K'_u \gg 1$, $R_{ВИХ} \ll R_H$, після перетворень отриманого виразу **коефіцієнт підсилення підсилувача, охопленого послідовним негативним зворотним зв'язком за струмом:**

$$K_u \approx \frac{K'_u}{1 + \frac{R_{33}}{R_H} K'_u} \approx \frac{K'_u}{1 + \beta' K'_u}, \quad (2.7)$$

де $\beta' = R_{33} / R_H$.

При послідовному позитивному зворотному зв'язку за струмом у формулі (2.7) змінюється лише знак у знаменнику виразу, тобто

$$K_u = \frac{K'_u}{1 - \beta' K'_u}.$$

Підсилювач з **паралельним зворотним зв'язком за напругою** у вигляді еквівалентної схеми показаний на рис. 2.6, де напруга зворотного зв'язку, що пропорційна $U_{ВИХ}$, створюється за допомогою резистора R_{33} на опорі R_Γ , зашунтованим опором $R_{ВХ}$ підсилювача, тобто коефіцієнт передачі ланцюга зворотного зв'язку визначається виразом

$$\beta = \frac{U_{33}}{U_{ВИХ}} = \frac{R_\Gamma \parallel R_{ВХ}}{(R_\Gamma \parallel R_{ВХ}) + R_{33}} = \frac{1}{1 + R_{33} / R_\Gamma + R_{33} / R_{ВХ}},$$

де $R_\Gamma \parallel R_{ВХ} = R_\Gamma R_{ВХ} / (R_\Gamma + R_{ВХ})$ - паралельне включення опорів R_Γ і $R_{ВХ}$.

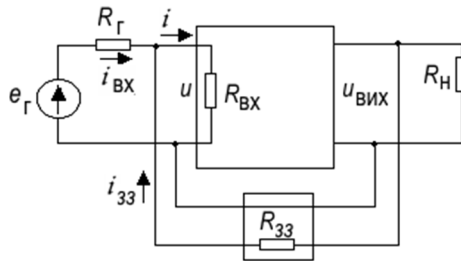


Рисунок 2.6 – Підсилювач з паралельним зворотним зв'язком за напругою

Вважаючи, що зворотний зв'язок є негативним, запишемо умову алгебраїчного додавання струмів у вхідному ланцюзі

$$I_{BX} - I_{33} = I, \quad (2.8)$$

де $I_{BX} = (E_\Gamma - U) / R_\Gamma$; $I_{33} = (U_{ВІХ} + U) / R_{33}$; $I = U / R_{BX}$.

Підставляючи значення I_{BX} , I_{33} , I у вираз (2.8), будемо мати

$$\frac{E_\Gamma - U}{R_\Gamma} - \frac{U_{ВІХ} + U}{R_{33}} = \frac{U}{R_{BX}}.$$

Виразивши опори R_Γ , R_{33} , R_{BX} у вигляді провідностей g_Γ , g_{OC} , g_{BX} , одержимо $(E_\Gamma - U)g_\Gamma - (U_{ВІХ} + U)g_{33} = U \cdot g_{BX}$.

Записавши $U_{ВІХ} / U = K'_u$, $K_u = U_{ВІХ} / E_\Gamma$, після перетворень одержимо

$$K_u = \frac{\gamma K'_u}{1 + \beta K'_u}, \quad (2.9)$$

$$\text{де } \gamma = \frac{g_\Gamma}{g_\Gamma + g_{BX} + g_{33}} = \frac{1}{1 + \frac{R_\Gamma}{R_{BX}} + \frac{R_\Gamma}{R_{33}}}.$$

У підсилювачах напруги при виконанні умови $R_\Gamma \ll R_{BX}$, $R_\Gamma \ll R_{33}$, на основі (2.9) **коефіцієнт підсилення підсилювача з паралельним негативним зворотним зв'язком за напругою**

$$K_u = \frac{K'_u}{1 + K'_u \beta}.$$

При глибокому негативному зворотному зв'язку виконується умова $\beta K'_u \gg 1$, тоді формула (2.9) приймає вид

$$K_u \approx \frac{\gamma}{\beta} = \frac{R_{33}}{R_r},$$

тобто коефіцієнт підсилення не залежить від параметрів підсилювача без зворотного зв'язку і навантаження. Для виключення впливу внутрішнього опору генератора вхідного сигналу послідовно R_r включають резистор $R_1 \gg R_r$. У цьому випадку

$$K_u = \frac{R_{33}}{R_r + R_1} \approx \frac{R_{33}}{R_1}.$$

При позитивному зворотному зв'язку, коли у вхідному ланцюзі підсилювача виконується співвідношення $I_{BX} + I_{33} = I$, після аналогічних для формули (2.1) перетворень **коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого паралельним позитивним зворотним зв'язком за напругою**

$$K_u = \frac{\gamma K'_u}{1 - \beta K'_u}.$$

Паралельний зворотний зв'язок за струмом застосовується зазвичай у вимірювальних підсилювачах струму, тому його зручно аналізувати за допомогою еквівалентної схеми (рис. 2.7), де у вхідному і вихідному ланцюгах діє генератор струму.

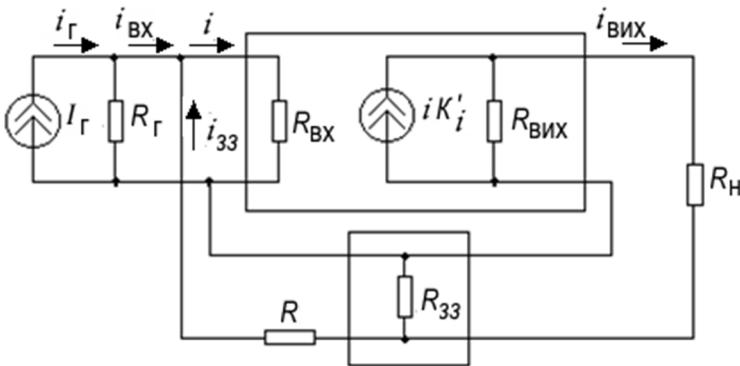


Рисунок 2.7 – Підсилювач з паралельним зворотним зв'язком за струмом

Визначимо коефіцієнт підсилення за струмом $K_I = I_{ВНХ} / I_{\Gamma}$ підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком. Для підсилювачів струму, що працюють від джерел струму, можна зневажити шунтуючим впливом R_{Γ} і $R_{ВНХ}$, тобто $R_{ВНХ} \gg R_H + R_{33}$, $R_{\Gamma} \gg R_{ВХ}$. Тому вихідний струм дорівнює

$$I_{ВНХ} \approx IK'_i = K'_i(I_{ВХ} - I_{33}) = K'_i(I_{ВХ} - \beta_i I_{ВНХ}), \quad (2.10)$$

де K'_i - коефіцієнт підсилення за струмом підсилювача без зворотного зв'язку ($R_{33} = 0$, $R \gg R_{ВХ}$),

$$\beta_i = I_{33} / I_{ВНХ} = \frac{R_{33}}{R_{33} + R + R_{\Gamma} \parallel R_{ВХ}} \approx R_{33} / R - \text{коефіцієнт передачі за}$$

струмом чотирьохполосника зворотного зв'язку.

Виражаючи $I_{ВНХ}$ з рівняння (2.10), одержимо

$$I = I_{\Gamma} K'_i / (1 + K'_i \beta_i).$$

Коефіцієнт підсилення за струмом підсилювача з негативним зворотним зв'язком

$$K_i = \frac{I}{I_{\Gamma}} = K'_i / (1 + K'_i \beta_i).$$

При позитивному зворотному зв'язку, з огляду на те, що $I_{ВХ} + I_{33} = I$, **коефіцієнт підсилення за струмом підсилювача з позитивним зворотним зв'язком**

$$K_i = K'_i / (1 - K'_i \beta_i).$$

Коефіцієнт підсилення за напругою з паралельним зворотним зв'язком за струмом

$$K_u = \frac{I_{ВНХ} R_H}{I_{\Gamma} R_{\Gamma}} = K_i \frac{R_H}{R_{\Gamma}}.$$

Коефіцієнт підсилення за напругою без зворотного зв'язку ($R_{33} = 0$) дорівнює

$$K'_u = \frac{I_{ВИХ} R_H}{I_{Г} R_{Г}} = K'_i \frac{R_H}{R_{Г}}.$$

Тому

$$K_u = \frac{K'_u}{1 \pm \beta_i K'_u (R_{Г} / R_H)} = \frac{K'_u}{1 \pm \beta K'_u}, \quad (2.11)$$

де $\beta = \beta_i (R_{Г} / R_H)$.

Знак плюс у формулі (2.11) відноситься до негативного зворотного зв'язку, а мінус – до позитивного.

Отже, вираз для коефіцієнта підсилення за напругою підсилювача при введенні будь-якого виду зворотного зв'язку можна записати за допомогою єдиної формули

$$K_u = \frac{K'_u}{1 \pm \beta K'_u} = \frac{K'_u}{F},$$

де $F = 1 \pm K'_u \beta$ - коефіцієнт, що характеризує глибину зворотного зв'язку. Його величина різна для кожного з розглянутих видів зворотного зв'язку, тому що величина β визначається видом зворотного зв'язку.

Усі види негативного зворотного зв'язку зменшують коефіцієнт підсилення, а позитивного – збільшують. Здавалося б, що більш кращим є позитивний зворотний зв'язок. Однак у підсилювачах з позитивним зворотним зв'язком з'являється небезпека виникнення небажаної генерації коливань, тому що при $K'_u \beta \gg 1$ підсилювач стає генератором, тобто на виході схеми з'являються незатухаючі коливання. Тому позитивний зворотний зв'язок у схемах підсилювачів застосовується рідко, в основному для побудови різного роду генераторів.

Негативний зворотний зв'язок за напругою дозволяє стабілізувати коефіцієнт підсилення K_u , який має тенденцію довільно мінятися при старінні або зміні транзисторів, коливаннях напруги живлення, змінах температури, вологості навколишнього середовища тощо.

Нехай коефіцієнт підсилення за напругою змінився з якихось причин на dK_u . Тоді відносна зміна коефіцієнта підсилення дорівнює

$$\frac{dK_u}{K_u} = \frac{d[K'_u / (1 + K'_u \beta)]}{K'_u / (1 + K'_u \beta)} = \frac{dK'_u}{K'_u / (1 + K'_u \beta)} = \frac{dK'_u}{K'_u} \frac{1}{F},$$

тобто стабільність коефіцієнта підсилення за напругою при введенні негативного зворотного зв'язку за напругою збільшується в $F = 1 + K'_u \beta$ разів.

При негативному зворотному зв'язку за струмом коефіцієнт K_u сильно залежить від навантаження R_H , і в цьому випадку стабілізується не вихідна напруга, а вихідний струм. Інакше кажучи, зменшується відносна зміна крутості прохідної характеристики підсилювача S_{33} при послідовному зворотному зв'язку за струмом і коефіцієнта підсилення за струмом K'_i при паралельному.

Дійсно, крутість характеристики

$$S_{33} = \frac{I_{ВІХ}}{U_{ВХ}} = \frac{I_{ВІХ}}{U + U_{33}} \approx \frac{I_{ВІХ}}{U + I_{ВІХ} R_{33}}. \quad (2.12)$$

Розділивши чисельник і знаменник виразу (2.12) на U , після деяких перетворень, одержимо

$$S_{33} = S / (1 + SR_{33}),$$

де $S = I_{ВІХ} / U$ - крутість характеристики без зворотного зв'язку ($R_{33} = 0$).

Тоді відносна зміна крутості під впливом зовнішніх факторів дорівнює

$$\frac{dS_{33}}{S_{33}} = \frac{dS}{S} \cdot \frac{1}{1 + SR_{33}},$$

тобто стабільність крутості при введенні позитивного 33 за струмом збільшується.

Відносна зміна коефіцієнта підсилення за струмом при введенні паралельного негативного 33 за струмом зменшується, тому що

$$\frac{dK_i}{K_i} = \frac{dK'_i}{K'_i} \frac{1}{1 + \beta_i K'_i} = \frac{dK'_i}{K'_i} \frac{1}{F}.$$

Стабілізуюча властивість негативного зворотного зв'язку позначається на лінійних і нелінійних спотвореннях сигналу підсилювача.

У загальному випадку, коли враховується вплив реактивних елементів схеми на частотну характеристику підсилювача (границі смуги пропускання), на границях смуги пропускання підсилювача будемо мати

$$\dot{K}_u = \dot{K}'_u (1 \pm \dot{K}'_u \dot{\beta}),$$

де $\dot{K}'_u = K'_u e^{j\varphi_K}$ (φ_K - кут зсуву фаз між напругами $\dot{u}_{ВНХ}$ і \dot{u});
 $\dot{\beta} = \beta e^{j\varphi_\beta}$ (φ_β - кут зсуву фаз між напругами \dot{u}_{33} і $\dot{u}_{ВНХ}$).

При позитивному зворотному зв'язку $\varphi_K + \varphi_\beta = 0$. При негативному зворотному зв'язку $\varphi_K + \varphi_\beta = \pi$.

Оскільки негативний зворотний зв'язок перешкоджає зміні коефіцієнта підсилення, амплітудно-частотна і фазочастотна характеристики однокаскадного підсилювача з негативним зворотним зв'язком йдуть більш рівно, смуга пропускання стає ширше (рис. 2.8).

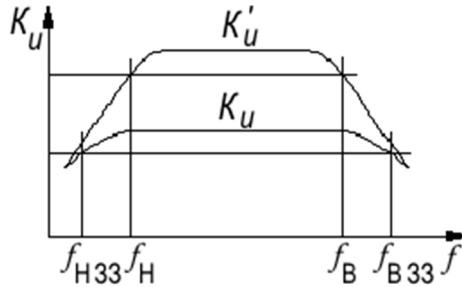


Рисунок 2.8 – АЧХ однокаскадного підсилювача з негативним 33

Нижня і верхня граничні частоти однокаскадного підсилювача з негативним зворотним зв'язком

$$f_{H33} = f_H / (1 + K'_u \beta) = f_H / F,$$

$$f_{B33} = f_B (1 + K'_u \beta) = f_B F.$$

У багатокаскадних підсилювачах умова $\varphi_K + \varphi_\beta = \pi$ зазвичай виконується лише в середині смуги пропускання. Тому на частотах, близьких до граничних, негативний зворотний зв'язок може переходити в позитивний, і частотна характеристика буде мати два підйоми в області граничних частот (рис. 2.9).

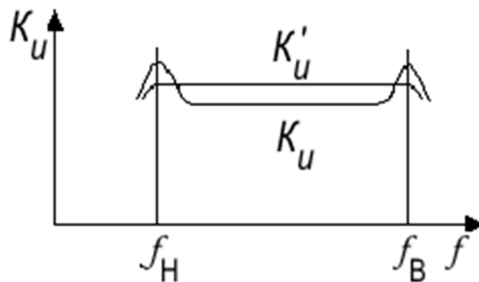


Рисунок 2.9 – Відображення двох підйомів частотної характеристики в області граничних частот

Якщо в багатокаскадному підсилювачі збільшувати спільний негативний зворотний зв'язок, то одночасно буде збільшуватися

позитивний зворотний зв'язок на краях частотного діапазону, що приведе до росту піків на частотній характеристиці, а потім і до виникнення генерації при $K'_u \beta = 1$.

