

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
СУМСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

В. В. Гриненко

ПРИСТРОЇ АНАЛОГОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

Конспект лекцій

Суми
Сумський державний університет
2015

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
СУМСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

ПРИСТРОЇ АНАЛОГОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

Конспект лекцій
для студентів напряму підготовки
6.050802 «Електронні пристрої та системи»
(спеціальність 171 «Електроніка»)
усіх форм навчання

Затверджено на засіданні
кафедри електроніки і
комп'ютерної техніки
як конспект лекцій із дисципліни
«Пристрої аналогової електроніки».
Протокол № 6 від 27.10.2015 р.

Суми
Сумський державний університет
2015

Пристрої аналогової електроніки : конспект лекцій / укладач В. В. Гриненко. – Суми : Сумський державний університет, 2015. – 272 с.

Кафедра електроніки і комп'ютерної техніки

Зміст

ВСТУП.....	8
1 ПІДСИЛЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ	10
1.1 Основні технічні показники підсилювачів	13
1.2 Спотворення, що вносяться підсилювачем.....	23
1.2.1 Частотні спотворення.....	24
1.2.2 Фазові спотворення	26
1.2.3 Нелінійні спотворення	28
1.2.4 Перехідні спотворення.....	29
1.2.5 Завади та шуми	30
1.3 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ПІДСИЛЮВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ..	32
2 ЗВОРОТНІ ЗВ'ЯЗКИ	36
2.1 Зворотний зв'язок.....	36
2.2 Вплив зворотного зв'язку на основні характеристики підсилювального пристрою.....	40
2.3 Підсилювач із послідовним зворотним зв'язком за напругою	46
2.4 Підсилювач із послідовним зворотним зв'язком за струмом	49
2.5 Підсилювач із паралельним зворотним зв'язком за струмом	51
2.6 Підсилювач із паралельним зворотним зв'язком за напругою	53
2.7 Зменшення шумів та завад за допомогою негативного зворотного зв'язку	54
2.8 Стійкість підсилювачів із зворотним зв'язком.....	55
2.8.1 Поняття про стійкість підсилювача.....	55
2.8.2 Логарифмічний критерій стійкості	61
3 РЕЖИМИ РОБОТИ ПІДСИЛЮВАЧІВ. ПРИНЦИПИ І СХЕМИ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЗАДАНОГО ПОЛОЖЕННЯ РОБОЧОЇ ТОЧКИ ТРАНЗИСТОРІВ.....	65
3.1 Статичні режими роботи підсилювальних каскадів	66
3.2 Забезпечення режиму роботи транзисторів.....	73
3.2.1 Схема подачі зміщення фіксованим струмом бази	74

3.2.2 Підсилювач із фіксованою напругою бази	76
3.3 Стабілізація режиму роботи підсилювальних каскадів на біполярних транзисторах	77
4 ПІДСИЛЮВАЛЬНІ КАСКАДИ НА БІПОЛЯРНОМУ ТРАНЗИСТОРІ.....	86
4.1 Підсилювальний каскад зі спільним емітером.....	86
4.2 Підсилювальний каскад зі спільним колектором.	93
4.3 Підсилювальний каскад із спільною базою.....	96
4.4 РОБОТА СХЕМИ СПІЛЬНОГО ЕМІТЕРА В ОБЛАСТІ ВИСОКИХ І НИЗЬКИХ ЧАСТОТ	98
5 ПІДСИЛЮВАЛЬНІ КАСКАДИ НА ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРАХ	107
5.1 Підсилювач на польовому транзисторі зі спільним витоком.....	112
5.2 Підсилювач на польовому транзисторі зі спільним стоком	116
6 ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ	119
6.1 СПОСОБИ ПОБУДОВИ ОДНОТАКТНИХ ВИХІДНИХ КАСКАДІВ.....	120
6.2 ДВОТАКТНИЙ ТРАНСФОРМАТОРНИЙ ВИХІДНИЙ КАСКАД.....	131
6.3 БЕЗТРАНСФОРМАТОРНІ ДВОТАКТНІ ВИХІДНІ КАСКАДИ	136
6.4 МЕТОДИ РОЗРАХУНКУ НЕЛІНІЙНИХ СПОТВОРЕНЬ	146
7 ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	149
7.1 Підсилювачі постійного струму прямого підсилення.....	149
7.2 ППС ІЗ ПЕРЕТВОРЕННЯМ	161
7.3 БАЛАНСНІ СХЕМИ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	162
7.3.1 Диференціальний підсилювальний каскад	163
8 ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ.....	171
8.1 ХАРАКТЕРИСТИКИ І ПАРАМЕТРИ ОП.....	174
8.2 СТАТИЧНІ ПОХИБКИ АНАЛОГОВИХ ПРИСТРОЇВ НА ОП.	182
8.3 ДОПОМІЖНІ ЛАНЦЮГИ ОП.....	184

9	ФУНКЦІОНАЛЬНІ ПРИСТРОЇ НА ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ	190
9.1	МАШТАБУВАЛЬНІ ПІДСИЛЮВАЧІ	190
9.1.1	Інвертувальний підсилювач	190
9.1.2	Неінвертувальний підсилювач	192
9.1.3	Повторювачі на основі ОП	193
9.1.4	Похибки маштабувальних підсилювачів	194
9.1.5	Вхідний і вихідний опори маштабувальних підсилювачів	202
9.2	СУМАТОРИ НА ОСНОВІ ОП	204
9.2.1	Інвертувальний суматор	204
9.2.2	Неінвертувальний суматор	206
9.2.3	Змішувач сигналів	207
9.3	ДИФЕРЕНЦІАЛЬНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ НА ОСНОВІ ОП	208
9.4	ІНСТРУМЕНТАЛЬНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ	213
9.5	ФУНКЦІОНАЛЬНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ	215
9.6	ІНТЕГРАТОР	218
9.7	ДИФЕРЕНЦІАТОР	222
9.8	ЛОГАРИФМІЧНІ СХЕМИ	223
9.8.1	Логарифматор	224
9.8.2	Антилогарифматор	228
9.9	КОМПАРАТОР	231
10	АКТИВНІ ФІЛЬТРИ	237
10.1	СЕЛЕКТИВНІ ФІЛЬТРИ	239
10.2	ФІЛЬТРИ НИЗЬКИХ ЧАСТОТ	242
10.3	ФІЛЬТРИ ВИСОКИХ ЧАСТОТ	246
10.4	СМУГОВИЙ ФІЛЬТР	249
10.5	РЕЖЕКТОРНИЙ (ЗАГОРОДЖУВАЛЬНИЙ) ФІЛЬТР	251
11	ЕЛЕКТРОННІ ГЕНЕРАТОРИ	253
11.1	УМОВИ ВИНИКНЕННЯ АВТОКОЛИВАНЬ	254
11.2	РС-ГЕНЕРАТОРИ СИНУСОЇДАЛЬНИХ КОЛИВАНЬ НА ОП	258
11.3	СТАБІЛІЗАЦІЯ ЧАСТОТИ ГЕНЕРАТОРІВ. КВАРЦОВІ ГЕНЕРАТОРИ	264
	СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ	269

Перелік прийнятих скорочень

АЕП – аналогові електронні пристрої
АП – антилогарифмічний підсилювач
АФХ – амплітудно-фазова характеристика
АФЧХ – амплітудно-фазочастотна характеристика
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика
ВАХ – вольт-амперна характеристика
ВП – вибірково-повторювач
ДВС – джерело вхідного сигналу
ДЖ – джерело живлення
ДМ – демодулятор
ДП – диференціальний підсилювач
ДПК – диференціальний підсилювальний каскад
ЕП – емісійний повторювач
ЗЗ – зворотний зв'язок
ІМС – інтегральна мікросхема
ІОП – ідеальний операційний підсилювач
КЗ – коротке замикання
ККД – коефіцієнт корисної дії
ЛАЧХ – логарифмічна амплітудно-частотна характеристика
ЛП – логарифмічний підсилювач
ЛФЧХ – логарифмічна фазо-частотна характеристика
М – модулятор
МДМ – модулятор-демодулятор
Н – навантаження
НЗЗ – негативний зворотний зв'язок
НП – неінвертувальний підсилювач
НС – неінвертувальний суматор
ОП – операційний підсилювач
П – підсилювач
ПП – підсилювач потужності
ППС – підсилювач постійного струму
ПТ – польовий транзистор
ПЗЗ – позитивний зворотний зв'язок

РФ – режекторний фільтр
СБ – спільна база
СВ – спільний витік
СЕ – спільний емітер
СЗ – спільний затвор
СК – спільний колектор
СлФ – селективний фільтр
СмФ – смуговий фільтр
СС – спільний стік
ХХ – холостий хід
ФЧХ – фазово-частотна характеристика
ФВЧ – фільтр високих частот
ФНЧ – фільтр низьких частот
ШІМ – широкоімпульсна модуляція

Вступ

Електроніка займається вивченням і використанням явищ, приладів і систем, основою яких є проходження електричного струму у вакуумі, газі й твердому тілі, дослідженням, розробленням електронних засобів і систем та принципів їх використання.

Промисловий розвиток електроніки має два напрями:

1. Інформаційний, до якого належать електронні пристрої та системи виміру, контролю й управління різними технологічними процесами на виробництві, в наукових дослідженнях, біології, медицині. Підсилювачі сигналів, генератори напруги, струмів, потужності різної форми та частоти, логічні схеми, лічильники, індикаторні пристрої – усе це пристрої та системи інформаційної електроніки, що ґрунтується на використанні інтегральних мікросхем.

2. Силовий (енергетичний) напрям – пов'язаний із перетвореннями змінного і постійного струмів для потреб електроенергетики, металургії, хімії, електротяги транспорту тощо. Основними видами електронних систем є випрямлячі, інвертори, перетворювачі частоти, керовані перетворювачі.

Електронні системи за способом формування і передачі сигналів управління розподіляють на два класи – аналогові та цифрові.

Аналогова схемотехніка – це дисципліна, що вивчає принципи побудови та розрахунку аналогових електронних пристроїв (АЕП).

Аналогові електронні пристрої призначені для приймання, перетворення та передачі електричного сигналу, що змінюється за законом неперервної (аналогової) функції.

До переваг аналогових пристроїв належать: теоретично максимально досяжна точність і швидкодія; простота пристрою.

Недоліками аналогових пристроїв є низька завадостійкість і нестабільність параметрів, обумовлені сильною залежністю властивостей пристрою від зовнішніх дестабілізуювальних дій, наприклад температури, часу (старіння елементів), дії зовнішніх полів і т. п.; великі спотворення під час передачі на значні відстані; складність довготривалого зберігання результату; низька енергетична ефективність.

1 Підсилювальні пристрої

Загальні відомості

Підсилювачем називають пристрій, що дозволяє перетворювати вхідний сигнал на сигнал більшої потужності (струму, напруги) без істотного спотворення його форми.

Ефект підсилення можливий лише за наявності джерела керованої енергії, що перетворюється підсилювачем в енергію підсилених сигналів. Таким джерелом є джерело живлення. Енергія джерела живлення перетвориться в енергію корисного сигналу за допомогою підсилювача.

Узагальнена структурна схема підсилювача наведена на рисунку 1.1.

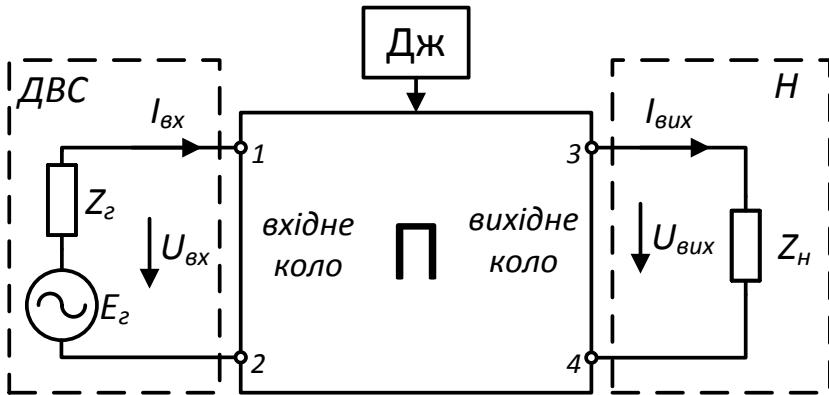


Рисунок 1.1 – Структурна схема підсилення електричних сигналів

Розглянемо основні елементи наведеної вище схеми:

П – підсилювач;

ДВС – джерело (генератор) вхідного сигналу (моделюється джерелом ЕРС E_2 та внутрішнім опором \dot{Z}_2).

Напруга вхідного сигналу $U_{вх}$ у загальному випадку не

дорівнює E_c , оскільки у ДВС є внутрішній опір Z_c ;

ДЖ – джерело живлення, що є джерелом керованої енергії, що управляється вхідним сигналом;

Н – навантаження (в поданій схемі воно подане у вигляді опору Z_n).

У позначеннях опорів та джерел можуть фігурувати комплексні величини у випадку синусоїдальних вхідних сигналів.

Зазвичай ланку, до якої під'єднують ДВС, називають вхідним колом (затискачі 1, 2), а ланку, до якої під'єднують навантаження, – вихідним колом (затискачі 3, 4). Затискачі 2 і 4, як правило, одного потенціалу і їх називають спільною шиною, або масою підсилювача.

Найпростіший підсилювач містить один підсилювальний елемент, який із приєднаними до нього елементами живлення та зв'язку утворює каскад підсилення.

У більшості випадків підсилення одного каскаду недостатньо, тому підсилювач містить декілька каскадів підсилення, утворюючи багатокаскадний пристрій. Каскади з'єднані таким чином, що сигнал, підсилений одним каскадом, підводиться до входу другого, потім до третього і т. д.

Структурна схема типового багатокаскадного підсилювача наведена на рисунку 1.2 і містить вхідний і вихідний пристрої, каскади попереднього підсилення та підсилення потужності.

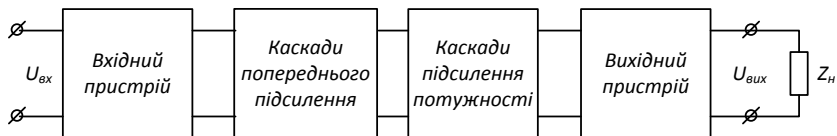


Рисунок 1.2 – Структурна схема багатокаскадного підсилювача

Вхідний пристрій передає сигнал від джерела сигналу

на вхідне коло. Застосовують тоді, коли джерело сигналу, яке під'єднують, не можна або недоцільно під'єднувати безпосередньо до входу підсилювача (узгодження джерела сигналу та підсилювача).

Каскади попереднього підсилення призначені для підсилення сигналу за напругою, струмом, потужністю до необхідного рівня, що забезпечує нормальну роботу наступного блока.

Каскади підсилення потужності забезпечують у навантаженні потрібні значення потужності за допустимих рівнів спотворення форми та шумів сигналу.

Вихідні пристрої використовують для передавання сигналу від підсилювача потужності до навантаження. Застосовують, якщо безпосереднє під'єднування навантаження неможливе або недоцільне.

Класифікація підсилювачів

Підсилювачі класифікують за такими ознаками:

- за призначенням;
- за характером сигналів підсилення;
- за смугою частот підсилення;
- за видом використовуваних активних елементів.

За призначенням розрізняють:

- підсилювачі напруги, $\dot{K}_u = \frac{\dot{U}_{вих}}{\dot{U}_{вх}}$, де $\dot{U}_{вх}$, $\dot{U}_{вих}$ – вхідна та вихідна напруги;

- підсилювачі струму, $\dot{K}_I = \frac{\dot{I}_{вих}}{\dot{I}_{вх}}$, де $\dot{I}_{вх}$, $\dot{I}_{вих}$ – вхідний та вихідний струми;

- підсилювачі потужності, $\dot{K}_P = \frac{\dot{P}_{вих}}{\dot{P}_{вх}}$, де $\dot{P}_{вх}$ і $\dot{P}_{вих}$ – потужності на вході та виході підсилювача.

У підсилювачах потужності потрібно забезпечити у навантаженні ($\dot{Z}_н$) задану потужність, а в підсилювачах

напруги (струму) – задані значення коефіцієнтів підсилення і вихідних параметрів напруги та струму відповідно.

За характером сигналів підсилення бувають:

- підсилювачі гармонічних сигналів. Ці пристрої забезпечують підсилення неперервних гармонічних, синусоїдальних сигналів;

- підсилювачі імпульсних сигналів. Ці пристрої забезпечують підсилення імпульсних сигналів заданої форми.

За смугою частот підсилення розрізняють:

- підсилювачі постійного струму, діапазон частот підсилення $f = 0 - f_v$ (f_v – верхня гранична частота підсилення);

- підсилювачі змінного струму, з діапазоном частот $f = f_n - f_v$ (f_n – нижня гранична частота підсилення).

Підсилювачі змінного струму, у свою чергу, поділяють на такі:

- підсилювачі низької частоти $f_v - f_n \gg f_n$;

- підсилювачі високої частоти $f_v - f_n \ll f_n$;

- смугові підсилювачі $f_v / f_n \approx 1,1$.

За видом активних елементів, що використовуються в підсилювачі, їх можна поділити на такі:

- лампові;

- транзисторні;

- діодні;

- параметричні.

1.1 Основні технічні показники підсилювачів

Суму даних, що характеризують властивості підсилювача, називають його показниками. До них належать:

- вхідні та вихідні дані;

- коефіцієнт корисної дії (ККД);

- коефіцієнт підсилення;
- частотні характеристики;
- амплітудна характеристика;
- перехідна характеристика.

1. Вхідні та вихідні дані:

а) вхідні дані — $\dot{U}_{вх}, \dot{I}_{вх}, \dot{P}_{вх}, \dot{Z}_{вх}$.

Джерелом вхідних сигналів можуть бути джерело ЕРС та джерело струму.

Вхідний опір $\dot{Z}_{вх}$ найчастіше носить ємнісний характер.

Вхідний і вихідний опори – найважливіші параметри підсилювальних пристроїв. Їх значення повинні враховуватися при узгодженні підсилювального пристрою як із джерелом вхідного сигналу (датчиком), так і з навантаженням. У загальному вигляді значення вхідного і вихідного опорів носять комплексний характер і є функцією частоти.

Модель джерела ЕРС має вигляд, наведений на рисунку 1.3.

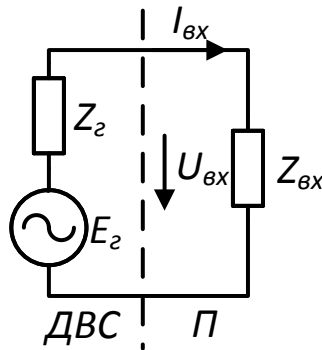


Рисунок 1.3 – Модель джерела ЕРС

Для забезпечення нормальної роботи підсилювача $\dot{U}_{вх}$ має наближатися до \dot{E}_2 , Оскільки $\dot{Z}_2 > 0$, то на ньому

відбувається спадання напруги, отже, $\dot{U}_{\text{вх}} < \dot{E}_2$ і $\dot{U}_{\text{вх}}$ визначають із виразу

$$\dot{U}_{\text{вх}} = \frac{\dot{E}_2 \cdot \dot{Z}_{\text{вх}}}{\dot{Z}_2 + \dot{Z}_{\text{вх}}}.$$

Для узгодження каскадів за напругою необхідно, щоб $\dot{Z}_{\text{вх}}/(\dot{Z}_{\text{вх}} + \dot{Z}_2)$ не набагато відрізнялося від 1. Цього можна досягти, якщо виконуватиметься умова $\dot{Z}_{\text{вх}} \gg \dot{Z}_2$ (на практиці зазвичай вибирають $\dot{Z}_{\text{вх}} > 10\dot{Z}_2$. Іноді допускається $\dot{U}_{\text{вх}} = 0,5\dot{E}_2$, але неприпустимо, щоб $\dot{U}_{\text{вх}} < 0,2\dot{E}_2$). Таке співвідношення між $\dot{Z}_{\text{вх}}$ і \dot{Z}_2 відповідає узгодженню каскадів за напругою.

Модель джерела струму має вигляд, наведений на рисунку 1.4.

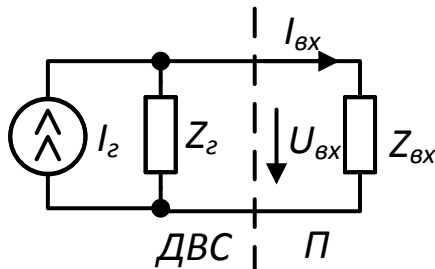


Рисунок 1.4 – Модель джерела струму

Для цієї ланки можна записати

$$\dot{I}_{\text{вх}} = \frac{\dot{I}_2 \cdot \dot{Z}_2}{\dot{Z}_2 + \dot{Z}_{\text{вх}}}.$$

Отже, для того щоб $\dot{I}_{\text{вх}} \approx \dot{I}_2$, потрібно, щоб $\dot{Z}_2 \gg \dot{Z}_{\text{вх}}$.

При узгодженні каскадів за напругою або за струмом потужність, що передається на вхід подальшого каскаду, майже дорівнюватиме нулю за виконання умов $\dot{Z}_{\text{вх}} \gg \dot{Z}_2$

для підсилювачів напруги та $\dot{Z}_c \gg \dot{Z}_{вх}$ для підсилювачів струму майже дорівнює нулю, тому що при таких узгодженнях або вхідний струм, або вхідна напруга будуть наближатися до нуля. Тому якщо необхідно узгоджувати каскади за максимумом передавальної потужності, то умови узгодження будуть такими: $\dot{Z}_c = \dot{Z}_{вх}$;

б) вихідні дані – $\dot{U}_{вих}, \dot{I}_{вих}, \dot{P}_{вих}, \dot{Z}_{вих}, \dot{Z}_H$.

Вихідне коло можна подати у вигляді:

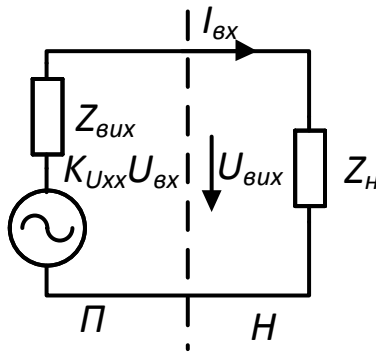


Рисунок 1.5 – Модель вихідного кола підсилювача:
 $\dot{K}_{U_{xx}}$ – коефіцієнт підсилення підсилювача в режимі холостого ходу; $\dot{Z}_{вих}$ – вихідний опір підсилювача.

Враховуючи вищезазначене, можна зробити висновок: для того щоб узгодити вихідне коло з навантаженням, необхідно, щоб виконувалися такі умови:

- для підсилення напруги: $\dot{Z}_H \gg \dot{Z}_{вих}$;
- для підсилення струму: $\dot{Z}_H \ll \dot{Z}_{вих}$;
- для підсилення потужності: $\dot{Z}_H = \dot{Z}_{вих}$.

2. Коефіцієнт корисної дії η є важливим показником економічності роботи підсилювального пристрою. Він визначається, насамперед, для підсилювачів середньої та

великої потужності. Зазвичай він вимірюється при підсиленні гармонічного коливання частоти 1 кГц. Загальний ККД усього підсилювача називається промисловим. Він є відношенням номінальної вихідної потужності, що віддається в навантаження до сумарної потужності, споживаної ним від усіх джерел живлення: $\eta = P_n / P_\Sigma$. Різниця $P_\Sigma - P_n = P_{втр}$ є потужністю втрат у підсилювачі.

3. Коефіцієнтом перетворення, або коефіцієнтом передачі, називають відношення вихідного сигналу до вхідного. В окремому випадку, коли вхідне і вихідне значення сигналу є однорідними, коефіцієнт перетворення називають коефіцієнтом підсилення. Розмірність і загальноприйняті позначення коефіцієнта перетворення залежать від значень і величин вхідного і вихідного сигналів, наприклад:

$S = I_{вих} / U_{вх}$ – коефіцієнт перетворення напруги в струм;

$W = P_{вих} / I_{вх}$ – коефіцієнт перетворення струму в потужність.

Залежно від характеру вхідної або вихідної величин коефіцієнт підсилення підрозділяють на:

– коефіцієнт підсилення за потужністю \dot{K}_P показує, у скільки разів потужність $\dot{P}_{вих}$, що віддається підсилювачем у навантаження, більша за потужність $\dot{P}_{вх}$, що підводиться до

його входу: $\dot{K}_P = \dot{P}_{вих} / \dot{P}_{вх}$;

–коєфіцієнт підсилення за напругою \dot{K}_U – це відношенням сталого значення напруги сигналу на виході до напруги сигналу на вході підсилювача: $\dot{K}_U = \dot{U}_{вих} / \dot{U}_{вх}$;

–коєфіцієнт підсилення за струмом \dot{K}_I – це відношення сталого значення струму на виході до струму сигналу на вході підсилювача: $\dot{K}_I = \dot{I}_{вих} / \dot{I}_{вх}$.

У загальному випадку коєфіцієнт підсилення має вигляд

$$\dot{K}_U = K_U \cdot e^{j(\varphi_{вих} - \varphi_{вх})} = K_U \cdot e^{j\varphi} ,$$

де $\varphi = \varphi_{вих} - \varphi_{вх}$ – фазовий зсув між вхідною і вихідною напругами або струмами.

Для підсилювача з багатьма каскадами, що містить n каскадів, загальний коєфіцієнт підсилення визначають за допомогою виразу

$$\dot{K}_U = \dot{K}_{U1} \cdot \dot{K}_{U2} \cdots \dot{K}_{Un} = \prod_{i=1}^n \dot{K}_{Ui} .$$

Іноді краще подавати K_P у логарифмічній шкалі, одиницею якої є децибел, який визначають десятою частиною десяткового логарифма відношення потужностей на виході та вході $K_{P(\text{дБ})} = 10 \lg K_P$.

Оскільки потужність пропорційна квадрату напруги або струму, то для коєфіцієнтів підсилення за напругою і струмом формули для перетворення відносних величин на логарифмічні мають вигляд

$$K_{U(\text{дБ})} = 20 \lg K_U ; \quad K_{I(\text{дБ})} = 20 \lg K_I .$$

При цьому коєфіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача дорівнюватиме

$$\dot{K}_{U(\text{дБ})} = \dot{K}_{U1(\text{дБ})} + \dot{K}_{U2(\text{дБ})} + \dots + \dot{K}_{Un(\text{дБ})} = \sum_{i=1}^n \dot{K}_{Ui(\text{дБ})}.$$

4. Амплітудно-частотна (АЧХ) і фазово-частотна (ФЧХ) характеристики.

Частотні спотворення, що вносяться підсилювачем, оцінюють за амплітудно-частотною та фазово-частотною характеристиками (рисунок 1.6).

Залежність модуля коефіцієнта підсилення підсилювача від частоти є амплітудно-частотною характеристикою.

Фазово-частотна характеристика – це залежність кута зсуву фаз між вхідним та вихідним сигналами від частоти.

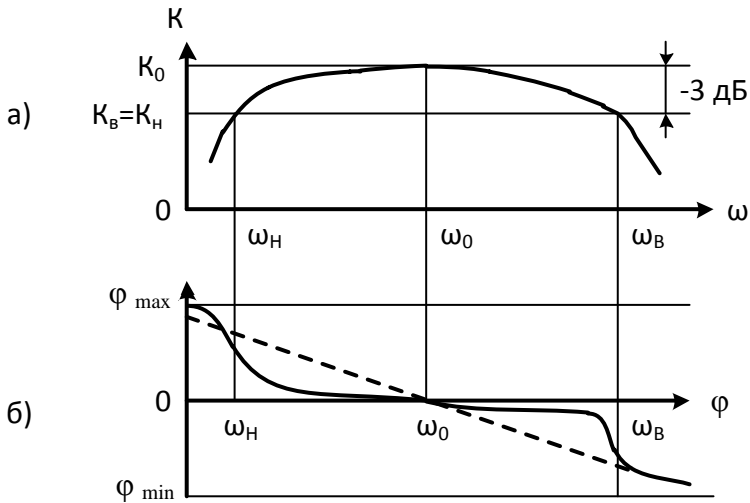


Рисунок 1.6 – Амплітудно-частотна (а) і фазово-частотна (б) характеристики підсилювача

Для осі абсцис зазвичай використовують логарифмічний масштаб (логарифмічна амплітудно-частотна (ЛАЧХ) і фазово-частотна (ЛФЧХ) характеристики). Це викликано тим, що частотний діапазон сучасних підсилювачів може бути дуже великим, і якщо

частоту відкласти в лінійному масштабі, то така характеристика буде незручною для використання, оскільки всі нижні частоти стиснуться біля початку координат, а область верхніх частот виявиться дуже розтягнутою. Для осі ординат зазвичай використовують лінійний масштаб, при цьому коефіцієнт підсилення може бути відкладений як у відносних одиницях, так і в децибелах.

