

Тема 8. Перетворення сигналів в електронних колах – 2 год.

1. Загальна характеристика
2. Частотна фільтрація електричних сигналів
 - 2.1. Пасивні фільтри
 - 2.2. Активні RC-фільтри
3. Підсилення сигналів
 - 3.1. Класифікація, основні параметри та характеристики підсилювачів
 - 3.2. Елементарні підсилювальні каскади
 - 3.3. Зворотні зв'язки в підсилювачах

1. Загальна характеристика

Електронні кола здійснюють перетворення аналогових сигналів, які приводять до зміни їхньої форми та характеристик. Ці перетворення можна описати за допомогою певних аналогових функцій, тобто подати їх у вигляді відповідних математичних операцій, що здійснюються над аналоговими сигналами. Основними аналоговими функціями є такі: підсилення, порівняння, перемноження, обмеження, частотна фільтрація. Ці функції у сукупності утворюють набір операцій, які дають змогу реалізувати складніші функції, такі, як генерування сигналів, модуляція, детектування, перетворення частоти тощо.

Основні аналогові функції дають змогу реалізувати різноманітні перетворення аналогових сигналів в електронних колах.

З метою вивчення математичного змісту перелічених основних аналогових функцій прийемо, що вони можуть бути реалізовані за допомогою відповідних функціональних вузлів, взаємозв'язок між вхідними та вихідними сигналами яких описує конкретна аналогова функція.

Лінійне підсилення змінює миттєві значення сигналу, не змінюючи його форми.

Підсилення – це збільшення миттєвих значень сигналу в K разів без спотворень форми в необмеженій смузі частот. Функцію підсилення реалізує ідеалізований підсилювач. Залежність вихідного сигналу підсилювача $s_{вих}(t)$ від вхідного $s_{вх}(t)$ описує формула:

$$s_{вих}(t) = K s_{вх}(t). \quad (5.1)$$

Порівняння – це оцінка співвідношень двох сигналів $s_{1вх}(t)$ та $s_{2вх}(t)$. Функцію порівняння реалізує компаратор, вихідний сигнал $s_{вих}(t)$ якого стрибком змінюється у момент рівності між собою вхідних сигналів $s_{1вх}(t)$ та $s_{2вх}(t)$. Математично цю функцію можна описати так:

$$s_{вих}(t) = \begin{cases} S_1, & \text{якщо } s_{1вх}(t) < s_{2вх}(t) \\ S_2, & \text{якщо } s_{1вх}(t) > s_{2вх}(t) \\ (S_1 + S_2)/2, & \text{якщо } s_{1вх}(t) = s_{2вх}(t) \end{cases} \quad (5.2)$$

де S_1 та S_2 – фіксовані сталі значення вихідного сигналу компаратора, причому $S_1 \neq S_2$

Функція **перемноження** дає змогу отримати вихідний сигнал $s_{вих}(t)$ як результат перемноження двох вхідних сигналів $s_{1вх}(t)$ та $s_{2вх}(t)$;

$$s_{вих}(t) = A s_{1вх}(t) \cdot s_{2вх}(t), \quad (5.3)$$

де A – масштабний коефіцієнт, який не залежить від вхідних сигналів. Реалізує функцію перемноження перемножувач.

Обмеження – це перетворення вхідного сигналу $s_{вх}(t)$ на вихідний сигнал $s_{вих}(t)$ згідно із співвідношенням:

$$s_{вих}(t) = \begin{cases} K \cdot s_{вх}(t), & \text{якщо } S_H \leq s_{вх}(t) \leq S_B; \\ S_{\min}, & \text{якщо } s_{вх}(t) < S_H; \\ S_{\max}, & \text{якщо } s_{вх}(t) > S_B, \end{cases} \quad (5.4)$$

де K – масштабний коефіцієнт; S_H та S_B – відповідно нижній та верхній порогови обмеження вхідного сигналу; S_{\min} та S_{\max} – відповідно мінімальне та максимальне фіксоване значення вихідного сигналу обмежувача.

Функцію обмеження реалізує обмежувач. Співвідношення (5.4) описує функцію двостороннього обмеження (знизу і зверху). Частинними випадками двостороннього обмеження є обмеження знизу (для якого $S_B = \infty$) та обмеження зверху (для якого $S_H = -\infty$).

Частотна фільтрація – це функція виділення з повного спектра вхідного сигналу гармонічних складових у заданому діапазоні частот від ω_H до ω_B . Реалізує функцію частотної фільтрації частотний фільтр – чотириполіусник, який може пропускати гармонічні коливання з деяким коефіцієнтом передавання K у заданому частотному діапазоні, а за межами цього діапазону коефіцієнт передавання дорівнює нулеві.

Відповідно до цього розрізняють смугу пропускання фільтра (діапазон частот, де $K \neq 0$) та смугу запирання (діапазон частот, де $K = 0$).

Описані основні аналогові функції є ідеалізованими, оскільки реальні функціональні вузли можуть реалізувати їх з певними наближеннями, які зумовлені властивостями реальних компонентів електронних кіл.

Далі розглянемо детальніше особливості побудови та принципи роботи конкретних функціональних вузлів, які реалізують аналогові функції.

2. Частотна фільтрація електричних сигналів

Електричні фільтри класифікують, передовсім, залежно від діапазону частот, які пропускає фільтр. Відповідно до цього розрізняють:

- фільтри нижніх частот (ФНЧ), смуга пропускання яких міститься в діапазоні від 0 до деякої частоти $\omega_{зр}$, яку називають частотою зрізу;
- фільтри верхніх частот (ФВЧ), смуга пропускання яких міститься в діапазоні частот від $\omega_{зр}$ до ∞ ;
- смугові фільтри (СФ), смуга пропускання яких лежить в діапазоні частот від $\omega_{зр1}$ до $\omega_{зр2}$;
- режекторні (запираючі) фільтри (ЗФ), смуга запирання яких міститься в діапазоні частот від $\omega_{зр1}$ до $\omega_{зр2}$.