В однокаскадному підсилювачі негативний зворотний зв'язок теоретично можна як завгодно збільшувати, не побоюючись виникнення генерації через позитивний зворотний зв'язок на краях діапазону робочих частот. У двокаскадному підсилювачі при деякому значенні коефіцієнта глибини зворотного зв'язку F можливе виникнення генерації (самозбудження підсилювача). Зі збільшенням числа каскадів n генерація виникає при меншому значенні F .

При нелінійних спотвореннях паразитні вищі гармоніки, що є у вихідному сигналі, надходять на вхід підсилювача у фазі, протилежній їх початковим значенням, і з'являються на виході підсилювача вже ослабленими в F разів. Звичайно, у стільки ж разів ослабленим виявиться і корисний сигнал, однак, його можна збільшити за рахунок підвищення коефіцієнта підсилення попередніх каскадів, що працюють без нелінійних спотворень.

Визначимо максимально допустимий вхідний сигнал $U_{BX \max}$ у підсилювачі з негативним зворотним зв'язком, обмежений заданими нелінійними спотвореннями. При послідовному зворотному зв'язку маємо

$$U_{BX} = U_{z3} + U = U + K'_u \beta U = U(1 + K'_u \beta) = UF.$$

Отже,

$$U_{BX \max} = U_{\max} F,$$

де U_{\max} - максимальна напруга на вході підсилювача без зворотного зв'язку, при якому з'являються недопустимі нелінійні спотворення.

З огляду на отриманий вираз, можна записати, що коефіцієнт гармонік підсилювача з негативним зворотним зв'язком

$$K_{fz3} \approx \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{K_u U_{BX \max}} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{K_u U_{\max} F} = \frac{K_f}{F}$$

у F разів менше коефіцієнта гармонік підсилювача без зворотного зв'язку K_f .

2.1.3 Вплив негативного зворотного зв'язку на вхідний опір підсилювача

Вхідний опір підсилювача зі зворотним зв'язком залежить від способу підключення чотириполюсника зворотного зв'язку у вхідний ланцюг підсилювача. Тому спосіб вмикання ланцюга зворотного зв'язку (за напругою, за струмом) майже не впливає на вхідний опір підсилювача на відміну від послідовного і паралельного зворотних зв'язків.

Вхідний опір підсилювача з послідовним зворотним зв'язком (рис. 2.2, а):

$$R_{BX33} = U_{BX} / I_{BX}. \quad (2.13)$$

Для негативного зворотного зв'язку справедливий вираз

$$I_{BX} = U / R_{BX} = (U_{BX} - U_{33}) / R_{BX}, \quad (2.14)$$

де R_{BX} - вхідний опір підсилювача без зворотного зв'язку.

Підставивши (2.14) у (2.13), у результаті перетворень одержимо

$$R_{BX33} = R_{BX} \frac{1}{1 - (U_{33} / U_{BX})} = R_{BX} \frac{1}{1 - \beta U_{ВНХ} / U_{BX}} = R_{BX} \frac{1}{1 - \beta K_u}.$$

З огляду на те, що $K_u = K'_u / (1 + K'_u \beta) = K'_u / F$, а також (2.7), з отриманого виразу випливає, що для підсилювача з послідовним зворотним зв'язком за напругою можна записати

$$R_{BX33} = R_{BX} (1 + K'_u \beta) = R_{BX} F,$$

для послідовного зворотного зв'язку за струмом

$$R_{BX33} = R_{BX} (1 + K'_u \beta').$$

Отже, **вхідний опір підсилювача при введенні послідовного негативного зворотного зв'язку (і за струмом, і за напругою) збільшується на величину, рівну глибині зворотного зв'язку F .**

Зазначене явище відіграє позитивну роль, наприклад, при проектуванні підсилювачів напруги, коли великий вхідний опір є необхідною умовою для ефективного підсилення напруги від джерел напруги з великим внутрішнім опором.

Розглянемо вплив на вхідний опір підсилювача паралельного зворотного зв'язку. Відповідно схемі, показаної на рис. 2.6, вхідний опір змінного струму підсилювача, охопленого паралельним зворотним зв'язком за напругою, визначається як

$$R_{BX33} = U_{BX} / I_{BX} = U / I_{BX}.$$

Зворотний зв'язок є негативним, тобто виконується рівність $I_{BX} = I_{33} + I$, тому скориставшись (2.8) для I_{33} і I , запишемо

$$I_{BX} = \frac{U}{R_{BX}} + \frac{U_{BHX} + U}{R_{33}} = \frac{U}{R_{BX}} + \frac{U(K'_u + 1)}{R_{33}} = U \left(\frac{1}{R_{BX}} + \frac{1 + K'_u}{R_{33}} \right).$$

Отже,

$$\begin{aligned} R_{BX33} &= \frac{1}{1/R_{BX} + (1 + K'_u)/R_{33}} = \frac{R_{BX} R_{33} / (1 + K'_u)}{R_{BX} + [R_{33} / (1 + K'_u)]} = \\ &= R_{BX} \parallel [R_{33} / (1 + K'_u)]. \end{aligned}$$

Отже, **вхідний опір підсилювача при введенні паралельного негативного зворотного зв'язку за напругою зменшується** і еквівалентно підключенню паралельно вхідному опором підсилювача опору зворотного зв'язку R_{33} , зменшеного у $1 + K'_u$ разів (рис. 2.10).

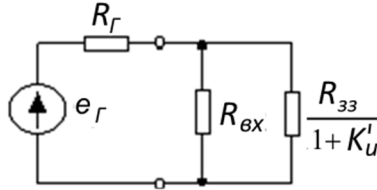


Рисунок 2.10 – Еквівалентна схема вхідного ланцюга при введенні паралельного негативного зворотного зв'язку за напругою

Вхідний опір підсилювача з **паралельним негативним зворотним зв'язком за струмом** (рис. 2.7):

$$R_{BX\ 33} = U_{BX} / I_{BX}.$$

Записавши $I_{BX} = I_{33} + I$, $I_{33} = IK'_i\beta_i$, $R_{BX} = U / I$, одержимо

$$R_{BX\ 33} = R_{BX} / (1 + K'_i\beta_i).$$

Отже, **при введенні паралельного негативного зворотного зв'язку за струмом вхідний опір підсилювача зменшується на величину глибини зворотного зв'язку $F_i = (1 + K'_i\beta_i)$.**

2.1.4 Вплив негативного зворотного зв'язку на вихідний опір підсилювача

Вихідний опір підсилювача із зворотним зв'язком залежить від способу під'єднання зворотного зв'язку до виходу підсилювача.

Визначимо **вихідний опір підсилювача з послідовним негативним ЗЗ за напругою** (рис. 2.4). Нехай на вихідні затискувачі підсилювача зі зворотним зв'язком при замкнутому накоротко генераторі вхідного сигналу ($E_r = 0$) та при відключеному навантаженні ($R_H \rightarrow \infty$) подана напруга $U_{ВНХ}$.

Тоді напруга зворотного зв'язку $U_{33} = \beta U_{ВНХ}$ надходить безпосередньо на вхід підсилювача (вважаємо, що $R_r \ll R_{BX}$),

підсилюється у K'_u разів та створює у вихідному ланцюзі еквівалентну ЕРС $E = K'_u \beta U_{ВИХ}$. Напрямок ЕРС E збігається з напрямком поданої у вихідній ланцюг напруги $U_{ВИХ}$ (рис. 2.11), тому що для створення негативного зв'язку у схемі рисунка 2.4 підсилювач повинний інвертувати вхідний сигнал, тобто змінювати його фазу на протилежну.

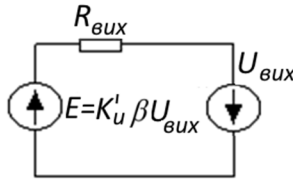


Рисунок 2.11 - Еквівалентна схема вихідного ланцюга при введенні послідовного негативного зворотного зв'язку за напругою

Отже, у вихідному ланцюзі діють два сигнали ЕРС, напрямки яких при негативному зворотному зв'язку збігаються.

Тоді струм у вихідному ланцюзі при $R_{ВИХ} \ll R_{33} + R$

$$I_{ВИХ\ 33} = \frac{U_{ВИХ} + U_{ВИХ} K'_u \beta}{R_{ВИХ}} = \frac{U_{ВИХ} (1 + K'_u \beta)}{R_{ВИХ}}.$$

Отже,

$$R_{ВИХ\ 33} = U_{ВИХ} / I_{ВИХ} = R_{ВИХ} / (1 + K'_u \beta) = \frac{R_{ВИХ}}{F},$$

де $\beta = R / (R_{33} + R)$, $R_{ВИХ} = U_{ВИХ} / I_{ВИХ}$ - вихідний опір підсилювача при відключеному ланцюзі зворотного зв'язку ($E = 0$).

Аналогічно визначається **вихідний опір підсилювача з паралельним зворотним зв'язком за напругою** (рис. 2.6):

$$R_{ВИХ\ 33} = R_{ВИХ} / (1 + K'_u \beta) = \frac{R_{ВИХ}}{F},$$

де

$$\beta \approx \frac{R_{\Gamma} \parallel R_{BX}}{(R_{\Gamma} \parallel R_{BX}) + R_{33}} \approx \frac{R_{\Gamma}}{R_{33} + R_{\Gamma}}.$$

Введення негативного 33 за напругою (як послідовного, так і паралельного) зменшує вихідний опір підсилювача і цим стабілізує вихідну напругу, протидіючи її зміні.

Визначимо **вихідний опір підсилювача з послідовним 33 за струмом** (рис. 2.5), подавши на вихідні затискувачі напругу $U_{ВИХ}$ при відключеному навантаженні R_H і замкненому накоротко генераторі E_{Γ} .

У цьому випадку при $R_{\Gamma} \ll R_{BX}$ у вихідному ланцюзі підсилювача будуть діяти два джерела ЕРС $U_{ВИХ}$ і $E = K'_u I_{ВИХ} R_{33}$, спрямовані при негативному 33 назустріч один одному. Тоді струм у вихідному ланцюзі підсилювача зі зворотним зв'язком

$$I_{ВИХ33} = \frac{U_{ВИХ} - K'_u I_{ВИХ33} R_{33}}{R_{ВИХ} + R_{33}},$$

де $R_{ВИХ}$ - вихідний опір підсилювача без зворотного зв'язку ($R_{33} = 0$).

Виражаючи з отриманої формули $I_{ВИХ33}$, одержимо

$$I_{ВИХ33} = U_{ВИХ} / [R_{ВИХ} + (1 + K'_u) R_{33}].$$

Вихідний опір підсилювача з послідовним негативним 33 за струмом

$$R_{ВИХ33} = U_{ВИХ} / I_{ВИХ33} = R_{ВИХ} + (1 + K'_u) R_{33}.$$

У випадку паралельного 33 за струмом (рис. 2.7) після подачі напруги $U_{ВИХ}$ при $R_H \rightarrow \infty$ у вихідному ланцюзі підсилювача будуть діяти ЕРС $U_{ВИХ}$ і $E = K'_i I_{33} R_{ВИХ} = K'_i \beta_i I_{ВИХ33} R_{ВИХ}$, включені назустріч одна одній, як це впливає з рисунка 2.7. Тоді вихідний струм при $R_{\Gamma} \gg R_{BX}$

$$I_{ВІХ\ 33} = \frac{U_{ВІХ} - K'_i \beta_i R_{ВІХ} I_{ВІХ\ 33}}{R_{ВІХ} + R_{33}}.$$

Вихідний опір підсилювача з паралельним негативним ЗЗ за струмом

$$R_{ВІХ\ 33} = \frac{U_{ВІХ}}{I_{ВІХ\ 33}} = R_{33} + R_{ВІХ} (1 + K'_i \beta_i).$$

У підсилювачах струму зазвичай виконується умова $R_{33} \ll R_{ВІХ}$. Тоді формулу можна спростити

$$R_{ВІХ\ 33} \approx R_{ВІХ} (1 + K'_i \beta_i) = R_{ВІХ} F_i.$$

Тобто, **при введенні і послідовного і паралельного негативного ЗЗ за струмом опір $R_{ВІХ}$ підсилювача збільшується і** призводить до стабілізації вихідного струму. Зворотний зв'язок за струмом перешкоджає змінам вихідного струму.

2.2 Контрольні запитання і задачі

1. Чи буде діяти зворотний зв'язок за струмом в підсилювачі (рис.2.5) при роботі: а) у режимі холостого ходу ($R_H \rightarrow \infty$); б) короткого замикання навантаження ($R_H \rightarrow 0$)?

2. При підключенні ланцюга зворотного зв'язку: а) коефіцієнт підсилювача за напругою зменшився, а вхідний і вихідний опори збільшилися; б) коефіцієнт підсилення за напругою, вхідний і вихідний опори зменшилися; в) коефіцієнт підсилення і вихідний опір зменшилися, а вхідний – збільшився. Визначити вид зворотного зв'язку для кожного випадку.

3. Визначити, у скільки разів зменшується коефіцієнт підсилення $K'_u = 200$ при охопленні підсилювача послідовним негативним зворотним зв'язком (НЗЗ) за напругою у вигляді чотириполосника з коефіцієнтом передачі $\beta = R_1 / (R_1 + R_2) = 0,05$ (рис. 2.4).

4. В схемі підсилювача (рис. 2.4) з коефіцієнтом підсилення

$K_u = 10$ відбулося випадкове коротке замикання резистора R_1 . До якої величини зміниться коефіцієнт підсилення схеми? Параметри ланцюга зворотного зв'язку $R_1 = 0,5$ кОм, $R_2 = 10$ кОм.

5. Визначити вхідну напругу U_{BX} , необхідну для одержання вихідної напруги $U_{ВИХ} = 25$ В в схемі підсилювача (рис. 2.4). Коефіцієнт підсилення підсилювача без зворотного зв'язку $K'_u = 200$. Резистори в ланцюзі зворотного зв'язку $R_1 = 0,5$ кОм, $R_2 = 10$ кОм.

6. Визначити напругу на виході і коефіцієнт підсилення підсилювача з послідовним зворотним зв'язком (рис. 2.4), якщо на вхід підсилювача одночасно з вхідним сигналом $U_{BX} = 0,2$ В надходить напруга зворотного зв'язку $U_{33} = 0,1$ В, що діє в протифазі з вхідною. Коефіцієнт підсилення підсилювача без зворотного зв'язку $K'_u = 10$.

7. Якої величини необхідно подати сигнал на вхід підсилювача, охопленого негативним ЗЗ з $\beta = 0,05$, для того, щоб одержати на виході підсилювача сигнал $U_{ВИХ} = 2$ В, якщо $K'_u = 10$?

8. Визначити напругу зворотного зв'язку U_{33} , якщо при підключенні послідовного негативного зворотного зв'язку з коефіцієнтом передачі $\beta = 0,2$ (рис. 2.4) вихідна напруга стала рівною 2 В.

9. Коефіцієнт підсилення K'_u підсилювача без зворотного зв'язку дорівнює 10. Визначити напругу зворотного зв'язку U_{33} , якщо при підключенні ланцюга негативного послідовного зворотного зв'язку K'_u зменшився в два рази, а вихідна напруга стала рівною 3 В.