Як бачимо з рисунка 1.6 а, при зміні частоти вхідного сигналу від нуля до нескінченності модуль коефіцієнта підсилення спочатку зростає, досягаючи поступово на деякій частоті максимальної величини K_0 , а потім знову зменшується; основна причина цього – наявність у схемі реактивних елементів. Частоти ω_n і ω_g називаються нижньою і верхньою граничними частотами. Це частоти, на яких модуль коефіцієнта підсилення підсилювача зменшується до допустимої (заданою) величини відносно K_0 . Смуга частот у межах від ω_n до ω_g називається робочою смугою частот, або смугою пропускання підсилювача.

Смуга пропускання підсилювача – діапазон робочих частот $\Delta\omega$, у межах якого коефіцієнт підсилення не знижується нижче значення $1/\sqrt{2} \approx 0,707$ від свого максимального значення K_0 . Якщо відновити перпендикуляр із точки на вісь абсцис, що відповідає значенню $K_0/\sqrt{2}$, до перетину з АЧХ, то проекція на вісь абсцис першої точки перетину відповідає нижній (ω_n), а другий – верхній (ω_g) частотам пропускання підсилювача, й, отже, смуга пропускання

$$\Delta\omega = \omega_g - \omega_n.$$

Якщо коефіцієнт підсилення вимірюється в децибелах, то значенням граничних частот підсилення ω_n і ω_g

відповідає зменшення коефіцієнта підсилення на 3 дБ.

5. Амплітудна характеристика

Амплітудна характеристика відображає залежність сталого значення вихідного сигналу від вхідного синусоїдального сигналу $U_{вих} = f(U_{вх})$ на деякій частоті (рисунок 1.7).

У робочому діапазоні амплітуд вхідного сигналу амплітудна характеристика має бути лінійною (у межах між $U_{вх.min}$ і $U_{вх.max}$), а кут її нахилу визначається величиною коефіцієнта підсилення на цій частоті. Мінімальний вхідний сигнал $U_{вх.min}$ визначається рівнем власних шумів підсилювача $U_{ш}$, максимальний вхідний сигнал $U_{вх.max}$ – переходом на нелінійну область характеристики, що зумовлює нелінійні спотворення, за рахунок зменшення коефіцієнта підсилення підсилювача.

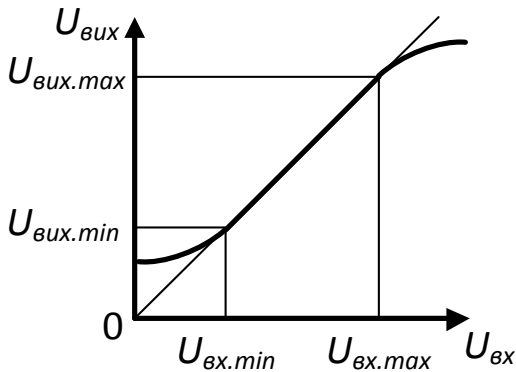


Рисунок 1.7 – Амплітудна характеристика підсилювача

Область внутрішніх шумів підсилювача $U_{вх} < U_{вх.min}$.

Мінімальний вхідний сигнал $U_{вх.min}$ визначається рівнем власних шумів підсилювача $U_{ш}$. Навіть за

відсутності вхідного сигналу на виході є хаотичний шумовий сигнал. Шуми обумовлені температурними шумами елементів (тепловий шум), дискретною природою електрики (квантовий), надмірними шумами. Внутрішні шуми обмежують можливість підсилення слабких сигналів знизу. Для зменшення теплових шумів активні елементи охолоджують (рідким гелієм, азотом).

Область лінійного підсилення $U_{\text{вх. min}} < U_{\text{вх}} < U_{\text{вх. max}}$.

У цій області амплітудна характеристика має бути лінійною, а кут її нахилу визначається величиною коефіцієнта підсилення на цій частоті.

Область обмеження вихідного сигналу $U_{\text{вх}} > U_{\text{вх. max}}$.

Обмеження обумовлене або потужністю джерела живлення, або нелінійністю вольт-амперної характеристики (ВАХ) активного елемента. Максимальний вхідний сигнал $U_{\text{вх. max}}$ визначається переходом на нелінійну область характеристики, що обумовлює нелінійні спотворення, за рахунок зменшення коефіцієнта підсилення підсилювача.

Діапазон напруги вхідного сигналу, що підсилюється без істотних спотворень, характеризує динамічний діапазон підсилювача:

$$D_C = 20 \lg \frac{U_{\text{вх. max}}}{U_{\text{вх. min}}} \text{ або } D_C = 20 \lg \frac{U_{\text{вих. max}}}{U_{\text{вих. min}}}.$$

6. Перехідна характеристика (рисунок 1.8) є залежністю від часу вихідної напруги підсилювача, на вхід якого поданий миттєвий стрибок напруги.

Перехідну характеристику, подібно до АЧХ, зазвичай будують у відносному масштабі, відкладаючи по вертикалі відношення вихідної напруги до його значення після встановлення фронту. Ця характеристика дає можливість визначити перехідні спотворення, які в області малих часів характеризуються фронтом вихідної напруги й оцінюються часом установа $t_{\text{вст}}$ і викидом ΔU . Перехідні

спотворення викликані наявністю реактивних елементів у ланцюгах підсилювача та інерційністю активних компонентів.

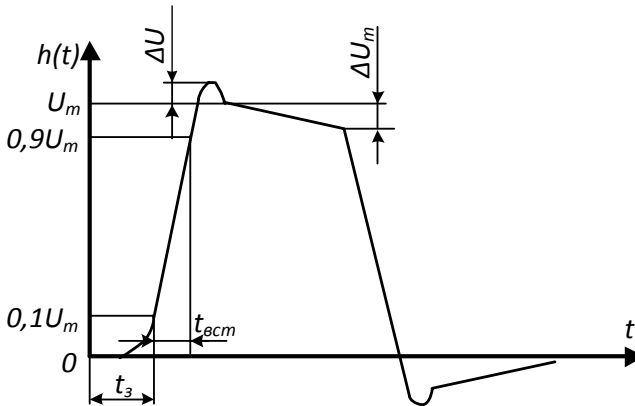


Рисунок 1.8 – Перехідна характеристика підсилювача

В області великих часів спотворюється вершина імпульсу. Ці спотворення оцінюють відносним значенням спаду плоскої вершини $\frac{\Delta U_m}{U_m}$ до моменту закінчення імпульсу.

1.2 Спотворення, що вносяться підсилювачем

Характеристики підсилювача використовують для оцінювання спотворення сигналу. Спотворення – це відхилення форми вихідного сигналу від форми вхідного. Від електронних підсилювачів вимагається мінімальне спотворення підсилених сигналів. Однак з ряду причин у підсилювачі неминуче виникають спотворення, внаслідок чого форма підсиленого сигналу в тому або іншому ступені відрізняється від форми сигналу на вході підсилювача. Практично спотворення не повинні перевищувати допустиму величину. Існує низка причин, що викликають спотворення різних видів.

Розрізняють лінійні й нелінійні спотворення. Лінійними спотвореннями називаються такі, що вносить підсилювач, що працює в режимі малого сигналу, тобто в лінійному режимі. Нелінійні спотворення виникають під час роботи підсилювача в режимі великого сигналу, коли проявляються нелінійні залежності між напругою і струмами в його ланцюгах.

Лінійні спотворення в режимі, що встановився, проявляються у вигляді частотних спотворень. Лінійні спотворення в режимі, що встановлюється, проявляються у вигляді перехідних спотворень. Для кількісного оцінювання спотворень, що вносяться підсилювачем, використовують основні характеристики підсилювача: частотну, перехідну та динамічну. Частотну і перехідну характеристики застосовують для оцінювання лінійних спотворень, а динамічну для визначення нелінійних спотворень.

Істотне значення відносно неспотвореного підсилювання мають шуми, що вносяться підсилювачем.

1.2.1 Частотні спотворення

Частотні спотворення обумовлені частотною залежністю коефіцієнта передачі підсилювача, що призводить до зміни співвідношень амплітуд і початкових фаз складових частотного спектра сигналу на виході порівняно з їх співвідношеннями на вході підсилювача. В результаті форма підсиленого сигналу спотворюється.

Причиною утворення частотних спотворень є наявність у схемі підсилювача реактивних елементів (ємностей, індуктивностей), що призводить до залежності від частоти напруги та струмів у ланцюгах.

Частотні спотворення підсилювального пристрою оцінюють за видом його АЧХ. Причини виникнення частотних спотворень розглянемо на прикладі пристрою, АЧХ якого наведена на рисунку 1.9.

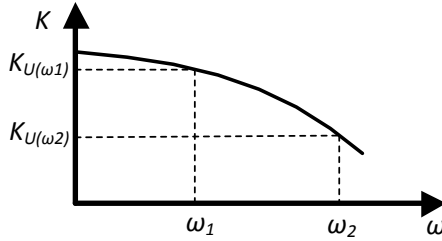


Рисунок 1.9 – Виникнення частотних спотворень у підсилювачі. АЧХ підсилювача

Припустимо, що на вході підсилювального пристрою діє сигнал, що дорівнює сумі двох гармонік однакової амплітуди, причому $\omega_2 = 2\omega_1$ (рисунок 1.10).

Відповідно до наведеної АЧХ (рисунок 1.9) $K_U(\omega_1) = 2K_U(\omega_2)$. Тоді напруга на виході підсилювача має вигляд, показаний на рисунку 1.10. Порівняння сумарної вхідного $U_{вх\Sigma}$ та вихідного $U_{вих\Sigma}$ сигналів показує, що вони істотно різні.

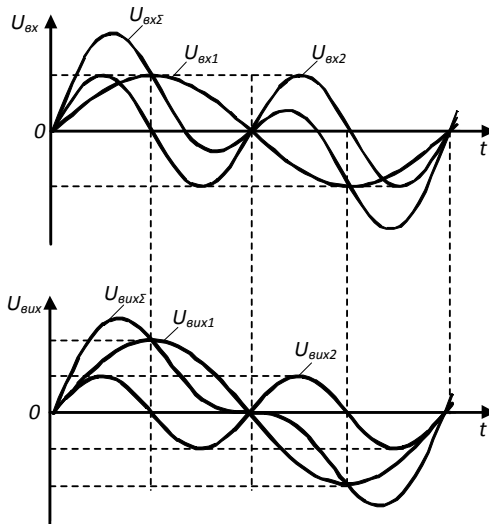


Рисунок 1.10 – Виникнення частотних спотворень у підсилювачі. Вхідні та вихідні сигнали підсилювача

Із наведених міркувань випливає, що ідеальною (з точки зору відсутності частотних спотворень) є АЧХ, у якій для всіх підсилених частот виконується співвідношення $K_U(\omega) = const$.

Кількісно частотні спотворення оцінюються коефіцієнтом частотних спотворень $M(\omega)$, що чисельно дорівнює відношенню коефіцієнта підсилення в області середніх частот для амплітудно-частотної характеристики до коефіцієнта підсилення на заданій частоті:

$$M(\omega) = \frac{K_U(\omega_{cp})}{K_U(\omega)}.$$

1.2.2 Фазові спотворення

Фазові спотворення зумовлені різним фазовим зсувом різних за частотою складових спектра сигналу. Фазові спотворення створюються LC-елементами, тому вони носять лінійний характер і виникають унаслідок нерівномірності фазо-частотної характеристики підсилювального пристрою.

Ідеальна ФЧХ є прямою лінією, що виходить із початку координат, тобто фазовий зсув має бути прямо пропорційним частоті сигналу:

$$\varphi = af,$$

де a – будь-яке стале число, включаючи нуль.

Дійсно, якщо на вході підсилювача підтримується напруга

$$u_1(t) = U_{1m} \cdot \sin \omega t,$$

то напруга на виході змінюватиметься за законом:

$$u_2(t) = K \cdot U_{1m} \sin(\omega t + \varphi) = u_{2m} \sin(2\pi ft + af),$$

тобто

$$u_2(t) = U_{2m} \sin 2\pi f \left(t + \frac{a}{2\pi} \right).$$

На рисунку 1.6 ідеальна ФЧХ показана штриховою

лінією. Кут нахилу цієї лінії визначає груповий час затримки сигналу на виході підсилювача. Груповий час затримки на заданій частоті визначають через похідну ФЧХ.

У разі ідеальної ФЧХ груповий час затримки постійний для всіх спектральних складових сигналу: $t_3 = const$. Це означає, що всі спектральні складові вхідного сигналу зміщуються в часі на однакову величину t_3 , тому спотворень форми сигналу не буде.

На рисунку 1.11 проілюстровано механізм виникнення фазово-частотних спотворень.

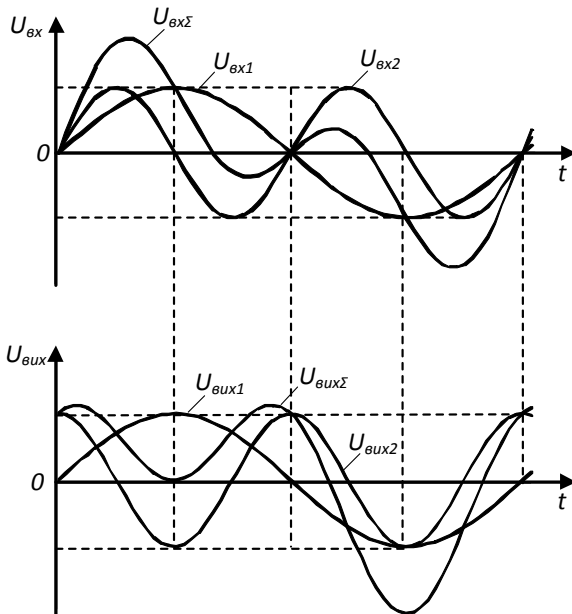


Рисунок 1.11 – Зміна форми сигналу, обумовлена фазово-частотними спотвореннями

Вхідний сигнал ($U_{vx\Sigma}$) складається із двох гармонічних складових U_{vx1} і U_{vx2} , причому гармоніки збігаються за фазами. У процесі підсилення змінилося

фазове співвідношення між гармонічними складовими, в результаті перша гармоніка ($U_{вих1}$) відстає від другої ($U_{вих2}$) на $\pi/2$, в результаті форма кривої сигналу на виході підсилювача $U_{вих\Sigma}$ змінилася.

1.2.3 Нелінійні спотворення

Нелінійні спотворення – це зміни форми коливання, обумовлені нелінійністю характеристик транзисторів, діодів, магнітопроводів, напівпровідникових конденсаторів мікросхем та інших елементів. Параметри нелінійних елементів залежать від струму, що впливає на них, або напруги. Ознакою нелінійних спотворень є те, що до них схильні навіть гармонічні коливання. На цьому і базується їх проста кількісна оцінка за допомогою коефіцієнта гармонік. Якщо на вхід підсилювача подати чисту гармонічну напругу, то на виході одержимо не лише його першу гармоніку, а й вищі.

Кількісно нелінійні спотворення гармонічного сигналу оцінюються коефіцієнтом гармонік K_G , який є відношенням діючого значення напруги (струму, потужності) вищих гармонік, що з'явилися внаслідок нелінійних спотворень, до напруги (струму, потужності) основної частоти (першої гармоніки) під час подання на вхід гармонічного коливання основної частоти (при частотно-незалежному навантаженні):

$$K_G = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} P_{вих.i}}{P_{вих.1}}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} (U_{вих.i})^2}{(U_{вих.1})^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} (I_{вих.i})^2}{(I_{вих.1})^2}},$$

де $P_{вих.i}$ – потужність гармонік вихідного сигналу;

$P_{вих.1}$ – потужність гармонік на основній частоті.

У звукових сигналах нелінійні спотворення сприймаються як хрип або деренчання. При $K_G < (2-3)$

вони майже непомітні на слух. Проте у високоякісних підсилювачах звукових частот забезпечують коефіцієнт гармонік $K_{\Gamma} < 0,2$. У будь-якому підсилювачі нелінійні спотворення збільшуються при наближенні амплітуди вихідної напруги до максимально можливого значення.

1.2.4 Перехідні спотворення

Перехідні спотворення характеризують зміну форми сигналу, що вносяться підсилювачем у перехідному режимі. Вони визначаються як відхилення ідеальної перехідної характеристики (рисунок 1.12) підсилювача від реальної.

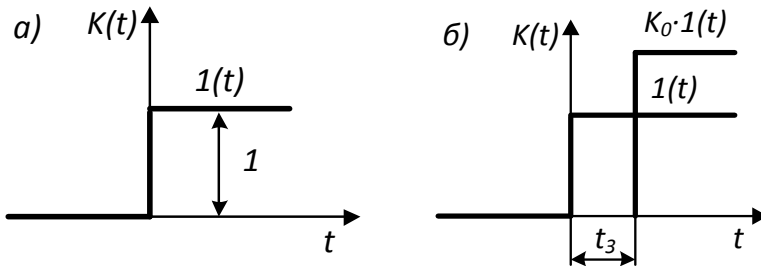


Рисунок 1.12 – Стандартний сигнал (а) та ідеальна перехідна характеристика підсилювача для області малих часів (б)

Реальна перехідна характеристика в області малих часів може бути аперіодичною (рисунок 1.13, крива а) або у разі, якщо на перехідний процес накладаються резонансні явища, може мати періодичний (коливальний) характер (рисунок 1.13, крива б).

Перехідні спотворення впливають на якість відтворення звукових передач. Тому для високоякісних підсилювачів звукових частот, окрім частотних, регламентують також і перехідні спотворення. Величина $t_{вст}$ (рисунок 1.8) для цих підсилювачів не повинна перевищувати 5–15мкс.

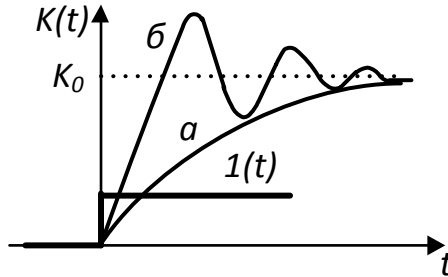


Рисунок 1.13 – Перехідна характеристика в області малих часів

Проте найбільш істотне значення перехідні спотворення мають для імпульсних підсилювачів, зокрема для підсилювачів відеосигналів. Так, за занадто великої тривалості фронту $t_{вст}$ у телевізійному зображенні розмиваються дрібні деталі, стираються різкі межі яскравості, знижується також чіткість роботи імпульсних облаштувань інших призначень.

Зазвичай необхідно прагнути, щоб $t_{вст} \leq (0,01 - 0,1)T_{U \min}$, де $T_{U \min}$ – мінімальна тривалість підсиленого імпульсу, що за абсолютною величиною може становити десятки або навіть одиниці наносекунд.

1.2.5 Завади та шуми

Підсилювач передає на вихід не лише підсилений корисний сигнал, а й небажані коливання, що виникають усередині нього і тому називаються власними завадами. Ці коливання можуть значно знижувати якість його роботи, оскільки вони спотворюють форму сигналів і виявляються в паузах між сигналами. Спотворення форми сигналів може з'явитися як за рахунок безпосереднього накладення напруги завад і шумів на напругу сигналу, так і шляхом модуляції сигналу шумом у нелінійних ланцюгах підсилювача.

Розрізняють такі види завад і шумів :

- теплові шуми (у вхідних ланцюгах підсилювача);
- шуми підсилювальних елементів (флуктуаційні, напівпровідникові та ін.);
- шуми контактного і пробійного походження;
- завади за рахунок джерел живлення підсилювача (фон);
- завади за рахунок впливу зовнішніх полів (наведення, що здійснюють на ланцюги підсилювача електричні та магнітні поля. Джерелами цих полів може бути трансформатор блока живлення, дроти електромережі або будь-якої електроустановки.);
- завади від механічних вібрацій (мікрофонний ефект).

У підсилювачах з відносно невеликою чутливістю, що мають мінімальну вхідну напругу сигналу порядку одиниць мілівольтів, зниження відносної величини перешкод і шумів до допустимого значення не становить складності за належної якості деталей і монтажу, фільтрації напруги живлення, екрануванні ланцюгів і деталей, а також амортизації деталей та шасі підсилювача.

Проте у міру збільшення чутливості підсилювача складність забезпечення його необхідною заводозахисністю зростає. Це стосується особливо теплових і флуктуаційних шумів. Причому визначальними є теплові шуми вхідних ланцюгів підсилювача та шуми першого активного підсилювального елемента (транзистора, лампи), тобто шуми в ланках підсилювача з найменшими величинами сигналу. Саме ці шуми, принципово неусувні, і обмежують збільшення чутливості підсилювачів.

Для кількісного оцінювання загальної величини шумів підсилювача визначають його відносний рівень:

$$H_{ш} = 20 \lg \frac{U_{ш}}{U_{сигн. max}} = 10 \lg \frac{P_{ш}}{P_{сигн. max}},$$

де $P_{ш}$ і $U_{ш}$ – загальні величини напруги й потужності шумів і перешкод, викликаних усіма діючими і

переліченими вище причинами;

$U_{\text{сигн.мах}}$ і $P_{\text{сигн.мах}}$ – максимальна напруга й потужність сигналу.

Усі перелічені величини належать виходу підсилювача. Для високоякісних підсилювачів звукових частот відносний рівень шумів $H_{ш}$ не повинен перевищувати (-70дБ). Такого самого порядку має бути величина $H_{ш}$ і для високоякісного телевізійного або вимірювального підсилювача.

1.3 Математичний опис підсилювальних пристроїв

Передавальні функції підсилювальних пристроїв

Основою для проведення аналізу властивостей існуючих і синтезу нових підсилювальних пристроїв із заданими характеристиками є їх математичний опис, або математична модель.

Передавальна функція підсилювального пристрою має вигляд

$$W(p) = \frac{u_{\text{вих}}}{u_{\text{вх}}} = K_0 \frac{\prod_{k=1}^n (1 + j\omega\tau_k)}{\prod_{i=1}^s (1 + j\omega\tau_i)},$$

де K_0 – коефіцієнт підсилення в області середніх частот;

n – визначається кількістю розділових конденсаторів у каскаді;

s – визначається кількістю підсилювальних елементів у каскаді.

Передавальна функція підсилювального пристрою дозволяє визначити його амплітудно-фазову характеристику (АФХ) або годограф, що знаходять шляхом заміни оператора p на $j\omega$, де $j = \sqrt{-1}$, а ω – кругова частота.

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

де $P(\omega)$ і $Q(\omega)$ – відповідно дійсна та уявна частини передавальної функції.

Приклад АФХ характеристики, побудованої в координатах $P(\omega)$ і $jQ(\omega)$, наведено на рисунку 1.14.

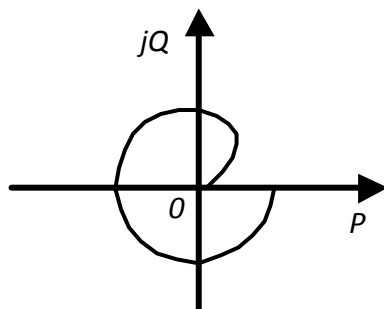


Рисунок 1.14 – Приклад годографа підсилювача

За видом годографа можна робити висновки про основні властивості системи.

Логарифмічною амплітудно-частотною характеристикою ЛАЧХ називається модуль передавальної функції:

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

а фазово-частотною характеристикою є аргумент передавальної функції:

$$\varphi(\omega) = \arg |W(j\omega)| = \arctg(Q(\omega) / P(\omega)).$$

Для прикладу знайдемо частотні характеристики простого інтегрувального RC-ланцюга (рисунок 1.15).

Скористаємося символічним методом і визначимо коефіцієнт передачі ланцюга $\dot{K} = \dot{U}_{вих} / \dot{U}_2$.

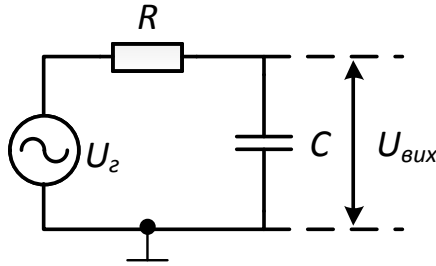


Рисунок 1.15 – Схема простого інтегрувального RC-ланцюга

За другим законом Кірхгофа сума ЕРС у замкненому контурі дорівнює сумі спадань напруги на ділянках ланцюга. Звідси

$$\dot{U}_2 = iR + i \frac{1}{j\omega C}, \quad \dot{U}_{\text{вих}} = i \frac{1}{j\omega C},$$

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{вих}}}{\dot{U}_2} = \frac{i \frac{1}{j\omega C}}{\left(R + \frac{1}{j\omega C}\right) i} = \frac{1}{1 + j\omega\tau},$$

де $\tau = RC$ – стала часу RC-ланцюга.

З одержаного виразу можна знайти формули для розрахунку амплітудно-частотної і фазово-частотної характеристики.

Для побудови АЧХ необхідно знайти модуль $K(j\omega)$. Одержимо

$$|K(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}.$$

З умови $\omega^2\tau^2 = 1$ визначаємо значення верхньої граничної частоти ω_g , за якої модуль коефіцієнта підсилення зменшується порівняно з коефіцієнтом передачі при $\omega=0$ у $\sqrt{2}$ разів: $\omega_g = \frac{1}{\tau}$ і $|K(j\omega_g)| = \frac{1}{\sqrt{2}}$.

На рисунку 1.16 а наведений вигляд АЧХ інтегрувального RC-ланцюга. При побудові враховувалося, що $f = \omega/2\pi$ та $f_g = 1/2\pi\tau$.

Для побудови ФЧХ помножимо чисельник і знаменник передавальної функції на комплексно-зв'язану величину. Одержимо

$$K(j\omega) = \frac{1 - j\omega\tau}{1 + \omega^2\tau^2}.$$

З виразу виходить: $\varphi(\omega) = \arctg(-\omega\tau) = -\arctg(\omega\tau)$.

Вигляд ФЧХ наведений на рисунку 1.16 б.

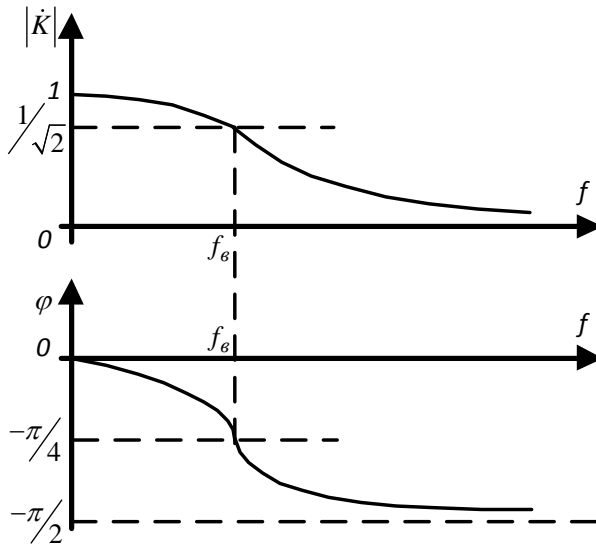


Рисунок 1.16 – АЧХ (а) і ФЧХ (б) інтегрувального RC-ланцюга

Необхідно відмітити, що на верхній граничній частоті $f_g = 1/2\pi\tau$ зсув за фазою між вихідним і вхідним сигналами становить 45° .

2 Зворотні зв'язки

2.1 Зворотний зв'язок

Зворотні зв'язки є ефективним засобом коригування характеристик підсилювачів. Вони змінюють коефіцієнти підсилення, рівень власних шумів, частотні та фазові характеристики, нелінійні спотворення та інші параметри.

Зворотним зв'язком (ЗЗ) називається передача частини (або всієї) енергії підсиленого сигналу з виходу підсилювача або окремого каскаду на вхід підсилювача (рисунок 2.1). Зніматися сигнал зворотного зв'язку може з виходу всього пристрою або з будь-якого проміжного каскаду. Зворотний зв'язок, що охоплює один каскад, прийнято називати місцевим, а той, що охоплює декілька каскадів або весь багатокаскадний підсилювач, – загальним.