Суть фільтрації сигналів полягає у зміні спектрального складу вхідного сигналу, при якому різним гармонікам відповідають різні коефіцієнти передавання.

На рис. 5.1. зображені амплітудно-частотні характеристики коефіцієнта передавання ідеальних фільтрів.

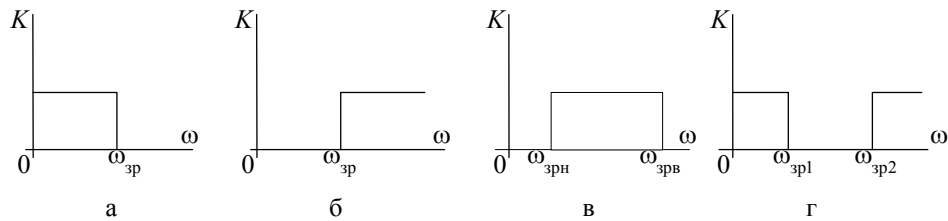


Рис. 5.1. Амплітудно-частотні характеристики ідеальних фільтрів: а – ФНЧ; б – ФВЧ; в – СФ; г – ЗФ

Залежно від типів елементів, які входять до складу фільтра, розрізняють:

- пасивні фільтри, до складу яких входять тільки пасивні елементи (конденсатори, резистори, котушки індуктивності);
- активні фільтри, до складу яких входять пасивні та активні елементи (транзистори, операційні підсилювачі тощо).

2.1. Пасивні фільтри

Оскільки основне завдання електричного фільтра полягає у тому, щоб пропустити сигнали з мінімальними втратами у смузі пропускання, то для побудови пасивних фільтрів використовують L - і C - елементи з малими втратами, якими практично можна знехтувати. Тому такого типу фільтри називають реактивними фільтрами.

Умова прозорості реактивного фільтра передбачає відсутність послаблення сигналу у смузі пропускання фільтра.

Елементарною ланкою пасивного реактивного фільтра є Γ -ланка (рис. 5.2, а), аналіз властивостей якої показує, що вона може пропускати сигнали без послаблення у певній смузі частот, в якій реактивні опори її елементів задовольняють умову:

$$-1 \leq X_h/X_v \leq 0. \quad (5.5)$$

Співвідношення (5.5) називають умовою прозорості фільтра.

Із (5.5) випливає, що для виконання умови прозорості необхідно, щоб реактивні опори X_h та X_v мали різні знаки.

Частоти зрізу, які відповідають границям смуги пропускання, визначають співвідношення:

$$X_h/X_v=0; \quad (5.6a)$$

$$X_h/X_v=-1. \quad (5.6б)$$

Схеми елементарних Γ -ланок ФНЧ, ФВЧ, СФ та ЗФ зображено відповідно на рис. 5.2, б, в, г, д.

Фільтри типу Γ – найпростіші реактивні фільтри.

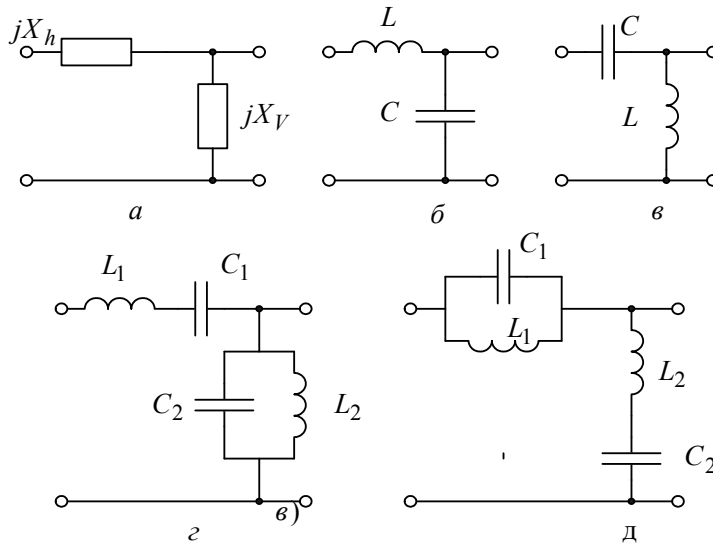


Рис.5.2. Ланки реактивних фільтрів: а – узагальнена схема; б – ФНЧ; в – ФВЧ; г – СФ; д – ЗФ

Зауважимо, що добуток реактивних опорів горизонтального та вертикального плечей Г-ланки є величиною сталою, тобто $X_h \cdot X_v = K^2$, де K – довільне число. Тому такі фільтри називають фільтрами типу K .

Перевагою фільтрів типу K є простота їхньої схеми, проте їхні амплітудно-частотні характеристики мають надто пологі схили і тому не забезпечують чіткої межі між смугою пропускання та смугою запирання. Вхідний та вихідний опори таких фільтрів істотно залежать від частоти, що не дає змогу забезпечити умови узгодження з резистивним опором навантаження та з резистивним опором генератора сигналу.

Крім того, оскільки реальні конденсатори та індуктивні котушки мають певні втрати, то у смузі пропускання сигнали теж зазнають певного послаблення.

Внаслідок цього амплітудно-частотні характеристики реальних фільтрів типу K істотно відрізняються від характеристик ідеальних фільтрів, зображених на рис. 5.1.

Недоліки фільтрів типу K значною мірою усуваються у фільтрах типу m .

Принцип побудови фільтрів типу m полягає у перерозподілі реактивних опорів у горизонтальних та вертикальних гілках фільтрів типу K , які називають прототипами. У результаті отримують два варіанти фільтрів типу m : послідовно-похідні та паралельно-похідні (див. рис. 5.3).