10. Визначити вхідний струм I_{BX} , вхідну напругу U_{BX} і коефіцієнт підсилення K_u підсилювача (рис. 2.4), що працює від генератора напруги $E_G = 0,6$ В з внутрішнім опором $R_G = 0,5$ кОм. Коефіцієнт підсилення підсилювача без зворотного зв'язку $K'_u = 100$, вхідний опір $R_{BX} = 0,5$ кОм. Вихідна напруга $U_{ВИХ} = 10$ В. Вихідний опір $R_{ВИХ} = 0$.

11. На вхід каскаду підсилювача, охопленого негативним ЗЗ (рис. 2.4), надходить сигнал $U_{BX} = 1$ В. Чому дорівнюють $U_{ВНХ}$, U , $U_{ЗЗ}$ і K_u , якщо $K'_u = 60$, $\beta = 0,07$?

12. Абсолютна зміна коефіцієнта підсилення підсилювача з $K'_u = 100$ складає $\pm 10\%$. Визначити, з яким коефіцієнтом передачі необхідно підключити ланцюг негативного ЗЗ, щоб відносна зміна коефіцієнта підсилення K_u не перевищувала $\pm 1\%$. Розрахувати також значення K_u після підключення ланцюга негативного ЗЗ.

13. Абсолютна зміна коефіцієнта підсилення підсилювача з $K'_u = 1000$ складає $\pm 10\%$. Визначити, з яким коефіцієнтом передачі необхідно підключити ланцюг негативного ЗЗ, щоб відносна зміна коефіцієнта підсилення не перевищувала $\pm 2\%$. Визначити також значення K_u після підключення ланцюга негативного ЗЗ.

14. Коефіцієнт підсилення RC - підсилювача на середніх частотах $K'_{uCEP} = 100$, нижня гранична частота смуги пропускання $f_H = 200$ Гц, верхня $f_B = 30$ кГц. До підсилювача підключений ланцюг негативного ЗЗ з $\beta = 0,1$. Визначити коефіцієнт підсилення підсилювача з негативним ЗЗ та нові значення нижньої $f_{HЗЗ}$ і верхньої $f_{BЗЗ}$ граничних частот і смугу пропускання підсилювача (рис. 2.8).

15. Підсилювач з негативним зворотним зв'язком ($\beta = 0,18$) має коефіцієнт підсилення 5, а смугу пропускання – від 25 Гц до 1,2 МГц. Визначити коефіцієнт підсилення і смугу пропускання підсилювача без зворотного зв'язку.

16. Нелінійні спотворення на виході підсилювача напруги з $K'_u = 500$ складають 11%. Чому повинний дорівнювати коефіцієнт передачі ланцюга негативного ЗЗ (у схемі рис. 2.4), щоб нелінійні спотворення склали 1%? Яка буде верхня гранична частота смуги пропускання, якщо без негативного ЗЗ вона дорівнювала 8 кГц?

17. Підсилювач, що включає три каскади підсилення з $K'_{u1} = 40$, $K'_{u2} = 15$ та $K'_{u3} = 10$, охоплений ланцюгом негативного зворотного

зв'язку з $\beta = 0,01$. Чому дорівнює коефіцієнт підсилення цього підсилювача з урахуванням дії ланцюга зворотного зв'язку?

18. Підсилювач включає три каскади підсилення з $K'_{u1} = 40$, $K'_{u2} = 15$ і $K'_{u3} = 10$, ланцюгом негативного зворотного зв'язку з $\beta = 0,01$ охоплені два останніх каскади. Чому дорівнює коефіцієнт підсилення цього підсилювача з урахуванням дії ланцюга зворотного зв'язку?

19. Підсилювач включає три каскади підсилення з $K'_{u1} = 40$, $K'_{u2} = 15$ і $K'_{u3} = 10$, ланцюгом негативного зворотного зв'язку охоплені два останніх каскади. Коефіцієнт підсилення цього підсилювача дорівнює 200. Чому дорівнює коефіцієнт передачі чотириполосника зворотного зв'язку β ?

20. При підключенні ланцюга послідовного негативного ЗЗ за напругою коефіцієнт підсилення зменшився у 10 разів. Визначити вхідний і вихідний опори підсилювача, якщо при відключеному ланцюзі зворотного зв'язку опори $R_{BX} = 10$ кОм, $R_{ВИХ} = 500$ Ом.

21. Визначити вихідний опір підсилювача (рис. 2.4), якщо вихідний опір при підключенні ланцюга зворотного зв'язку зменшився у 12 разів. Вихідний опір підсилювача без зворотного зв'язку $R_{ВИХ} = 360$ Ом.

22. Трикаскадний підсилювач охоплений ланцюгом послідовного негативного ЗЗ за напругою з коефіцієнтом передачі $\beta = 0,01$. Визначити вхідний і вихідний опори підсилювача, якщо коефіцієнти підсилення каскадів $K'_{u1} = 12$, $K'_{u2} = 8$ і $K'_{u3} = 5$. Вхідний і вихідний опори підсилювача без зворотного зв'язку $R_{BX} = 0,5$ кОм, $R_{ВИХ} = 58$ Ом.

23. Який опір $R_{ЗЗ}$ необхідно включити в ланцюг зворотного зв'язку підсилювача (рис. 2.5), що працює на навантаження $R_H = 25$ кОм, для одержання коефіцієнта підсилення $K_u = 25$, якщо при відключеному ланцюзі зворотного зв'язку коефіцієнт підсилення $K'_u = 125$.

24. При підключенні ланцюга послідовного негативного ЗЗ за струмом (рис. 2.5) коефіцієнт підсилення підсилювача $K'_u = 100$

зменшився у 11 разів. Визначити вхідний і вихідний опори підсилювача, якщо при відключеному ланцюзі зворотного зв'язку ці опори дорівнюють $R_{BX} = 5$ кОм, $R_{ВЫХ} = 1$ кОм. Опір навантаження $R_H = 1$ кОм.

25. Визначити вхідний струм, струм і опір у ланцюзі зворотного зв'язку підсилювача (рис. 2.6), якщо прийняти $R_{BX} \rightarrow \infty$, $K'_U \rightarrow \infty$. Вхідна напруга $U_{BX} = 4$ В, опір $R_G = 2$ кОм. Вихідна напруга $U_{ВЫХ} = 10$ В.

26. Визначити коефіцієнти підсилення за напругою і за струмом у схемі підсилювача з негативним паралельним зворотним зв'язком за струмом (рис. 2.7), якщо $R_{33} = 1$ кОм, $R = 10$ кОм, $R_G = 0,5$ кОм, $R_H = 2,5$ кОм. Коефіцієнт підсилення за струмом підсилювача без зворотного зв'язку 100, вхідний опір дуже великий.

2.3 Порядок виконання завдання

Студент відповідає на запитання і розв'язує задачі у відповідності з варіантом, заданим викладачем. Номери запитань і задач приводяться в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 - Номери запитань і задач

№ варіанта	№ запитань і задач	№ варіанта	№ запитань і задач
1	1-2, 6, 12, 14, 20	16	1-2, 9, 13, 17, 20
2	1-2, 7, 13, 15, 21	17	1-2, 10, 12, 18, 21
3	1-2, 3, 12, 16, 22	18	1-2, 11, 13, 19, 22
4	1-2, 4, 13, 17, 23	19	1-2, 3, 12, 14, 23
5	1-2, 5, 12, 18, 24	20	1-2, 4, 13, 15, 24
6	1-2, 8, 13, 19, 25	21	1-2, 6, 12, 16, 25
7	1-2, 9, 12, 14, 26	22	1-2, 7, 13, 17, 26
8	1-2, 10, 13, 15, 20	23	1-2, 8, 12, 19, 20
9	1-2, 11, 12, 16, 21	24	1-2, 9, 13, 18, 21
10	1-2, 3, 13, 17, 22	25	1-2, 5, 12, 14, 22
11	1-2, 4, 13, 19, 23	26	1-2, 10, 13, 15, 23
12	1-2, 5, 12, 18, 24	27	1-2, 11, 12, 19, 24
13	1-2, 6, 12, 14, 25	28	1-2, 3, 13, 16, 25
14	1-2, 7, 13, 15, 26	29	1-2, 4, 12, 17, 26
15	1-2, 8, 12, 16, 23	30	1-2, 5, 13, 18, 24

3 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №3 „ЧАСТОТНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПІДСИЛЮВАЧІВ”

Мета роботи - ознайомлення з методикою побудови ЛАЧХ і ФЧХ підсилювального пристрою за заданою його схемою та ознайомлення з методикою визначення структури підсилювального пристрою за видом ЛАЧХ.

3.1 Основні теоретичні відомості

3.1.1 Методика побудови частотних характеристик підсилювальних пристроїв

На основі лінійної моделі робота підсилювального пристрою описується системою диференціальних рівнянь із сталими коефіцієнтами. Наприклад, реакція підсилювального пристрою на деяку вхідну дію описується системою, яка зводиться до одного рівняння виду

$$\begin{aligned}
 & a_n \frac{d^n}{dt^n} u_{BHX} + a_{n-1} \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} u_{BHX} + \dots + a_{n-i} \frac{d^{n-i}}{dt^{n-i}} u_{BHX} + \dots + a_0 u_{BHX} = \\
 & = b_m \frac{d^m}{dt^m} u_{BX1} + b_{m-1} \frac{d^{m-1}}{dt^{m-1}} u_{BX1} + \dots + b_{m-i} \frac{d^{m-i}}{dt^{m-i}} u_{BX1} + \dots + b_0 u_{BX1} + \\
 & + c_l \frac{d^l}{dt^l} u_{BX2} + c_{l-1} \frac{d^{l-1}}{dt^{l-1}} u_{BX2} + \dots + c_{l-i} \frac{d^{l-i}}{dt^{l-i}} u_{BX2} + \dots + c_0 u_{BX2},
 \end{aligned} \quad (3.1)$$

де u_{BX1} та u_{BX2} - миттєві значення вхідних сигналів, прикладених до двох входів підсилювального пристрою; $a_{n-i}, b_{m-i}, c_{l-i}$ - сталі коефіцієнти, які виражаються комбінацією сум та добутків параметрів підсилювального пристрою (наприклад, R, L, C).

Рівняння (3.1) зображується в операторній формі, якщо ввести позначення $d^i / dt^i = p^i$:

$$(a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_{n-i} p^{n-i} + \dots + a_0) u_{BHX} = (b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_{m-i} p^{m-i} + \dots + b_0) u_{BX1} + (c_l p^l + c_{l-1} p^{l-1} + \dots + c_{l-i} p^{l-i} + \dots + c_0) u_{BX2}. \quad (3.2)$$

Лінійна система працює за принципом суперпозиції (реакція на суму дій дорівнює сумі реакцій на кожну окрему взятую дію), тому на основі (3.2) можна отримати *передавальні функції підсилювача в операторній формі* за обраними вхідними діями

$$W_1(p) \Big|_{u_{BX2}=0} = \frac{u_{BHX}}{u_{BX1}} = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_{m-i} p^{m-i} + \dots + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_{n-i} p^{n-i} + \dots + a_0} \quad (3.3)$$

$$W_2(p) \Big|_{u_{BX1}=0} = \frac{u_{BHX}}{u_{BX2}} = \frac{c_l p^l + c_{l-1} p^{l-1} + \dots + c_{l-i} p^{l-i} + \dots + c_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_{n-i} p^{n-i} + \dots + a_0}$$

Тоді на основі формул (3.3)

$$u_{BHX} = W_1(p) u_{BX1} + W_2(p) u_{BX2}. \quad (3.4)$$

Відомо, що передавальна функція є відношенням двох поліномів, а поліном будь-якого степеня може бути зображений як добуток простих множників виду $\alpha s^2 + \beta s + \gamma$ (причому будь-який з коефіцієнтів α, β, γ у загальному випадку може дорівнювати нулю). Тоді передавальна функція підсилювального пристрою може прийняти вигляд

$$W(p) = \frac{\prod_{i=1}^k N_i(p)}{\prod_{v=1}^f N_v(p)} = \prod_{q=1}^d N_q(p), \quad (3.5)$$

де $N_i(p) = \alpha_i p^2 + \beta_i p + \gamma_i$; $N_v(p) = \alpha_v p^2 + \beta_v p + \gamma_v$.

Індекси k, f, d виразу (3.5) зв'язані з індексами m та n рівняння (3.1) співвідношеннями: $k \leq m$; $d \leq f \leq n$.

На основі виразу (3.5) передавальну функцію будь-якого вигляду можна представити як добуток декількох елементарних передавальних функцій з обмеженим їх набором. Це означає, що передавальна функція має стандартний вигляд. Кожній елементарній функції можна поставити у відповідність типову ланку. Тоді будь-який підсилювальний пристрій можна зобразити у вигляді каскадного вмикання декількох типових ланок.

При відомій передавальній функції підсилювального пристрою можна визначити його амплітудно-фазову характеристику, замінивши у виразах (3.3) оператор p на $j\omega$

$$W(p)|_{p=j\omega} = W(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega),$$

де $j = \sqrt{-1}$; ω - кутова частота; $P(\omega)$ та $Q(\omega)$ - відповідно дійсна та уявна частини передавальної функції: $P(\omega) = \text{Re}[W(j\omega)]$, $Q(\omega) = \text{Im}[W(j\omega)]$.

Амплітудно-фазову характеристику, побудовану в координатах P та jQ називають годографом системи (рис. 3.1). Основні властивості системи можна визначити за виглядом годографа.

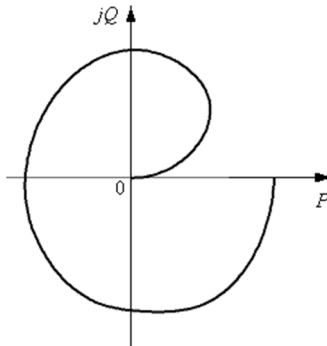


Рисунок 3.1 – Годограф системи

Найбільше використання набули логарифмічні АЧХ та ФЧХ, представлені у вигляді самостійних залежностей. **Логарифмічною амплітудно-частотною характеристикою (ЛАЧХ)** зветься залежність:

$$K(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| = 20 \lg \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)}.$$

Фазочастотною характеристикою зветься залежність

$$\phi(\omega) = \arg |W(j\omega)| = \text{arctg} [Q(\omega) / P(\omega)].$$

Відповідно (3.5) для функцій комплексних змінних справедливі вирази

$$K(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| = 20 \left[\sum_{i=1}^k \lg |N_i(j\omega)| - \sum_{v=1}^f \lg |N_v(j\omega)| \right];$$

$$\arg |W(j\omega)| = \sum_{i=1}^k \text{arctg} N_i(j\omega) - \sum_{v=1}^f \text{arctg} N_v(j\omega).$$

З виразу (3.5) видно, що передавальна характеристика підсилювача може бути представлена добутком елементарних співмножників. Схема такого підсилювача складається з послідовно з'єднаних елементарних ланок. Тоді ЛАЧХ та ФЧХ підсилювача можна отримати алгебраїчним підсумовуванням ЛАЧХ і ФЧХ цих ланок. Для спрощення при підсумовуванні зазвичай використовують асимптотичні характеристики, які складаються з відрізків прямих ліній, що мають нахил $n \cdot 20$ дБ/дек, де $n = 0, 1, 2, \dots$

Методика побудови асимптотичної логарифмічної АЧХ та ФЧХ підсилювального пристрою складається з наступних кроків.