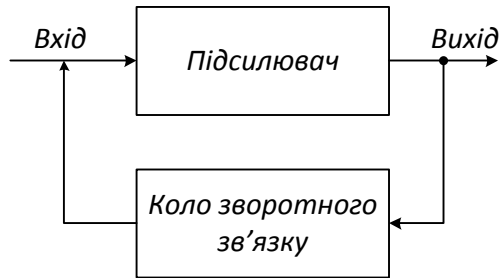


Рисунок 2.1 – Підсилювач зі зворотним зв'язком

Зворотний зв'язок може бути внутрішнім, тобто виникати завдяки особливостям конструкції та фізичним властивостям підсилювальних елементів, і зовнішнім, спеціально створюваним у схемі для додання підсилювачу певних властивостей і функціональних особливостей. Зворотний зв'язок, що виникає всупереч бажанню конструктора через наявність у схемі певних зв'язків між каскадами, називається паразитним.

Елементи схеми, що створюють зворотний зв'язок, утворюють коло зворотного зв'язку. Коефіцієнт передачі

кола зворотного зв'язку зазвичай позначається γ . Коло зворотного зв'язку спільно із частиною схеми підсилювача, яку вона охоплює, утворює петлю зворотного зв'язку, або контур (коло) зворотного зв'язку. Залежно від числа петель зворотного зв'язку в підсилювачі зворотний зв'язок може бути одно- або багатоконтурним. Якщо відношення напруги на виході ланцюга зворотного зв'язку до напруги на її вході від частоти не залежить, зворотний зв'язок називають частотно-незалежним, якщо ж зазначене відношення напруг від частоти залежить, зв'язок називають частотно-залежним.

Усі види зворотного зв'язку можуть дуже сильно змінювати властивості підсилювача. Як внутрішніми, так і паразитними зв'язками не можна керувати, і вони нерідко змінюють властивості підсилювача в небажаному напрямку, наприклад призводять до самозбудження підсилювача. Зовнішній зворотний зв'язок – легко керований, і його вводять для поліпшення властивостей підсилювача: підвищення стабільності коефіцієнта підсилення, зниження спотворень усіх видів, зменшення власних перешкод і т. п.

Ланцюг зворотного зв'язку можна приєднати до входу і виходу схеми різними способами. Якщо напруга зворотного зв'язку (U_{33}) пропорційна до вихідної напруги підсилювача, то такий зворотний зв'язок називається зворотним зв'язком за напругою (рисунок 2.2). При цьому можна передавати всю вихідну напругу на вхід схеми або лише частину його, використовуючи подільник напруги, що під'єднується паралельно навантаженню. У цьому разі опори резисторів подільника напруги повинні бути істотно вищими за опір навантаження, для того щоб не зменшувати струм через навантаження.

Якщо напруга U_{33} зворотного зв'язку пропорційна до струму в навантаженні підсилювача, то такий зв'язок називається зворотним зв'язком за струмом (рисунок 2.3).

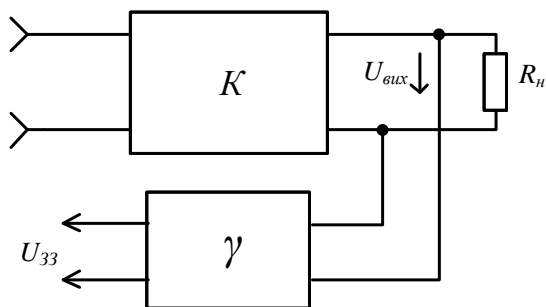


Рисунок 2.2 – Зворотний зв'язок за напругою

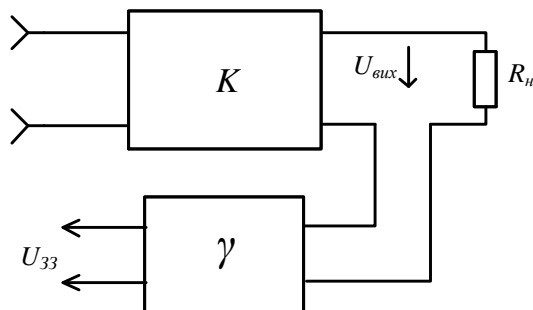


Рисунок 2.3 – Зворотний зв'язок за струмом

Для того щоб одержати напругу $U_{зз}$, потрібно використовувати резистор R , який необхідно ввімкнути послідовно з навантаженням. У такому разі опір цього резистора повинен бути значно меншим за опір навантаження, для того щоб не зменшувати напругу на навантаженні. Крім того, потужність цього резистора повинна бути достатньою для пропускання великого вихідного струму підсилювача.

Крім зазначених типів ЗЗ, можливий комбінований або змішаний зворотний зв'язок, за якого напруга зворотного зв'язку має складові, пропорційні як до напруги на навантаженні, так і до струму в ній (рисунок 2.4).

Для того щоб визначити, який зворотний зв'язок є в підсилювальному каскаді, можна провести уявні

експерименти, закоротивши навантаження (режим короткого замикання на виході) або розриваючи коло навантаження (режим холостого ходу підсилювача) і визначаючи, діє чи ні зворотний зв'язок у цих випадках. У режимі короткого замикання на виході зворотний зв'язок за напругою відсутній, а в режимі холостого ходу не діє зворотний зв'язок за струмом. Якщо ж в обох випадках сигнал зворотного зв'язку відмінний від нуля, то такий зворотний зв'язок є комбінованим (змішаним).

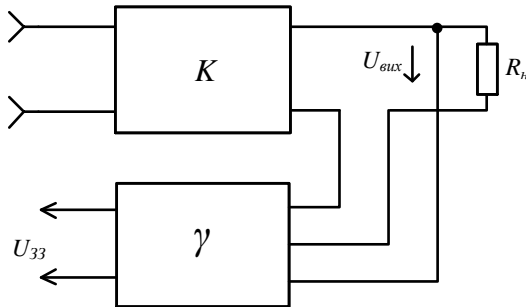


Рисунок 2.4 – Комбінований зворотний зв'язок

До входу пристрою коло зворотного зв'язку також можна під'єднати трьома способами: послідовно із джерелом сигналу (рисунок 2.5), паралельно йому (рисунок 2.6) і змішаним способом.

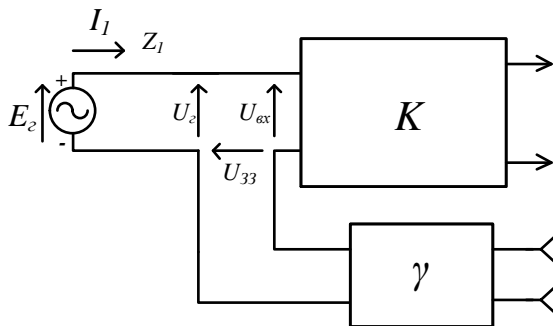


Рисунок 2.5 – Послідовний зворотний зв'язок

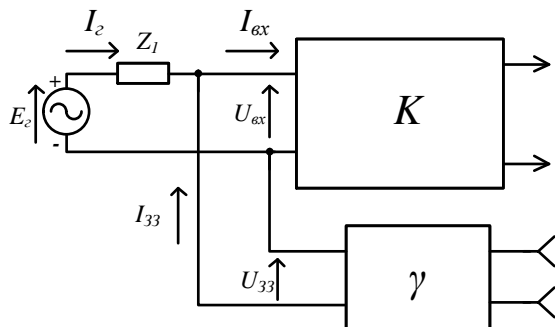


Рисунок 2.6 – Паралельний зворотний зв'язок

У першому випадку зв'язок називають послідовним зворотним зв'язком, у другому – паралельним зворотним зв'язком і в останньому – комбінованим за входом або змішаним за входом зворотним зв'язком.

У разі, коли коливання джерела сигналу та коливання, що надходять через коло зворотного зв'язку, збігаються за фазою, зворотний зв'язок називається позитивним зворотним зв'язком (ПЗЗ), якщо ж ці коливання знаходяться в протифазі – негативним зворотним зв'язком (НЗЗ).

У підсилювальних пристроях для поліпшення їх показників використовується переважно негативний зворотний зв'язок. Позитивний зворотний зв'язок знаходить застосування лише в спеціальних типах підсилювачів і генераторах.

2.2 Вплив зворотного зв'язку на основні характеристики підсилювального пристрою

Коефіцієнт підсилення

У реальних підсилювачах коефіцієнт підсилення сильно залежить як від параметрів використовуваних елементів, так і від умов експлуатації: зміни температури навколишнього середовища, зміни напруги живлення, старіння елементів або їх заміни під час ремонту тощо.

Для узагальненої структурної схеми підсилювача з

позитивним зворотним зв'язком (рисунок 2.7) можна записати

$$U_{вих} = K_U U_{вх.сум.},$$

$$U_{вх.сум.} = U_{вх} + \gamma U_{вих},$$

де γ – коефіцієнт передачі ланцюга зворотного зв'язку. Звідси

$$K_{U_{НЗЗ}} = U_{вих} / U_{вх} = K_U / (1 - \gamma K_U).$$

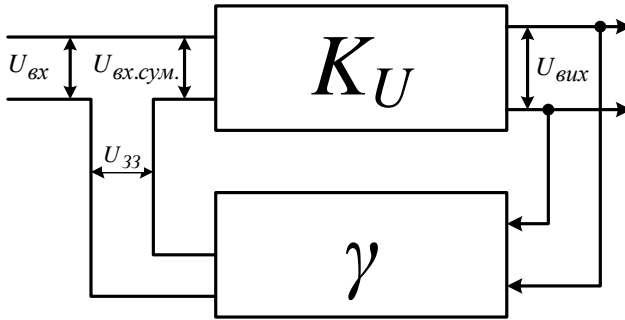


Рисунок 2.7 – Узагальнена структурна схема підсилювача з позитивним зворотним зв'язком

Одержаний вираз демонструє, що введення в підсилювач позитивного зворотного зв'язку збільшує коефіцієнт підсилення. Якщо γ досягає значення $1/K_U$, то $1 - \gamma K_U$ наближається до нуля, що фізично відповідає одержанню нескінченного коефіцієнта підсилення. За подальшого збільшення γ , $K_{U_{НЗЗ}}$ стає негативним, а передавальна характеристика при цьому перестає бути однозначною. Для негативного зворотного зв'язку

$$U_{вх.сум.} = U_{вх} - \gamma U_{вих},$$

тоді

$$K_{U_{НЗЗ}} = U_{вих} / U_{вх} = K_U / (1 + \gamma K_U).$$

Уведення НЗЗ зменшує коефіцієнт підсилення підсилювача.

Стабільність коефіцієнта підсилення

Розглянемо, як змінюватиметься відносний коефіцієнт підсилення для пристрою без зворотного зв'язку і з НЗЗ. Тоді

$$K_{U_{H33}} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{K_U}{1 + \gamma K_U}.$$

Припустимо, що вихідний коефіцієнт підсилення під дією дестабілізуювальних факторів змінився на величину ΔK_U . Відповідно для підсилювача зі ЗЗ

$$\Delta K_{U_{H33}} = (dK_{U_{H33}} / dK_U) \Delta K_U;$$
$$\frac{dK_{U_{H33}}}{dK_U} = \frac{(1 + K_U \gamma) - K_U \gamma}{(1 + K_U \gamma)^2} = \frac{1}{(1 + K_U \gamma)^2},$$

звідки отримаємо:

$$\delta K_{U_{H33}} = \frac{\Delta K_{U_{H33}}}{K_{U_{H33}}} = \frac{\Delta K_U (1 + K_U \gamma)}{(1 + K_U \gamma)^2 K_U} = \frac{\delta K_U}{1 + K_U \gamma},$$

де $\delta K_{U_{H33}}$ і δK_U – відносні зміни коефіцієнта підсилення підсилювача із НЗЗ і без нього.

Вираз $1 + K_U \gamma$ називають глибиною НЗЗ. Таким чином, відносна зміна коефіцієнта підсилення підсилювача з НЗЗ у глибину НЗЗ разів менша, ніж без нього.

Очевидно, що нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача із НЗЗ залежатиме від нестабільності коефіцієнта передачі самого кола НЗЗ γ :

$$\Delta K_{U_{H33}} = (dK_{U_{H33}} / d\gamma) \Delta \gamma;$$
$$\frac{dK_U}{d\gamma} = -\frac{K_U^2}{(1 + K_U \gamma)^2};$$

$$\delta K_{U_{H33}} = \frac{\Delta K_{U_{H33}}}{K_{U_{H33}}} = -\frac{K_U^2}{(1+K_U\gamma)^2} \cdot \frac{(1+K_U\gamma)}{K_U} \cdot \Delta\gamma \cdot \frac{\gamma}{\gamma} =$$

$$= -\frac{K_U\gamma\delta\gamma}{(1+K_U\gamma)},$$

де $\delta\gamma$ – відносна зміна коефіцієнта передачі ланцюга НЗЗ. Знак мінус в одержаному виразі означає те, що збільшення γ приводить до зменшення $K_{U_{H33}}$.

Вважаючи вихідну систему лінійною, для сумарної нестабільності коефіцієнта підсилення можна записати

$$\delta K_{U_{H33\Sigma}} = \frac{\delta K_U}{(1+K_U\gamma)} - \frac{K_U\gamma\delta\gamma}{(1+K_U\gamma)}.$$

При глибоких НЗЗ, тобто за виконання умови $K_U\gamma \gg 1$, нестабільність коефіцієнта передачі підсилювача повністю визначається нестабільністю елементів його кола НЗЗ: $\delta K_{U_{H33\Sigma}} \approx -\delta\gamma$.

За аналогією для відносної зміни коефіцієнта підсилення підсилювача з ПЗЗ можна одержати такий вираз:

$$\delta K_{U_{ПЗЗ\Sigma}} = \frac{\delta K_U}{(1-K_U\gamma)} + \frac{K_U\gamma\delta\gamma}{(1-K_U\gamma)}.$$

Одержаний вираз показує, що відносна зміна коефіцієнта передачі підсилювача із ПЗЗ за інших рівних умов завжди більша, ніж підсилювача без ЗЗ. При цьому знак $\delta K_{U_{ПЗЗ\Sigma}}$ залежить від конкретного значення коефіцієнта передачі кола ПЗЗ.

Смуга пропускання підсилювача

Уведення ланцюга НЗЗ завжди розширює смугу пропускання підсилювача. Проілюструємо це на прикладі підсилювача, передавальна характеристика якого має вигляд

$$W(p) = K_U / (T_1 p + 1).$$

Охопимо такий підсилювач частото-незалежним ланцюгом НЗЗ із коефіцієнтом передачі γ . Тоді передавальна функція підсилювача із НЗЗ матиме вигляд

$$\begin{aligned} W_{НЗЗ}(p) &= [K_U / (T_1 p + 1)] / [1 + K_U \gamma / (T_1 p + 1)] = \\ &= K_{U.НЗЗ} / \{ [T_1 / (1 + K_U \gamma)] p + 1 \} \end{aligned}$$

За визначенням, смуга пропускання підсилювача визначається за рівнем зниження його коефіцієнта передачі в $\sqrt{2}$ разів (на 3 дБ). Для вихідної передавальної функції цьому падінню відповідала частота $1/T_1$. Після введення НЗЗ ця частота, згідно з одержаною передавальною функцією, більша в $1 + K_U \gamma$ разів, ніж до введення НЗЗ (у глибину негативного зворотного зв'язку):

$$f_{B.НЗЗ} = f_B (1 + K_U \gamma).$$

Логарифмічна амплітудно-частотна характеристика розглянутого підсилювача наведена на рисунку 2.8.

Припустимо, що вихідний підсилювач охоплений ланцюгом НЗЗ, глибина якого $1 + K_U \gamma = 10$. Тоді $K_{U.НЗЗ} = K_U / 10$, тобто коефіцієнт підсилення зменшився на 20 дБ. При цьому нове значення верхньої частоти смуги пропускання збільшилося в 10 разів ($f_{B.НЗЗ} = 10$). Отже, нова АЧХ може бути одержана зміщенням униз горизонтальної ділянки вихідної характеристики на величину $20 \lg(1 + K_U \gamma)$, тобто на 20 дБ. При цьому частота сполучення (верхня частота смуги пропускання) знаходитиметься на похилій ділянці характеристики вихідного підсилювача.

Фізично одержане розширення смуги пропускання можна пояснити таким чином. Як було показано раніше, зниження коефіцієнта підсилення підсилювача з ланцюгом НЗЗ було наслідком зменшення реального значення його вхідної напруги $u_{вх.сум} = u_{вх} - \gamma u_{вих}$. Викликане

збільшенням частоти зменшення власного значення K_U призводить до зменшення вихідної напруги підсилювача.

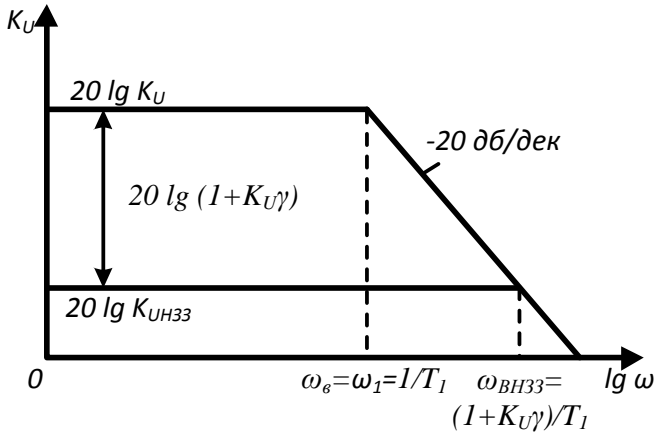


Рисунок 2.8 – Зміна ЛАЧХ підсилювача при введенні кола НЗЗ

Однак при цьому знижується й абсолютне значення напруги зворотного зв'язку $u_{33} = K_U u_{вих}$. Останнє за сталості вхідної напруги $u_{вх}$ збільшує реальне значення вхідної напруги підсилювача $u_{вх.сум}$, отже, збільшує його вихідну напругу. Таким чином, до деякої частоти зменшення K_U супроводжується збільшенням $u_{вх.сум}$, що забезпечує як сталість вихідної напруги, так і $K_{U.H33}$ підсилювача.

Цей самий висновок можна зробити і безпосередньо з виразу $K_{U.H33} \approx 1/\gamma$. Доти, поки $K_U\gamma \gg 1$, і $K_{U.H33} \approx 1/\gamma$ не залежить від абсолютного значення K_U . Якщо в розглянутому прикладі ланцюг НЗЗ замінити на ПЗЗ, то смуга пропускання підсилювача зменшиться:

$$W_{ПЗЗ}(p) = [K_U / (T_1 p + 1)] / [1 - K_U \gamma / (T_1 p + 1)] =$$

$$= K_{U.ПЗЗ} / \{ [T_1 / (1 - K_U \gamma)] p + 1 \},$$

або

$$f_{B.ПЗЗ} = f_B (1 - K_U \gamma).$$

При цьому частотну характеристику підсилювача з ПЗЗ можна одержати зміщенням угору горизонтальної ділянки вихідної характеристики на величину $20 \lg(1 - K_U \gamma)$ дБ. Нове значення верхньої частоти пропускання підсилювача $f_{B.ПЗЗ}$ визначиться перетином нової горизонтальної ділянки з продовженням асимптоти з нахилом -20 дБ/дек (рисунок 2.9). Таким чином, при введенні ПЗЗ смуга пропускання підсилювача звужується в $(1 - K_U \gamma)$ разів.

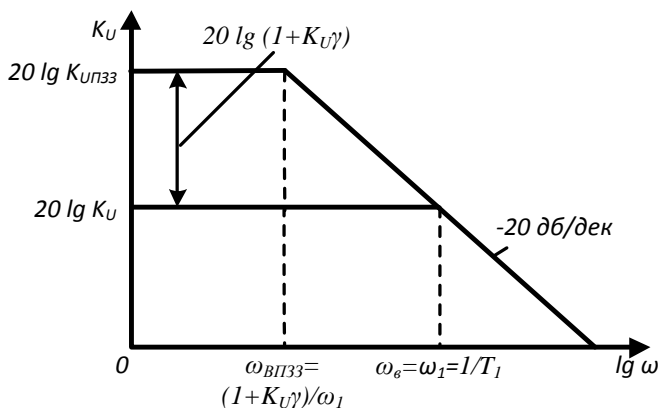


Рисунок 2.9 – Зміна ЛАЧХ підсилювача при введенні кола ПЗЗ

2.3 Підсилювач із послідовним зворотним зв'язком за напругою

Структурна схема підсилювача з послідовним зворотним зв'язком за напругою наведена на рисунку 2.10.

На вході схеми до вхідної напруги $U_{вх}$ додається напруга зворотного зв'язку $U_{зз}$. Оскільки сигнал зворотного зв'язку $U_{зз}$ введений послідовно із сигналом $U_{вх}$, такий зворотний зв'язок називають послідовним.

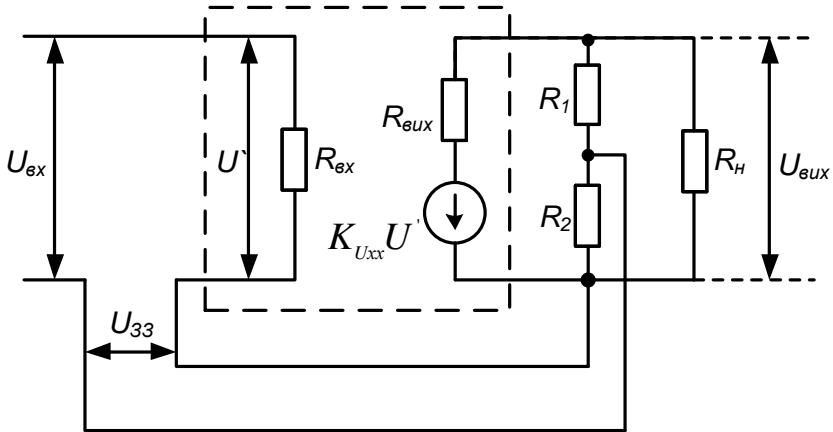


Рисунок 2.10 – Послідовний зворотний зв'язок за напругою

Крім того, сигнал зворотного зв'язку $U_{зз}$ пропорційний вихідній напрузі $U_{вих}$. Тому такий зворотний зв'язок називають зворотним зв'язком за напругою. Частина структурної схеми, що розміщена в прямокутнику, є еквівалентною схемою власне підсилювача, у якого відомі: $R_{вх}$ – вхідний опір, $R_{вих}$ – вихідний опір і $K_{U_{xx}}$ – коефіцієнт підсилення за напругою в ненавантаженому стані (холостий хід). Коло зворотного зв'язку виконано у вигляді резистивного подільника напруги (R_1, R_2), підключеного паралельно навантаженню.

З аналізу схеми можна одержати:

$$U_{зз} = \gamma U_{вих} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{вих},$$

$$\text{де } \gamma = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Коефіцієнт підсилення без зворотного зв'язку

$$K_U = \frac{K_{U_{xx}} R_H}{R_H + R_{вих}}$$

Коефіцієнт підсилення з колом зворотного зв'язку (опори R_1, R_2) без введення до вхідного кола

$$K'_U = \frac{K_{U_{xx}} R'_H}{R'_H + R_{вих}},$$

$$\text{де } R'_H = R_H \parallel (R_1 + R_2)$$

Підсумовуючи вхідні напруги, одержуємо

$$U' = U_{ex} - \gamma U_{вих} = U_{ex} - \gamma K'_U U';$$

$$U' = \frac{U'_{вих}}{(1 + \gamma K'_U)};$$

$$U_{вих} = K'_U U' = \frac{K'_U U_{ex}}{1 + \gamma K'_U}.$$

Коефіцієнт підсилення зі зворотним зв'язком

$$K_{U33} = \frac{U_{вих}}{U_{ex}} = \frac{K'_U}{1 + \gamma K'_U} = \frac{K'_U}{F}.$$

Звідси випливає, що НЗЗ зменшує коефіцієнт підсилення в $F = 1 + \gamma K'_U$ разів.

Дія напруги зворотного зв'язку послідовного типу призводить до зменшення вхідного струму, що еквівалентно збільшенню вхідного опору підсилювача зі зворотним зв'язком:

$$R_{ex.33} = \frac{U_{ex}}{I_{ex}} = \frac{U' + U_{33}}{I_{ex}} = \frac{U'(1 + \gamma K'_U)}{I_{ex}} = R_{ex}(1 + \gamma K'_U),$$

тобто вхідний опір збільшується в $(1 + \gamma K'_U)$ разів.

Наявність НЗЗ за напругою забезпечує стабілізацію вихідної напруги при зміні струму навантаження. Цей ефект еквівалентний зменшенню вихідного опору підсилювача зі зворотним зв'язком.

Вихідний струм визначається виразом

$$I_{вих} = \frac{U' K_{Uxx}}{R_{вих} + R_H}$$

Підставивши значення $U' = U_{вх} - \gamma I_{вих} R_H$ і провівши деякі перетворення, одержимо

$$I_{вих} = \frac{\frac{K_{Uxx}}{1 + K_{Uxx}\gamma} U_{вх}}{\frac{R_{вих}}{1 + K_{Uxx}\gamma} + R_H},$$

звідки $R_{вих.ЗЗ} = \frac{U_{вих}}{I_{вих}} = R_{вих} / (1 + \gamma K_{Uxx})$, тобто вихідний опір зменшується в $1 + \gamma K'_U$ разів.

2.4 Підсилювач із послідовним зворотним зв'язком за струмом

Структурна схема підсилювача з послідовним зворотним зв'язком за струмом наведена на рисунку 2.11. Сигнал зворотного зв'язку в цій схемі пропорційний вихідному струму, що проходить по опорі зворотного зв'язку $R_{ЗЗ}$. Спадання напруги $I_{вих} R_{ЗЗ}$, що виникає при цьому, є сигналом зворотного зв'язку.

У тому разі, якщо $R_{ЗЗ} \ll R_{вх}$, одержимо

$$\frac{\gamma U_{вих}}{U_{вих}} = \frac{I_{вих} R_{ЗЗ}}{I_{вих} R_H}, \text{ тобто } \gamma = \frac{R_{ЗЗ}}{R_H}.$$

Крім того, $K'_U = \frac{K_{Uxx} R_H}{R_H + R_{вих} + R_{33}}$.

Коефіцієнт підсилення і вхідний опір зі зворотним зв'язком визначаються відповідно за формулами для послідовного зворотного зв'язку за напругою з урахуванням виразів для γ та K'_U .

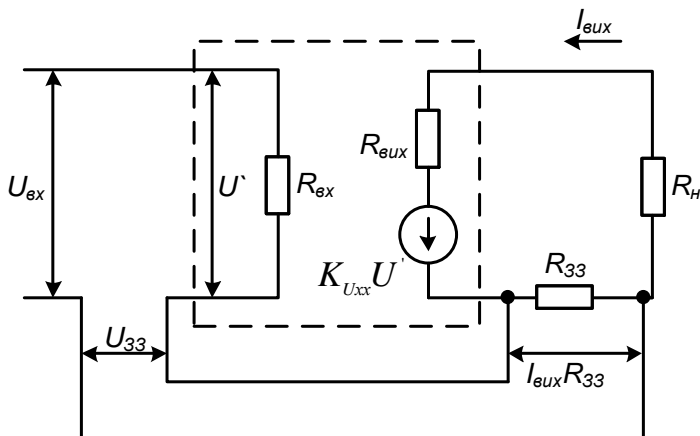


Рисунок 2.11 – Послідовний зворотний зв'язок за струмом

Наявність НЗЗ за струмом призводить до стабілізації вихідного струму, що еквівалентно збільшенню вихідного опору підсилювача зі зворотним зв'язком.

Вихідний струм визначається виразом

$$I_{вих} = \frac{U' K_{Uxx}}{R_{вих} + R_H + R_{33}}.$$

Враховуючи те, що $U' = U_{вх} - \gamma I_{вих} R_{33}$, одержимо

$$I_{вих} = \frac{K_{Uxx} U_{вх}}{R_{вих} + R_{33}(1 + K_{Uxx} \gamma) + R_H},$$

звідки $R_{вих.33} = R_{вих} + R_{33}(1 + K_{Uxx} \gamma)$.

Тобто введення послідовного зворотного зв'язку за струмом приводить до збільшення вихідного опору.

2.5 Підсилювач із паралельним зворотним зв'язком за струмом

Структурна схема підсилювача з паралельним зворотним зв'язком за струмом наведена на рисунку 2.12.

На вході цієї схеми до вхідного струму I_{ex} додається струм зворотного зв'язку $I_{зз}$. Сигнал зворотного зв'язку $I_{зз}$ вводиться паралельно із сигналом I_{ex} , тому такий зворотний зв'язок називають паралельним. Крім того, сигнал зворотного зв'язку $I_{зз}$ пропорційний вихідному струму $I_{вих}$. Тому такий зворотний зв'язок називають зворотним зв'язком за струмом.