Фільтри типу m усувають недоліки, наявні у фільтрів типу K . Їх будують, модифікуючи схеми прототипів – фільтрів типу K .

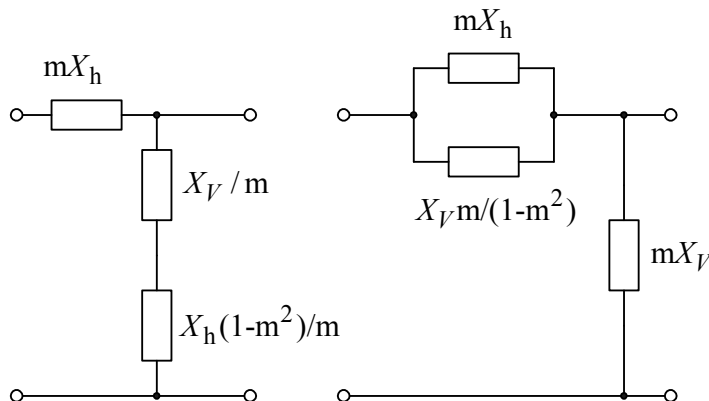


Рис. 5.3. Фільтри типу m : a – послідовно-похідний; b – паралельно-похідний

Характеристики фільтрів типу m істотно залежать від вибору значення коефіцієнта m , який може набувати значення від 0 до 1. Зауважимо, що при $m=1$ фільтр типу m перетвориться на фільтр типу К.

Фільтри типу m забезпечують чіткіше розділення смуг пропускання та запирання, а також практично сталі значення вхідного і вихідного опорів, що полегшує умови узгодження.

На закінчення зауважимо, що пасивні реактивні фільтри широко застосовуються для фільтрації сигналів у діапазоні високих частот (вищих від 100 кГц), де значення індуктивностей є порівняно невеликими і їхні габарити теж невеликі, тому фільтри конструктивно виготовляють компактними, зручними для практичного застосування.

2.2. Активні RC-фільтри

На порівняно низьких частотах, нижчих за 100 кГц, де реактивні фільтри набувають значних габаритів внаслідок збільшення значень індуктивностей, широко застосовуються активні RC-фільтри, до складу яких входять R- і C-елементи, а також малогабаритні операційні підсилювачі, виконані у вигляді інтегральних мікросхем. Операційні підсилювачі мають великий вхідний (десятки – сотні кОм) і низький вихідний опір (десятки – сотні Ом) та великий коефіцієнт підсилення напруги (десятки тисяч – сотні тисяч).

Узагальнена схема активного RC-фільтра з операційним підсилювачем зображена на рис. 5.4.

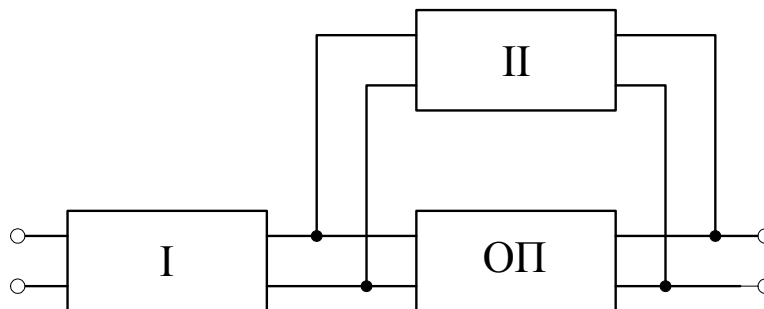


Рис.5.4. Узагальнена схема активного RC-фільтра

Операційний підсилювач (ОП) увімкнений так, що він підсилює сигнал і повертає фазу на 180° , а RC-чотириполюсники I та II забезпечують потрібну форму амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) фільтра загалом.

Операційний підсилювач – невід'ємна складова сучасних активних фільтрів.

Аналіз узагальненої схеми активного RC-фільтра показує, що передавальна функція напруги активного фільтра визначається відношенням операторних передавальних провідностей чотириполюсників I та II, які можна записати у вигляді поліномів. Отже, вибираючи відповідно схеми і параметри чотириполюсників I і II, можна реалізувати фільтр будь-якого типу (ФНЧ, ФВЧ, СФ, ЗФ).

Проектуючи активні фільтри, спочатку задаються бажаною формою АЧХ фільтра, а відтак наближено описують (апроксимують) операторну передавальну функцію алгебричними поліномами.

Залежно від виду полінома розрізняють фільтри Баттерворта, Чебишова, Бесселя тощо.

Фільтри Баттерворта забезпечують найкращу рівномірність АЧХ у смузі пропускання та достатньо стрімкі схили. Фільтри Чебишова забезпечують певну хвилястість АЧХ у смузі пропускання і стрімкіші схили, ніж фільтри Баттерворта.

Фільтри Бесселя забезпечують лінійну фазочастотну характеристику, проте стрімкість схилів АЧХ є меншою, ніж у фільтрів Баттерворта і Чебишова.

На рис. 5.5 зображено якісно АЧХ ФНЧ трьох розглянутих типів з однаковою смугою пропускання, звідки бачимо їхні властивості.