Крок 1. Формування системи рівнянь, які описують динамічну роботу схеми, тобто рівняння системи описують зміни напруги та струмів на R, L, C – елементах схеми (рівняння стану).

Крок 2. Формування диференціального рівняння n -го порядку на основі рівнянь, одержаних на кроці 1, де n - число реактивних елементів схеми.

Крок 3. Запис диференціального рівняння в операторній формі та отримання на його основі передавальної функції.

Крок 4. Передавальна функція представляється у частотному вигляді. Виділяються дійсна і уявна її частини.

Крок 5. Визначаються модуль і фаза частотної характеристики пристрою для побудови ЛАЧХ і ФЧХ пристрою.

Крок 6. ЛАЧХ лінеаризується, така спрощена ЛАЧХ є сукупністю відрізків асимптот. Після побудови такої ЛАЧХ з неї можна виділити елементарні ланки.

Крок 7. Відбувається побудова ФЧХ пристрою.

Приклад 1. Побудувати ЛАЧХ і ФЧХ підсилювального пристрою, показаного на рис. 3.2.

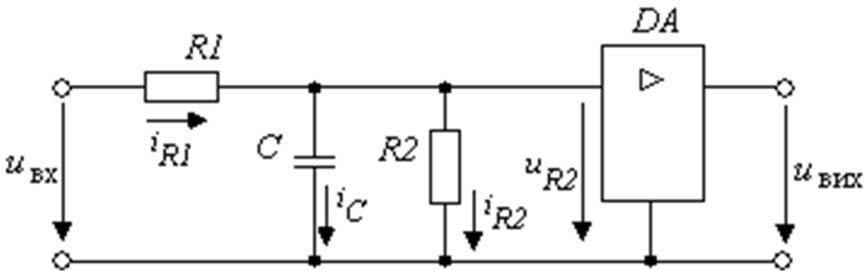


Рисунок 3.2 – Схема підсилювального пристрою (приклад 1)

Розв'язання. У схемі присутня аперіодична RC -ланка, до виходу RC -ланки під'єднаний безінерційний підсилювач, який має коефіцієнт передачі K_0 .

Система рівнянь, що описує роботу схеми

$$\begin{aligned}
 u_{BX} &= i_{R_1} R_1 + u_C; \\
 i_C &= C(du_C / dt); \\
 u_{R_2} &= i_{R_2} R_2; \\
 u_{BHX} &= K_0 u_{R_2}; \\
 u_C &= u_{R_2}.
 \end{aligned}$$

За першим законом Кірхгофа $i_{R_1} = i_C + i_{R_2}$, або

$$i_{R_1} = C(du_{R_2} / dt) + u_{R_2} / R_2 = (C / K_0)(du_{BHX} / dt) + u_{BHX} / (R_2 K_0).$$

На основі отриманого рівняння одержимо вираз для вхідної напруги

$$u_{BX} = (R_1 / K_0)(C(du_{BHX} / dt) + u_{BHX} / R_2) + u_{BHX} / K_0.$$

Використовуючи (3.3), одержимо передавальну функцію схеми

$$W(p) = \frac{u_{BHX}(p)}{u_{BX}(p)} = \frac{K_0 R_2}{R_1 + R_2} / \left(\frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2} p + 1 \right),$$

або
$$W(p) = K / (Tp + 1),$$

де $K = K_0 R_2 / (R_1 + R_2)$ - коефіцієнт передачі кола;

$T = R_1 R_2 C / (R_1 + R_2)$ - стала часу кола.

Для одержання частотних характеристик виконаємо заміну $p = j\omega$. Тоді

$$W(j\omega) = \frac{K}{Tj\omega + 1} = \frac{K(1 - jT\omega)}{1 + (T\omega)^2} = \frac{K}{1 + (T\omega)^2} - j \frac{KT\omega}{1 + (T\omega)^2} = P(\omega) + jQ(\omega),$$

де $P(\omega) = K/(1+(T\omega)^2)$; $Q(\omega) = -KT\omega/(1+(T\omega)^2)$.

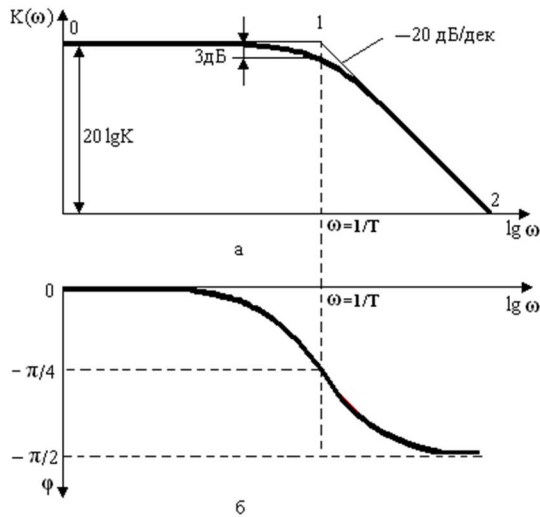
Визначимо модуль і фазу одержаної частотної характеристики

$$|W(j\omega)| = \sqrt{\frac{K^2}{(1+(T\omega)^2)^2} + \frac{(KT\omega)^2}{(1+(T\omega)^2)^2}} = \frac{K}{\sqrt{1+(T\omega)^2}};$$

$$K(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| = 20 \lg K - 20 \lg \sqrt{1+(T\omega)^2};$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \left[\frac{Q(\omega)}{P(\omega)} \right] = \arctg(-T\omega) = -\arctg(T\omega).$$

Одержані вирази дозволяють побудувати ЛАЧХ і ФЧХ схеми (рис. 3.3).



а – ЛАЧХ схеми;
 б – ФЧХ схеми

Рисунок 3.3 – Логарифмічні амплітудно-частотна і фазочастотна характеристики схеми підсилювача

Спрощена ЛАЧХ зображається у вигляді двох відрізків асимптот (0-1) і (1-2) (рис.3.3, а).

При спрощеній побудові ЛАЧХ вважається, що при $\omega T < 1$ можна знехтувати членом $\omega^2 T^2 \ll 1$. Коли ж $\omega T > 1$, то можна знехтувати одиницею, тому що $\omega^2 T^2 \gg 1$.

Тоді в діапазоні частот, де $\omega T < 1$, коефіцієнт підсилення $K(\omega) = 20 \lg K$, а діапазоні частот, де $\omega T > 1$, $K(\omega) = 20 \lg K - 20 \lg(\omega T)$.

Частота $\omega = 1/T$ називається **частотою спряжіння**, на частоті спряжіння нахил асимптотичної характеристики змінюється.

На рисунку 3.3, а зображені реальна (помічена жирною лінією) і асимптотична логарифмічні амплітудно-частотні характеристики пісилувальної схеми.

Нахил асимптоти характеристики $K(\omega)$ зазвичай визначається зміною значення $K(\omega)$ при збільшенні частоти у 10 разів, тобто на декаду. Отже, він показує на скільки децибел зміниться $K(\omega)$ при зміні частоти в 10 разів. Для даного прикладу він дорівнює мінус 20 дБ/дек

$$|K(\omega)| - |K(10\omega)| = -20 \lg 10 = -20 \text{ дБ.}$$

При виконанні умови $\omega T = 1$:

$$K(\omega) = 20 \lg K - 20 \lg \sqrt{2} = 20 \lg K - 3 \text{ дБ.}$$

Тобто, розходження між реальною та асимптотичною характеристиками найбільше при частоті спряження $\omega = 1/T$ і дорівнює 3 дБ.

3.1.2 Методика синтезу структурної схеми підсилювача за видом ЛАЧХ

Синтез підсилувальних пристроїв на основі заданої частотної характеристики можливий завдяки тому, що частотна характеристика однозначно відображає технічні характеристики пристрою, що проєктується.

Отже, якщо на основі заданої структурної схеми формується її математична модель у вигляді диференціального рівняння, а потім виконується побудова ЛАЧХ і ФЧХ, то можна вирішити і зворотну задачу: за виглядом частотних характеристик синтезувати структурну схему підсилювального пристрою.

Методика синтезу структурної схеми підсилювача за видом ЛАЧХ складається з наступних кроків.

Крок 1. За заданими властивостями підсилювального пристрою будується його ЛАЧХ.

Крок 2. ЛАЧХ уявляється у вигляді суми характеристик елементарних ланок;

Крок 3. Кожній характеристиці елементарної ланки ставиться у відповідність реальне коло або електронний вузол та визначаються параметри цих кіл;

Крок 4. Відбувається послідовне об'єднання кіл та елементарних вузлів для одержання повної схеми електронного пристрою.

Зауваження: представлена методика використовується тільки для пристроїв з односпрямованою передачею сигналу (в яких зміна параметрів наступних ланок не повинна впливати на параметри попередніх ланок).

Тому для практичного використання методики необхідно виконувати наступні вимоги:

а) якщо декілька елементарних ланок в одному частотному діапазоні мають різні нахили їх частотних характеристик, то такі ланки не можна з'єднувати безпосередньо, треба між ними розміщувати блоки для забезпечення односпрямованості передачі сигналів;

б) безпосереднє каскадне з'єднання декількох елементарних ланок, що мають різні нахили їх частотних характеристик, допустиме тільки при істотній різниці значень їх сталих часу. У цьому разі нахили частотних характеристик не повинні підсумовуватися.

Елементарні RC -ланки, їх передавальні функції та їх ЛАЧХ приведені у табл. 3.1.

Таблиця 3.1 – Характеристики типових RC – ланок

Ланка	$W(p)$	Зв'язок сталої часу з параметрами	ЛАЧХ
	$\frac{T_1 p}{T_1 p + 1}$	$T_1 = R_1 C_1$	
	$\frac{T_1 p}{T_2 p + 1}$	$T_1 = R_1 C_1$ $T_2 = (R_1 + R_2) C_1$ $K_\infty = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$	
	$K_0 \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}$	$K_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ $T_1 = R_2 C_1$ $T_2 = \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2}$	
	$\frac{1}{T_1 p + 1}$	$T_1 = R_1 C_1$	
	$\frac{K_0}{T_1 p + 1}$	$K_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ $T_1 = \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2}$	
	$\frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}$	$T_1 = R_2 C_1$ $T_2 = (R_1 + R_2) C_1$ $K_\infty = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$	

Приклад 2. Побудувати ЛАЧХ і ФЧХ підсилювального пристрою, показаного на рис. 3.4. Безінерційний підсилювач має коефіцієнт передачі $K_0 = 100$.

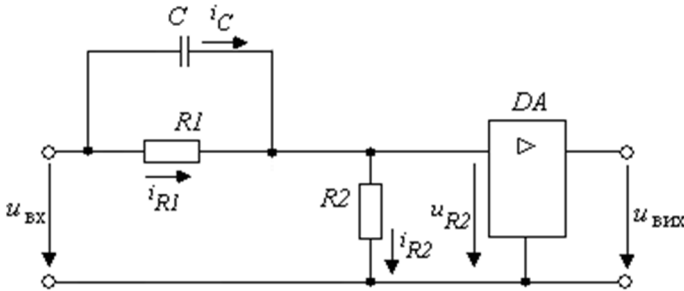


Рисунок 3.4 - Схема підсилювального пристрою (приклад 2)

Розв'язання.

Схема містить пропорційну ланку (R_1 та R_2), диференційну ланку (C та R_2) та безінерційний підсилювач, який має коефіцієнт передачі K_0 .

За першим законом Кірхгофа $i_C + i_{R_1} = i_{R_2}$.

Система рівнянь, що описує роботу схеми

$$u_{BX} = u_C + u_{R_2}; \quad i_C = C(du_C / dt);$$

$$u_{R_2} = i_{R_2} R_2 = (i_C + i_{R_1}) R_2 = (C(du_C / dt) + u_C / R_1) R_2 = CR_2(du_C / dt) + u_C R_2 / R_1;$$

$$u_{BX} = u_C + CR_2(du_C / dt) + u_C R_2 / R_1;$$

$$u_{BИX} = K_0 u_{R_2} = K_0 (CR_2(du_C / dt) + u_C R_2 / R_1).$$

Передавальна функція схеми

$$W(p) = \frac{u_{BИX}(p)}{u_{BX}(p)} = \frac{K_0 (CR_2 p u_C(p) + u_C(p) R_2 / R_1)}{u_C(p) + CR_2 p u_C(p) + u_C(p) R_2 / R_1} = \frac{K_0 (CR_2 p + R_2 / R_1)}{1 + CR_2 p + R_2 / R_1}.$$

Приведемо передавальну функцію до стандартного вигляду. Поділимо чисельник і знаменник на R_2 / R_1 , тоді отримаємо

$$W(p) = \frac{K_0(CR_1p+1)}{R_1/R_2 + CR_1p+1} = \frac{K_0(CR_1p+1)}{(R_1 + R_2)/R_2 + CR_1p} = \frac{K_0R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{(CR_1p+1)}{1 + \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} Cp},$$

або
$$W(p) = K \frac{T_1p+1}{T_2p+1},$$

де $K = \frac{K_0R_2}{R_1 + R_2}$ - коефіцієнт передачі кола;

$T_1 = R_1C$; $T_2 = R_1R_2C/(R_1 + R_2)$ - сталі часу кола.

Одержану передавальну функцію можна зобразити додатком двох функцій

$$W(p) = W_1(p) \cdot W_2(p) = \frac{K}{T_2p+1} \cdot (T_1p+1).$$

ЛАЧХ і ФЧХ першої ланки одержані у прикладі 1.

Розглянемо характеристики другої ланки:

$$W_2(j\omega) = jT_1\omega + 1;$$

$$K_2(\omega) = |W_2(j\omega)| = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)} = \sqrt{1 + (T_1\omega)^2};$$

$$\varphi_2(\omega) = \arctg [Q(\omega) / P(\omega)] = \arctg(T_1\omega).$$

Знаходимо характерні точки характеристик:

$$\omega T_1 \ll 1, \quad K_2(\omega) = 20 \lg \sqrt{1 + (T_1\omega)^2} = 20 \lg(1) = 0;$$

$$\omega T_1 \gg 1, \quad K_2(\omega) = 20 \lg(T_1\omega);$$

$$\omega T_1 = 1, \quad K_2(\omega) = 3 \text{дБ};$$

$$\omega = 0, \quad \varphi(\omega) = 0;$$

$$\omega = \infty, \quad \varphi(\omega) = \pi / 2;$$

$$\omega = 1/T_1, \quad \varphi(\omega) = \pi / 4.$$

Для одержання частотних характеристик виконаємо заміну $p = j\omega$. Тоді

$$W(j\omega) = \frac{K}{Tj\omega + 1} = \frac{K(1 - jT\omega)}{1 + (T\omega)^2} = \frac{K}{1 + (T\omega)^2} - j \frac{KT\omega}{1 + (T\omega)^2} = P(\omega) + jQ(\omega),$$

де $P(\omega) = K / (1 + (T\omega)^2)$; $Q(\omega) = -KT\omega / (1 + (T\omega)^2)$.