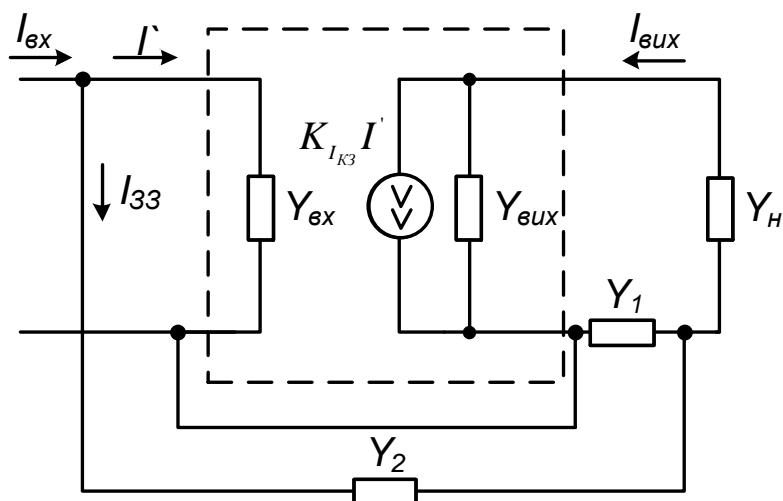


Рисунок 2.12 – Паралельний зворотний зв'язок за струмом

Параметри підсилювача такі: $Y_{вх}$ – вхідна провідність; $Y_{вих}$ – вихідна провідність і $K_{Iкз}$ – коефіцієнт підсилення за струмом у режимі короткого замикання на виході підсилювача. Ланцюг зворотного зв'язку утворений двома

резисторами з провідністю Y_1 та Y_2 .

Для цієї схеми

$$I_{33} = \gamma I_{\text{вих}} = \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2} I_{\text{вих}},$$

де

$$\gamma = \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2}.$$

Коефіцієнт підсилення без зворотного зв'язку

$$K_I = \frac{K_{I_{K3}} Y_H}{(Y_{\text{вих}} + Y_H)}.$$

Коефіцієнт підсилення з колом зворотного зв'язку (опори Y_1 та Y_2) без введення до вхідного кола

$$K_I' = \frac{K_{I_{K3}} Y_H'}{(Y_{\text{вих}} + Y_H')},$$

де

$$Y_H' = \frac{Y_H (Y_1 + Y_2)}{(Y_H + Y_1 + Y_2)}.$$

Підсумовуючи вхідні струми, одержимо

$$I' = I_{\text{ex}} - \gamma I_{\text{вих}} = I_{\text{ex}} - \gamma K_I' I', \text{ та } I' = I_{\text{ex}} / (1 + \gamma K_I').$$

Враховуючи те, що $I_{\text{вих}} = K_I' I' = K_I' I_{\text{ex}} / (1 + \gamma K_I')$, коефіцієнт підсилення зі зворотним зв'язком

$$K_{IH33} = \frac{I_{\text{вих}}}{I_{\text{ex}}} = \frac{K_I'}{1 + \gamma K_I'} = \frac{K_I'}{F}.$$

Звідси випливає, що коефіцієнт підсилення зменшується в $F = 1 + \gamma K_I'$ разів.

Дія струму зворотного зв'язку паралельного типу I_{33} приводить до збільшення вхідного струму, що еквівалентно збільшенню вхідної провідності підсилювача зі зворотним

зв'язком у $F = 1 + \gamma K_I'$ разів:

$$Y_{ex.33} = Y_{ex}(1 + \gamma K_I').$$

Вихідна провідність при введенні паралельної зворотного зв'язку за струмом зменшується:

$$Y_{вих.33} = \frac{Y_{вих}}{(1 + \gamma K_I')}.$$

2.6 Підсилювач із паралельним зворотним зв'язком за напругою

Структурна схема підсилювача з паралельним зворотним зв'язком за напругою наведена на рисунку 2.13.

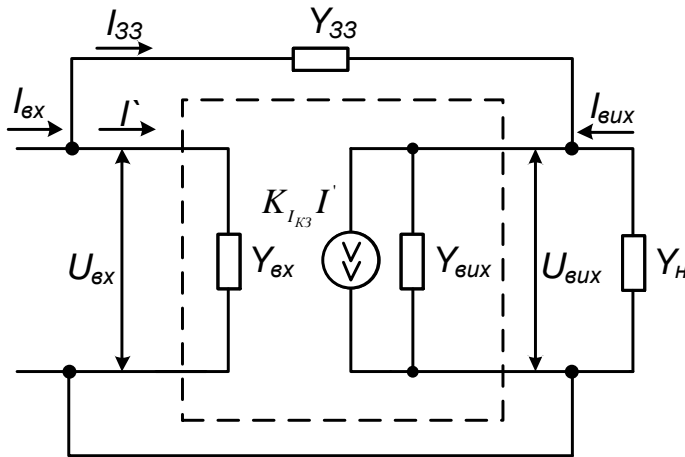


Рисунок 2.13 – Паралельний зворотний зв'язок за напругою

Сигнал зворотного зв'язку в цій схемі пропорційний вихідній напрузі, а на вході схеми відбувається алгебраїчне підсумовування струмів I_{ex} та I_{33} .

У разі, якщо $u_{ex} \ll u_{вих}$, маємо

$$I_{33} = \gamma I_{вих} = u_{вих} Y_{33}.$$

Враховуючи те, що $u_{вих} = I_{вих} / Y_H$, одержимо

$$\gamma = Y_{33} / Y_H .$$

Крім того, $K_I' = K_I = K_{IK3} Y_H / (Y_{вих} + Y_H)$.

Коефіцієнт підсилення і вхідна провідність підсилювача зі зворотним зв'язком визначаються відповідно за формулами для паралельного зворотного зв'язку за струмом з урахуванням виразів для γ та K_I' .

Вихідна провідність для розглянутого типу зворотного зв'язку збільшується:

$$Y_{вих.33} = Y_{вих} + Y_{33} K_{IK3} .$$

2.7 Зменшення шумів та завад за допомогою негативного зворотного зв'язку

За допомогою негативного зворотного зв'язку вдається істотно зменшити шуми та завади, що виникають усередині підсилювача. При цьому рівень останніх на виході тим менший, чим ближче до виходу вони виникають. Для доведення цього припустимо, що джерело завади (U_3) діє на проміжний каскад підсилювача. Тоді весь підсилювач можна розбити на два підсилювачі (рисунок 2.14) і розглянути окремо підсилення вхідного сигналу та підсилення завади.

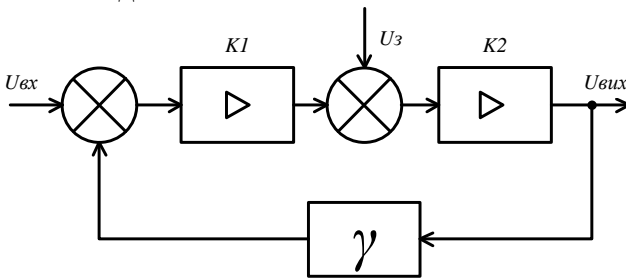


Рисунок 2.14 – Структурна схема підсилювача з сигналом завади

Коефіцієнт підсилення:

корисного сигналу $U_{вх} K_{U_{НЗЗ}} = K_1 K_2 / (1 + \gamma K_1 K_2)$,

та завади $U_3 K_3 = K_2 / (1 + \gamma K_1 K_2)$.

Унаслідок лінійності підсилювача вихідний сигнал

$$U_{вих} = K_{U_{НЗЗ}} U_{вх} + K_3 U_3.$$

2.8 Стійкість підсилювачів із зворотним зв'язком

2.8.1 Поняття про стійкість підсилювача

Навіть після введення негативного ЗЗ у підсилювач він може стати нестійким, тобто відбувається його самозбудження. Звичайно це відбувається на дуже низьких або високих частотах, що не входять до його робочого діапазону частот. Втрата стійкості проявляється таким чином:

На виході підсилювача виникають незгасальні коливання, що зберігаються навіть за припинення вхідної дії. В цьому разі підсилювач переходить у генераторний режим роботи.

Вихідний сигнал стрибкоподібно збільшується за певного рівня вхідного сигналу і надалі не залежить від рівня вхідного сигналу.

Під час виникнення самозбудження в підсилювачі він не може підсилювати електричні сигнали, що подаються на його вхід, оскільки виявляється завантаженим власними коливаннями. Для підсилювальних пристроїв самозбудження неприпустиме, і його запобігання є одним із основних завдань проектування підсилювачів.

Стійкість є обов'язковою умовою функціонування будь-якого підсилювального пристрою, без якої він не може виконувати покладені на нього функції. У фізичному розумінні властивість стійкості означає, що кінцеві зміни вхідного сигналу або дія невеликих, наперед заданих значень зовнішніх збурень, або обмежені зміни самих

параметрів пристрою не призводять до значних, необмежених відхилень вихідного сигналу, тобто підсилювач не може призвести до самозбудження в експлуатаційних умовах.

Властивість стійкості стосується підсилювального пристрою, що містить ланцюг ЗЗ. Це може бути або внутрішній зв'язок, обумовлений фізичними властивостями і виконанням елементів пристрою, або паразитний зв'язок (ємнісний або індуктивний), обумовлений конструктивними особливостями його виготовлення, або зовнішній ЗЗ, виконаний шляхом уведення спеціальних ланцюгів.

Якщо в підсилювачі зворотний зв'язок відсутній, то підсилювальний пристрій є розімкненим, поняття стійкості до нього не застосовують.

Коефіцієнти підсилення і зворотного зв'язку такі:

$$\dot{K}_U = K_U e^{j\varphi} = K_U (\cos \varphi + j \sin \varphi),$$

$$\dot{\gamma} = \gamma e^{j\phi} = \gamma (\cos \phi + j \sin \phi).$$

У цьому разі коефіцієнт підсилення підсилювача визначають із рівняння, яке внаслідок наявності фазових зсувів має більш складний вигляд:

$$K_U^{33} = \frac{K_U (\cos \varphi + j \sin \varphi)}{1 + K_U \gamma (\cos \phi + j \sin \phi)}.$$

З аналізу формули для K_U^{33} можна зробити висновок, що зворотний зв'язок є чисто негативним лише в деякому відносно вузькому діапазоні частот. Для підсилювачів низької частоти (звукової) це середні частоти. У разі збільшення чи зменшення частоти виникають додаткові фазові зсуви в підсилювачі, що може призвести до того, що ЗЗ стає позитивним, а це, у свою чергу, призводить до нестійкої роботи підсилювача.

Основна ідея перевірки стійкості полягає в такому. Якщо розімкнути ланцюг ЗЗ і дослідити проходження сигналу через підсилювач і ланцюг ЗЗ (рисунок 2.15), то

визначиться область частот, у якій $|K\gamma| \geq 1$. Якщо в цій області додатковий фазовий зсув за напругою досягне $\varphi_D = 180^\circ$, то умови втрати стійкості виконуються і підсилювач нестійкий. Якщо при $|K\gamma| \geq 1$ $\varphi_D < 180^\circ$, то підсилювач стійкий і автоколивання не виникнуть у разі замикання ланцюга ЗЗ.

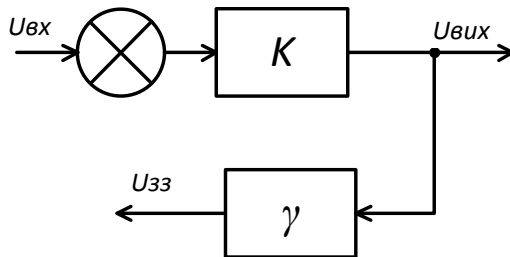


Рисунок 2.15 – Структурна схема підсилювача з розімкненням ЗЗ

Розрахунок стійкості виконується на основі критеріїв стійкості. Одним із найбільш зручних для розрахунку є **критерій Найквіста**.

Сутність цього методу полягає в такому. Якщо ввести в замкнений тракт підсилювач – ланцюг зворотного зв'язку малий імпульсний сигнал і дослідити характер його зміни, то можливі два варіанти:

- 1) із часом в результаті багаторазового проходження сигналу через усі ланки тракту він загасає;
- 2) із часом сигнал зростає.

У першому випадку система вважається стійкою, у другому – нестійкою.

Аналіз стійкості підсилювача зі зворотним зв'язком проводиться за допомогою побудови годографа вектора γK_U у полярній системі координат у діапазоні частот від 0 до ∞ . Точкою, що характеризує стійкість підсилювача, є

точка з координатами $(1; j0)$. Відповідно до критерію Найквіста, якщо годограф вектора петльового підсилення γK_U не охоплює точку з координатами $(1; j0)$, то при замиканні петлі зворотного зв'язку підсилювач буде стійким. Якщо ж годограф вектора γK_U охоплює точку з координатами $(1; j0)$, то при замиканні петлі зворотного зв'язку підсилювач буде нестійким.

На рисунках 2.16–2.19 наведено годографи різних підсилювачів. На цих годографах вказана середня частота підсилюваного діапазону f_0 .

Підсилювач на одному каскаді (каскад вносить фазовий зсув $\varphi_{\text{каскад}} = \pi$). Вигляд АФХ наведений на рисунку 2.16 для підсилювачів звукових частот із робочим діапазоном $\omega_n - \omega_v$. Відповідно до критерію Найквіста ця система завжди стійка.

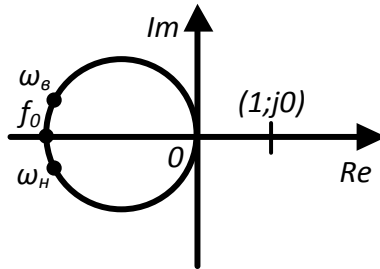


Рисунок 2.16 – Стійкий однокаскадний підсилювач із негативним зворотним зв'язком

Підсилювач із двома каскадами (кожен з каскадів вносить фазовий зсув $\varphi_{\text{каскад}} = \pi$). АФХ двокаскадного підсилювача з негативним зв'язком наведена на рисунку 2.17.

Як бачимо, цей підсилювач також характеризується стійким режимом роботи, тому що точка з координатами $(1; j0)$ не охоплена АФХ. Максимальна глибина зворотного зв'язку $(1 + \gamma K_U)$ двокаскадного підсилювача обмежена

запасом стійкості, який вводиться при проектуванні для того, щоб запобігти впливу паразитних параметрів, технологічного розкиду, дестабілізуючих факторів і т. п.

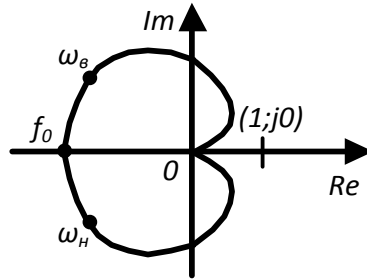


Рисунок 2.17 – Стійкий двокаскадний підсилювач із негативним зворотним зв'язком

Підсилювач із трьома каскадами (кожен з каскадів вносить фазовий зсув $\varphi_{\text{каскад}} = \pi$). АФХ цього підсилювача наведена на рисунку 2.18.

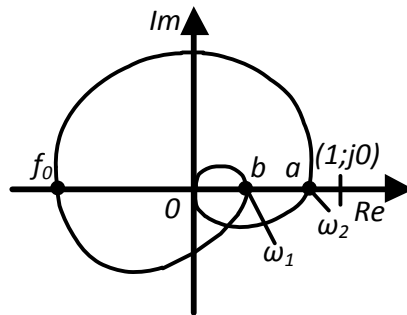


Рисунок 2.18 – Стійкий трикаскадний підсилювач з негативним зворотним зв'язком

Такий підсилювач із негативним ЗЗ у робочому діапазоні частот $\omega_H - \omega_\theta$ є потенційно нестійким, тому що завжди є ще дві частоти (ω_1 – точка b і ω_2 – точка a), на яких виконується умова балансу фаз. Для них потрібно

перевірити виконання умови балансу амплітуд.

На рисунку 2.18 наведено АФХ підсилювача, який з негативним ЗЗ є стійким, однак у координатах точки a , близьких до $(1; j0)$, під дією зовнішніх впливів підсилювач може стати нестійким.

На рисунку 2.19 показана АФХ, за якої підсилювач із ЗЗ є умовно-стійким.

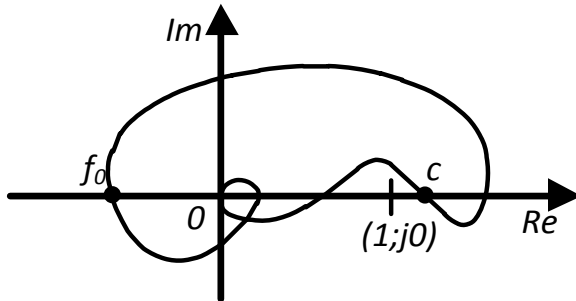


Рисунок 2.19 – Умовно-стійкий підсилювач з трьома каскадами з негативним зворотним зв'язком

Однак точка c АФХ після вмикання живлення все-таки охопить точку з координатами $(1; j0)$, система збудиться і стане нестійкою.

Отже, для забезпечення стійкості підсилювача із ЗЗ АФХ розімкненої системи повинна мати вигляд, що відповідає рисунку 2.18 (для підсилювачів із багатьма каскадами число перетину з реальною віссю буде 4, 6, 8 і т. д.), однак координата крайньої правої точки має розміщуватися лівіше від прийнятого запасу щодо збудження.

Якщо АФХ охоплює точку $(1; j0)$ у певному діапазоні частот, то для забезпечення стійкості підсилювачів зі ЗЗ необхідно під'єднати спеціальні кола корекції, що зменшують коефіцієнт підсилення підсилювача у цій області частот до значень, що забезпечують невиконання умов балансу амплітуд.

2.8.2 Логарифмічний критерій стійкості

Нехай ЛАЧХ і ЛФЧХ підсилювача мають вигляд, показаний рисунку 2.20 суцільною лінією, причому ЛФЧХ побудована для додаткового фазового зсуву (відхилення від 180°). Нехай є два частотно-незалежні ланцюги ЗЗ із коефіцієнтами передачі γ_1 та γ_2 . Підсилення по ланцюгу підсилювач – ланцюг ЗЗ знайдемо геометричним додаванням ЛАЧХ підсилювача і кола ЗЗ, для чого додамо ординати ЛАЧХ на однакових частотах. Після додавання одержимо ЛАЧХ підсилювача з розімкненим ЗЗ $|K\gamma|$.

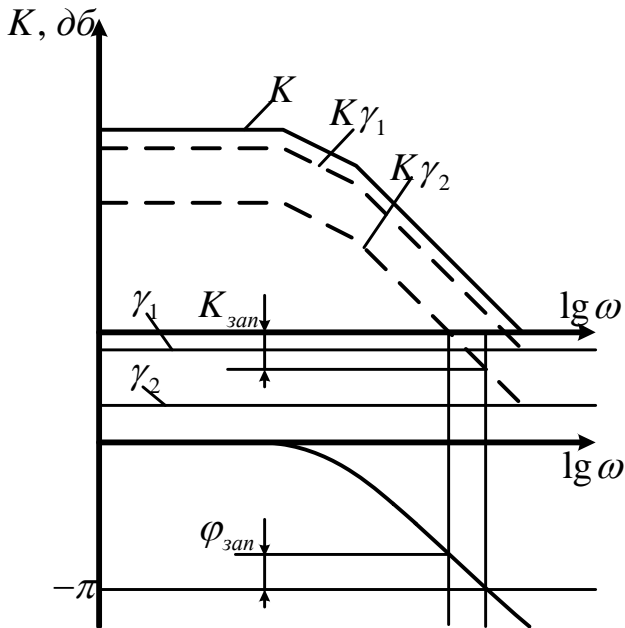


Рисунок 2.20 – ЛАЧХ і ЛФЧХ підсилювача струму

Знайдемо ЛФЧХ підсилювача з розімкненим ЗЗ, для чого додамо до ординати ЛФЧХ підсилювача ординату ланцюга ЗЗ. Оскільки в цьому разі ЗЗ для простоти обрано частотно-незалежним, то фазовий зсув, що вноситься ним,

дорівнює нулю і ЛФЧХ підсилювача з розімкненим ЗЗ дорівнює ЛФЧХ підсилювача. Таким чином, для двох ланцюгів ЗЗ одержимо дві ЛАЧХ підсилювача з розімкненим ЗЗ і одну ЛФЧХ.

У точках, де ЛАЧХ підсилювача з розімкненим ЗЗ перетинає вісь абсцис ($20\lg K\gamma = 0$), коефіцієнт $|K\gamma| = 1$, на частотах, де ЛАЧХ підсилювача з розімкненим ЗЗ знаходиться вище за вісь абсцис, $|K\gamma| > 1$, а на частотах, де ЛАЧХ нижче осі абсцис, $|K\gamma| < 1$. Якщо додатковий фазовий зсув в області, де $|K\gamma| \geq 1$, досягне 180° , то підсилювач нестійкий. Тому в точках, де ЛАЧХ перетинає вісь абсцис, визначають додаткові фазові зсуви. Якщо вони менше 180° , як у разі із ЗЗ з коефіцієнтом γ_2 ($K\gamma_2$), то підсилювач стійкий. Якщо більше 180° , як у разі ЗЗ із коефіцієнтом γ_1 ($K\gamma_1$), то він нестійкий.

Різницю між 180° і додатковим фазовим зсувом у точці для якої $20\lg K\gamma = 0$, називають запасом стійкості за фазою ($\varphi_{зан}$). Негативне значення ЛАЧХ підсилювача з розімкненим зворотним зв'язком у точці, де додатковий фазовий зсув досягає 180° , називають запасом стійкості за амплітудою ($K_{зан}$). Запас стійкості за фазою має бути не менше $30\text{--}60^\circ$, а за амплітудою не менше 3 дБ.

Введення частотно-незалежного НЗЗ покращує частотні характеристики підсилювача, сприяє розширенню смуги частот пропускання і зниженню частотних спотворень в межах заданого діапазону. Проте за певних умов, коли запас стійкості за фазою менше 60° , амплітудна характеристика підсилювача із ЗЗ стає немонотонною і спостерігається її підйом в області високих частот (рисунки 2.21, криві 3, 4).

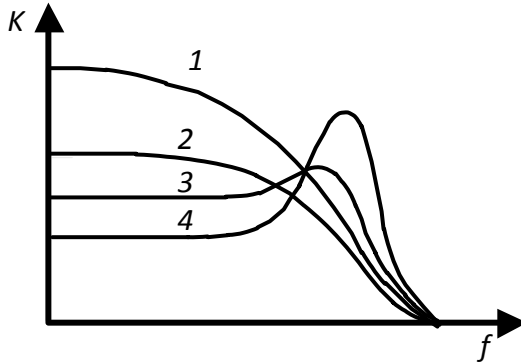


Рисунок 2.21 – Частотні характеристики підсилювачів

Цей підйом обумовлений тим, що внаслідок фазового зсуву в колі зворотний зв'язок стає позитивним на високих частотах, збільшуючи при цьому загальний коефіцієнт підсилення підсилювача. Чим більший додатковий фазовий зсув у діапазоні частот, де $|K\gamma| > 1$ (менший запас стійкості за фазою), тим сильніший вплив позитивного зворотного зв'язку і тим більший підйом має частотна характеристика (крива 4). Величину підйому частотної характеристики знаходять із рівняння $K_{U_{НЗЗ}} = K_U / (1 + \gamma K_U)$. Якщо запас стійкості за фазою більше 60° , то частотна характеристика не має підйому (крива 2) і є практично монотонною. Тому, виходячи з умови одержання монотонної частотної характеристики і поліпшення перехідного процесу запас стійкості за фазою рекомендується брати більше 60° .

Величина необхідного запасу стійкості зростає зі збільшенням кількості каскадів, охоплених зворотним зв'язком.

Для того щоб підсилювач із негативним зворотним зв'язком був стійкий, вживають заходів, що знижують $K\gamma$ на частотах, де додатковий фазовий зсув досягає 180° . Найпростішими із цих заходів є:

– охоплення ланцюгом зворотного зв'язку якомога меншої кількості каскадів;

– використання в каскадах, охоплених зворотним зв'язком, міжкаскадного зв'язку, що дає малі фазові зсуви (наприклад, резистивного);

– застосування в підсилювальних каскадах або в колі зворотного зв'язку схем корекції частотно-фазової характеристики кола зворотного зв'язку;

– використання місцевих зворотних зв'язків для поліпшення частотної і фазової характеристик окремих каскадів.

За необхідності охопити негативним зворотним зв'язком каскад із вихідним трансформатором зворотний зв'язок бажано знімати з первинної обмотки трансформатора, а не зі вторинної, оскільки це зменшує фазовий зсув петлі зворотного зв'язку. Якщо у каскаді, що охоплюється зворотним зв'язком, є вхідний трансформатор, то зворотний зв'язок потрібно вводити з цих самих міркувань не в первинну, а у вторинну обмотку трансформатора.

Зважаючи на великі фазові зсуви, що вносяться трансформаторами, їх використання в петлі зворотного зв'язку взагалі небажане.

За збільшення числа каскадів, охоплених зворотним зв'язком, небезпека самозбудження підсилювача зростає. Не рекомендується охоплювати загальним негативним зворотним зв'язком більше трьох каскадів. У багатокаскадних підсилювачах, що містять більше трьох каскадів, рекомендується застосовувати багатопетльовий зворотний зв'язок, за якого підсилювач розбивається на окремі каскади або групи каскадів, охоплених місцевим (однопетльовим) зворотним зв'язком.

3 Режими роботи підсилювачів. Принципи і схеми забезпечення заданого положення робочої точки транзисторів

Підсилювачі електричних сигналів найчастіше виконують на біполярних або польових транзисторах, а також на електронних лампах, тунельних діодах та інших приладах. Незалежно від типів активних електронних приладів, застосовуваних у підсилювачі, принцип підсилення залишається єдиним і зводиться до того, що в ланцюзі, до складу якого входить активний електронний прилад, встановлюються певні постійні струми.

Очевидно, що під час роботи підсилювального приладу величини вхідної напруги та струму не залишаються незмінними, а зазнають деяких коливань за законом зміни підсилюваного сигналу у визначеному, такому, що задається зовнішніми ланцюгами, діапазоні значень. При цьому в кожен момент часу на вихідних характеристиках можна зазначити єдину точку, що відповідає поточному стану підсилювального приладу.

Якщо розглянути й інші характеристики підсилювача (характеристики управління, вхідні характеристики, характеристики передачі), то виявиться, що і на них ця точка завжди однозначно визначена, якщо відомі струми і напруга на вхідних і вихідних електродах.

Ця точка на площині вихідних (чи інших) характеристик підсилювального приладу, що зв'язує поточні значення напруги та струмів у ньому, називається робочою точкою. Навіть за відсутності вхідного корисного сигналу підсилювальний каскад продовжує знаходитися в деякому цілком конкретному стані, якому відповідає деяка цілком конкретна робоча точка, її, як правило, називають вихідною робочою точкою або робочою точкою за постійним струмом.

У процесі дії сигналів на вхідні електроди

підсилювального приладу значення струмів і напруги в каскаді змінюються, а робоча точка займає різні положення. Лінія на площині вихідних характеристик, якою рухається робоча точка в процесі дії сигналів на вхід підсилювача, називається лінією навантаження або характеристикою навантаження.

Режим роботи підсилювача визначається початковим положенням робочої точки (режим за постійним струмом, режим спокою) на прохідній динамічній характеристиці підсилювального елемента, тобто на характеристиці залежності вихідного струму підсилювального елемента від ЕРС вхідного сигналу. Точка спокою визначає величину струмів і напруги на виводах підсилювального елемента за відсутності вхідного сигналу.

3.1 Статичні режими роботи підсилювальних каскадів

Залежно від постійного струму і падіння напруги на активному приладі підсилювального каскаду, а також від значення вхідного підсилюється сигналу прийнято розрізняти такі режими роботи: А; В; С, D; проміжні режими, наприклад АВ.

Режим роботи класу А

У режимі роботи класу А робоча точка за постійним струмом встановлюється на лінійній ділянці прохідної динамічної характеристики. Для цього між базою та емітером транзистора за допомогою однієї із схем живлення ланцюга бази необхідно створити постійну складову напруги, що називається величиною напруги зміщення $U_{зм}$. Положення робочої точки в режимі А обирають таким, щоб амплітуда змінної складової вихідного струму I_{Km} , що з'явився внаслідок дії вхідного сигналу, не перевищував струму спокою I_0 (рисунок 3.1). В цьому випадку струм через активний елемент проходить упродовж усього періоду зміни вхідного сигналу. Вихідний сигнал практично

повторює форму вхідного сигналу при відносно невеликій величині останнього.