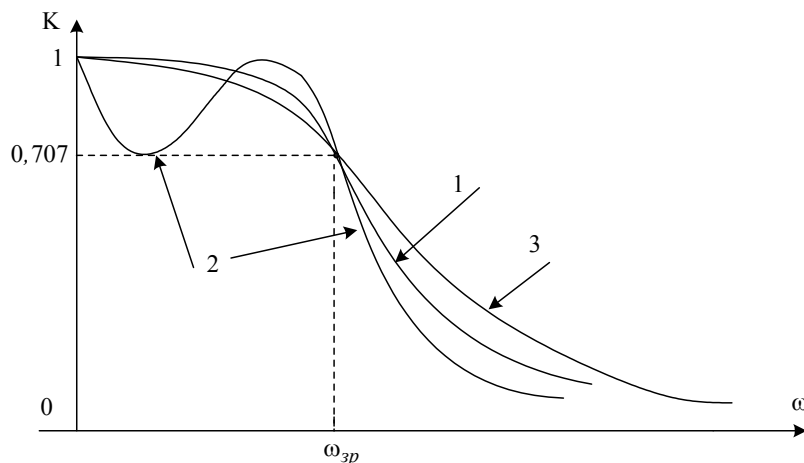


Рис. 5.5. Амплітудно-частотні характеристики ФНЧ: 1 – Баттерворта; 2 – Чебишова; 3 – Бесселя

3. Підсилення сигналів

3.1. Класифікація, основні параметри та характеристики підсилювачів

Функцію підсилення сигналів реалізують підсилювачі. **Підсилювачем** називають пристрій, призначений для збільшення потужності вхідного сигналу. Принцип дії підсилювача ґрунтується на перетворенні енергії джерела живлення на енергію сигналу. Основним елементом підсилювача є підсилювальний елемент (транзистор, електронна лампа тощо), який дає змогу керувати енергією джерела живлення при малих затратах енергії на вході підсилювача.

Підсилення сигналів можливе завдяки перетворенню частини енергії джерела постійної напруги на енергію сигналу.

Спільною властивістю різноманітних підсилювачів слабких сигналів (сигналів з малою амплітудою) є те, що в них підсилювальні елементи працюють у лінійному режимі, тобто використовуються невеликі ділянки їхніх вольтамперних характеристик, що дає змогу лінеаризувати відповідні залежності і використовувати для аналізу таких підсилювачів теорію лінійного чотириполюсника.

Найважливішим показником підсилювача є діапазон частот, які він може підсилювати. В усіх підсилювачах діапазон частот обмежений зверху, оскільки на високих частотах погіршуються підсилювальні властивості транзисторів, ламп та інших підсилювальних елементів внаслідок впливу паразитних міжелектродних ємностей, паразитних індуктивностей виводів електродів, інерційності носіїв заряду, а також впливу паразитних ємностей монтажу.

Залежно від властивостей підсилювача в діапазоні низьких частот розрізняють:

– підсилювачі постійного струму, які підсилюють сигнали як завгодно низьких частот, зокрема постійну складову. Звичайно їх будують з гальванічними зв'язками між каскадами;

– підсилювачі змінного струму, частотний діапазон яких обмежений також з боку низьких частот.

Залежно від ширини діапазону частот, які може підсилювати підсилювач, розрізняють:

– вузькосмугові підсилювачі, у яких нижня та верхня граничні частоти мало відрізняються між собою і, отже, підсилювач, призначений для виділення та підсилення вузької смуги частот, яка може міститися як в діапазоні низьких, так і високих частот;

Основні параметри лінійних підсилювачів.

– широкосмугові підсилювачі, у яких нижня та верхня граничні частоти дуже різняться між собою і можна вважати, що ширина їхнього частотного діапазону є співмірною із середньою частотою цього діапазону.

Розглядаючи підсилювач як лінійний прохідний чотириполюсник, можна описати його за допомогою таких параметрів:

– комплексний коефіцієнт підсилення напруги

$$\underline{K}_u = \dot{U}_{m \text{ вих}} / \dot{U}_{m \text{ вх}} = (U_{m \text{ вих}} / U_{m \text{ вх}}) \exp(\varphi_{u \text{ вих}} - \varphi_{u \text{ вх}}); \quad (5.7)$$

– комплексний коефіцієнт підсилення струму

$$\underline{K}_i = \dot{I}_{m \text{ вих}} / \dot{I}_{m \text{ вх}} = (I_{m \text{ вих}} / I_{m \text{ вх}}) \exp(\varphi_{i \text{ вих}} - \varphi_{i \text{ вх}}); \quad (5.8)$$

– коефіцієнт підсилення потужності

$$K_p = P_{\text{вих}} / P_{\text{вх}}; \quad (5.9)$$

– комплексний вхідний опір

$$\underline{Z}_{\text{вх}} = \dot{U}_{m \text{ вх}} / \dot{I}_{m \text{ вх}} = (U_{m \text{ вх}} / I_{m \text{ вх}}) \exp(\varphi_{u \text{ вх}} - \varphi_{i \text{ вх}}); \quad (5.10)$$

– комплексний вихідний опір

$$\underline{Z}_{\text{вих}} = \dot{U}_{m \text{ вих}} / \dot{I}_{m \text{ вих}} = (U_{m \text{ вих}} / I_{m \text{ вих}}) \exp(\varphi_{u \text{ вих}} - \varphi_{i \text{ вих}}). \quad (5.11)$$

У наведених виразах позначено: $U_{m \text{ вх}}, U_{m \text{ вих}}, I_{m \text{ вх}}, I_{m \text{ вих}}$ амплітуди напруг та струмів на вході та виході підсилювача; $\varphi_{u \text{ вх}}, \varphi_{u \text{ вих}}, \varphi_{i \text{ вх}}, \varphi_{i \text{ вих}}$ – початкові фази напруг та струмів на вході та виході підсилювача; $P_{\text{вих}}$ – вихідна потужність підсилювача, яку він віддає у навантаження; $P_{\text{вх}}$ – потужність, яку споживає підсилювач від джерела вхідного сигналу.

Додатковими параметрами підсилювачів є потужність P_0 , яку споживає підсилювач від джерела живлення, та коефіцієнт корисної дії $\eta = P_{\text{вих}} / P_0$. Ці параметри використовують переважно для характеристики потужних підсилювачів.

До основних характеристик підсилювачів належать:

– амплітудно-частотна (АЧХ) та фазочастотна (ФЧХ) характеристики, які відображають частотну залежність модуля та аргументу комплексного коефіцієнта підсилення;

– амплітудна характеристика $U_{m \text{ вих}} = f(U_{m \text{ вх}})$, яка являє собою залежність амплітуди $U_{m \text{ вих}}$ вихідного сигналу від амплітуди $U_{m \text{ вх}}$, тобто вона характеризує динамічний діапазон підсилювача.