Визначимо модуль і фазу одержаної частотної характеристики

$$|W(j\omega)| = \sqrt{\frac{K^2}{(1 + (T\omega)^2)^2} + \frac{(KT\omega)^2}{(1 + (T\omega)^2)^2}} = \frac{K}{\sqrt{1 + (T\omega)^2}};$$

$$K(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| = 20 \lg K - 20 \lg \sqrt{1 + (T\omega)^2};$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \left[\frac{Q(\omega)}{P(\omega)} \right] = \arctg(-T\omega) = -\arctg(T\omega).$$

На рис. 3.5 представлені асимптотичні ЛАЧХ та ФЧХ, побудовані за отриманими виразами.

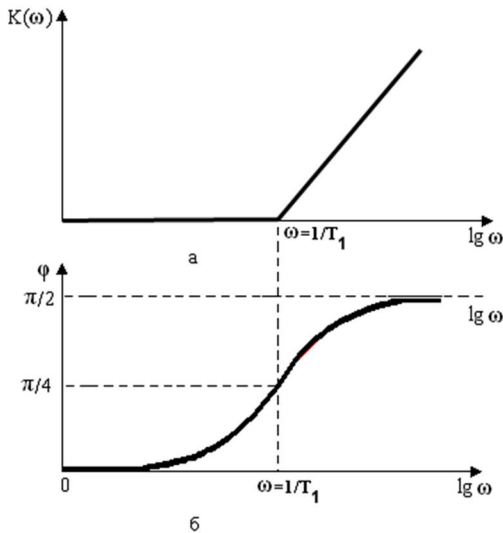


Рисунок 3.5 - Асимптотичні ЛАЧХ та ФЧХ

3.1.3 Методика проектування підсилювального пристрою на базі ЛАЧХ

Головним питанням проектування будь-якого підсилювального пристрою є питання отримання його частотних характеристик заданого виду. При цьому покращання практично всіх електричних показників підсилювача можна досягти шляхом спрямованого їхнього змінення.

Основні ж властивості підсилювача можна спрямовано змінювати шляхом введення ланок ЗЗ. Найчастіше при проектуванні підсилювальних пристроїв використовуються інтегровані схеми операційних підсилювачів, тому найчастіше використовуються ланки не місцевого ЗЗ, а спільного (введення в ОП ланок місцевого ЗЗ, як правило, неможливо).

Методика проектування підсилювального приладу на базі ЛАЧХ складається з наступних кроків.

Крок 1. Визначення горизонтальної асимптоти ЛАЧХ на основі заданої смуги пропускання та її рівень на основі заданого значення коефіцієнта підсилення підсилювача.

Крок 2. Визначення необхідних нахилів асимптот, що знаходяться за межами смуги пропускання підсилювача при заданому коефіцієнті *подавлення* частот поза смугою пропускання підсилювача.

Крок 3. Формування виду ЛАЧХ в діапазоні частоти зрізу (при частоті зрізу коефіцієнт підсилення за напругою $K(\omega)$ перетинає ось частоти).

Крок 4. Вибір елементної бази і схемотехнічних рішень з метою отримання найкращих енергетичних показників підсилювача.

Крок 5. Визначення основних параметрів підсилювача: вхідного і вихідного опорів, коефіцієнту нелінійних спотворень, смуги пропускання, коефіцієнту підсилення за напругою.

Крок 5. Якщо розраховані параметри не відповідають заданим, то відбувається визначення типу і глибини зворотного зв'язку.

Крок 6. Якщо змінилися ланки ЗЗ, коригування частотної характеристики та схемотехнічних рішень окремих функціональних вузлів підсилювача.

3.2 Завдання

3.2.1 Розглянути методики, приведені в підрозділі 3.1.

3.2.2 Побудувати ЛАЧХ і ФЧХ підсилювального пристрою, показано на рис. 3.6., за методикою п. 3.1.1.

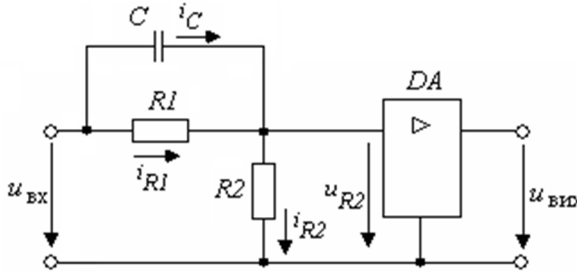


Рисунок 3.6 – Схема підсилювального пристрою

3.2.3 За заданими смугою пропускання від 100 Гц до 5 кГц та коефіцієнтом підсилення 100 виконати проектування підсилювача низької частоти при умові, що спад частотної характеристики поза смугою пропускання становить ± 20 дБ/дек. При проектуванні використовуйте таблицю 3.1.

3.3 Контрольні запитання

1. Якій умові повинна задовольняти модель підсилювача, щоб його роботу можна було описати диференціальним рівнянням (3.1)?
2. Від чого залежать коефіцієнти рівняння 3.1?
3. Як формулюється принцип суперпозиції?
4. Чим відрізняється асимптотична ЛАЧХ від звичайної нелінійної ЛАЧХ?
5. Яку назву має частота, на якій відбувається зміна нахилу асимптотичної характеристики?
6. Що таке годограф підсилювального пристрою?
7. Як за спрощеним підходом при наявності схеми підсилювача побудувати його ЛАЧХ та ФЧХ?
8. Які дві вимоги регламентують практичне застосування методики синтезу структурної схеми підсилювача за видом ЛАЧХ?

4 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №4 „СТІЙКІСТЬ ПІДСИЛОВАЧІВ”

Мета роботи - ознайомлення з методами дослідження стійкості підсилювачів.

4.1 Теоретичні відомості

4.1.1 Загальна теорія зворотного зв'язку (ЗЗ)

Операційний підсилювач при роботі в підсилювальних схемах майже завжди охоплюється зворотним зв'язком (рис. 4.1). При цьому вихід підсилювача з коефіцієнтом передачі $\dot{K}'_U = |\dot{K}'_U|e^{j\varphi_k}$ через ланцюг ЗЗ з коефіцієнтом передачі $\dot{\beta} = |\dot{\beta}|e^{j\varphi_\beta}$ зв'язаний з його входом.

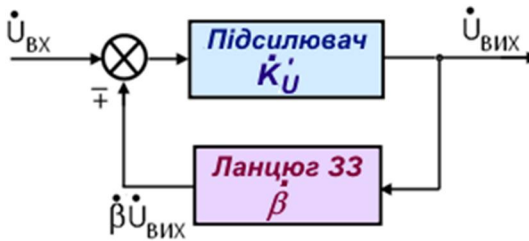


Рисунок 4.1 – Структурна схема підсилювача зі зворотним зв'язком

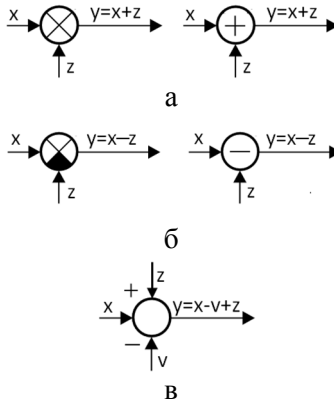
Елементи додавання і віднімання на структурних схемах можуть відображатися різними позначеннями, як показано на рис. 4.2.

Властивості підсилювача зі ЗЗ залежать від коефіцієнта петлевого підсилення $\dot{T} = \dot{K}'_U \dot{\beta}$ і глибини зворотного зв'язку. Глибина зворотного зв'язку визначається за формулою (плюс відповідає негативному ЗЗ, мінус – позитивному ЗЗ):

$$\dot{F} = 1 \pm \dot{T} .$$

Вихідна напруга підсилювача:

$$\dot{U}_{ВНХ} = \frac{\dot{K}'_U}{1 \pm \dot{T}} \dot{U}_{ВХ}$$



- а – елементи додавання;
 б – елементи віднімання;
 в - елементи додавання – віднімання

Рисунок 4.2 – Графічне зображення елементів додавання і віднімання

При дослідженні підсилювачів часто використовують характеристики розімкнених систем. Їх простіше експериментально досліджувати, ніж замкнені. Наприклад, коефіцієнт петлевого підсилення \dot{T} розраховується і вимірюється у схемах при розімкненій петлі ЗЗ. Причому **розімкнення повинно відбуватися без порушення наступних умов у точках розімкнення:**

- на виході розімкненої петлі необхідно забезпечити опір, відповідний опорі в цих точках при замкненій петлі ЗЗ;
- зовнішні опори повинні відповідати робочим умовам замкненої системи;
- сигнали незалежних зовнішніх джерел нульові;
- місце розриву вибирається довільно.

Приклад 4.1. Для визначення коефіцієнта петлевого підсилення \dot{T} необхідно на основі заданої схеми, представленої на рис. 4.3, отримати схему з розімкненою петлею ЗЗ (рис. 4.4).

Приклад 4.2. На рис. 4.5, а приведена схема з негативним ЗЗ, на рис. 4.5, б – схема, складена на основі схеми рис. 4.5, а, в якій

розірваний зворотний зв'язок і враховано, що $U_{BX} = 0$. Схема на рис. 4.5, б придатна для аналізу стійкості підсилювача. У схемах з індексом k показані паразитні ємності і елементи для частотної корекції.

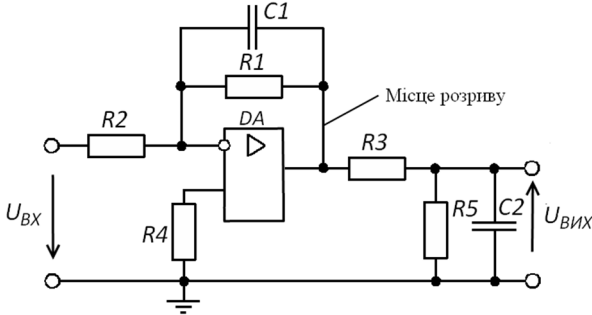


Рисунок 4.3 – Задана схема для прикладу 4.1

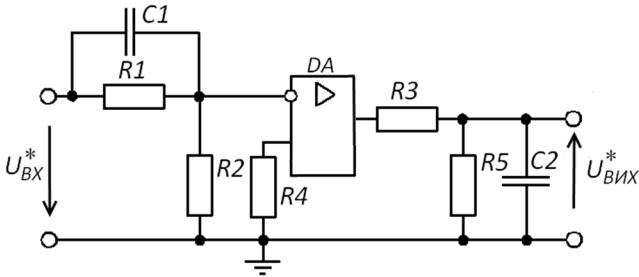
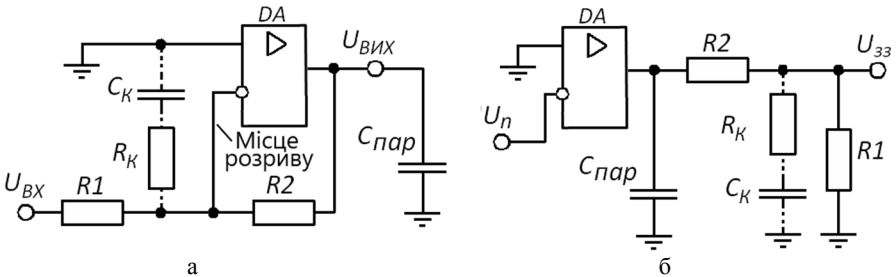


Рисунок 4.4 – Схема з розімкнутою петлею 33



а – задана схема з негативним 33;

б – схема з розірваним 33

Рисунок 4.5 – Перетворення заданої схеми у схему для аналізу стійкості

4.1.2 Визначення передавальних функцій підсилювальних багатоланцюгових схем

У схемах можливі різні варіанти з'єднання ланцюгів. Найпоширеніші з'єднання ланцюгів розглядаються нижче.

Послідовне з'єднання ланцюгів (рис. 4.6).

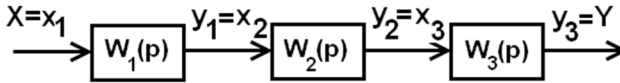


Рисунок 4.6 – Послідовне з'єднання ланцюгів підсилювача

При послідовному з'єднанні ланцюгів передавальна функція підсилювача є добутком передавальних функцій ланцюгів. Доказ цього твердження наведений нижче.

$$W_1 = \frac{y_1}{x_1}; \quad W_2 = \frac{y_2}{x_2}; \quad W_3 = \frac{y_3}{x_3}.$$

У той же час

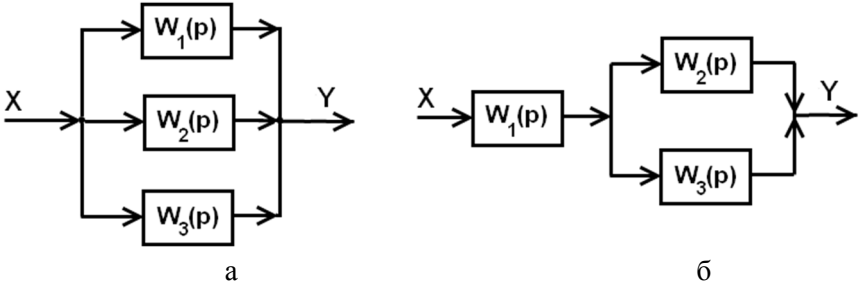
$$W_1 = \frac{x_2}{x}; \quad W_2 = \frac{x_3}{x_2}; \quad W_3 = \frac{y}{x_3}.$$

Тоді

$$W(p) = W_1(p) \cdot W_2(p) \cdot W_3(p). \quad (4.1)$$

Паралельне з'єднання ланцюгів (рис. 4.7, а). При паралельному з'єднанні ланцюгів передавальна функція підсилювача є сумою передавальних функцій ланцюгів:

$$W(p) = W_1(p) + W_2(p) + W_3(p). \quad (4.2)$$



а – паралельне з'єднання ланцюгів;
б - змішане з'єднання ланцюгів

Рисунок 4.7 - Паралельне і змішане з'єднання ланцюгів

Змішане з'єднання ланцюгів (приклад приведений на рис. 4.7, б). Для даного прикладу передавальна функція

$$W(p) = W_1(p) \cdot (W_2(p) + W_3(p)).$$

Охоплення ланцюга зворотним зв'язком (рис. 4.8).
Передавальна функція ланцюга зі ЗЗ

$$W(p) = \frac{W_1(p)}{1 \pm W_1(p)W_2(p)}. \quad (4.3)$$

У формулі (4.3) плюс у знаменнику відповідає негативному ЗЗ, мінус – позитивному ЗЗ.

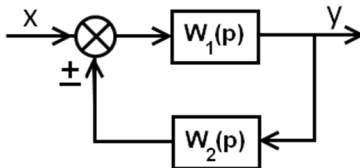


Рисунок 4.8 - Охоплення каскаду зворотним зв'язком

Для визначення передавальних функцій підсилювачів з перехресними зворотними зв'язками задані структурні схеми можуть бути перетвореними. Правила перетворення приведені нижче.

Правило 1. *Перенос вузла з виходу ланцюга на його вхід.* Правило переносу показано на рис. 4.9.