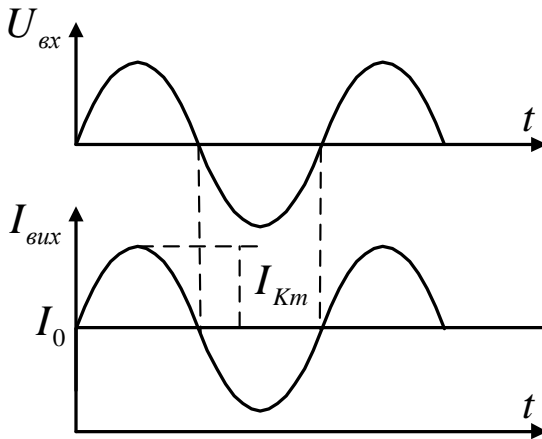


Рисунок 3.1 – Режим роботи класу А

У режимі класу А при виборі точки спокою враховують те, що під час руху по лінії навантаження робоча точка не повинна заходити в нелінійну область колекторних характеристик і в область відсічки колекторного струму, тобто в область спотворень вихідного сигналу. В цьому випадку підсилювальний елемент працює на лінійній ділянці характеристики і, як наслідок, нелінійні спотворення при цьому мінімальні.

Струм у вихідному колі існує упродовж всього періоду вхідного сигналу. При цьому середнє значення вихідного струму велике порівняно з амплітудою (або діючим значенням) його змінної складової. Окрім того, енергія від джерела живлення витрачається не лише на підсилення змінної складової, але й на створення постійної складової, що надалі відсівається розділовим конденсатором. Тому ККД підсилювального каскаду невисокий – 20–30 %. Режим класу А застосовується, як правило, у попередніх та вхідних каскадах підсилення, для яких важливий малий коефіцієнт нелінійних спотворень

підсиленого сигналу, значення ККД не відіграє вирішальної ролі.

Режим роботи класу В

У режимі В робоча точка за постійним струмом вибирається такою, щоб струм через підсилювальний елемент проходив лише протягом половини періоду вхідного сигналу (рисунок 3.2), а струм спокою при цьому дорівнював нулю.

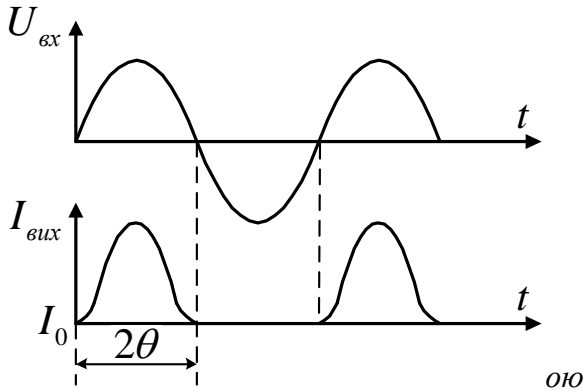


Рисунок 3.2 – Режим роботи класу В

Цьому режиму відповідає значення початкової напруги зміщення на базі $U_{зм} = 0$. Підсилювальний елемент працює із так званою відсічкою. Кут відсічки θ називається половина тієї частини періоду, за якої у вихідному ланцюзі буде проходити струм. При роботі в режимі В кут відсічки дорівнює 90° . Для отримання синусоїдальної форми вихідного сигналу двотактні схеми, що складаються з двох однотактних каскадів (плечей), об'єднаних так, щоб за час, що дорівнює періоду вхідного сигналу, транзистори, що мають загальне навантаження, працювали по черзі упродовж одного півперіоду. В результаті у двотактному каскаді одне плече працює упродовж позитивного напівперіоду сигналу, а інше –

упродовж негативного. У навантаженні обидва сигнали додаються, утворюючи повний сигнал.

Під час підсилення сигналу в режимі В робоча точка проходить початкову ділянку вхідної характеристики транзистора, яка має суттєвий нелінійний характер. Це зумовлює виникнення вищих гармонічних складових та збільшення нелінійних спотворень порівняно з режимом А. Як результат форма вихідного сигналу відрізняється від вхідного, на виході спостерігаються «куполоподібні» спотворення (рисунок 3.3). При використанні двотактної схеми (у разі підбору транзисторів з однаковими параметрами (при повній симетрії схеми)) парні гармоніки вихідного сигналу компенсуються, що призводить до зменшення нелінійних спотворень каскаду. Однак якщо в схемі існує несиметрія, нелінійні спотворення зростають та у вихідному сигналі з'являється так звана «сходинка сполучення».

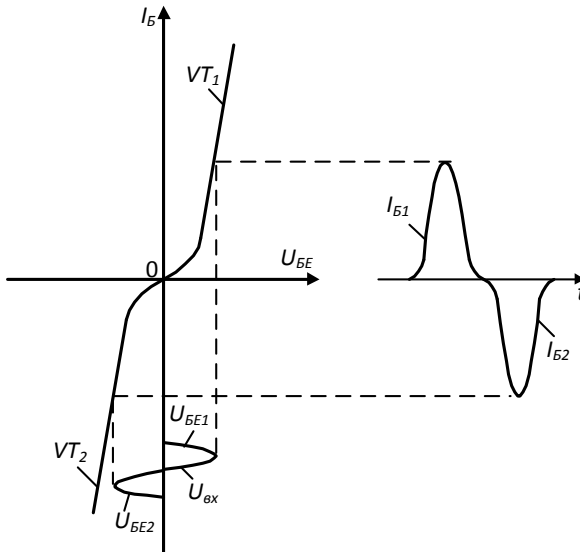


Рисунок 3.3 – Вплив нелінійності вхідних характеристик транзисторів на спотворення форми підсилюваного сигналу в режимі класу В

У режимі В середнє значення вихідного струму зменшується, внаслідок чого ККД підсилювача досягає 60–70 %. Режим класу В застосовується в потужних вихідних каскадах, а також каскадах малої потужності при живленні їх від джерел постійного струму.

Режим роботи класу АВ

Усунути недолік підсилювачів класу В можна, ввівши в каскад невелику напругу зміщення. Встановлення $U_{зм} > 0$ дозволяє усунути причину появи «сходинки» у вихідній напрузі. При цьому у вихідному ланцюзі транзистора починає проходити невеликий струм спокою на рівні 5–15 % від максимального значення. Проте цей струм, як правило, істотно менший від максимального струму колектора, що дозволяє забезпечити високий ККД каскаду.

Кут відсічки в режимі класу АВ буде більший від 90° (рисунок 3.4). Режим класу АВ має трохи менший ККД, ніж режим класу В.

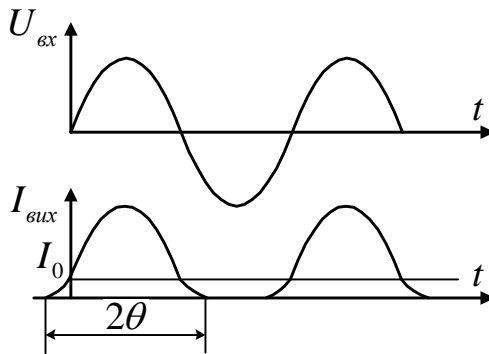


Рисунок 3.4 – Режим роботи класу АВ

Встановлення $U_{зм} > 0$ при застосуванні двотактної схеми дозволяє зменшити нелінійні спотворення (рисунок 3.5).

Режим АВ застосовується так само, як і режим класу В, у двотактних підсилювачах потужності.

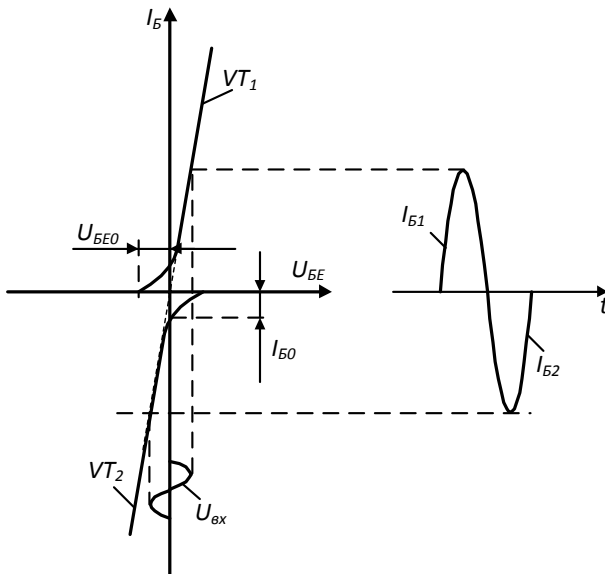


Рисунок 3.5 – Зменшення впливу нелінійності вхідних характеристик транзисторів на спотворення форми підсилюваного сигналу в режимі класу АВ

Режим роботи класу С

Режим роботи транзисторного каскаду, при якому струм у вихідному ланцюзі транзистора проходить на інтервалі, меншому від половини періоду зміни напруги вхідного сигналу, називається режимом підсилення класу С (рисунок 3.6).

Характерним для режиму С є те, що транзистор більше половини періоду знаходиться у стані відсічки та за відсутності сигналу, а також за малого його рівня, вихідний струм дорівнює нулю. Кут відсічки в режимі С $\theta < 90^\circ$ (рисунок 3.6). Коефіцієнт корисної дії вищий, ніж у режимі класу В, сягає рівня 80–85 %, однак навіть застосування двотактної схеми не дозволяє відтворити вхідний сигнал без істотних спотворень.

Режим С знаходить широке застосування у потужних

резонансних підсилювачах (наприклад, радіопередавальних пристроях).

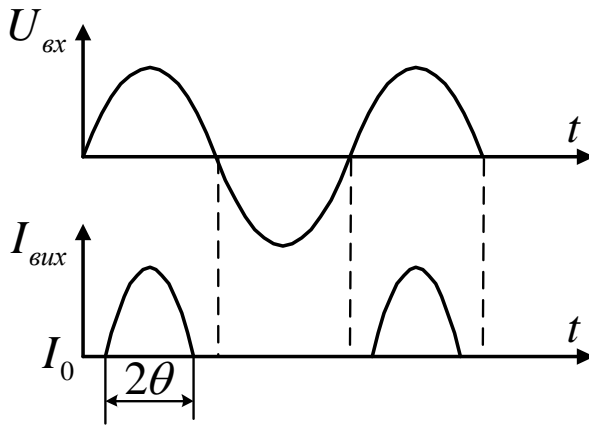


Рисунок 3.6 – Режим роботи класу С

Режим роботи класу D

Використання транзисторів у схемах із широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) (сигнал являє собою прямокутні імпульси постійної амплітуди і ширини, що змінюється) дозволяє говорити про застосування режиму класу D, або ключового режиму, характерного тим, що активний елемент (наприклад, транзистор, тріод) перебуває лише у двох станах: або закритому або повністю відкритому. ККД при цьому вищим, ніж у класі С, оскільки втрати потужності на транзисторі дуже малі.

Для цього режиму характерна наявність модулятора М на вході схеми (рисунок 3.7), який виробляє широко-імпульсну модуляцію, – послідовність прямокутних імпульсів, причому середня частота цих імпульсів набагато вища за частоту вхідного сигналу, а закон модуляції ширини імпульсу однозначно повторює форму вхідного сигналу. На виході D-каскаду підсилені імпульси за допомогою LC-фільтра перетворюються з малими втратами енергії в первісний модулювальний сигнал.

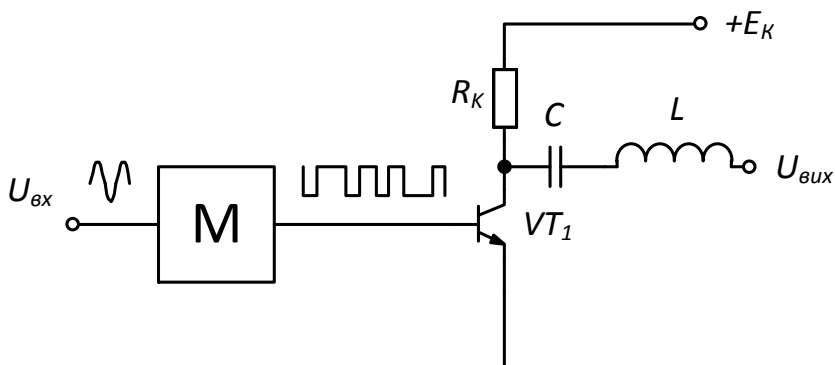


Рисунок 3.7 – Структура підсилювача в режимі D

Режим класу підсилення D широко використовується в пристроях, основною вимогою до яких є отримання максимального ККД. Як правило, це пристрої з автономним живленням, розраховані на тривалий режим роботи.

3.2 Забезпечення режиму роботи транзисторів

Режим спокою транзистора характеризується напругою живлення колекторного ланцюга E_K , початковим колекторним струмом I_{K0} , напругою зміщення бази U_{BE0} і початковим струмом бази I_{B0} .

Напруга E_K подається від джерела живлення безпосередньо або через розв'язувальний фільтр. У межах робочої області характеристик вона істотно не впливає на величину початкового колекторного струму I_{K0} , який визначається в основному напругою зміщення U_{BE0} і відповідним початковим струмом бази I_{B0} .

Необхідний початковий режим ланцюга бази доцільно здійснювати за рахунок джерела живлення колекторного ланцюга. Так, при цьому можна обійтися одним загальним джерелом живлення каскаду. При цьому основними способами здійснення зміщення бази є: а) зміщення

фіксованим струмом бази; б) зміщення фіксованою напругою бази.

3.2.1 Схема подачі зміщення фіксованим струмом бази

У схемі, наведеній на рисунку 3.8, опір R_B у ланцюзі бази задає режим роботи за постійним струмом, а опір у ланцюзі колектора R_K є навантаженням за постійним струмом, також за його допомогою струм I_K перетворюється в напругу.

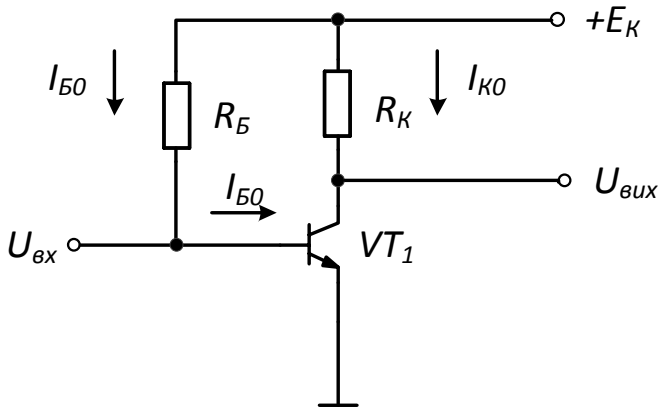


Рисунок 3.8 – Підсилювачі з фіксованим струмом бази

Струм бази I_{B0} проходить від плюса джерела живлення E_K через опір R_B , через перехід база – емітер і на спільний провідник. Стабілізація струму I_{B0} досягається створенням безальтернативного ланцюга проходження постійного струму через резистор R_B та емітерний перехід транзистора VT_1 .

Розглянемо кола проходження постійних струмів у схемах подачі зміщення фіксованим струмом бази. Згідно з другим законом Кірхгофа запишемо рівняння для кола

базового струму

$$I_{B0} = \frac{E_K - U_{BE0}}{R_B} \cong \frac{E_{R_B}}{R_B},$$

де $U_{BE0} \cong 0,7 V$ для Si транзистора;

$U_{BE0} \cong 0,4 V$ для Ge транзистора.

Стабільність струму бази у схемі приводить до стабільності струму колектора, оскільки $I_K \sim h_{21e} I_B$.

Але ця формула також демонструє і основний недолік схеми з фіксованим струмом бази.

Справа у тому, що при виробництві біполярних транзисторів виникає значний розкид можливих значеннях коефіцієнта h_{21e} , тобто для різних екземплярів приладів необхідно встановлювати різні струми бази I_{B0} , щоб забезпечити необхідне значення струму колектора I_{K0} (зазначимо, що при виборі цього параметра практично недопустимі ніякі відхилення, він визначає безліч найважливіших характеристик каскаду, наприклад, таких як коефіцієнт підсилення, лінійність підсилення, споживана потужність і тому подібне). Окрім того, треба враховувати також вплив температури та зміни параметрів елементів із часом, що також впливає на зміну значення I_{K0} . Таким чином, конкретна величина опору R_B визначатиметься тими характеристиками, які властиві саме конкретному екземпляру в конкретний проміжок часу застосованого в каскаді транзистора, а не усім приладам цієї серії.

Це дуже незручно при серійному виробництві, тому схема з фіксованим струмом бази не знаходить широкого застосування, значно більше поширена схема з фіксованою напругою бази.

3.2.2 Підсилювач із фіксованою напругою бази

Як впливає з назви, в цій схемі (рисунок 3.9) положення вихідної робочої точки каскаду стабілізується за рахунок підтримки незмінного значення напруги на переході емітер-база транзистора.

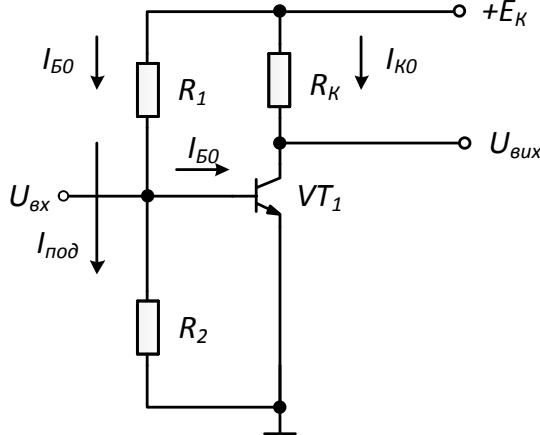


Рисунок 3.9 – Підсилювачі з фіксованою напругою бази

Стабілізація напруги на базі досягається застосуванням під'єданого до бази транзистора подільника напруги на двох резисторах R_1 , R_2 , струм $I_{под}$ через який значно перевищує усі можливі значення струму бази $I_{Б0}$ (це гарантує те, що струм бази транзистора не створює істотного впливу на напругу в середній точці подільника). Стабільна напруга на емітерному переході автоматично стабілізує струм колектора $I_{К0}$ транзистора:

$$U_{BE0} = I_{Б0}r_{\bar{\sigma}} + I_{E0}r_e = I_{Б0} [r_{\bar{\sigma}} + (h_{21e} + 1)r_e] \approx \\ \approx I_{Б0}h_{21e}r_e = I_{К0}r_e$$

⇓

$$I_{К0} \approx \frac{U_{BE0}}{r_e}$$

Оскільки такий фізичний параметр транзистора, як опір емітерної області r_e , залишається досить стабільним при масовому виробництві, відпадає необхідність в підборі елементів подільника напруги під кожен конкретний прилад – досить лише один раз зробити розрахунки, враховуючи типомінал застосовуваних транзисторів та необхідне значення струму колектора (емітера). Таким чином, схема з фіксованою напругою бази виявляється набагато зручнішою при масовому виробництві і тому використовується набагато частіше.

Розрахунок схеми за постійним струмом виконується за такими співвідношеннями:

$$\text{Струм подільника напруги: } I_{\text{нод}} = (2-5)I_{B0}.$$

Опори подільника напруги:

$$R_2 = \frac{U_{BE0}}{I_{\text{нод}}}, \quad R_1 = \frac{E_K - U_{BE0}}{I_{B0} + I_{\text{нод}}}.$$

3.3 Стабілізація режиму роботи підсилювальних каскадів на біполярних транзисторах

Струм спокою транзисторних підсилювальних каскадів, величина якого визначається режимом роботи, може змінюватися в широких межах під впливом різних дестабілізуювальних чинників: зміни температури та інших параметрів докілья, старіння елементів схеми, нестабільності джерел живлення і т. п.

Усі ці дестабілізуювальні фактори, змінюючи струм спокою транзистора, виводять підсилювач із заданого режиму роботи і, отже, призводять до зміни вихідної напруги підсилювального каскаду.

Це особливо небезпечно для режиму підсилення класу А, оскільки може вивести транзистор у нелінійну область його характеристик, що викличе збільшення нелінійних спотворень або взагалі приведе до появи одностороннього

обмеження вихідного сигналу при заходженні робочої точки в режими насичення або відсічки.

Надмірне зменшення струму спокою також призводить до збільшення нелінійних спотворень і зменшення підсилення каскаду. Також при зміні струму спокою може змінитися динамічний діапазон підсилювачів.

Розрізняють такі основні причини температурної нестабільності транзистора:

– зміна зворотного (теплого) струму колектора від температури $I_{КБ0}(t)$;

– зсув вхідних характеристик при зміні температури;

– зміна коефіцієнта підсилення за струмом транзистора.

Детальніше розглянемо кожну з цих причин.

Для германієвих транзисторів зворотний струм з підвищенням температури подвоюється на кожні 10 °С, а для кремнієвих – на кожні 7 °С:

$$I_{КБ0}(t) = I_{кб025^{\circ}C} 2^{(t-25)/\delta t},$$

де $\delta t = (5-7)$ – для кремнієвих транзисторів;

$\delta t = (8-10)$ – для германієвих транзисторів.

Однак початкові значення струму для кремнієвих транзисторів на один-два порядки менші, ніж для германієвих, тому, незважаючи на значну крутість характеристик, значення зворотних струмів менші. Завдяки цій перевазі їх застосовують частіше.

Зміну напруги U_{BE} від температури (рисунок 3.10) запишемо як

$$\frac{dU_{BE}}{dt} = -(2-2,2) \frac{mB}{^{\circ}C}.$$

Цей фактор є домінуючим для кремнієвих транзисторів.

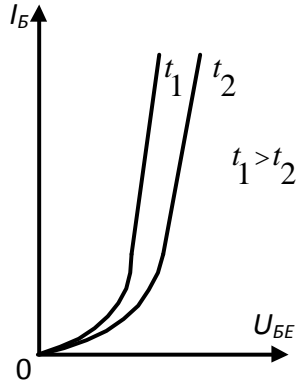


Рисунок 3.10 – Зміна напруги U_{BE} від температури

Залежність коефіцієнта підсилення транзисторів можна записати у вигляді

$$\frac{dh_{21e}}{h_{21e}} \approx 0,5 \frac{\%}{^{\circ}\text{C}}.$$

Усі ці причини зумовлюють зсув робочої точки спокою у підсилювачі та збудження режиму роботи підсилювача за змінним струмом. Для запобігання цьому застосовують різні схемні рішення.

Існують три основні методи стабілізації режиму роботи транзисторного каскаду: термокомпенсація; параметрична стабілізація; введення ланцюгів негативного зворотного зв'язку.

Метод термокомпенсації базується на тому, що зовнішніми конструктивними і схмотехнічними рішеннями намагаються зменшити вплив на транзисторний каскад небажаних факторів.

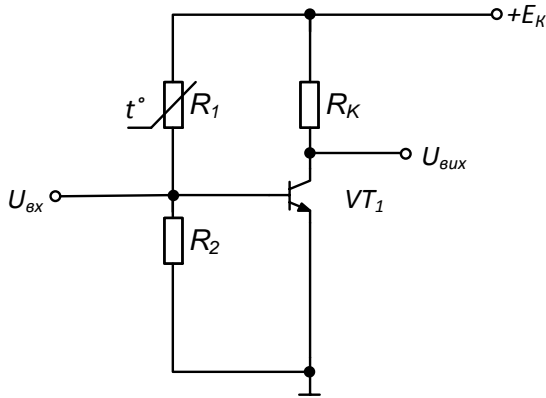
Так, якщо основним дестабілізуювальним фактором є зміна температури, то найбільш вразливі до цього впливу каскади підсилювача можуть бути конструктивно виділені в деякий самостійний вузол, в якому примусово (незалежно від зовнішніх умов) підтримується незмінна температура,

що і дало назву методу. До цієї самої групи методів можна віднести живлення окремих каскадів стабілізованою напругою або застосуванням елементів із стабільними параметрами і т. п. Загальним для усіх цих методів є виключення дії дестабілізуючих факторів на транзисторний каскад, що можуть викликати неприпустимі зміни його параметрів.

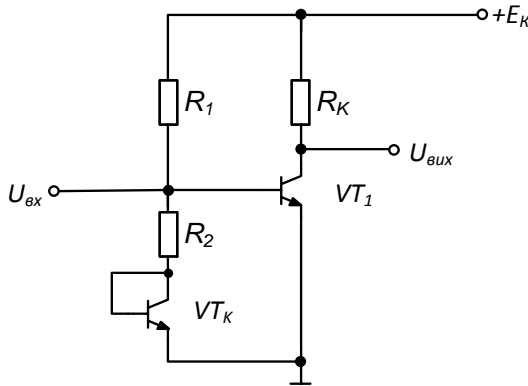
Метод параметричної стабілізації базується на використанні в транзисторних каскадах спеціальних елементів, характеристики яких залежать від зовнішніх дестабілізуючих дій, причому зміни параметрів цих елементів повинні компенсувати зміни параметрів транзисторного каскаду. Як приклад на рисунку 3.11 (а) наведена схема транзисторного каскаду, в якій для введення початкового зміщення робочої точки використовується зовнішній подільник напруги на резисторах R_1, R_2 .

Очевидно, що в цій схемі при збільшенні температури довкілля збільшуватиметься струм I_{K0} . Це обумовлено зменшенням напруги U_{BE} унаслідок зсуву вхідної характеристики транзистора вліво і збільшенням h_{21e} і I_{KB0} . Тому при збільшенні температури, збереження I_{K0} на незмінному рівні вимагає зменшення початкового зміщення $U_{зм}$. Для цього необхідно або збільшувати опір R_1 , або зменшувати опір R_2 . Можлива і одночасна зміна опорів обох резисторів. Якщо параметри зміни опорів узгоджені зі змінами параметрів транзисторів, таке рішення дозволяє отримати хорошу температурну стабільність.

У вхідному подільнику напруги можуть бути використані різні елементи, наприклад, терморезистори (R_1 рисунок 3.11 а) або інші напівпровідникові прилади. На рисунку 3.11 б показано використання емітерного переходу додаткового транзистора VT_K як такий елемент.



а)



б)

Рисунок 3.11 – Параметрична стабілізація режиму спокою підсилювального каскаду із використанням терморезисторів (а) і додаткового транзистора (б)

Якщо параметри транзисторів VT_K і VT_1 однакові, то таке рішення дозволяє повністю усунути зміну струму I_{K0} , викликане зміною напруги U_{BE} . Таке рішення знаходить широке застосування при розробленні аналогових інтегральних схем.

Розглянуті методи поєднує компенсація лише одного з дестабілізуювальних чинників. Так, рішення, наведене на

рисунку 3.11 б, не дозволяє компенсувати зміну I_{KB0} , що зумовлене зміною значення h_{21e} , а термостабілізація частини каскадів не усуває збурень, викликаних зміною напруги живлення, і т. п. До того ж при використанні параметричного методу важко підібрати елементи, здатні в широкому діапазоні зміни зовнішніх факторів досить точно стабілізувати параметри транзисторних каскадів, тому розглянутий вище метод застосовується як додатковий, тобто спільно із введенням у каскад різних ланцюгів зворотного зв'язку.

Для стабілізації режиму транзистора використовується негативний зворотний зв'язок за постійним струмом. Загальним для схем стабілізації із негативним зворотним зв'язком є те, що в підсилювальному каскаді створюється спеціальне коло НЗЗ за постійним струмом. Завдяки цьому колу із зростанням (або зменшенням) струму I_{K0} зміщення на транзисторі зменшується (або збільшується), що значно компенсує зміну струму I_{K0} , тобто стабілізує струм I_{K0} . А стабілізація струму I_{K0} приводить до стабілізації напруги U_{KE0} , тобто до стабілізації точки спокою на вихідних ВАХ.

Залежно від того, в яке коло включений елемент НЗЗ за постійним струмом, розрізняють такі схеми стабілізації: колекторну (рисунок 3.12), емітерну (рисунок 3.13), комбіновану (рисунок 3.14). Усі схеми стабілізації наведено при включенні транзистора за схемою із спільним емітером. Ці самі схеми стабілізації можна застосовувати і при включенні транзистора за схемами із спільним колектором і спільною базою.

У схемі колекторної стабілізації (рисунок 3.12) резистор R_K виконує дві функції: задає режим транзистора і є елементом стабілізації режиму.