На рис. 5.6 та рис. 5.7 відповідно зображено типовий вигляд АЧХ та амплітудної характеристик підсилювача змінного струму.

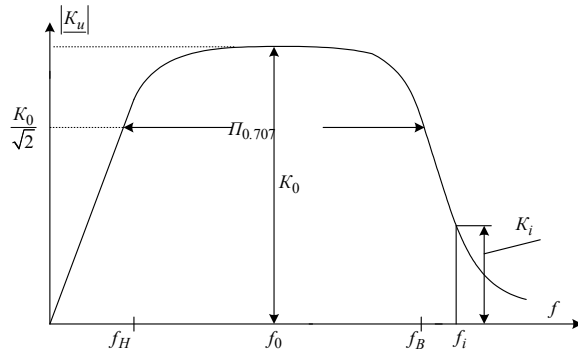


Рис. 5.6. Типовий вигляд АЧХ підсилювача

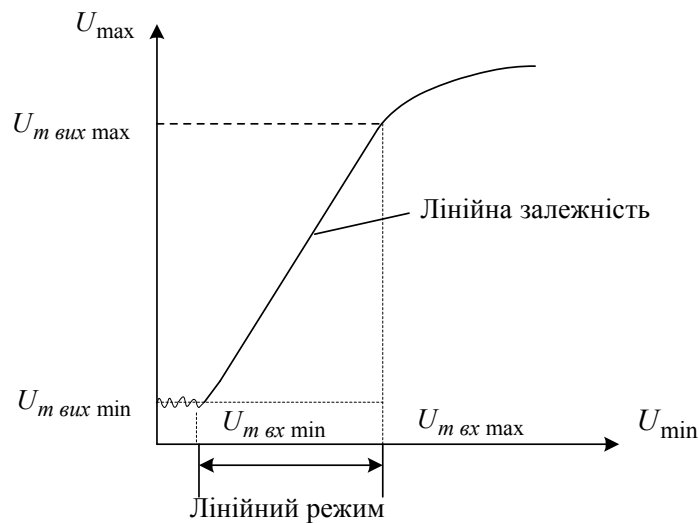


Рис. 5.7. Типовий вигляд амплітудної характеристики підсилювача

На підставі АЧХ підсилювача (рис.5.6) визначають такі додаткові параметри:

– смугу пропускання Π на заданому рівні (звичайно на рівні $K_0/\sqrt{2} \approx 0,707 K_0$) і нижню f_H та верхню f_B граничні частоти;

Частотні спотворення змінюють форму складного сигналу, проте не приводять до появи нових спектральних складових.

– коефіцієнт частотних спотворень M_i на вибраній частоті f_i , який дорівнює відношенню номінального коефіцієнта підсилення K_0 до коефіцієнта підсилення K_i на частоті f_i : $M_i = K_0/K_i$.

Зауважимо, що частотні спотворення зумовлені нерівномірністю АЧХ та нелінійністю ФЧХ, які є наслідком наявності у схемі підсилювача реактивних елементів з частотозалежним опором (ємностей та індуктивностей). Частотні спотворення приводять до зміни форми сигналу, який проходить через підсилювач, оскільки при цьому різні спектральні складові сигналу підсилюються по-різному.

На підставі амплітудної характеристики підсилювача (рис.5.8) визначають:

– чутливість підсилювача, яку визначає мінімальна амплітуда вхідного сигналу $U_{m \text{ вх min}} = U_{m \text{ вих min}}/K_0$, що перевищує рівень власних шумів підсилювача;

– динамічний діапазон D підсилювача як відношення максимальної амплітуди вихідного сигналу $U_{m \text{ вих max}}$, за якого ще зберігається лінійна залежність між амплітудами $U_{m \text{ вих}}$ і $U_{m \text{ вх}}$, до мінімальної вихідної амплітуди $U_{m \text{ вих min}}$, обмеженої рівнем власних шумів підсилювача:

$$D = U_{m \text{ вих max}} / U_{m \text{ вих min}}$$

Зауважимо, що причиною власних шумів підсилювача є теплові шуми резисторів та власні шуми підсилювальних елементів (транзисторів, електронних ламп), які практично неможливо усунути.

Нелінійні спотворення приводять до появи нових спектральних складових у спектрі вихідного сигналу.

Нелінійна залежність між амплітудами вхідного і вихідного сигналів, яка виникає за максимальних значень цих амплітуд (рис.5.8), зумовлена нелінійністю вольтамперних характеристик електронних елементів, які наявні у схемі підсилювача (діодів, транзисторів, електронних ламп). При цьому виникають нелінійні спотворення гармонічного сигналу, які проявляються у появі на виході підсилювача, крім основної гармоніки, ще і вищих гармонік (другої, третьої і т.д.) з кратними частотами.

Кількісну оцінку нелінійних спотворень визначає коефіцієнт нелінійних спотворень K_{Γ} , значення якого розраховують за формулою:

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\sum_{k=2} U_{m_k}^2} / U_{m_1}, \quad (5.12)$$

де U_{m_k} – амплітуди вищих гармонік вихідного сигналу ($k=2,3,\dots,n$); U_{m_1} – амплітуда основної гармоніки вихідного сигналу.

3.2. Елементарні підсилювальні каскади

Елементарні підсилювальні каскади – підсилювачі, побудовані на одному біполярному чи уніполярному (польовому) транзисторі. Усі елементарні каскади підсилюють потужність, причому це може здійснюватися як за рахунок одночасного підсилення струму і напруги, так і за рахунок підсилення лише напруги або лише струму. Залежно від того, яку величину підсилює підсилювач, елементарні каскади розділяють на три групи:

- 1) підсилювальні каскади – підсилюють одночасно струм та напругу;

Три можливі способи вмикання транзисторів у схему підсилювального каскаду.