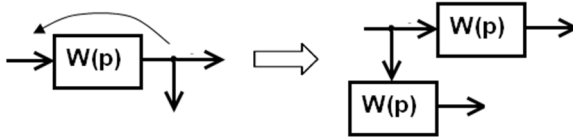


Рисунок 4.9 - Перенос вузла з виходу ланцюга на його вхід

Правило 2. *Перенос вузла зі входу ланцюга на його вихід.* Правило переносу показано на рис. 4.10.



Рисунок 4.10 - Перенос вузла зі входу ланцюга на його вихід

Правило 3. *Перенос суматора з виходу ланцюга на його вхід (проти ходу сигналу).* Правило переносу показано на рис. 4.11.

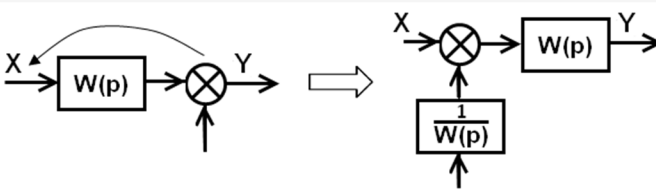


Рисунок 4.11 - Перенос суматора з виходу каскаду на його вхід

Правило 4. *Перенос суматора зі входу ланцюга на його вихід (по ходу сигналу).* Правило переносу показано на рис. 4.12.

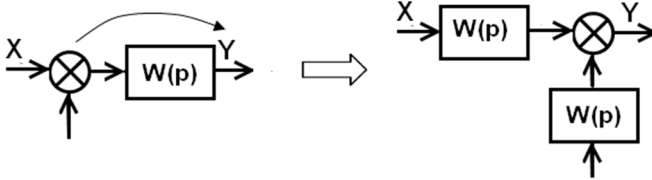


Рисунок 4.12 - Перенос суматора зі входу каскаду на його вихід

Приклад 4.3. Знаходження передавальної функції системи, структурна схема якої показана на рис. 4.13.

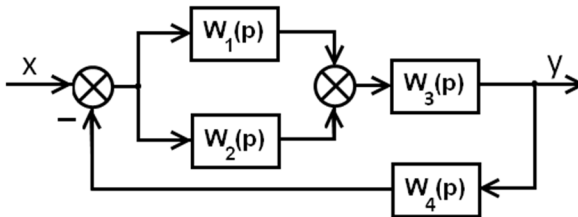


Рисунок 4.13 – Структурна схема прикладу 4.3

На основі викладених вище способів з'єднання ланцюгів отримана передавальна функція системи

$$W(p) = \frac{(W_1(p) + W_2(p)) \cdot W_3(p)}{1 + (W_1(p) + W_2(p)) \cdot W_3(p) \cdot W_4(p)}$$

4.1.3 Стійкість підсилювачів зі зворотним зв'язком

Питання стійкості є одним із основних при проектуванні аналогових і цифрових пристроїв. Відомо, що **пристрій самозбуджується** при деякій частоті, якщо виконуються **умова балансу фаз** $\varphi_k + \varphi_\beta = 360^\circ n$, де $n = 0, 1, 2, 3, \dots$, та **умова балансу амплітуд** $\beta K'_U \geq 1$, де $K'_U = |K'_U|$, $\beta = |\beta|$.

Дослідження стійкості підсилювальних систем значно спрощується, якщо вважати, що ці системи лінійні.

При дослідженні стійкості підсилювачів треба визначити: стійка чи ні система зі зворотним зв'язком, а, якщо вона стійка, то який запас її стійкості?

Коли система перестає бути стійкою, то з'являються автоколивання (самозбудження підсилювачів) і прилад перестає працювати як підсилювач.

Глибокий негативний ЗЗ може стати причиною порушення стійкості роботи підсилювача у всьому динамічному діапазоні його роботи. Особливо це стосується випадків подання на вхід сигналу прямокутної форми чи сигналу, фронти якого значно коротші від періоду сигналу. Додатково ускладнює забезпечення стійкості комплексний характер навантаження.

Стійкість підсилювача визначається при нульових вхідних сигналах $U_{BX}(t) = 0$.

У цьому разі підсилювач (підсилювальна система) описується однорідним диференціальним рівнянням

$$a_n \frac{d^n u_{вих}}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} u_{вих}}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{du_{вих}}{dt} + a_0 u_{вих} = 0. \quad (4.4)$$

Запис (4.4) в операторній формі представляє собою характеристичний поліном системи

$$W(p) = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0 = 0. \quad (4.5)$$

Дослідження стійкості підсилювачів відбувається за допомогою алгебраїчних і частотних критеріїв.

Алгебраїчні критерії стійкості дозволяють зробити висновок щодо стійкості системи за коефіцієнтами характеристичного рівняння (4.5).

Додатність усіх коефіцієнтів характеристичного рівняння (4.5) – це необхідна умова стійкості системи. Ця умова також є і достатньою, якщо порядок рівняння $n = 1, 2$. Якщо ж $n \geq 3$, то ця умова буде недостатньою. Тоді треба визначати стійкість системи іншим способом.

При роз'язку рівняння (4.5) знаходяться корені p_i , які можуть бути комплексними, дійсними або уявними (рис. 4.14). Корені p_i можна розуміти як полюси операторного коефіцієнта передачі $K(p)$.

4.1.4 Алгебраїчний критерій стійкості Ляпунова

Формулювання критерію Ляпунова: щоб замкнута система була стійкою, усі корені p_i рівняння (4.5) повинні знаходитись у лівій півплощині комплексної частоти, тобто дійсні частини усіх коренів характеристичного рівняння (4.5) повинні бути від'ємними (рис. 4.14).

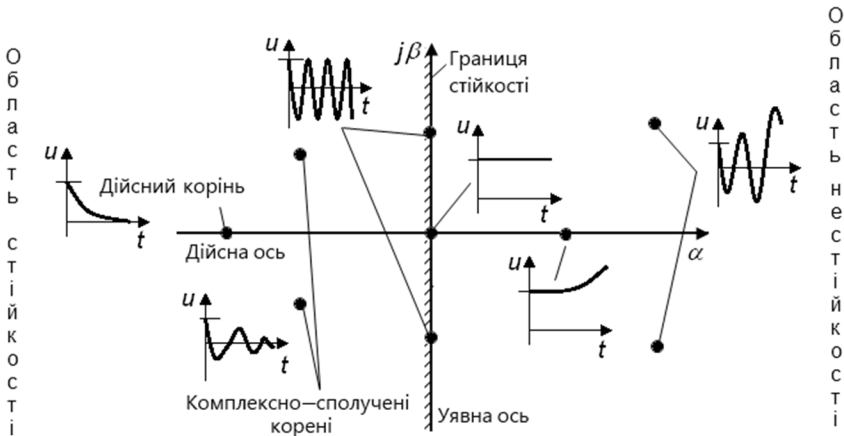


Рисунок 4.14 - Розташування коренів на комплексній площині та види вільних коливань у системі в залежності від розташування коренів полінома

Недолік критерію Ляпунова: точні розв'язки рівняння (4.5), що описує роботу складних систем, є трудомісткою задачею.

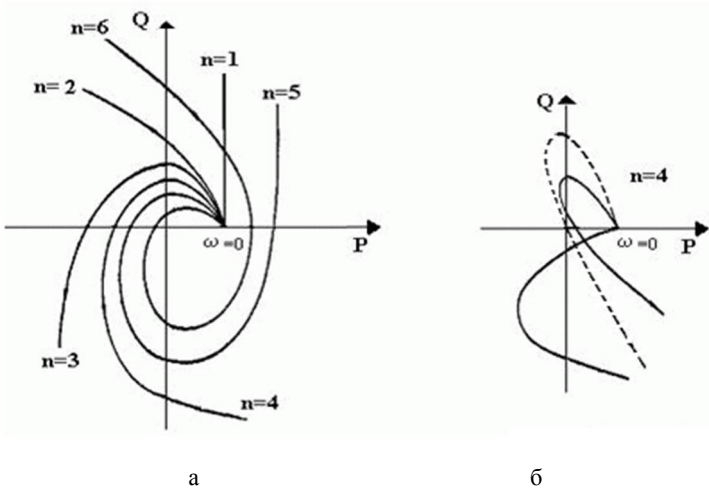
Способи знаходження коренів полінома в системі MathCad приведені у додатку А.

4.1.5 Частотний критерій стійкості Михайлова

Формулювання частотного критерію стійкості Михайлова: щоб система була стійкою, необхідно і достатньо, щоб годограф

(амплітудно-фазова характеристика) системи при зміні частоти від 0 до ∞ починався на дійсній додатній піввісі при частоті $\omega = 0$ та обходив проти часової стрілки послідовно n квадрантів, де n – порядок однорідного диференціального рівняння, що описує роботу системи.

Приклади стійких і нестійких систем показані на рис. 4.15. Система знаходиться на межі стійкості, якщо її годограф проходить через початок координат комплексної площини (на рис. 4.15, б для $n = 4$ такий годограф показаний пунктирною лінією).



а – годографи стійких систем 1,2,3,4,5,6-го порядків;

б– годографи умовно-стійкої (пунктирне зображення) і нестійких систем четвертого порядку

Рисунок 4.15 – Приклади амплітудно-фазових характеристик (годографів) стійких і нестійких систем

Нестійкість системи призводить до порушення послідовності проходження квадрантів, а також їх числа.

Частотні критерії стійкості мають широке розповсюдження тому, що дозволяють відносно легко досліджувати стійкість систем високого порядку і мають просту геометричну інтерпретацію.

Приклад 4.4. Робота системи описується характеристичним поліномом $W(p) = 625p^3 + 5p^2 + p$. Перевірити стійкість системи за допомогою критерію Михайлова.

Розв'язок. При переході до частотного представлення $W(p)$ при заміні $p = j\omega$, отримуємо (з урахуванням того, що $j = \sqrt{-1}$; $j^2 = -1$; $j^3 = -j$)

$$W(j\omega) = 625j^3\omega^3 + 5j^2\omega^2 + j\omega = -625j\omega^3 - 5\omega^2 + j\omega.$$

Виділяємо дійсну і уявну частини: $P(\omega) = -5\omega^2$; $Q(\omega) = -625\omega^3 + \omega$.

На основі отриманих рівнянь будується амплітудно-фазова характеристика (годограф) системи, яка представлена на рис. 4.16.

Годограф системи при змінній частоті $\omega = [0; +\infty)$ починається на початку координат комплексної площини, проходить по квадрантам проти часової стрілки та уходить у нескінченність у третьому квадранті. Тобто, система знаходиться на межі стійкості.

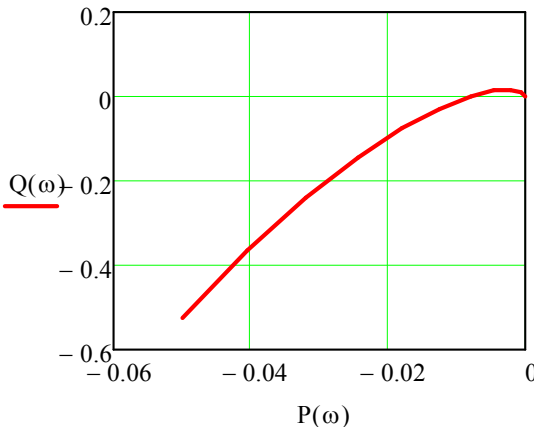


Рисунок 4.16 – Амплітудно-фазова характеристика (годограф) системи прикладу 4.4, побудована в системі MathCad

Приклад 4.5. Робота системи описується характеристичним поліномом $W(p) = 0,032p^3 + 0,84p^2 + p + 20$. Перевірити стійкість системи за допомогою критерію Михайлова.

Розв'язок.

$$W(j\omega) = -0,032j\omega^3 - 0,84\omega^2 + j\omega + 20;$$

$$P(\omega) = 20 - 0,84\omega^2; Q(\omega) = \omega - 0,032\omega^3.$$

Визначаємо значення частот, при яких годограф перетинає дійсну вісь, тобто знаходимо корені рівняння:

$$Q(\omega) = \omega - 0,032\omega^3 = \omega(1 - 0,032\omega^2) = 0.$$

Ці корені мають значення $\omega_1=0 \text{ c}^{-1}$; $\omega_2=\sqrt{(1/0,032)}= 5,6 \text{ c}^{-1}$. Далі визначаємо $P(\omega_1) = 20$; $P(\omega_2) = -6,3$.

Потім знаходимо корені рівняння $P(\omega) = 20 - 0,84\omega^2 = 0$, які відповідають значенням частот, при яких годограф перетинає уявну вісь. Отримаємо: $\omega_{3,4} = \pm \sqrt{(20/0,84)} = \pm 4,9 \text{ c}^{-1}$. Від'ємний корінь відкидаємо. Тоді $\omega_3=4,9 \text{ c}^{-1}$. Далі визначаємо $Q(\omega_3) = \omega_3 - 0,032\omega_3^3 = 1,1$.

Отримані результати розрахунків зведемо у табл. 4.1.

Таблиця 4.1 – Значення частот при перетинання дійсної і уявної осей комплексної площини, а також дійсної і уявної частин характеристичного полінома при цих частотах

Назва точки	ω, c^{-1}	$P(\omega)$	$Q(\omega)$
A	0	20	0
B	4,9	0	1,1
C	5,6	-6,3	0

По отриманим координатам будуємо годограф (рис. 4.17).

Вказівка. Після знаходження виразів дійсної і уявної частини $W(j\omega)$ необхідно визначити значення частот, при яких годограф системи перетинає дійсну вісь.

Висновок: порядок однорідного диференціального рівняння, що описує роботу системи, $n = 3$, отже, за видом графіка (рис. 4.17) видно, що система стійка.

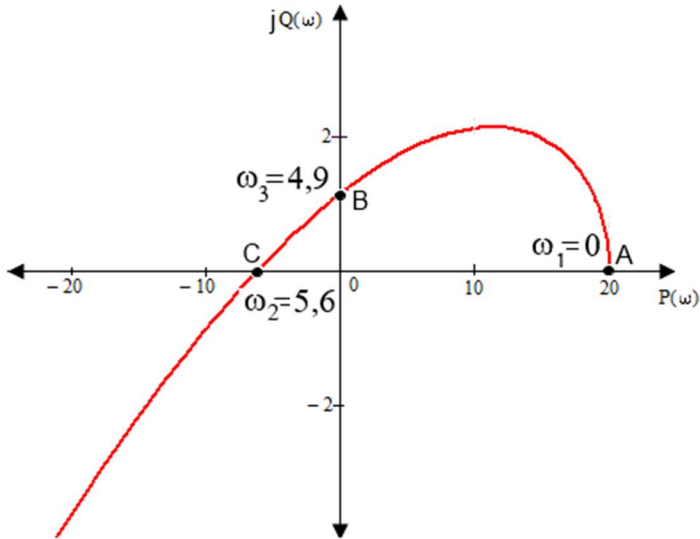


Рисунок 4.17 – Амплітудно-фазова частотна характеристика системи (приклад 4.5)

4.1.6 Частотний критерій стійкості Найквіста

При використанні частотних критеріїв стійкості існують два підходи дослідження стійкості підсилювача. Перший підхід: дослідження стійкості системи з замкненим зворотним зв'язком, як у частотному критерії стійкості Михайлова. Другий підхід: дослідження стійкості системи з розімкненим колом зворотного зв'язку.