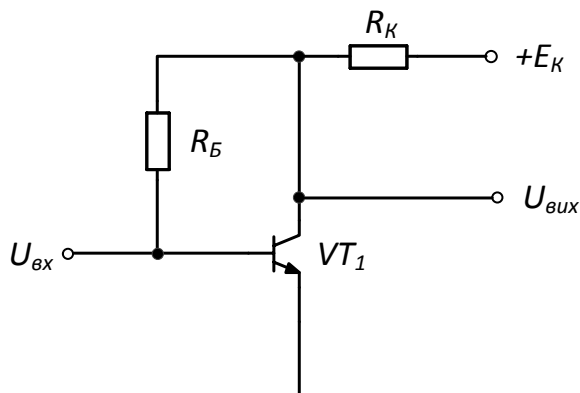


Рисунок 3.12 – Колекторна термостабілізація

Розглянемо, як працює схема з колекторною термостабілізацією. Якщо, наприклад, під впливом дестабілізуювальних факторів збільшується I_{K0} , то падіння напруги на резисторі R_K також зростає. При цьому якщо напруга $E_K = const$, струм бази I_{B0} зменшується, що перешкоджає зростанню струму I_{K0} .

Схема колекторної стабілізації проста й економічна, але має обмежене застосування через низку недоліків. Ефективність схеми колекторної стабілізації тим вища, чим більший опір R_K . Але на резисторі R_K також виникає небажаний негативний зворотний зв'язок і за змінним сигналом: паралельний за напругою. Цей негативний зворотний зв'язок зменшує підсилення, зменшує вхідний і збільшує вихідний опори каскаду.

Вищу стабільність точки спокою забезпечує схема емітерної стабілізації (рисунок 3.13), найбільш широко використовувана на практиці.

У схемі емітерної стабілізації елементом стабілізації режиму є резистор R_E . На цьому резисторі виникає також негативний зворотний зв'язок і за сигналом (послідовний за

струмом). Напряга зміщення U_{BE0} утворюється за рахунок базового подільника R_1, R_2 і напруги на резисторі R_E .

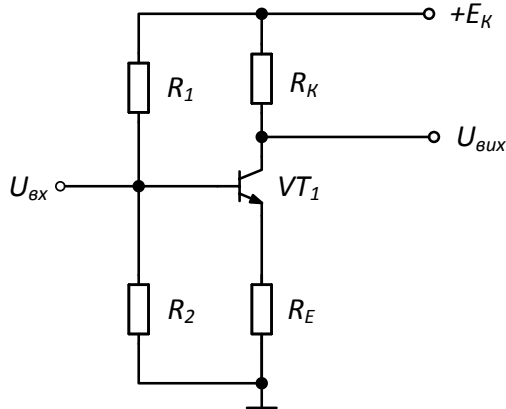


Рисунок 3.13 – Емітерна термостабілізація

Розглянемо, як працює схема з емітерною термостабілізацією. Якщо, наприклад, під впливом дестабілізуювальних факторів збільшується I_{K0} також збільшується I_{E0} , що приводить до зростання падіння напруги на резисторі R_E . За постійної напруги E_K потенціал бази U_{B0} фіксується подільником напруги R_1, R_2 . Зі збільшенням падіння напруги на резисторі R_E , напруга U_{BE0} зменшується, зменшується струм I_{B0} , що перешкоджає зростанню струму колектора I_{K0} .

Зміна струму колектора з підвищенням температури:

$$\Delta I_K = S \left(\frac{\Delta I_{KB0}(h_{21e} + 1)}{h_{21e}} - \frac{\Delta U_{BE}}{R_E + R_{\sigma}} + (I_{B0} + I_{KB0}) \frac{\Delta h_{21e}}{h_{21e}} \right),$$

де $R_{\sigma} = R_1 \parallel R_2$, $S = h_{21e} / \left(1 + h_{21e} \frac{R_E}{R_E + R_B} \right)$ –

коефіцієнт температурної нестабільності колекторного

струму.

Якщо в одному підсилювальному каскаді застосувати і колекторну і емітерну стабілізації одночасно, то одержимо схему комбінованої стабілізації (рисунк 3.14).

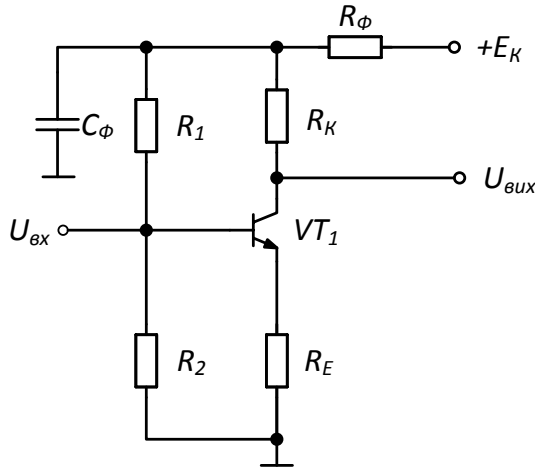


Рисунок 3.14 – Комбінована термостабілізація

У схемі комбінованої стабілізації резистор R_E – елемент емітерної стабілізації, резистор R_ϕ – елемент колекторної стабілізації. Конденсатор C_ϕ значної ємності усуває негативний зворотний зв'язок за сигналом. Коло $R_\phi C_\phi$ утворює фільтр нижніх частот, який, окрім стабілізації режиму, може виконувати ще декілька функцій: розв'язувати каскади у колі живлення, щоб усунути самозбудження підсилювача через зворотний зв'язок через загальне коло живлення; згладжувати пульсації живлячої напруги; виконувати роль резистора, на якому зменшується напруга живлення.

4 Підсилювальні каскади на біполярному транзисторі

4.1 Підсилювальний каскад зі спільним емітером

Існує безліч варіантів виконання схеми підсилювального каскаду на транзисторі зі спільним емітером (СЕ). Особливості каскадів СЕ розглянемо на прикладі схеми, наведеної на рисунку 4.1.

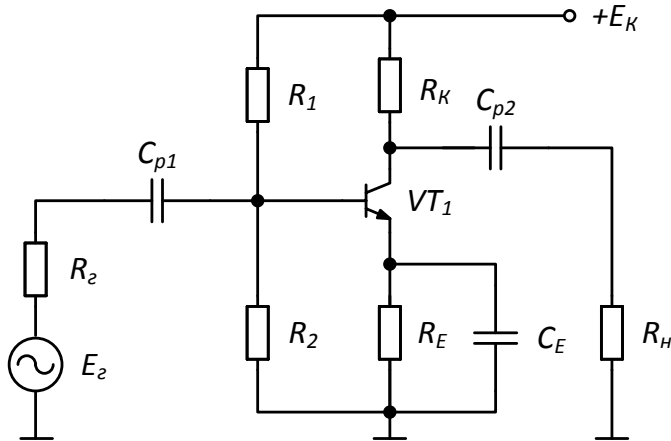


Рисунок 4.1 – Схема підсилювального каскаду СЕ

Основними елементами схеми є джерело живлення E_K , керований елемент – транзистор VT_1 і резистор R_K . Ці елементи утворюють головне коло підсилювального каскаду, в якому за рахунок проходження керованого по колу бази колекторного струму створюється підсилена змінна напруга на виході схеми. Решта елементів каскаду виконує допоміжну роль. Конденсатори C_{p1} , C_{p2} є розділовими. Конденсатор C_{p1} виключає шунтування вхідного кола каскаду колом джерела вхідного сигналу за постійним струмом, що дозволяє, по-перше, виключити проходження постійного струму через джерело вхідного сигналу по колу $E_K \rightarrow R_1 \rightarrow R_2$ і, по-друге, забезпечити

незалежність від внутрішнього опору цього джерела R_2 напруги на базі U_{BE0} у режимі спокою. Функція конденсатора C_{p2} зводиться до пропускання в навантаження змінної складової напруги і затримання постійної складової.

Резистори R_1 , R_2 використовуються для завдання режиму спокою каскаду. Оскільки біполярний транзистор керується струмом, струм спокою керованого елемента (в даному випадку струм I_{K0}) створюється заданням відповідної величини струму бази спокою I_{B0} . Резистор R_1 призначений для створення кола проходження струму I_{B0} . Спільно з R_2 резистор R_1 забезпечує початкову напругу на базі U_{BE0} щодо затискача «+» джерела живлення.

Резистор R_E є елементом негативного зворотного зв'язку, призначеним для стабілізації режиму спокою каскаду при зміні температури. Конденсатор C_E шунтує резистор R_E за змінним струмом, виключаючи тим самим прояв негативного зворотного зв'язку в каскаді за змінними складовими. Відсутність конденсатора C_E привела б до зменшення коефіцієнтів підсилення схеми.

Назва схеми «зі спільним емітером» означає, що вивід емітера транзистора за змінним струмом є спільним для вхідного і вихідного кіл каскаду.

Падіння змінної напруги на конденсаторах C_{p1} , C_{p2} , C_E повинно бути мінімальним. Для цього необхідно, щоб на робочій частоті f_p вхідного сигналу виконувалися співвідношення:

$$\frac{1}{2\pi f_p C_{p1}} \ll R_{ex}^{ce},$$

$$\frac{1}{2\pi f_p C_{p2}} \ll R_H,$$

$$\frac{1}{2\pi f_p C_E} \ll R_E,$$

де R_{ex}^{ce} – вхідний опір підсилювача.

Принцип дії каскаду СЕ полягає в такому. При збільшенні вхідної напруги потенціал бази транзистора VT_1 підвищується. Завдяки тому, що за змінним струмом емітер з'єднується зі спільною шиною, зростає напруга U_{BE} , що призводить до збільшення струму бази I_B , підвищення якого, у свою чергу, зумовлює зростання струму колектора I_K . При цьому зростає падіння напруги на резисторі R_K та зменшується напруга на колекторі. У цій схемі поряд із підсиленням сигналу має місце зміна його фази на 180° (інверсія).

Підсилювальний каскад СЕ можна розрахувати аналітично на підставі фізичної моделі транзистора. Такий метод прийнятний за невеликих змін вхідного сигналу, тобто коли транзистор працює на лінійних ділянках ВАХ. За великого рівня вхідних сигналів лінійну модель транзистора використовувати не можна, застосовується графоаналітичний метод, при якому розрахунок проводиться за вхідною та вихідною динамічними характеристиками транзистора.

Розрахунок підсилювального каскаду СЕ графоаналітичним методом показано на рисунку 4.2. При цьому проводиться аналіз як за постійним, так і за змінним струмом за допомогою навантажувальних прямих.

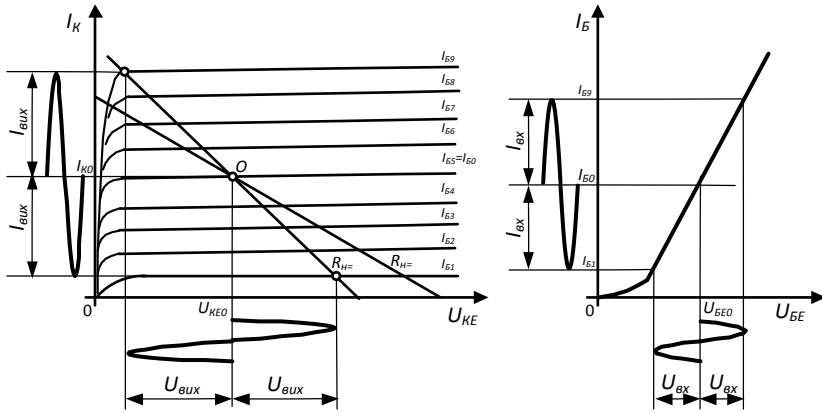


Рисунок 4.2 – Динамічні характеристики каскаду зі спільним емітером

Розрахунок схеми за постійним струмом. Режим роботи схеми за постійним струмом визначається такими елементами: R_K , R_E , E_K і характеристиками транзистора VT . Запишемо рівняння Кірхгофа для вихідного кола:

$$E_K = I_K R_K + U_{KE} + I_E R_E.$$

Завдяки тому, що $I_K \approx I_E$, отримаємо рівняння прямої $E_K = I_K (R_K + R_E) + U_{KE}$, яке називають навантажувальною прямою за постійним струмом.

Для побудови навантажувальної лінії рекомендується використовувати два режими:

- режим холостого ходу (ХХ): $I_K = 0$, тоді $U_{KE} = E_K$;
- режим короткого замикання (КЗ) $U_{KE} = 0$, тоді

$$I_K = \frac{E_K}{(R_K + R_E)}.$$

Через отримані дві точки проведемо навантажувальну пряму і виберемо на ній точку спокою (точка O в режимі спокою на рисунку 4.2). Для більш повного використання

характеристик транзистора робочу точку розміщують у центральній частині вихідних характеристик. Опір навантаження за постійним струмом дорівнює $R_{H=} = R_K + R_E$.

При визначенні змінних складових вихідної напруги каскаду і колекторного струму транзистора використовують лінію навантаження каскаду за змінним струмом. При цьому необхідно врахувати, що за змінним струмом опір у ланцюзі емітера R_E транзистора дорівнює нулю, оскільки резистор шунтується конденсатором C_E , а до колекторного ланцюга під'єднується навантаження R_H , оскільки опір конденсатора C_{p2} за змінним струмом незначний та майже дорівнює нулю.

Якщо до того ж урахувати, що опір джерела живлення E_K за змінним струмом також близький до нуля, то виявиться, що опір каскаду за змінним струмом визначається опорами резисторів R_H та R_K , ввімкненими паралельно, тобто опір навантаження за змінним струмом $R_{H-} = R_H \parallel R_K$. Опір навантаження каскаду за постійним струмом $R_{H=} = R_K + R_E$ більший, ніж за змінним струмом $R_{H-} = R_H \parallel R_K$.

Оскільки за наявності вхідного сигналу напруга і струм транзистора є сумами постійних і змінних складових, лінія навантаження за змінним струмом проходить через точку спокою (рисунок 4.2). Нахил лінії навантаження за змінним струмом буде більший, ніж за постійним струмом.

При визначенні вхідного та вихідного опорів, а також коефіцієнтів підсилення як за струмом, так і за напругою для амплітудних значень вхідної напруги за вхідною характеристикою визначається амплітудне значення вхідного струму та переноситься на вихідну характеристику

транзистора. Звідки навантажувальною прямою визначаються амплітудні значення колекторного струму та напруги на переході колектор-емітер (вихідні струм та напруга).

Для аналізу схеми за малосигнальними параметрами використовують схему заміщення підсилювального каскаду СЕ у фізичних параметрах (рисунок 4.3).

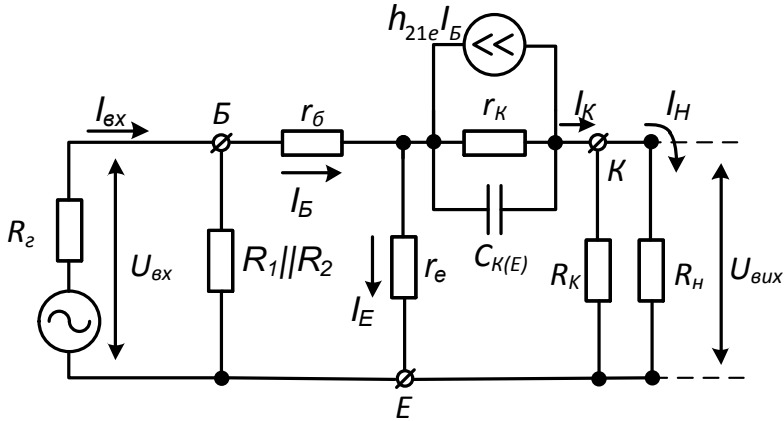


Рисунок 4.3 – Схема заміщення підсилювального каскаду СЕ у фізичних параметрах

Аналізуючи дану схему за допомогою законів Ома та Кірхгофа, можна отримати вирази для визначення основних параметрів каскаду.

Вхідний опір каскаду

$$R_{вх}^{ce} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{вх.VTce},$$

де $r_{вх.VTce} = \frac{U_{вх}}{I_B}$ вхідний опір транзистора у схемі зі

спільним емітером.

Вхідна напруга $U_{вх} = I_B r_б + I_E r_e = I_B r_б + I_B (1 + h_{21e}) r_e,$

де $r_e = \frac{0.025}{I_{E0}}$; I_{E0} – струм спокою емітера.

$$r_{\text{вх.}VT\text{ce}} = r_{\bar{\sigma}} + (1 + h_{21e})r_e,$$

$$R_{\text{вх}}^{ce} = R_1 \parallel R_2 \parallel (r_{\bar{\sigma}} + (1 + h_{21e})r_e).$$

Коефіцієнт підсилення каскаду за струмом $K_I = \frac{I_H}{I_{\text{вх}}}$.

Отримаємо струм I_B на основі $I_{\text{вх}}$: $I_B = I_{\text{вх}} \frac{R_{\text{вх}}^{ce}}{r_{\text{вх.}VT\text{ce}}}$.

При визначенні струму I_H через I_B можна не враховувати опір r_e , який є малим порівняно з опорамі елементів вихідного ланцюга:

$$I_H = h_{21e} I_B \frac{r_k \parallel R_K \parallel R_H}{R_H} = h_{21e} I_{\text{вх}} \frac{R_{\text{вх}}^{ce}}{r_{\text{вх.}VT\text{ce}}} \frac{r_k \parallel R_K \parallel R_H}{R_H}.$$

$$\text{Звідси } K_I^{ce} = \frac{I_H}{I_{\text{вх}}} = h_{21e} \frac{R_{\text{вх}}^{ce}}{r_{\text{вх.}VT\text{ce}}} \frac{r_k \parallel R_K \parallel R_H}{R_H}.$$

Якщо врахувати те, що $R_{\text{вх}}^{ce} \approx r_{\text{вх.}VT\text{ce}}$ та $r_k \gg R_K \parallel R_H$,

$$\text{то } K_I^{ce} = \frac{I_H}{I_{\text{вх}}} = h_{21e} \frac{R_K \parallel R_H}{R_H}.$$

Коефіцієнт підсилення за наругою $K_U = \frac{U_{\text{вих}}}{E_2}$ можливо знайти, якщо напругу на навантаженні подати через струм навантаження $U_H = I_H R_H$, а напругу джерела – через вхідний струм каскаду:

$$K_U^{ce} = \frac{U_{\text{вих}}}{E_2} = \frac{I_H R_H}{I_{\text{вх}} (R_2 + R_{\text{вх}}^{ce})} = h_{21e} \frac{R_K \parallel R_H}{(R_2 + R_{\text{вх}}^{ce})}.$$

Вихідний опір каскаду розраховують щодо його вихідних затискачів:

$$R_{вих}^{ce} = r_k \parallel R_K.$$

Оскільки $r_k \gg R_K$, вихідний опір каскаду СЕ визначається так:

$$R_{вих}^{ce} \approx R_K.$$

Аналізуючи параметри підсилювального каскаду із СЕ, можна зробити такі висновки:

– підсилювальний каскад із СЕ забезпечує підсилення як за напругою, так і за струмом ($K_U^{ce} \gg 1$, $K_I^{ce} \gg 1$), тому він має значне підсилення потужності вхідного сигналу;

– має невисокий вхідний і відносно великий вихідний опір. Вхідний опір підсилювача із СЕ має той самий порядок, що й вихідний, тобто каскад з СЕ може бути використаний у багатокаскадних підсилювачах;

– каскади із СЕ зручно поєднувати один з одним, оскільки їх вхідний та вихідний опори досить близькі.

4.2 Підсилювальний каскад зі спільним колектором

У каскаді зі спільним колектором (СК) (рисунок 4.4) колектор транзистора є спільним електродом як для вхідного, так і для вихідного кола, оскільки для змінної складової колекторного струму колектор з'єднаний із корпусом.

До складу підсилювача входять: джерело постійної напруги E_K ; транзистор, що працює в активному режимі завдяки резисторам R_1 та R_2 ; резистор R_E , який разом із резистором R_H відіграє роль навантаження підсилювача щодо змінного струму; роздільні конденсатори C_{p1} , C_{p2} , що відіграють ту саму роль, що і в каскаді з СЕ, та розраховуються відповідним чином.

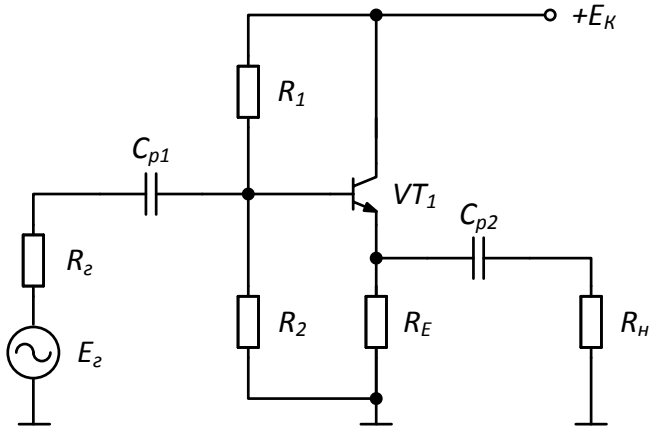


Рисунок 4.4 – Підсилювальний каскад СК

Еквівалентна схема підсилювача СК для середніх частот для розрахунку схеми за малосигнальними параметрами наведена на рисунку 4.5.

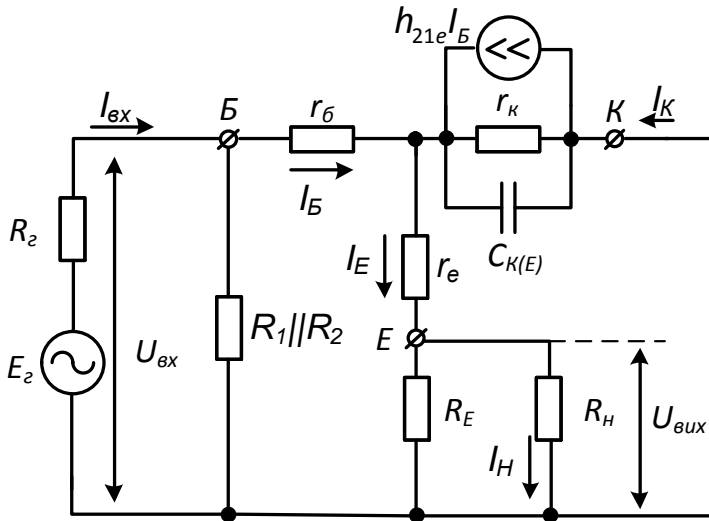


Рисунок 4.5 – Еквівалентна схема підсилювача СК для середніх частот

Вхідний опір транзистора у схемі із спільним колектором

$$r_{\text{вх.VT СК}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{Б}}} = r_{\text{б}} + (r_e + R_E \parallel R_H)(1 + h_{21e}).$$

Вхідний опір каскаду $R_{\text{вх}}^{\text{СК}} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\text{вх.VT СК}}$.

Коефіцієнт підсилення за наругою

$$K_U^{\text{СК}} = \frac{U_{\text{вих}}}{E_2} = (1 + h_{21e}) \frac{R_E \parallel R_H}{(R_2 + R_{\text{вх}}^{\text{СК}}) \frac{r_{\text{вх.VT СК}}}{R_{\text{вх}}^{\text{СК}}}}.$$

Коефіцієнт підсилення каскаду за струмом

$$K_I^{\text{СК}} = \frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{вх}}} = (1 + h_{21e}) \frac{R_{\text{вх}}^{\text{СК}}}{r_{\text{вх.VT СК}}} \frac{R_E \parallel R_H}{R_H}.$$

Вихідний опір каскаду $R_{\text{вих}}^{\text{СК}} = r_e \parallel R_E$.

Схему із СК називають також емітерним повторювачем (ЕП) унаслідок того, що її вихідна наруга, що знімається з емітера транзистора, наближена за величиною до вхідної наруги. Каскад із СК має такі характеристики:

– мале значення $K_U^{\text{СК}} \approx 1$ без зміни полярності вхідної наруги;

– велике підсилення струму ($K_I^{\text{СК}} \gg 1$) та потужності

$$K_I^{\text{СК}} \approx K_P^{\text{СК}};$$

– великий вхідний опір та малий вихідний опір, що дозволяють використовувати його для узгодження джерела наруги, яке має великий внутрішній опір, із низькоомним навантаженням.

4.3 Підсилювальний каскад із спільною базою

Принципова схема підсилювального каскаду зі спільною базою (СБ) зображена на рисунку 4.6. База транзистора є спільним електродом як для вхідного, так і для вихідного кола, оскільки для змінної складової базового струму база з'єднана з корпусом ($\left(\frac{1}{(2\pi f_p C_B)}\right) \approx 0$). ЕРС вхідного сигналу E_2 утворює напругу на своєму внутрішньому опорі R_2 та вхідну напругу $U_{вх}$, яка прикладена між емітером та базою транзистора. До складу підсилювача входять: джерело постійної напруги E_2 ; транзистор, що працює в активному режимі завдяки опорам резисторів R_1 , R_2 ; резистор R_K , який разом із резистором R_H відіграє роль опору навантаження підсилювача за змінним струмом $R_{KH} = R_K R_H / (R_K + R_H)$; роздільні конденсатори C_E , C_K , які відіграють ту саму роль, що і C_{p1}, C_{p2} у каскаді зі СЕ; резистор R_E , який замикає коло проходження постійного емітерного струму I_E .

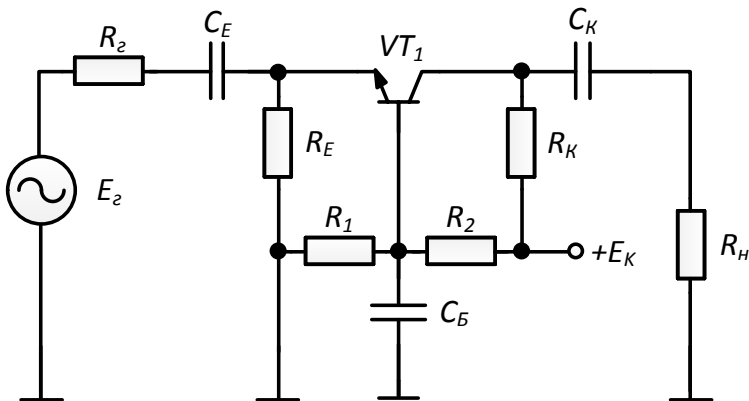


Рисунок 4.6 – Підсилювальний каскад СБ

Для знаходження підсилювальних параметрів складемо малосигнальну еквівалентну схему підсилювача в області середніх частот (рисунок 4.7). Для цієї схеми виконується співвідношення $X_{C_B} = \frac{1}{2\pi C_B f_H} \ll \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$.

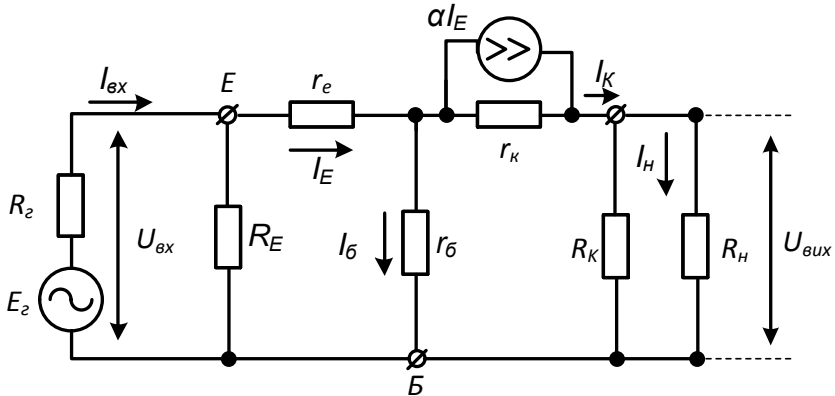


Рисунок 4.7 – Еквівалентна схема підсилювача СБ для середніх частот

Підсилювальний каскад СБ має низький вхідний опір (десятки омів)

$$R_{вх}^{сб} = R_E \parallel (r_e + (1 - \alpha)r_{б}),$$

і високий вихідний опір

$$R_{вих}^{сб} \approx R_K.$$

Оскільки ланцюг емітера транзистора входить до вхідного ланцюга каскаду, коефіцієнт підсилення за струмом менший від одиниці:

$$K_I^{сб} = \alpha \frac{R_2}{R_2 + R_{вх}^{сб}} \cdot \frac{R_K}{R_K + R_H} \approx \alpha \frac{R_K}{R_K + R_H}.$$

Коефіцієнт підсилення за напругою, головним чином, залежить від опору навантаження:

$$K_U^{c\bar{o}} = \alpha \frac{R_K \parallel R_H}{R_2 + R_{ex}^{c\bar{o}}}.$$

Каскад із СБ має такі характеристики:

– підсилює напругу вхідного сигналу ($K_U^{c\bar{o}} > 1$), але зменшує вхідний струм ($K_I^{c\bar{o}} < 1$), тобто незначно порівняно з каскадом із СЕ підсилює потужність;

– при підсиленні не змінює полярність вхідного сигналу;

– має низький вхідний (десятки омів) і високий вихідний (одиниці – десятки мегаомів) опори;

– для узгодження каскадів за напругою та значного підсилення напруги треба мати $\dot{Z}_{ex} \gg \dot{Z}_2$, але для схеми СБ $R_{ex}^{c\bar{o}} \gg R_{ex}^{c\bar{o}}$, отже, немає сенсу робити багатокаскадний підсилювач напруги на каскадах з СБ.