- 2) повторювачі напруги – підсилюють струм і передають напругу на вихід без підсилення;
- 3) повторювачі струму – підсилюють напругу і передають на вихід струм без підсилення.

Елементарні підсилювальні каскади працюють у режимі слабких сигналів, які не виходять за межі лінійних ділянок вольтамперних характеристик транзисторів.

Залежно від способу вмикання транзисторів у схему підсилювального каскаду розрізняють такі елементарні каскади:

- а) у разі використання біполярних транзисторів:

– каскади зі спільним емітером (СЕ), зі спільним колектором (СК) та зі спільною базою (СБ);

- б) у разі використання уніполярних транзисторів: каскади із спільним витокком (СВ), із спільним стоком (СС) та із спільним затвором (СЗ).

На рис.5.8 зображено малосигнальні еквівалентні схеми елементарних каскадів при різних способах вмикання біполярного (типу n-p-n) та уніполярного n-канального транзистора у схему підсилювача.

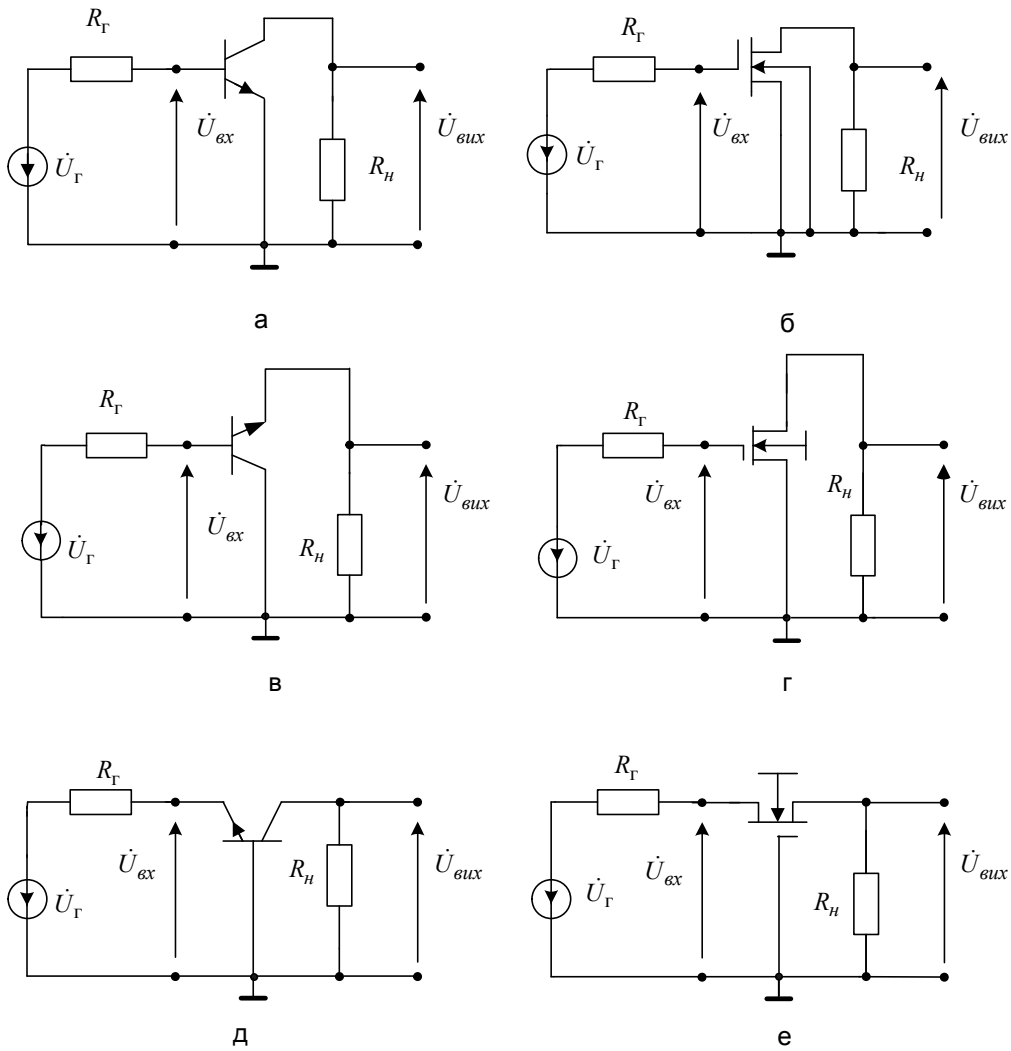


Рис.5.8. Малосигнальні еквівалентні схеми елементарних підсилювальних каскадів: а – СЕ; б – СВ; в – СК; г – СС; д – СБ; е – СЗ

Для розрахунку основних характеристик елементарних каскадів використаємо узагальнену схему (рис.5.9), на якій транзистор зображено у вигляді лінійного триполюсника із зовнішніми виводами 1, m, n та комплексні провідності $Y_1 \dots Y_4$ зовнішніх елементів схеми, які також можуть моделювати вплив паразитних ємностей монтажу та міжелектродних ємностей транзисторів. Матриця комплексних провідностей транзистора має вигляд:

	1	m	n
1	Y_{11}	Y_{1m}	Y_{1n}
m	Y_{m1}	Y_{mm}	Y_{mn}
n	Y_{n1}	Y_{nm}	Y_{nn}

Нагадаємо, що сума елементів кожного рядка та стовпця цієї матриці дорівнює нулеві. Отже, із дев'яти елементів незалежними є чотири елементи.