Якщо підсилювач і ланцюг зворотного зв'язку стійкі кожен окремо, то стійкість підсилювальної системи можна оцінити за критерієм Найквіста.

Критерій Найквіста отримав широке практичне використання, особливо тоді, коли диференціальні рівняння системи (або деяких її ланцюгів) невідомі, але відомі експериментальні частотні характеристики системи.

Амплітудно-фазовий критерій Найквіста служить для визначення стійкості замкненої системи, охопленої негативним зворотним зв'язком, по АФЧХ розімкненої системи (рис. 4.18).

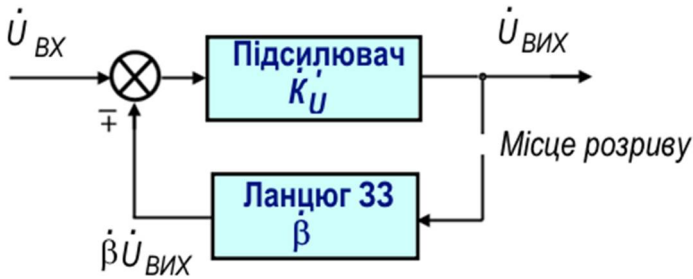


Рисунок 4.18 – Приклад перетворення замкненої системи у розімкнену

Формулювання критерію Найквіста. Замкнена система буде стійкою, якщо годограф (амплітудно-фазова частотна характеристика-АФЧХ) розімкненої системи не охоплює на комплексній площині точку с координатами $(-1; j0)$. Якщо АФЧХ проходить через цю точку, то система знаходиться на межі стійкості, якщо охоплює – система нестійка.

На рис. 4.19 наведені приклади АФЧХ розімкнених систем різних типів ($\dot{T} = \beta \cdot K'_U$).

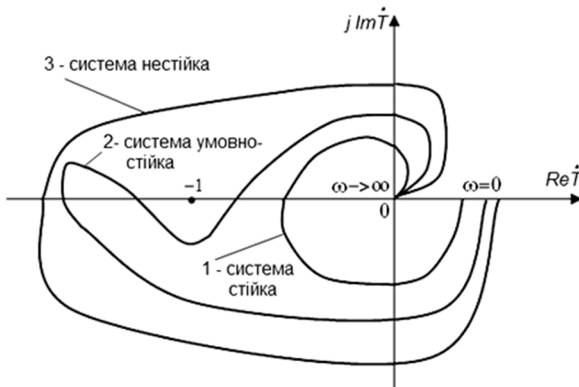


Рисунок 4.19 – Годографи розімкнених стійкої, умовно-стійкої і нестійкої систем

В процесі роботи системи її параметри (коефіцієнти передачі і сталі часу) через зміни зовнішніх умов, коливань напруги джерел енергії та інших причин відрізняються від розрахункових значень.

До того ж стійка система повинна мати прийнятні часові характеристики. Необхідно ще враховувати, що модель, яка використовується при аналізі та синтезі системи, ніколи не є точною. Отже, робота з моделлю може показати, що система стійка, тоді як реальна система виявиться нестійкою.

Для виключення вказаних явищ при проектуванні слід забезпечити певні запаси стійкості системи, які характеризують близькість амплітудно-фазової частотної характеристики розімкненої системи до точки з координатами $(-1, j0)$.

Значення глибини зворотного зв'язку F не можна вибирати довільно. Вибір надто великого значення F може привести до того, що пристрій буде мати необхідні властивості у робочій ділянці частот, але стане нестійким за її межами. Для ілюстрації цього твердження на рис. 4.20 показані годографи 1 і 2, які мають однакову частотну залежність, але годограф 2 побудований на основі виразу з більшим чисельним значенням добутку $\beta K'_U$.

Близькість АФЧХ розімкненої системи $T(j\omega)$ від критичної точки $(-1; j0)$ визначає запас стійкості за амплітудою і запас стійкості за фазою.

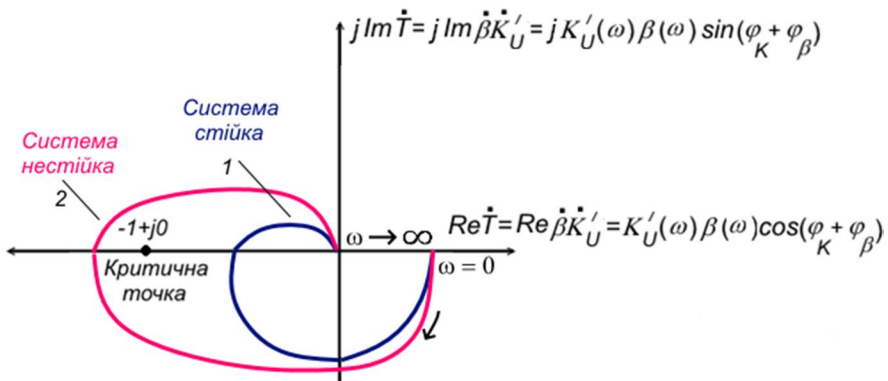


Рисунок 4.20 - Годографи підсилювачів з однаковими частотними залежностями, але різними глибинами зворотного зв'язку

Вважається, що підсилювальна система володіє запасом стійкості, якщо її годограф не потрапляє у заштриховану ділянку, показану на рис. 4.21. Тобто значення модуля $|\dot{T}| = |T(j\omega)|$ повинно бути меншим чи більшим одиниці на величину H_m , яка наперед задана та зветься **заданим мінімальним запасом стійкості за модулем**, і фазовий кут годографа при $|\dot{T}|=1$, повинен відрізнятися від π не менш, ніж на величину $\pm \gamma_m$, що зветься **заданим мінімальним запасом стійкості за фазою**.

На рис. 4.21 показана точка на годографі, яка відповідає частоті зрізу $\omega_{зр}$. При частоті зрізу модуль коефіцієнта петлевого підсилення $|\dot{T}|=1$.

Реальний запас стійкості за модулем підсилювальної системи визначається у точках перетину годографа з дійсною віссю $Re \dot{T}$. Оскільки на годографі (рис.4.21) таких точок три, то втрата стійкості може відбуватися як при збільшенні, так і при зменшенні значення глибини зворотного зв'язку F .

Реальний запас стійкості за фазою визначається кутом $\Delta\varphi = \pi - \varphi(\omega_{зр})$, показаним на рис. 4.21.

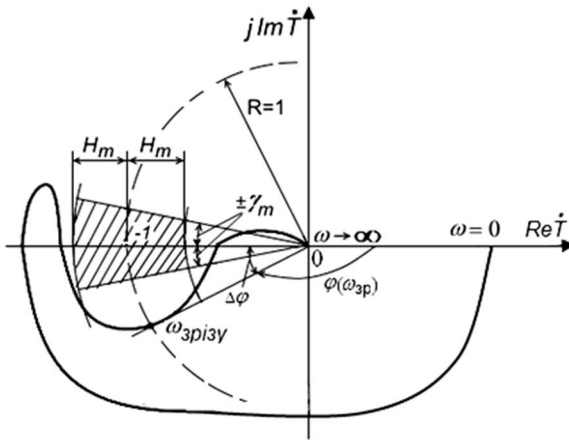


Рисунок 4.21 – Ілюстрація визначення запасу стійкості підсилювача по АФЧХ розімкненої системи

Приклад 4.6. Для розімкненої системи коефіцієнт петлевого підсилення T в операторній формі має вигляд $T(p) = \frac{k}{T_1^2 p^2 + 2\xi T_1 p + 1}$. Перевірити стійкість системи за допомогою критерію Найквіста, якщо $T = 1$, $k = 10$, $\xi = 0,5$.

Розв'язок.

Замінюємо p на $j\omega$, звільняємося от ірраціональності в знаменнику і групуємо доданки, що мають та не мають j :

$$T(j\omega) = \frac{k}{1 - T_1^2 \omega^2 + 2\xi T_1 j\omega} = \frac{k((1 - T_1^2 \omega^2) - 2\xi T_1 j\omega)}{1 + 2T_1^2 \omega^2 (2\xi^2 - 1) + T_1^4 \omega^4} =$$

$$= \frac{k(1 - T_1^2 \omega^2)}{1 + 2T_1^2 \omega^2 (2\xi^2 - 1) + T_1^4 \omega^4} + j \frac{-2\xi T_1 k\omega}{1 + 2T_1^2 \omega^2 (2\xi^2 - 1) + T_1^4 \omega^4};$$

$$W(p) = \frac{k}{1 - T^2 \omega^2 + 2\xi T j\omega} = \frac{k((1 - T^2 \omega^2) - 2\xi T j\omega)}{1 + 2T^2 \omega^2 (2\xi^2 - 1) + T^4 \omega^4} =$$

$$= \frac{k(1 - T^2 \omega^2)}{1 + 2T^2 \omega^2 (2\xi^2 - 1) + T^4 \omega^4} + j \frac{-2\xi T k\omega}{1 + 2T^2 \omega^2 (2\xi^2 - 1) + T^4 \omega^4}.$$

Тоді
$$\operatorname{Re} T(\omega) = \frac{k(1 - T_1^2 \omega^2)}{1 + 2T_1^2 \omega^2 (2\xi^2 - 1) + T_1^4 \omega^4},$$

$$\operatorname{Im} T(\omega) = \frac{-2\xi T_1 k\omega}{1 + 2T_1^2 \omega^2 (2\xi^2 - 1) + T_1^4 \omega^4}.$$

На основі отриманих залежностей будуємо годограф розімкненої системи (рис. 4.22). Отриманий годограф не охоплює критичну точку, тому замкнена система буде стійкою.

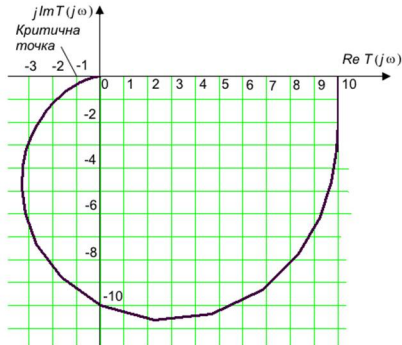


Рисунок 4.22 - Годограф розімкненої системи з прикладу 4.6

4.1.7 Логарифмічна форма критерію Найквіста

У ряді випадків для складних систем отримати точну математичну модель не вдається.

Тоді для аналізу стійкості використовують амплітудно-частотні і фазочастотні характеристики, які вимірюються експериментально.

Крім того, АЧХ і ФЧХ можуть отримуватися з передавальної функції $W(j\omega)$:

$$W(j\omega) = |W(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)},$$

де $|W(j\omega)|$ - амплітудно-частотна характеристика;

$\varphi(\omega)$ - фазочастотна характеристика.

Формулювання логарифмічного критерію.

Якщо **розімкнена система стійка**, то для стійкості системи в замкненому стані необхідно, щоб на частоті зрізу $\omega_{зрізу}$ величина фази φ була менше значення $|\pi|$.

Якщо **розімкнена система нестійка**, то для стійкості системи в замкненому стані необхідно, щоб при позитивній логарифмічній АЧХ розімкненої системи число перетинів логарифмічної ФЧХ рівня мінус π знизу-вгору повинно бути на $m/2$ разів більше числа перетинів рівня мінус π в зворотному напрямку. Число m - це кількість коренів з позитивною дійсною частиною, що отримуються при вирішенні характеристичного рівняння розімкненої системи.

Запас стійкості за амплітудою ΔL - це величина допустимого збільшення коефіцієнта підсилення розімкненої системи, при якому замкнена система виявиться на межі стійкості.

Запас стійкості за фазою $\Delta\phi$ - це величина допустимого збільшення запізнювання за фазою розімкненої системи на частоті зрізу $\omega_{зрізу}$, при якому замкнена система виявиться на межі стійкості.

На рис. 4.23 показаний графічний спосіб визначення запасів стійкості за амплітудою ΔL та за фазою $\Delta\phi$ замкненої системи на основі логарифмічних АЧХ та ФЧХ розімкненої системи.

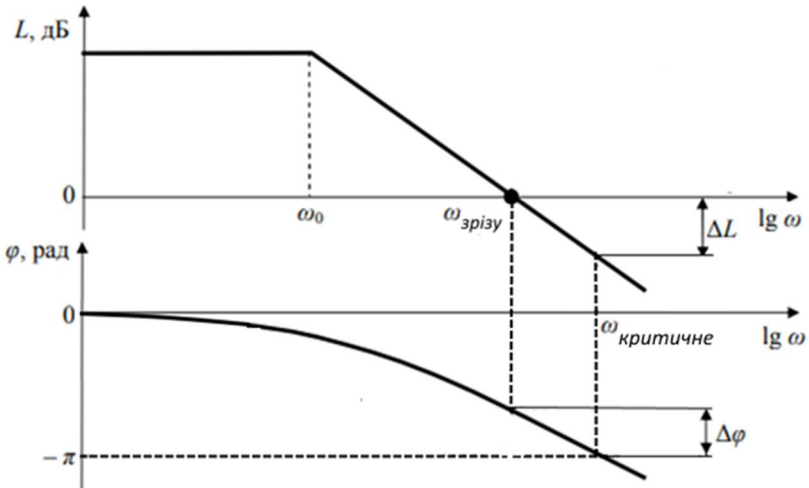


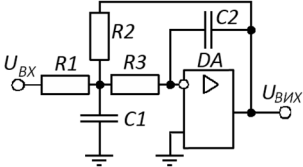
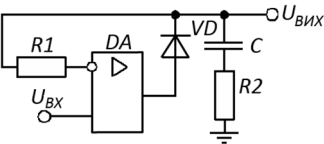
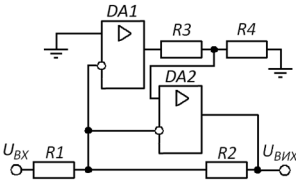
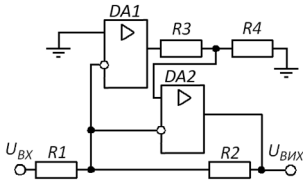
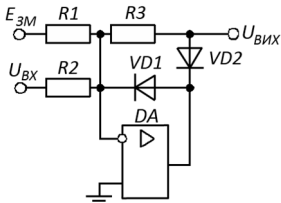
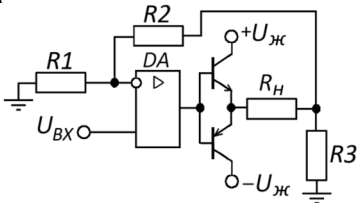
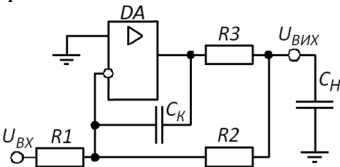
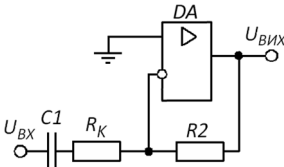
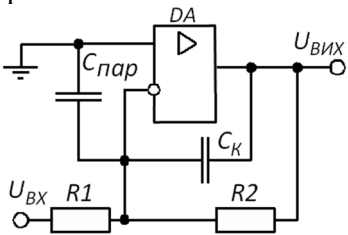
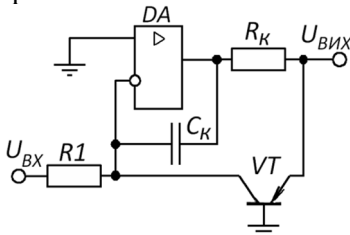
Рисунок 4.23 - Графічний спосіб визначення запасів стійкості

Приклад розрахунку запасів стійкості системи за заданою передавальною функцією у системі MATLAB приведений у додатку В.