4.4 Робота схеми спільного емітера в області високих і низьких частот

Робота схеми спільного емітера в області низьких частот.

На нижніх частотах зростає опір розділових конденсаторів C_{p1} , C_{p2} (рисунок 4.1, їх вже не можна вважати закороченими, як на середніх частотах), унаслідок чого утворюються ділянки напруги у вхідних і вихідних ланцюгах підсилювального каскаду. Зменшується коефіцієнт передачі вхідного ланцюга, в результаті не уся сформована на колекторі напруга сигналу доходить до навантаження. Еквівалентна схема підсилювача із спільним емітером на низьких частотах наведена на рисунку 4.8.

Вплив розділових конденсаторів C_{p1} , C_{p2} та C_E на коефіцієнт частотних спотворень M_H можна визначити окремо, використовуючи метод суперпозиції.

Значний вклад у значення M_H вносить ланцюг конденсатора C_E . Тому якщо припустити, що $M_H = 3\text{дБ}$, то $M_{HC_{p1}} = M_{HC_{p2}} = 0,5\text{дБ}$, а $M_{HC_E} = 0,5\text{дБ}$. Повний M_H дорівнює сумі коефіцієнтів частотних спотворень за рахунок цих трьох ємностей. Якщо ці коефіцієнти подані у відносних одиницях, для визначення загального M_H необхідно узяти їх добуток.

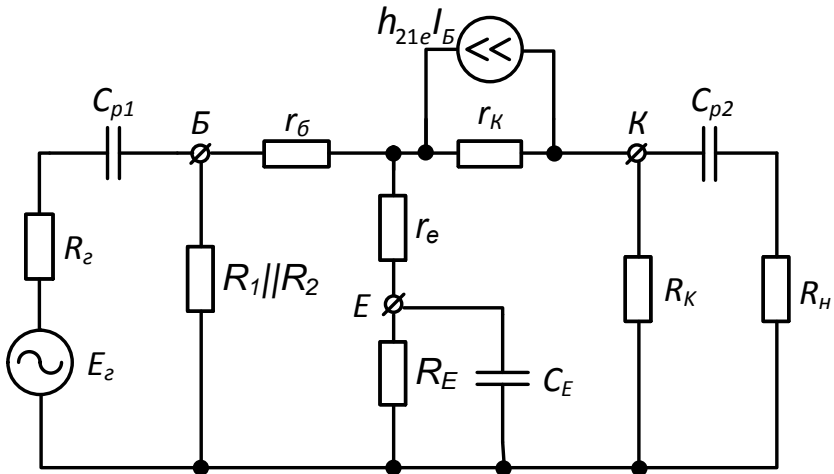


Рисунок 4.8 – Еквівалентна схема підсилювача із спільним емітером на низьких частотах

Спочатку розглянемо вплив C_{p1} . Для цього випадку вхідний ланцюг підсилювального каскаду можна перетворити до вигляду, наведеного на рисунку 4.9. Для урахування впливу C_{p2} на K_U каскаду СЕ необхідно в знаменнику виразу для K_U^{ce} до R_2 і R_{ex}^{ce} додати опір цієї ємності $X_{C_{p1}} = \frac{1}{j\omega C_{p1}}$.

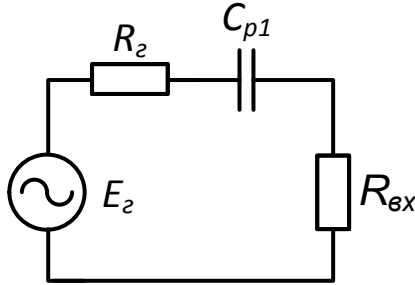


Рисунок 4.9 – Вхідний ланцюг підсилювача зі спільним емітером на низьких частотах

Для області низьких частот можна записати

$$K_{U_n}^{ce} = h_{21e} \frac{R_K \parallel R_n}{(R_2 + R_{ex}^{ce} + 1/j\omega C_{p1})}$$

Коефіцієнт частотних спотворень $M_{HC_{p1}}$ на низьких частотах

$$M_{HC_{p1}} = K_{U_0}^{ce} / K_{U_n}^{ce} = 1 + 1/j\omega\tau_{HC_{p1}},$$

де $\tau_{HC_{p1}} = C_{p1}(R_2 + R_{ex}^{ce})$ – постійна часу вхідного ланцюга підсилювального каскаду;

$K_{U_0}^{ce}$ – коефіцієнт підсилення за напругою в області середніх частот.

Модуль співвідношення $M_{HC_{p1}}$:

$$M_{HC_{p1}} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_{HC_{p1}}} \right)^2}.$$

Вираз для визначення $M_{HC_{p1}}$ може бути використано для визначення коефіцієнта частотних спотворень на низьких частотах практично для будь-якого ланцюга будь-

якого підсилювального пристрою. Так, для вихідного ланцюга необхідно лише замінити $\tau_{HC_{p1}}$ на $\tau_{HC_{p2}}$. У цьому неважко переконатися, виконавши математичні викладки для вихідного ланцюга підсилювача. В результаті отримуємо $\tau_{HC_{p2}} = C_{p2}(R_n + R_{вих}^{ce})$.

Таким чином, для визначення M_H необхідно знайти постійні часу усіх ланцюгів, що впливають на низьких частотах на K_U , потім підставити кожен з них у вираз для $M_{HC_{p1}}$, а отримані значення коефіцієнтів частотних спотворень додати.

Для емітерного ланцюга підсилювального каскаду можна записати

$$\tau_{HC_E} = C_E(r_e \parallel R_E),$$

де $r_e \parallel R_E$ — вихідний опір каскаду з боку емітера транзистора, тобто вихідний опір підсилювального каскаду.

Його значення, як правило, не перевищує десятків омів, тому і виходить дуже мала величина для τ_{HC_E} . Ця обставина і визначає максимальні спотворення в ланцюзі конденсатора C_E . Таким чином, для зменшення M_H у даному каскаді намагаються збільшити ємності C_{p1} та C_{p2} , але в першу чергу — C_E .

Нижня гранична частота, на якій підсилення зменшується в $\sqrt{2}$ разів

$$f_H = \frac{1}{2\pi\tau_H},$$

де τ_H визначається постійними часу трьох ланцюгів, до яких входять зазначені вище конденсатори:

$$\frac{1}{\tau_H} = \frac{1}{\tau_{HC_{p1}}} + \frac{1}{\tau_{HC_{p2}}} + \frac{1}{\tau_{HC_E}}.$$

Для корекції частотної характеристики в області низьких частот може бути використана ланка $C_\Phi R_\Phi$, яка входить до колекторного ланцюга. Схема резистивного каскаду СЕ з корекцією в області низьких частот наведена на рисунку 4.10.

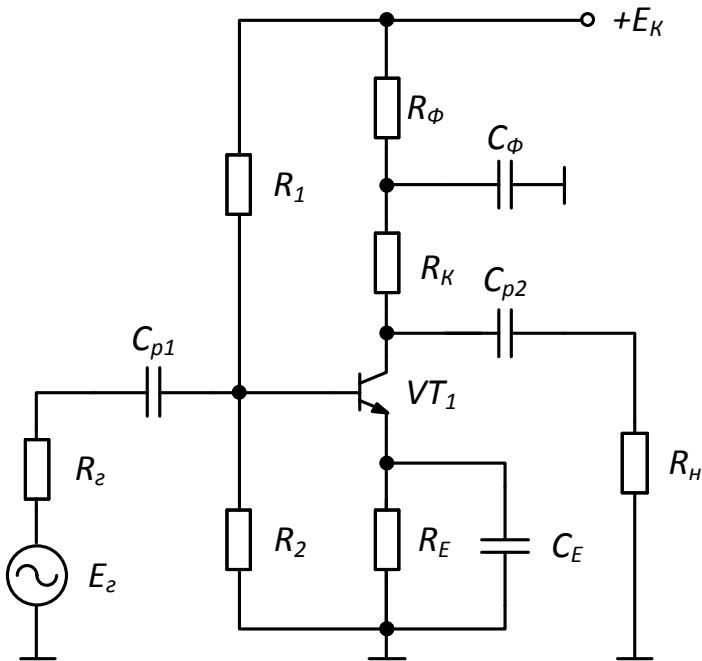


Рисунок 4.10 – Корекція частотної характеристики каскаду СЕ в області низьких частот

Наявність ємності C_E призводить до зниження підсилення на низьких частотах і спаду амплітудно-частотної характеристики. Ланка $C_\Phi R_\Phi$ включається в колекторний ланцюг і покликана компенсувати спотворення у області низьких частот. Ємність C_Φ обирається таким

чином, що в області середніх частот її ємнісний опір був значно меншим R_{Φ} і тому повністю шунтував зазначений опір. Таким чином, на середніх частотах навантаження в ланцюзі колектора визначається лише опором R_K . У міру зменшення частоти ємнісний опір $1/j\omega C_{\Phi}$ зростає і на певній низькій частоті стає значно більшим R_{Φ} , завдяки чому опір у колекторному ланцюзі стає таким, що дорівнює $R_K + R_{\Phi}$. Це приводить до збільшення коефіцієнта підсилення каскаду СЕ. Для отримання ефективної дії корекції необхідно, щоб R_{Φ} було значно більшим від R_K , а опір ланцюга $C_{p2}R_H$ досить великий і практично не шунтував колекторний ланцюг R_K, R_{Φ} .

Робота схеми спільного емітера в області високих частот

В області високих частот зменшення коефіцієнта підсилення за напругою пов'язане із залежністю статичного коефіцієнта передачі базового струму транзистора від частоти, а також із тим, що ємність колекторного переходу чинить шунтувальну дію.

Спрощена схема колекторного ланцюга підсилювача, що працює на комплексне навантаження в області високих частот, наведена на рисунку 4.11.

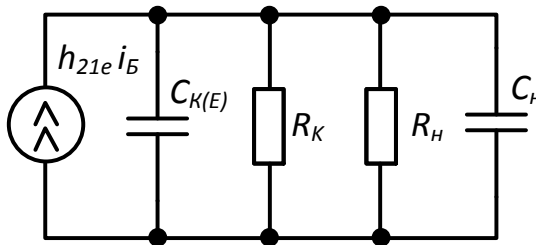


Рисунок 4.11 – Схема колекторного ланцюга підсилювача в області високих частот

Для області високих частот можна записати

$$K_{U\beta}^{ce} = h_{21e} \frac{R_K \parallel R_H \left\| \left(\frac{1}{j\omega(C_{K(E)} + C_H)} \right) \right.}{(R_2 + R_{\beta K}^{ce})},$$

де $C_{K(E)}$ – бар’єрна ємність колекторного переходу в схемі СЕ;

C_H – ємність навантаження.

Після перетворень одержимо

$$K_{U\beta}^{ce} = \frac{K_{U0}^{ce}}{1 + j\omega\tau_K},$$

де $\tau_K = (C_{K(E)} + C_H)R_K \parallel R_H = C_{екв.К}R_K \parallel R_H$ – стала часу перезаряду еквівалентної ємності колекторного переходу $C_{екв.К} = (C_{K(E)} + C_H)$.

Коефіцієнт частотних спотворень $M_{BC_{екв.К}}$, зумовлений впливом ємності $C_{екв.К}$:

$$M_{BC_{екв.К}} = \sqrt{1 + (\omega_B\tau_K)^2}.$$

В області високих частот потрібно також враховувати залежність статичного коефіцієнта передачі базового струму транзистора (h_{21eB}) від частоти

$$h_{21eB} = \frac{h_{21e}}{1 + j\omega\tau_\beta},$$

де τ_β – стала часу статичного коефіцієнта передачі базового струму транзистора;

h_{21e} – статичний коефіцієнт передачі базового струму транзистора в області середніх частот.

Враховуючи одночасний вплив сталих часу τ_K та τ_β , коефіцієнт частотних спотворень схеми спільного емітера

визначається виразом

$$M_B = \sqrt{1 + (\omega_B \tau_B)^2},$$

де $\tau_B = \tau_K + \tau_\beta$.

Для корекції частотної характеристики в області високих частот можна використовувати частотно-залежний негативний зворотний зв'язок за струмом, який входить до емітерного ланцюга (емітерна корекція АЧХ). Схема резистивного каскаду СЕ із корекцією в області високих частот наведена на рисунку 4.12.

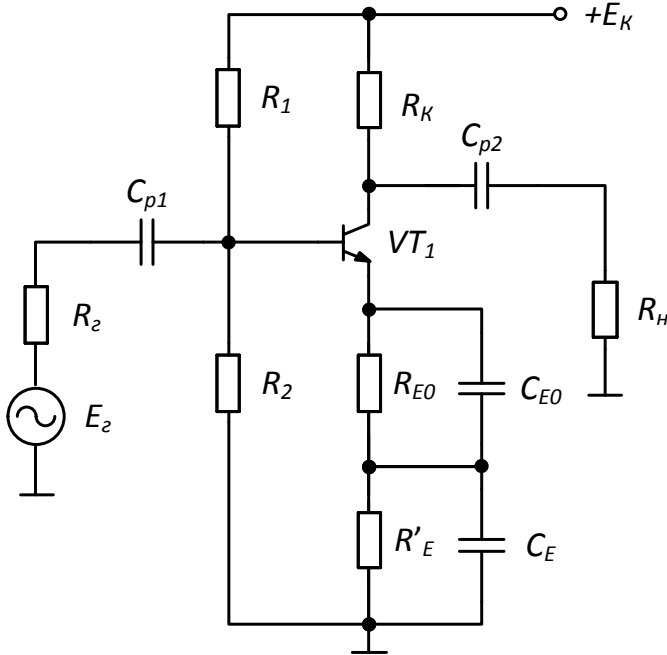


Рисунок 4.12 – Корекція частотної характеристики каскаду СЕ в області високих частот

На рисунку 4.1 опір резистора зворотного зв'язку за постійним струмом (R_E) достатній для отримання необхідної стабільності. У схемі, наведеної на рисунку 4.12,

опір резистора R'_E , як елементу корекції, виявляється недостатнім, і послідовно з ним ввімкнено резистор R_{E0} для того, щоб виконувалась умова $R_E = R'_E + R_{E0}$, що забезпечить необхідний рівень стабільності за постійним струмом. Паралельно R_{E0} ввімкнена ємність C_{E0} , яка обирається на декілька порядків меншою від ємності C_E , внаслідок чого шунтувальна дія C_{E0} позначається тільки в області високих частот, але на середніх частотах ємнісний опір C_{E0} значно більший за R_{E0} , що призводить до виникнення на цих частотах місцевого негативного зворотного зв'язку та до зниження коефіцієнта підсилення.

Зі зростанням частоти ємнісний опір C_{E0} зменшується, його шунтувальна дія зростає, це призводить в області високих частот до зменшення глибини зворотного зв'язку та збільшення коефіцієнта підсилення. Це частково компенсує спад коефіцієнта підсилення, зумовлений зменшенням h_{21e} на високих частотах та впливом ємностей колекторного переходу ($C_{K(E)}$) та навантаження (C_n).

5 Підсилювальні каскади на польових транзисторах

Підсилювальні каскади на польовому транзисторі (ПТ) передусім застосовують у вхідних каскадах підсилувачів. Пояснюється це такими перевагами польового транзистора перед біполярним:

- більший вхідний опір, що спрощує його узгодження із високоомним джерелом сигналу;
- як правило, менший коефіцієнт шуму, що робить його прийнятнішим при посиленні слабких сигналів;
- велика власна температурна стабільність режимів спокою.

Польові транзистори є активними елементами, в яких керування струмом, що проходить через них, здійснюється електричним полем, що створюється напругою, прикладеною до керуючого електрода. У ланцюзі керуючого електрода при цьому майже відсутній струм. Результатом є великий вхідний опір польових транзисторів (до 10^{15} омів). Тому в тих випадках, коли потрібні пристрої, що мають великий вхідний опір, доцільно використати польові транзистори.

Польові транзистори залежно від способу виготовлення й електричних характеристик діляться на дві групи: транзистори з $p-n$ -переходом (рисунок 5.1) і з ізольованим затвором (МОН транзистори із вбудованим каналом (рисунок 5.2) та індукованим каналом (рисунок 5.3)).

На характеристиках транзистора можна виділити дві області роботи польових транзисторів :

– область I – область зростання струму стоку при збільшенні напруги (омічна область);

– область II – область активної роботи транзистора на пологій ділянці стокової ВАХ. При роботі в цій області канал відкритий і стокова напруга U_{CB} перевищує за

абсолютним значенням напругу перекриття каналу. Струм стоку практично не залежить від напруги U_{CB} .

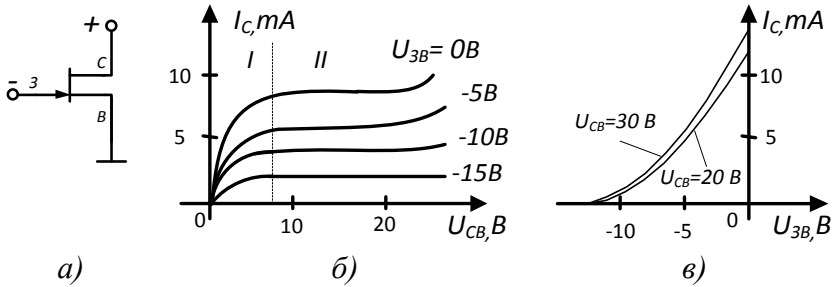


Рисунок 5.1 – Полярність увімкнення напруги стоку (а), стокова (б) та сток-затворна (в) ВАХ польового транзистора з $p-n$ -переходом та каналом n -типу

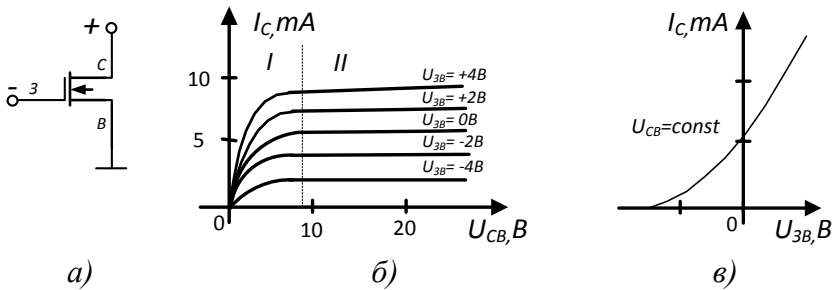


Рисунок 5.2 – Полярність увімкнення напруги стоку (а), стокова (б) та сток-затворна (в) ВАХ МОП-транзистора із вбудованим каналом

Відсічка струму стоку спостерігається у тому випадку, коли напруга на затворі за абсолютним значенням перевищує напругу відсічки $U_{3Bвідс}$ (для транзисторів із $p-n$ -переходом та із вбудованим каналом) або порогову напругу $U_{3Bпор}$ (для транзисторів з індукованим каналом).

Для польового транзистора із $p-n$ -переходом, який працює в омичній області, тобто при напрузі

$U_{CB} < |U_{відс}| - |U_{ЗВ}|$, стокова характеристика описується рівнянням

$$I_C = I_{Снас0} \left[2 \frac{U_{CB}}{U_{відс}} \left(1 - \frac{U_{ЗВ}}{U_{відс}} \right) - \left(\frac{U_{CB}}{U_{відс}} \right)^2 \right],$$

де $I_{Снас0}$ – струм стоку при напрузі між затвором і витоком $U_{ЗВ} = 0$.

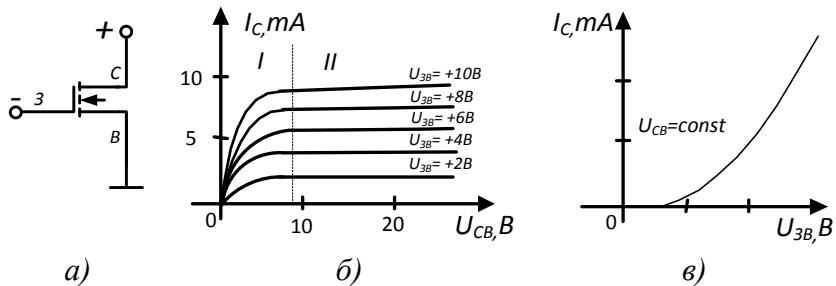


Рисунок 5.3 – Полярність ввімкнення напруги стоку (а), стокова (б) та сток-затворна (в) ВАХ МОП-транзистора з індукованим каналом n-типу

При напрузі $|U_{CB}| = |U_{відс}| - |U_{ЗВ}|$, струм стоку I_C досягає максимального значення.

У пологій частині характеристики, коли $|U_{CB}| > (U_{відс} - U_{ЗВ})$, струм стоку I_C визначається співвідношенням:

$$I_C = I_{Снас0} \left(1 - \frac{U_{ЗВ}}{U_{відс}} \right)^2.$$

Сток-затворна характеристика на пологій ділянці також описується останнім рівнянням.

Одним з основних параметрів польового транзистора, що характеризує його підсилювальні властивості, є крутизна сток-затворної характеристики

$$S = \left(\frac{dI_C}{dU_{3B}} \right)_{U_{CB} = \text{const}} .$$

Вона визначає вплив зміни напруги на затворі від зміни струму стоку. Числове значення крутизни залежить від напруги на затворі. Зі збільшенням U_{3B} струм стоку і крутизна зменшуються:

$$S = S_{\max} \left(1 - \frac{|U_{3B}|}{|U_{CB}|} \right) .$$

До параметрів польових транзисторів також належать внутрішній опір транзистора, що визначається як відношення зміни напруги стоку до відповідної зміни струму стоку за постійної напруги на інших електродах:

$$R_i = \left(\frac{dU_{CB}}{dI_C} \right)_{U_{3B} = \text{const}} .$$

Статичний коефіцієнт підсилення транзистора μ визначається відношенням приростів напруги сток-витік і затвор-витік при холостому ході на стоці

$$\mu = \left(\frac{dU_{CB}}{dU_{3B}} \right)_{I_C = \text{const}} .$$

Параметри S , R_i та μ пов'язані між собою співвідношенням $\mu = SR_i$.

У польових транзисторах існують три основні температурні ефекти. Перший обумовлений струмом зміщеного у зворотному напрямі $p-n$ -переходу, який проходить через (закритий перехід)-(затвор)-(витік) і, як правило, експоненціально залежить від температури. Цей струм може змінити напругу зміщення, якщо опір резистора

в ланцюзі затвора досить великий. Ефект особливо сильно позначається при високих температурах і практично відсутній у польових транзисторів з ізольованим затвором.

Другий ефект обумовлений змінами контактної (бар'єрної) різниці потенціалів (ϕ) $p-n$ - переходу при коливаннях температури довкілля, причому температурний коефіцієнт виявляється від'ємним і становить близько $2,2 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$. Якщо напруга на затворі підтримується сталою, то від'ємний температурний коефіцієнт для ϕ призводить до додатного температурного коефіцієнта для струму стоку.

Третій ефект пов'язаний із температурними змінами опору каналу, причому температурний коефіцієнт опору виявляється позитивним. Якщо напруга відсічки досить велика, то зміна бар'єрного потенціалу меншою мірою впливатиме на струм стоку, ніж зміна опору. У цьому випадку результуючий температурний коефіцієнт для струму стоку I_C виявляється негативним.

Ці два останніх, протилежних один до одного процесу при певному виборі робочої точки можуть взаємно компенсуватися, і струм стоку буде практично постійним в широкому діапазоні температур (рисунок 5.4).

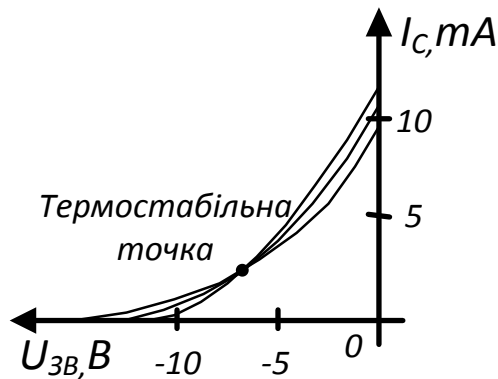


Рисунок 5.4 – Стік-затворні характеристики польового транзистора при різних температурах

За аналогією з підсилювачами на біполярних транзисторах існують три схеми включення польових транзисторів (ПТ) до складу підсилювачів: зі спільним витоком (СВ), зі спільним стоком (СС) та спільним затвором (СЗ). Найбільше підсилення напруги та потужності мають каскади з СВ.

5.1 Підсилювач на польовому транзисторі зі спільним витоком

Принципова схема підсилювача на польовому транзисторі з керованим $p-n$ -переходом зі спільним витоком показана на рисунку 5.5.

Резистор R_C разом з резистором R_H відіграють роль опору навантаження для змінного струму. Як і резистори R_K у каскадах із СЕ, опір резисторів R_C звичайно становить сотні омів – кілоомів.

Резистор R_3 фіксує потенціал затвору на нульовому рівні за відсутності вхідного сигналу, тому, що затворний струм майже дорівнює нулю. Щоб не зменшувати вхідний опір підсилювача, опір R_3 звичайно становить сотні омів – мегаомів. Резистор R_B з конденсатором C_B називають колом автоматичного зміщення робочої точки транзистора на сток-затворній характеристиці. Резистор R_B за аналогією з резистором R_E у підсилювачі з СЕ забезпечує також стабільність режиму роботи та параметрів підсилювача на ПТ. Термостабільність ПТ вища, ніж у БТ ($|\delta I_C / \Delta T| < 0,5 \% / ^\circ C$), тому величина опору R_B , потрібна для термостабілізації, як правило, становить для малопотужних польових транзисторів десятки – сотні омів.

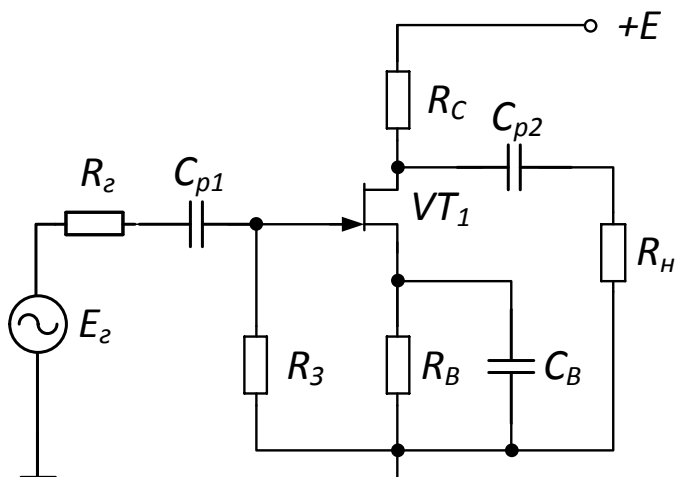


Рисунок 5.5 – Підсилювач на польовому транзисторі зі спільним витоком

Для того щоб уникнути зменшення коефіцієнта підсилення резистор R_B шунтують конденсатором C_B . Величина шунтувального конденсатора:

$$X_{C_B} = \frac{1}{2\pi C_B f_H} \ll R_B .$$

При виборі робочої точки U_{3B0} , I_{C0} на входній характеристиці $I_C(U_{3B})$ необхідно враховувати такі обставини:

а) вхідний сигнал не повинен переводити $p-n$ -перехід у стан провідності – він завжди повинен бути зміщений у зворотному напрямі (для МОН-транзисторів U_{3B} може бути як позитивною, так і негативною величиною);

б) бажано, щоб вхідний сигнал був малим порівнянно з $U_{відс}$, інакше будуть досить великі нелінійні спотворення;

в) якщо сигнал малий, то прийнятніше вибрати робочу точку з малими значеннями U_{3B0} , оскільки в цьому випадку більші значення струму стоку і крутизни.