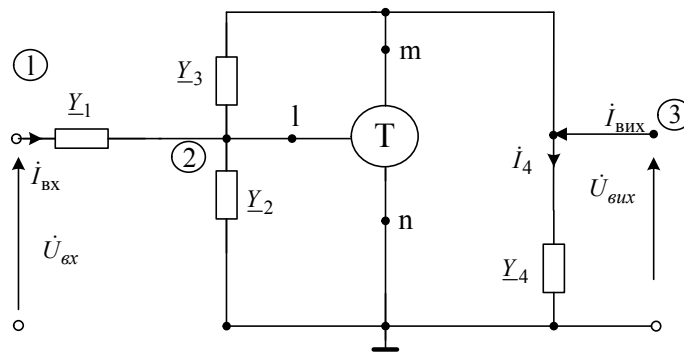


Рис.5.9. Узагальнена схема елементарного підсилювального каскаду

Використання матрицевого числення для розрахунку основних характеристик підсилювального каскаду.

Звертаючись до узагальненої схеми (рис. 5.9), бачимо, що залежно від способу вмикання транзистора виводам l, m, n відповідають різні електроди транзистора (див. табл. 5.1).

Таблиця 5.1.

Схема	Зовнішні виводи		
	l	m	n
СЕ	база	колектор	емітер
СК	база	емітер	колектор
СБ	емітер	колектор	база
СВ	заслін	стік	витік
СС	заслін	витік	стік
СЗ	витік	стік	заслін

Матриця провідностей узагальненої схеми має вигляд

	1	2	3
1	Y_1	$-Y_1$	-
2	$-Y_1$	$Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_{l1}$	$Y_{lm} - Y_3$
3	-	$Y_{m1} - Y_3$	$Y_3 + Y_4 + Y_{mm}$

На підставі наведеної матриці отримуємо формули для розрахунку основних характеристик каскаду:

$$\underline{K}_u = \dot{U}_{вих} / \dot{U}_{вх} = \Delta_{13} / \Delta_{11}; \quad (5.13)$$

$$\underline{K}_i = \dot{I}_4 / \dot{I}_{вх} = \Delta_{13} \cdot Y_4 / \Delta; \quad (5.14)$$

$$\underline{Z}_{вх} = \dot{U}_{вх} / \dot{I}_{вх} = \Delta_{11} / \Delta; \quad (5.15)$$

$$\underline{Z}_{вих} = \dot{U}_{вих} / \dot{I}_{вих} = \Delta_{11,33} / \Delta_{11}; \quad (5.16)$$

У наведених формулах детермінант матриці провідностей Δ та алгебричні доповнення $\Delta_{ij}, \Delta_{ii}, \Delta_{jj}$ описують вирази:

$$\Delta = \underline{Y}_1 [(\underline{Y}_4 + \underline{Y}_{mm}) \cdot (\underline{Y}_2 + \underline{Y}_3 + \underline{Y}_{II}) + \underline{Y}_3 (\underline{Y}_2 + \underline{Y}_{II} + \underline{Y}_{Im} + \underline{Y}_{ml}) - \underline{Y}_{Im} \underline{Y}_{ml}];$$

$$\Delta_{11} = (\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3 + \underline{Y}_{II}) \cdot (\underline{Y}_3 + \underline{Y}_4 + \underline{Y}_{mm}) - (\underline{Y}_{ml} - \underline{Y}_3) (\underline{Y}_{Im} - \underline{Y}_3);$$

$$\Delta_{13} = -\underline{Y}_1 (\underline{Y}_{ml} - \underline{Y}_3);$$

$$\Delta_{11,33} = \underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3 + \underline{Y}_{II}.$$

Підставляючи у наведені співвідношення значення параметрів транзисторів та провідностей зовнішніх елементів $\underline{Y}_1 \dots \underline{Y}_4$, можна дослідити властивості елементарних каскадів з різними способами вмикання транзисторів. Такий аналіз дає підстави зробити висновки:

1) Каскади СЕ та СВ підсилюють одночасно напругу і струм та змінюють полярність сигналу.
 2) Каскади СК та СС підсилюють струм і за умови відповідного вибору параметрів елементів забезпечують коефіцієнт передавання напруги, близький до одиниці. Тому їх називають відповідно емітерним та витоковим повторювачем напруги. Обидва каскади не змінюють полярності сигналу, мають високий вхідний та низький вихідний опір. Завдяки цьому їх використовують у ролі буферних каскадів, які дають змогу узгодити високоомне джерело сигналу з низькоомним навантаженням.

3) Каскади СБ та СЗ підсилюють напругу та передають струм з коефіцієнтом передавання, близьким до одиниці, у зв'язку з чим їх називають повторювачами струму. Ці каскади не змінюють полярності сигналу і мають низький вхідний та високий вихідний опір. Підсилення напруги досягається лише за виконання умови, що опір навантаження більший від внутрішнього опору джерела сигналу.

Аналіз властивостей елементарних каскадів у діапазоні високих частот (з урахуванням впливу інерційності транзисторів та паразитних міжелектродних ємностей транзисторів та ємностей монтажу) виявляє такі особливості:

1) високочастотні спотворення сигналів у каскаді СЕ зумовлені переважно впливом ємності навантаження та інерційності транзистора, а в каскаді СВ – впливом ємності навантаження. Вхідний та вихідний опори каскадів СЕ та СВ мають резистивно-ємнісний характер;

2) причинами високочастотних спотворень сигналів в каскадах СК та СС є ті самі причини, що і в каскадах СЕ та СВ. Вхідний та вихідний опори мають теж резистивно-ємнісний характер, проте за певних умов може з'явитись від'ємна резистивна складова у вхідному опорі та викликати нестійкість (самозбудження) каскаду;

3) каскади СБ та СЗ забезпечують в діапазоні високих частот менші спотворення, ніж каскади СЕ та СВ, оскільки низькоомний вхідний опір зменшує вплив паразитної ємності на вході каскаду.