4.2 Завдання

4.2.1 Ознайомтеся з п. 4.1.1, розгляньте приклади 4.1 і 4.2. Розірвіть у заданій схемі зворотний зв'язок для подальшого аналізу стійкості підсилювача. Варіанти завдань приведені у табл. 4.2.

Таблиця 4.2 – Вихідні дані до завдання 4.2.1

<p>Варіант 1</p> 	<p>Варіант 2</p> 
<p>Варіант 3</p> 	<p>Варіант 4</p> 
<p>Варіант 5</p> 	<p>Варіант 6</p> 
<p>Варіант 7</p> 	<p>Варіант 8</p> 
<p>Варіант 9</p> 	<p>Варіант 10</p> 

яке описує роботу системи, вже розраховані. Вихідні дані представлені у табл. 4.4.

Таблиця 4.4 - Вихідні дані до завдання 4.2.3

№ вар.	Коефіцієнти рівняння $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$	Корені рівняння
1	3; 10; 12; 6; 1	-3; -1,004-j 0,0072; -1,004+j 0,0072; -0,9921
2	25; 1; 0,22; 0,0042; $4 \cdot 10^{-6}$	994,968; -52,646; -1,193+j 10,858; -1,193-j 10,858;
3	0,3; 1; 12; 0,6; 4	-0,041-j 0,153; -0,041+j 0,153; -0,259-j 3,445; -0,259+j 3,445
4	0,5; 1; 4; 2	-1,799; -0,10+j 0,359; -0,100-j 0,359
5	0,5; 1; 40; 5	-7,976; -0,012+j 0,111; -0,012-j 0,111;
6	0,01; 1; 40; 2	-19,975; -0,012+ j 0,00968; -0,012- j 0,00968
7	1; 2; 1; 2	j1; -j1; -0,5
8	0,01; 2; 1; 0,001	-0,005; -997.996; -1.999
9	0,3; 1; 12; 6; 1	-0,037- j 0,157; -0,037+ j 0,157; -2,963- j 1,661; -2,963+ j 1,661
10	0,5; 5; 1,2; 0,5; 1	0,586+ j 1,648; 0,586- j 1,648; -0,061; -1,611
11	0,3; 0,1; 1,2; 0,5; 12	0,222- j 0,333; 0,222+ j 0,333; -0,243- j 0,312; -0,243+ j 0,312
12	0,3; 0,1; 6,2; 0,5; 0,3	-0,006- j 0,220; -0,006+ j 0,220; -0,827-j 4,462; -0,827+j 4,462
13	0,3; 17; 0,45; 21; 40	0,228+ j 0,624; 0,228- j 0,624; -0,0176; -0,963
14	5; 12; 0,9; 0,44; 0,026	-0,008+ j 5,224; -0,008- j 5,224; -0,428; -16,479
15	8; 0,1; 7; 15; 0,09	0,266+ j 0,681; 0,266- j 0,681; -0,999; -166,199
16	12; 3; 64; 1,4; 1	-0,022- j 0,433; -0,022+ j 0,433; -0,78- j 7,956; -0,78+j 7,956
17	1,8; 1,3; 15; -9; 3,5	-0,074+j0,327; -0,074-j0,327; 1,36+j1,651; 1,36-j1,651;
18	180; 309; 218; 78; 1	-75,154; -1,114; -0,866-j1,183; -0,866+j1,183
19	0,03; 0,43; 1,4; 1; 0,1	-8,392; -1,213; -0,295; -0,1
20	0,5; 5; 0,2; 0,5; 1	-1,819; -0,1; 0,709+j1,496; 0,709-j1,496;

4.2.4 Робота системи описується характеристичним поліномом

$$W(p) = ap^3 + bp^2 + cp + d,$$

де a, b, c, d – задані коефіцієнти (табл. 4.5).

Перевірте стійкість системи за допомогою критерію Михайлова. Теоретичний матеріал до виконання завдання приведений у п. 4.1.5 з прикладами 4.4 і 4.5.

Програма визначення стійкості системи за критерієм Михайлова у системі Mathcad приведена у додатку Б.

Таблиця 4.5 - Вихідні дані до завдання 4.2.4

№ вар.	a	b	c	d	№ вар.	a	b	c	d
1	0,03	0,84	1	20	11	10	15	1	10
2	0,1	4	10	10	12	0,05	0,25	2,2	10
3	1	3	2	10	13	15	4	26	20
4	0,5	3	2	5	14	0,02	0,03	3,4	2
5	0,01	3	20	50	15	0,2	0,26	12	5
6	0,1	0,04	10	0,1	16	3	0,4	6	4
7	1,4	0,8	50	1	17	0,02	0,5	0,24	25
8	1	1	5	15	18	3	5	25	25
9	0,1	0,02	10	5	19	1,4	3,1	3,6	5
10	1	1	20	15	20	0,02	0,5	5,2	25

4.2.5 Передавальна функція замкненої системи описується рівнянням:

$$W(p) = \frac{K}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)} = \frac{K}{T_1 T_2 T_3 p^3 + (T_1 T_3 + T_2 T_3 + T_1 T_2) p^2 + (T_1 + T_2 + T_3) p + 1}$$

Розрахуйте запаси стійкості за амплітудою і за фазою на основі логарифмічного критерію Найквіста, використовуючи систему MATLAB. Приклад розрахунку приведений у додатку В. Вихідні дані представлені у табл. 4.6. Якщо система буде нестійкою, необхідно змінити коефіцієнт K і повторити обчислення.

Таблиця 4.6 - Вихідні дані до завдання 4.2.5

№ вар.	K	T_1	T_2	T_3
1	15	0,25	0,2	0,5
2	22	1,10	0,05	1,2
3	15	4,8	1,5	4,2
4	12	0,25	2,0	0,3
5	30	1,56	3,7	0,8
6	7	1,35	1,5	7
7	25	0,75	2,4	2,5
8	5	3,45	0,09	3,4
9	27	2,25	1,4	7,5
10	25	0,35	0,07	0,8

4.3 Порядок оформлення звіту

Звіт повинен містити:

- за п. 4.2.1 схему без ЗЗ і схему з розірваним ЗЗ;
- за п. 4.2.2 структурну схему та її передавальну функцію;
- за п. 4.2.3 характеристичне рівняння, його корені та висновок щодо стійкості системи;
- за п. 4.2.4 результати обчислень відповідно додатку Б;
- за п. 4.2.5 результати обчислень відповідно додатку В.

4.4 Контрольні запитання

1. Формулювання алгебраїчного критерію стійкості Ляпунова.
2. Формулювання частотного критерію стійкості Михайлова.
3. Формулювання частотного критерію стійкості Найквіста.
4. Формулювання критерію Найквіста логарифмічної форми.

РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА

- 1 **Коваленко, О.Є.** Комп'ютерна схемотехніка. Частина 2. Навч. посіб. / О.Є. Коваленко, С.М. Волошин, Б.С. Гусев, Є.В. Нікітенко, В.В. Матієвський. - К.: НУБіП України, 2023.- 331с.
- 2 **Сєдов, С.О.** Оброблення сигналів на базі операційних підсилювачів. Схемотехніка. Розрахунки. Навч. посіб. [Текст] / С.О. Сєдов. – К.: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. – 132 с.
- 3 **Сенько, В.І.** Електроніка і мікропроцесорна техніка [Текст] / В.І. Сенько, В.П. Лисенко, О.М. Юрченко, В.Є. Лукін, А.А. Руденський. – К.: «Агроосвіта», 2015. — 676 с.
- 4 **Колонтаєвський, Ю.П.** Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум [Текст] / Ю. П.Колонтаєвський, А. Г. Сосков. – К.: Каравела, 2003.– 368 с.
- 1 **Колонтаєвський, Ю.П.** Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник [Текст] / Ю.П. Колонтаєвський, А.Г. Сосков. – К.: Каравела, 2009.–416 с.

Додаток А

Способи знаходження коренів полінома в системі MATHCAD

Нижче приведені способи знаходження коренів полінома за допомогою системи MathCAD.

Спосіб 1. Використовується вбудована функція **polyroots(v)**, де **v** – вектор коефіцієнтів полінома. Функція **polyroots(v)** повертає корені полінома.

Якщо поліном має степінь N , то при його описі використовується $N+1$ коефіцієнтів. Наприклад,

$$f(x) = 2x^4 + 6x^3 + 12x^2 + 11x + 3.$$

Для знаходження коренів полінома записується вектор **v**, в якому коефіцієнти розташовуються послідовно, починаючи з вільного члена полінома. Щоб програма не займала багато місця, зручно при отриманні вектора **v** записати матрицю в один рядок і транспонувати її. Для даного прикладу $V := (3 \ 11 \ 12 \ 6 \ 2)^T$. Лістинг 1 програми приведений нижче.

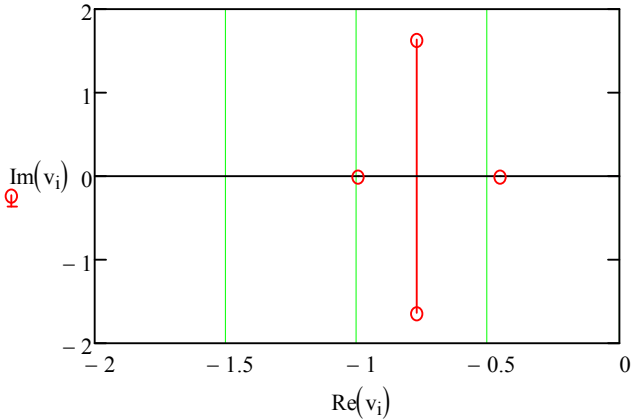
Лістинг А.1 Функція polyroots(v) знаходить корені полінома

$$v := (3 \ 11 \ 12 \ 6 \ 2)^T$$

$$v := \text{polyroots}(v)$$

$$v = \begin{pmatrix} -1 \\ -0.773 + 1.643i \\ -0.773 - 1.643i \\ -0.455 \end{pmatrix}$$

Розташування коренів полінома на комплексній площині

$$i := 0..3$$


У наведеному прикладі два корені дійсні і від’ємні, а ще два – комплексно-сполучені з дійсними від’ємними частинами. Отже, система стійка.

Спосіб 2. Використання символьного процесора MathCAD. При наборі програми знак рівняння (=) необхідно вводити за допомогою панелі **Booleans (Логічний)**. Знак символьних обчислень (\rightarrow) після оператора Find(x) вводиться з панелі **Symbolic (Обчислення)**. Лістинг 2 програми приведений нижче.

Лістинг А.2 Знаходження коренів полінома символьним методом

Given

$$5x^3 + 40x^2 + x + .5 = 0$$

Find(x) \rightarrow (-7.9764980611055885035 -0.011750969447205748248 + 0.11134965062161406236i -0.011750969447205748248 - 0.11134965062161406236i)

Додаток Б
Програма визначення стійкості системи за критерієм
Михайлова

Критерій Михайлова - частотний критерій стійкості

Дана передавальна функція системи $W(p)=10p^4+111p^3+131p^2+32p+52$

$W(p) = P+jQ$

$\omega := 0, 0.05 \dots 0.7$

$P(\omega) := 10\omega^4 - 131\omega^2 + 52$ $Q(\omega) := -111\omega^3 + 32\omega$

$\omega =$	$P(\omega) =$	$Q(\omega) =$
0	52	0
0.05	51.673	1.586
0.1	50.691	3.089
0.15	49.058	4.425
0.2	46.776	5.512
0.25	43.852	6.266
0.3	40.291	6.603
0.35	36.103	6.441
0.4	31.296	5.696
0.45	25.883	4.285
0.5	19.875	2.125
0.55	13.288	-0.868
0.6	6.136	-4.776
0.65	-1.562	-9.683
0.7	-9.789	-15.673

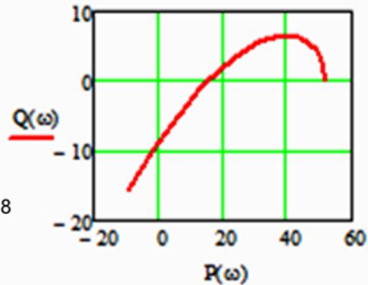
$\omega := 1, 3 \dots 10$

$\omega =$	$P(\omega) =$	$Q(\omega) =$
1	-69	-79
3	-317	$-2.901 \cdot 10^2$
5	$3.027 \cdot 10^2$	$-1.371 \cdot 10^4$
7	$1.764 \cdot 10^4$	$-3.785 \cdot 10^4$
9	$5.505 \cdot 10^4$	$-8.063 \cdot 10^4$

$\omega := 100$

$P(\omega) = 9.987 \times 10^8$ $Q(\omega) = -1.11 \times 10^8$

Висновок: система нестійка



Додаток В
Програма визначення стійкості замкненої системи за
логарифмічним критерієм Найквіста

Логарифмічні критерії дозволяють визначити стійкість замкненої системи по виду її ЛАЧХ і ЛФЧХ.

Команди системи Matlab:

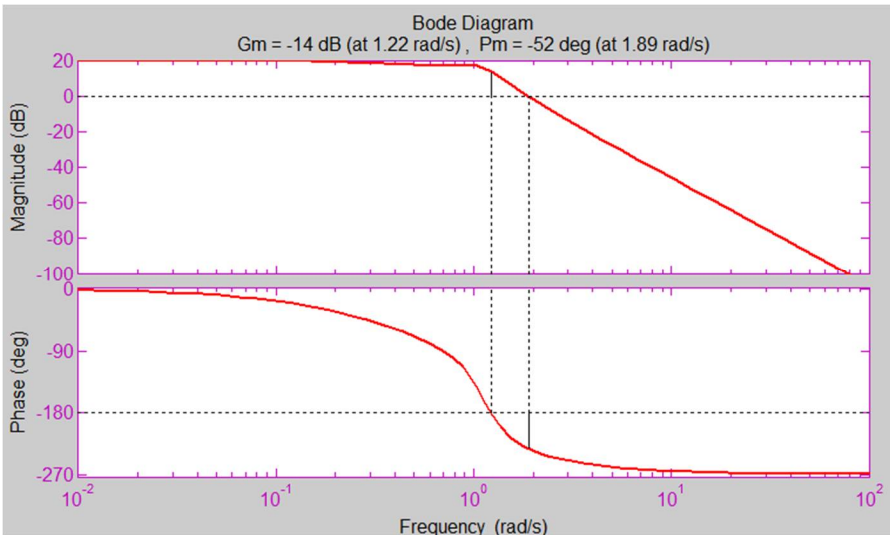
```
w=tf([10],[2 2 3 1]);
```

Transfer function:

$$10$$

$$2 s^3 + 2 s^2 + 3 s + 1$$

```
margin(w)
```



Висновок: система стійка.