3.3. Зворотні зв'язки в підсилювачах

Часто в підсилювальних каскадах застосовують зворотний зв'язок для покращання їхніх характеристик. Суть застосування зворотного зв'язку полягає у тому, що частина вихідного сигналу підсилювача через чотириполюсник зворотного зв'язку підводиться знову до входу, внаслідок чого результуючий вхідний сигнал у певний спосіб змінюється, що впливає на основні характеристики підсилювача (коефіцієнт підсилення, вхідний опір тощо).

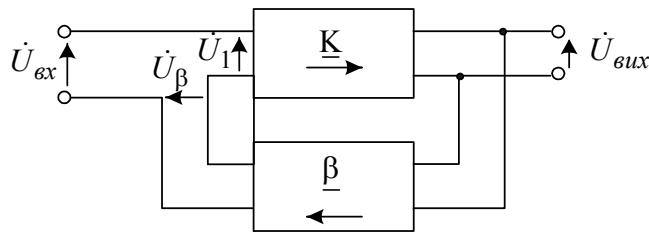


Рис.5.10. Послідовно-паралельний зворотний зв'язок

Найпоширенішим видом зворотного зв'язку в підсилювачах є послідовно-паралельний зв'язок, який зображений на рис.5.10, де позначено:

\underline{K} – комплексний коефіцієнт підсилення напруги підсилювального каскаду за відсутності зворотного зв'язку ($\underline{K} = \dot{U}_{вих} / \dot{U}_1$);

$\underline{\beta}$ – комплексний коефіцієнт передавання напруги чотириполосника зворотного зв'язку ($\underline{\beta} = \dot{U}_{\beta} / \dot{U}_{вих}$).

Із рис. 5.10 бачимо, що напруга зворотного зв'язку \dot{U}_{β} подається у вхідне коло послідовно з вхідною напругою, а вхід чотириполосника зворотного зв'язку під'єднаний паралельно до виходу підсилювального каскаду.

Для цієї схеми справедливі співвідношення:

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_{ex} + \dot{U}_{\beta}, \quad (5.17a)$$

Комплексний коефіцієнт підсилення напруги підсилювача, охопленого зворотним зв'язком, залежить від петльового підсилення.

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_{вих} / \underline{K}, \quad (5.17б)$$

$$\dot{U}_{\beta} = \dot{U}_{вих} \cdot \underline{\beta} = \underline{\beta} \underline{K} \dot{U}_1 \quad (5.17в)$$

На підставі наведених співвідношень отримуємо формулу для визначення комплексного коефіцієнта підсилення напруги підсилювача, охопленого зворотним зв'язком:

$$K_{зв} = \underline{K} / (1 - \underline{\beta} \underline{K}). \quad (5.18)$$

Добуток $\underline{\beta} \cdot \underline{K}$ характеризує сумарний комплексний коефіцієнт передавання напруги \dot{U}_1 через власне підсилювач та чотириполосник зворотного зв'язку. Тому часто його називають коефіцієнтом петльового підсилення. Враховуючи, що \underline{K} та $\underline{\beta}$ в загальному випадку є комплексними числами, тобто $\underline{K} = K \cdot e^{j\varphi_k}$; $\underline{\beta} = \beta e^{j\varphi_{\beta}}$, можемо записати:

$$\underline{\beta} \underline{K} = \beta K \cdot e^{j(\varphi_k + \varphi_{\beta})}. \quad (5.19)$$

За наявності додатного зворотного зв'язку підсилювач може самозбудитись.

Якщо $\varphi_k + \varphi_\beta = 0$ або 2π , то як впливає з (5.17в), напруга зворотного зв'язку \dot{U}_β та напруга \dot{U}_1 збігаються за фазою. Такий зворотний зв'язок називають **додатним**.

При цьому, як впливає з (5.18), комплексний коефіцієнт підсилення $K_{зв}$ зростає порівняно з K :

$$K_{зв} = K / (1 - \beta K). \quad (5.20)$$

Зауважимо, що звичайно $0 \leq \beta K \leq 1$.

Якщо ж $\varphi_k + \varphi_\beta = \pi$, то добуток βK є дійсним від'ємним числом і на підставі (5.17в) робимо висновок, що напруги \dot{U}_β та \dot{U}_1 протилежні за фазою. Такий зворотний зв'язок називають **від'ємним**. У такому разі коефіцієнт підсилення $K_{зв}$ зменшується порівняно з K :

Від'ємний зворотний зв'язок покращує ряд характеристик підсилювача.

$$K_{зв} = K / (1 + \beta K). \quad (5.21)$$

Глибший аналіз показує, що додатний зворотний зв'язок має істотний недолік: збільшуючи коефіцієнт підсилення, він може призвести при $K\beta \rightarrow 1$ до самозбудження підсилювача ($K_{зв} \rightarrow \infty$). Це означає, що підсилювач втрачає функцію підсилення і стає генератором коливань. Тому практично у підсилювачах додатний зворотний зв'язок не застосовують.

Хоч від'ємний зворотний зв'язок дещо зменшує коефіцієнт підсилення, проте він надає підсилювачеві корисні властивостей: розширює смугу пропускання підсилювача і покращує рівномірність його амплітудно-частотної та лінійність фазочастотної характеристики, забезпечуючи умови підсилення сигналів без спотворень. Водночас зменшується вплив нестабільності параметрів підсилювальних елементів на значення коефіцієнта підсилення, зменшуються нелінійні спотворення та послаблюється вплив внутрішніх шумів підсилювача (покращується відношення сигнал/шум на виході підсилювача).

Зокрема, послідовно-паралельний від'ємний зворотний зв'язок збільшує вхідний опір підсилювача та зменшує його вихідний опір і тим самим покращує умови ланцюгового з'єднання підсилювальних каскадів.

Завдяки цьому від'ємний зворотний зв'язок широко застосовують в сучасних підсилювачах.