Опір R_3 визначають за виразом

$$R_3 = \frac{U_{3B0}}{(10^3 - 10^4)I_3}, \text{ або } R_3 = \frac{0,002 - 0,01}{I_3},$$

де U_{3B0} – напруга затвор-витік спокою;

I_3 – струм затвора.

Режим роботи задається шляхом вибору резистора:

$$R_B = \frac{U_{відс} - (0,6 - 0,8)}{I_{C0}} = \frac{U_{3B0}}{I_{C0}}.$$

Для визначення основних параметрів підсилювального каскаду зі спільним витком зобразимо його малосигнальну еквівалентну схему для змінних складових струмів та напруг (рисунок 5.6)

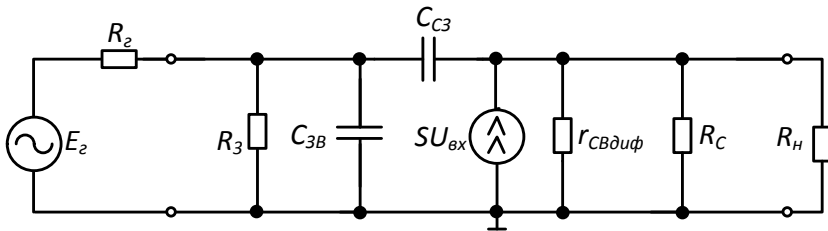


Рисунок 5.6 – Схема заміщення каскаду в області середніх частот

Знайдемо основні параметри схеми.

Вхідна напруга

$$U_{вх} = \frac{R_3}{R_3 + R_2} E_2.$$

Вихідна напруга

$$U_H = -SU_{ex} \left[r_{св\ диф} \parallel R_C \parallel R_H \right].$$

Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U^{св} = \frac{U_H}{E_2} = -\frac{R_3}{R_3 + R_2} S \left[r_{св\ диф} \parallel R_C \parallel R_H \right] \approx -S \left(R_C \parallel R_H \right).$$

Вхідний опір каскаду $R_{ex}^{св} \approx R_3$.

Вихідний опір каскаду $R_{вих}^{св} \approx R_C \parallel r_{св\ диф} \approx R_C$.

Наявність усіх ємностей необхідно враховувати лише на високих частотах.

При переході в область високих частот необхідно враховувати вхідну і вихідну ємності каскаду, оскільки C_{3C} утворює НЗЗ за напругою та у зв'язку з цим збільшує вхідну ємність каскаду.

При розрахунку вхідної ємності повинні бути враховані міжелектродні ємності C_{3B} , C_{3C} транзистора, а також ємність монтажу вхідного ланцюга C_M (ємність деталей і дротів вхідного ланцюга каскаду щодо шини «-» джерела живлення). Зазначені ємності створюють на високих частотах реактивні складові струмів вхідного ланцюга, що визначають сумарний вхідний струм каскаду:

$$\dot{I}_{C_{ex}} = \dot{I}_{C_{3B}} + \dot{I}_{C_{3C}} + \dot{I}_{C_{C_M}}.$$

Струми $\dot{I}_{C_{3B}}$, $\dot{I}_{C_{C_M}}$ визначаються вхідною напругою \dot{U}_{ex} каскаду, а струм $\dot{I}_{C_{3C}}$ – напругою стік-затвор. Оскільки напруга на стоці знаходиться у протифазі з вхідною напругою, напруга між затвором та стоком буде дорівнювати $\dot{U}_{ex} + \dot{U}_{вих} = (1 + K_U) \dot{U}_{ex}$.

З урахуванням вищезазначеного ємнісний вхідний струм каскаду дорівнює:

$$\dot{I}_{C_{ex}} = j\omega C_{3B}\dot{U}_{ex} + j\omega C_{3C}(1+K_U)\dot{U}_{ex} + j\omega C_M\dot{U}_{ex},$$

або

$$\dot{I}_{C_{ex}} = j\omega\dot{U}_{ex} \left(C_{3B} + C_{3C}(1+K_U) + C_M \right) = j\omega\dot{U}_{ex} C_{ex}.$$

Вхідна ємність каскаду:

$$C_{ex} = C_{3B} + C_{3C}(1+K_U) + C_M.$$

Вихідна ємність каскаду залежить від міжелектродних місткостей областей стік-витік і стік-затвор, а також ємності монтажу вихідного ланцюга. Розрахунок вихідної ємності роблять за тією самою методикою, що і розрахунок вхідної ємності.

Вихідна ємність каскаду

$$C_{вих} = C_{3B} + \frac{1+K_U}{K_U} C_{3C} + C_M.$$

Разом із каскадом із спільним витокм дуже поширене використання каскадів зі спільним стоком – витоквого повторювача (ВП).

5.2 Підсилювач на польовому транзисторі зі спільним стоком

Принципова схема підсилювача на польовому транзисторі із керованим $p-n$ -переходом зі спільним стоком (СС) показана на рисунку 5.7.

Режим роботи ПТ у схемі СС, як і підсилювача з СВ, визначається резистором R_3 з урахуванням спадання напруги на резисторі R_B .

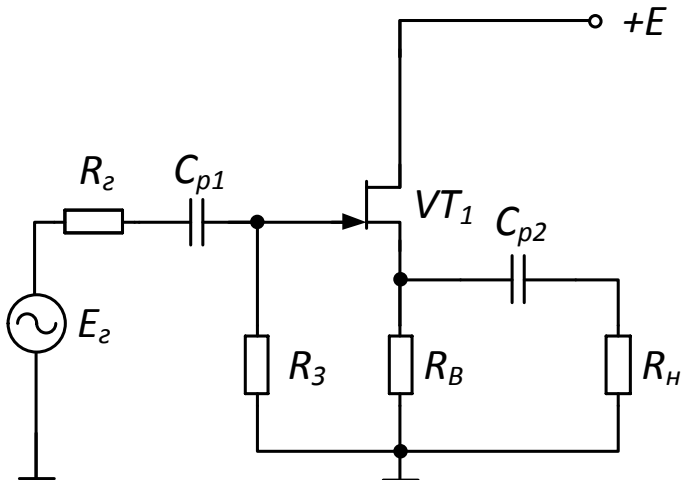


Рисунок 5.7 – Підсилювач на польовому транзисторі зі спільним стоком

Визначимо характеристики схеми.

Вихідна напруга

$$U_H = S U_{3B} \left[r_{св\ диф} \parallel R_B \parallel R_H \right],$$

$$U_H = U_{вх} - U_{3B}.$$

Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U^{cc} = \frac{S \left[r_{св\ диф} \parallel R_B \parallel R_H \right]}{1 + S \left[r_{св\ диф} \parallel R_B \parallel R_H \right]} < 1.$$

Вихідний опір каскаду $R_{вих}^{cc} = R_B \left\| \left(\frac{r_{св\ диф}}{1 + S r_{св\ диф}} \right) \right\| \approx \frac{1}{S}.$

Підсилювач на польовому транзисторі зі спільним стоком має велике значення $R_{вих}^{cc}$, обмежене лише R_3 ,

низьке $R_{вих}^{CC}$ і не підсилює за напругою.

Складова струму ємності C_{3B} , що залежить від напруги:

$$\dot{U}_{3B} = \dot{U}_{вх} - \dot{U}_{вих} = (1 - K_U) \dot{U}_{вх}.$$

Сумарний ємнісний вхідний струм підсилювача зі спільним стоком

$$\dot{I}_{C_{вх}} = j\omega \dot{U}_{вх} (C_{3B} + C_{3C}(1 - K_U) + C_M) = j\omega \dot{U}_{вх} C_{вх}$$

звідки

$$C_{вх} = C_{3B} + (1 - K_U)C_{3C} + C_M.$$

6 Підсилювачі потужності

Основні визначення

Основною вимогою, що висувається до каскадів підсилення потужності, є забезпечення в заданому навантаженні якомога більшої або заданої величини потужності сигналу. Цю потужність необхідно одержувати при допустимому рівні нелінійних і частотних спотворень, а також при якомога меншому споживанні потужності від джерела живлення. Тому основними початковими даними при розрахунку каскаду є:

- потужність P_n , що віддається в навантаження;
- рівень частотних M і нелінійних K_2 спотворень;
- робоча смуга частот f_n і f_v ;
- коефіцієнт корисної дії каскаду.

Основними завданнями при проектуванні підсилювачів потужності (ПП) є:

–забезпечення режиму узгодження вихідного опору ПП із навантаженням для передачі в навантаження максимальної потужності;

–досягнення мінімальних нелінійних спотворень сигналу;

–одержання максимального ККД.

ПП класифікуються за:

–способом підсилення – на одноктактний і двотактні;

–способом узгодження – на трансформаторні і безтрансформаторні;

–класом підсилення - на класи А, В, АВ, С, D.

Каскади підсилення потужності можуть бути як одно-, так і двотактними. Залежно від вибору робочої точки і величини збуджувальної напруги в цих каскадах використовується той або інший режим підсилення. Одноктактні каскади працюють в режимі А. У двотактних схемах, окрім режиму А, широко застосовуються режим В

і режим АВ.

На вхід каскаду підсилювача потужності надходить сигнал великої амплітуди, що захоплює всю робочу область характеристик підсилювального елемента, тому параметри підсилювального елемента за період сигналу змінюються в широких межах. Унаслідок цього аналітичні розрахунки каскаду з використанням малосигнальних параметрів підсилювального елемента дають велику похибку, і розрахунок усіх показників каскаду підсилення потужності, як правило, проводиться графічно за вихідними характеристиками.

6.1 Способи побудови одноканальних вихідних каскадів

За способом під'єднання навантаження каскади підсилювачів потужності можна поділити на каскади з безпосереднім під'єднанням навантаження, резисторним і трансформаторним.

У резисторному каскаді підсилювача потужності (рисунок 6.1)) навантаження R_H під'єднується до вихідного ланцюга через конденсатор.

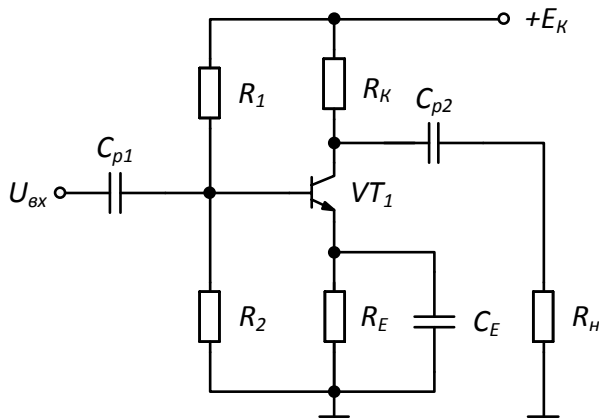


Рисунок 6.1 – Вихідний каскад із під'єднанням навантаження R_H до вихідного ланцюга через конденсатор

Постійний струм живлення в цьому випадку через навантаження не проходить, крім того, навантаження з'єднано із загальним проводом схеми, що нерідко є необхідною умовою. Цей спосіб побудови вихідних каскадів використовується в імпульсних підсилювачах напруги, в емітерних і витокових повторювачах, а також застосовується в операційних підсилювачах.

Резисторний каскад простий, не вимагає дорогих і громіздких деталей, має широку смугу робочих частот, але у нього дуже низький ККД. Від резисторного каскаду з транзистором важко отримати ККД не більше ніж 5–6 %. Тому, незважаючи на переваги, резисторні каскади в підсилювачах потужності застосовують лише при досить незначній вихідній потужності – не вище десятків або сотень міліват.

Найпростішим способом під'єднання опору навантаження R_H до каскаду підсилювача потужності є її безпосереднє введення у вихідний ланцюг підсилювального елемента. Розглянемо роботу одноктного безтрансформаторного каскаду (рисунок 6.2), в якому використовується під'єднання навантаження безпосередньо до колекторного кола.

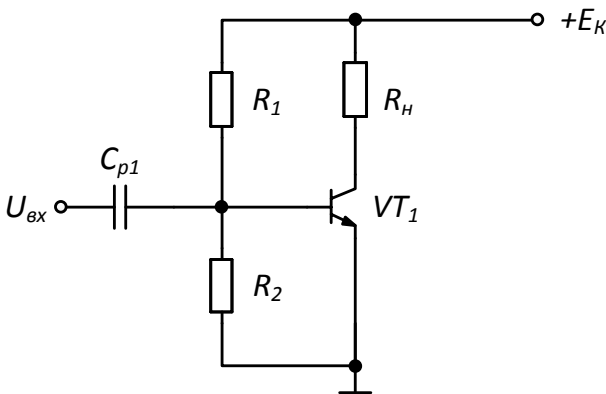


Рисунок 6.2 – Одноктний безтрансформаторний каскад

У цій схемі через навантаження проходить змінна і постійна складові струму. Для аналізу побудуємо прямі навантажень за постійним і змінним струмом (рисунок 6.3), які для цієї схеми збігаються, оскільки $R_{H=} = R_{H\sim}$.

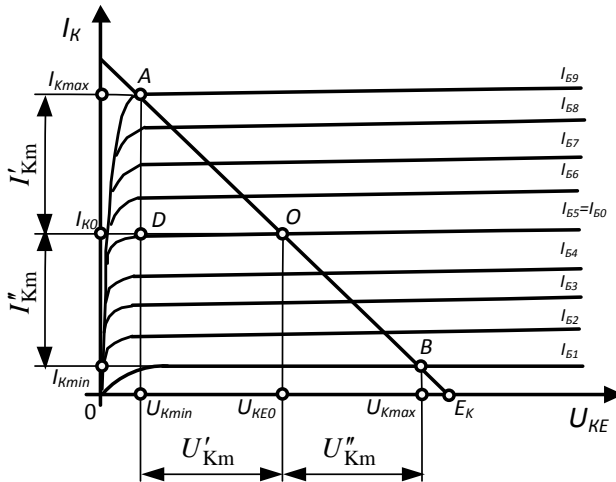


Рисунок 6.3 – Характеристики однотактного безтрансформаторного підсилювача потужності

Максимальна амплітуда напруги на колекторі

$$U_{K m} = \frac{(U_{K \max} - U_{K \min})}{2}. \quad (6.1)$$

Максимальна амплітуда вихідного струму каскаду

$$I_{K m} = I_{K 0} - I_{K \min}. \quad (6.2)$$

Потужність $P_{вих}$, що віддається транзистором, визначається площею трикутника AOD :

$$P_{вих} = P_H = 0,5U_{K m}I_{K m}. \quad (6.3)$$

Припустимо, що підсилювальний елемент ідеальний і його залишкова напруга $U_{K \max} = E_K$ та потужність $P_{вих}$ з (6.3) з урахуванням (6.1) і (6.2) визначаються як $P_{вих} = 0,25E_K I_{K 0}$. Потужність P_0 , споживана

підсилювальним каскадом від джерела живлення, визначиться виразом $P_0 = E_K I_{K0}$, оскільки споживаний каскадом струм $I_0 \approx I_{K0}$. Тоді максимально можливий ККД безтрансформаторного одноктного підсилювача потужності в режимі η становитиме $\eta = P_{вих}/P_0 \approx 0,25$.

Опір навантаження, необхідний для отримання такого ККД, що має місце лише при повному використанні струму і напруги живлення:

$$R_{K\sim} = \frac{U_{Km}}{I_{Km}} = \frac{E_K}{2 \cdot I_{K0}}. \quad (6.4)$$

Наявність залишкових напруги $U_{K\min}$ і струму $I_{K\min}$ зменшує максимальний ККД реального підсилювального каскаду. Практичний ККД одноктного безтрансформаторного каскаду, як правило, не перевищує 20 %. До переваг схеми можна віднести її простоту, відсутність втрат потужності у вихідному пристрої, додаткових нелінійних і частотних спотворень, можливість підсилення сигналів у широкій смузі частот, а до недоліків – низький ККД, проходження через навантаження постійної складової струму живлення і наявність на навантаженні постійного потенціалу щодо загального проводу (через акустичну систему неприпустимо). Але потрібно відзначити, що безпосереднє включення під'єднання навантаження застосовується в двотактних безтрансформаторних каскадах

Більш високий ККД має одноктний трансформаторний каскад підсилювача потужності (рисунок 6.4).

Трансформатор служить вихідним пристроєм, який пов'язує вихідний ланцюг підсилювача з зовнішнім навантаженням і дозволяє одержати для підсилювального елемента оптимальний опір навантаження, тобто узгодити вихід з опором навантаження.

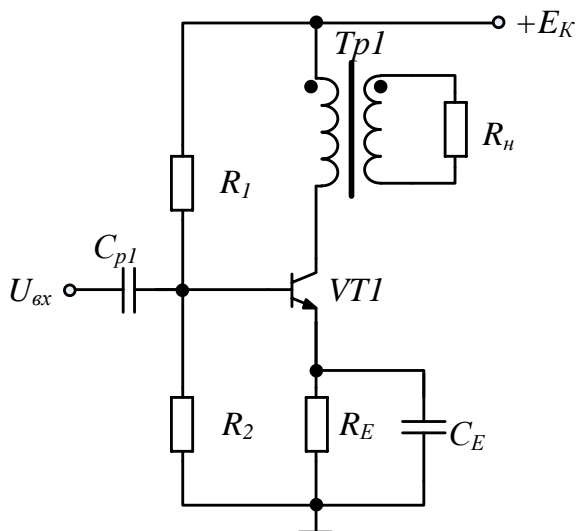


Рисунок 6.4 – Вихідний одноконтурний трансформаторний каскад

Підсилювальні каскади із трансформаторним зв'язком застосовують тоді, коли необхідно оптимальне узгодження опору навантаження і вихідного опору підсилювального каскаду. Максимальна передача потужності від джерела сигналу в навантаження має місце при рівності опорів джерела (R_2) і навантаження (R_H). Тому якщо R_2 і R_H різні, то їх можна узгодити за допомогою трансформатора, для якого в ідеальному випадку справедливі співвідношення

$$R'_H = R_H / n^2, R'_2 = R_2 n^2,$$

де R'_H та R'_2 – відповідно опір навантаження, перерахований в первинну обмотку трансформатора, і опір генератора, перерахований у вторинну обмотку;

$n = W_2 / W_1$ – коефіцієнт трансформації;

W_1 та W_2 – кількість витків у відповідних обмотках.

Оскільки в режимі оптимального узгодження необхідне дотримання співвідношень

$$R'_H = R_z, \quad R'_z = R_H,$$

то коефіцієнт трансформації для оптимального узгодження

$$\eta = \sqrt{\frac{R_H}{R_z}}.$$

У трансформаторному підсилювачі має місце

$$R_{H=} = r_1, \quad R_{H\sim} = r_1 + r'_2 + R'_H,$$

де r_1 та r'_2 – активні опори (опори втрати) в первинній та вторинній обмотки трансформатора;

R'_H – перерахований в ланцюг первинної обмотки опір навантаження.

Враховуючи те, що опір r_1 є не що інше, як активний опір мідного дроту первинної обмотки в трансформаторних підсилювачах, буде виконуватися співвідношення $R_{H=} \ll R_{H\sim}$.

Розрахунок каскаду виконаємо графо-аналітичним методом із використанням статичних ВАХ. Робоча область вихідних ВАХ обмежена декількома параметрами, як показано на рисунку 6.5.

Робоча область обмежена гіперболою допустимої потужності розсіяння на колекторі $P_{K\text{дон}}$, яка будується в координатах (I_K , U_{KE}) за формулою

$$I_K = \frac{P_{K\text{дон}}}{U_{KE}}$$

Оскільки із збільшенням температури докільця допустима потужність розсіяння зменшується, то гіпербола повинна бути побудована з урахуванням цієї зміни.

Робоча область також обмежена максимально допустимими для даного типу транзистора значеннями

струму колектора $I_{K\text{доп}}$ і напруги колектор-емітер $U_{KE\text{доп}}$. У довідковій літературі, як правило, зазначаються два значення максимально допустимого струму колектора: постійного й імпульсного. Аналогічні значення зазначають і для напруги колектор-емітер.

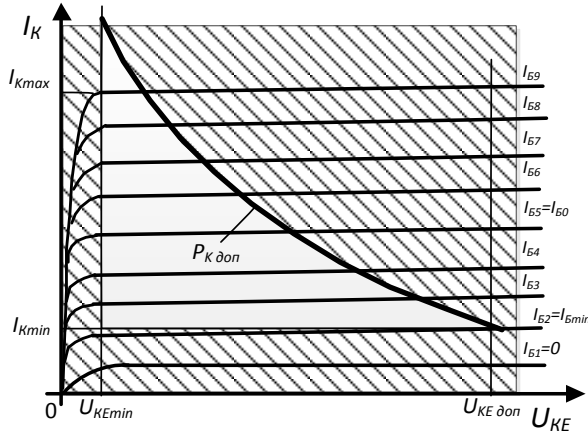


Рисунок 6.5 – Робоча область вихідних вольт-амперних характеристик

Для отримання мінімальних нелінійних спотворень робоча область обмежена мінімальним значенням струму бази $I_{B\text{min}}$, йому відповідає мінімальне значення струму колектора $I_{K\text{min}}$, а також мінімальним значенням напруги $U_{KE\text{min}} > U_{KE\text{нас}}$. Вибором значень $I_{B\text{min}}$ і $U_{KE\text{min}}$ відсікаються найбільш нелінійні ділянки вхідної і вихідної вольт-амперних характеристик, що дозволяє зменшити нелінійні спотворення каскаду.

Граничні параметри враховують при виборі типу транзистора і в процесі розрахунку каскаду. На рисунку 6.6 наведена діаграма роботи трансформаторного каскаду із спільним емітером.

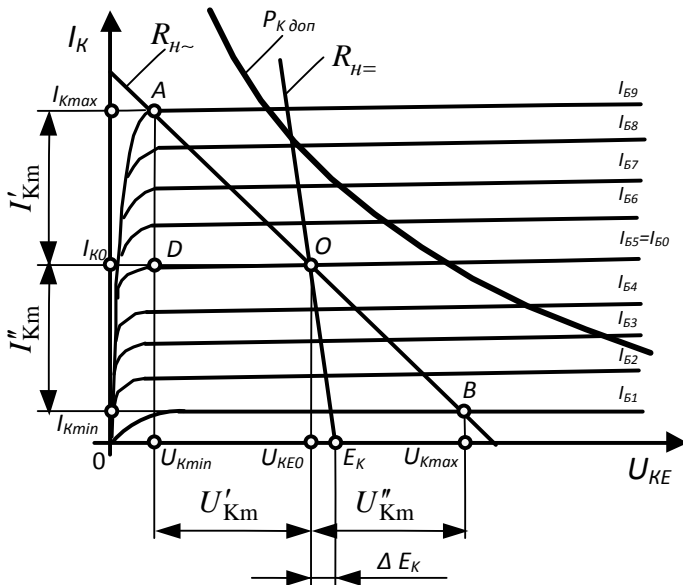


Рисунок 6.6 – Характеристики однотактного каскаду підсилення потужності з трансформаторним зв'язком

Необхідно зазначити, що напруга U_{KE} , що відповідає точці В з лінії навантаження, істотно перевищує E_K . Це можливо лише за наявності трансформатора і пояснюється тим, що енергія, накопичена індуктивністю намагнічення, при зменшенні струму викликає появу ЕРС самоіндукції.

Порядок побудови лінії навантаження такий. Спочатку будується лінія навантаження за постійним струмом. Транзистор в однотактному трансформаторному каскаді навантажений за постійним струмом малим опором первинної обмотки трансформатора. Якщо $R_E = 0$, то напруга на колекторі мало відрізняється від напруги E_K джерела живлення і лінія навантаження за постійним струмом пройде дуже круто вгору з точки E_K на осі напруги (пряма $R_{H=}$). Робоча точка О каскаду знаходиться

на цій прямій навантаження і її положення визначається величиною $U_{KE0} = E_K - \Delta E_K$, де ΔE_K – спад напруги на активному опорі первинної обмотки трансформатора при вибраному значенні струму спокою колектора.

Робоча точка O одночасно повинна знаходитися на лінії навантаження каскаду за змінним та постійним струмами. Тому для побудови цієї лінії навантаження необхідно знайти одну з крайніх її точок на вихідних характеристиках транзистора, як правило, за цю точку обирають точку A , що лежить на перегині однієї з вихідних характеристик. Таке розміщення точки A забезпечує для вибраного режиму найменші нелінійні спотворення при найменшому споживанні потужності джерела живлення. Визначене значення $I_{K\max}$ не повинно перевищувати $I_{K\text{доп}}$ для даного типу транзистора. Через точки A і O проводиться лінія навантаження каскаду за змінним струмом (пряма $R_{н\sim}$). Точку B не розміщують нижче за характеристику, зняту при $I_B = 0$, що визначається також умовами одержання мінімальних спотворень при мінімальному споживанні енергії від джерела живлення. При побудові лінії навантаження прагнуть забезпечити рівність ділянок $AO \approx OB$. Тоді амплітуди вихідного струму і напруги в обидва півперіоди будуть однаковими, тобто $I'_{K\text{м}} = I''_{K\text{м}} = I_{K\text{м}}$ і $U'_{K\text{м}} = U''_{K\text{м}} = U_{K\text{м}}$.

Максимальна амплітуда змінної складової на колекторі транзистора:

$$U_{K\text{м}} = U_{KE0} - U_{K\text{мін}} = E_K - \Delta E_K - U_{K\text{мін}}. \quad (6.5)$$

Максимальна величина напруги на колекторі, як бачимо з рисунка 6.6, дорівнює $U_{K\text{макс}} = 2U_{K\text{м}} + U_{K\text{мін}}$. Ця величина не повинна перевищувати значення, максимально допустимого для даного типу транзистора.

Максимальна амплітуда струму у вихідному колі

транзистора

$$I_{Kм} = I_{K0} - I_{K\text{min}} \quad (6.6)$$

Потужність, що віддається транзистором, чисельно дорівнює площі трикутника ADO (трикутника потужності), тобто $P_{\text{вих}} = 0,5U_{Kм}I_{Kм}$. У навантаження ж передаватиметься потужність сигналу, $P_H = \eta_{\text{тр}}P_{\text{вих}}$, де $\eta_{\text{тр}}$ – ККД вихідного трансформатора.

При практичних розрахунках навантаження каскаду підсилення потужності вважають чисто активним. Тому оптимальне навантаження $R_{K\sim} = U_{Kм}/I_{Kм}$, в яке транзистор віддає максимальну потужність, може бути визначене з урахуванням лише активних опорів обмоток вихідного трансформатора і навантаження $R_{K\sim} = r_1 + r_2' + R_H'$.

Потужність, споживана підсилювальним каскадом від джерела живлення за період дії вхідного сигналу, визначається як $P_0 = E_K I_{K0}$. Тоді ККД підсилювача потужності

$$\eta_A = \frac{P_{\text{вих}}}{P_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{Kм} \cdot U_{Kм}}{I_{K0} \cdot E_K} = \frac{1}{2} \cdot \psi \cdot \xi.$$

Позначимо відношення:

$$\psi = \frac{I_{Kм}}{I_{K0}} \text{ – коефіцієнт використання струму живлення;}$$

$$\xi = \frac{U_{Kм}}{E_K} \text{ – коефіцієнт використання напруги}$$

живлення.

Як впливає з формул (6.5) і (6.6), завжди виконуються такі нерівності: $I_{Kм} < I_{K0}$, $U_{Kм} < U_{KE0}$, $U_{KE0} < E_K$, тоді $\psi < 1$, $\xi < 1$, а ККД каскаду $\eta_A < 0,5$. Таким чином, ККД трансформаторного каскаду, що працює в режимі А, менше 50 %, із збільшенням коефіцієнтів

використання ψ і ξ (при малих значеннях E_K , $U_{K \min}$ і $I_{K \min}$), ККД наближається до 50 %, але завжди менше за це значення. Проте надмірне зменшення $U_{K \min}$ і $I_{K \min}$ приводить до різкого збільшення нелінійних спотворень підсиленого сигналу. Тому трансформаторні однокатні підсилювачі потужності мають ККД близько 25–40 %.

Для розрахунку параметрів вхідного кола каскаду на вхідну характеристику, зняту при $U_{KE0} \neq 0$, переносять крайні точки A і B з прямою навантаження за змінним струмом і визначають розмах вхідного струму і напруги, а потім розраховують значення вхідного опору $R_{ex\sim}$ і потужність P_{ex} вхідного сигналу:

$$R_{ex\sim} = \frac{2U_{Km}}{2I_{Bm}}, \quad P_{ex} = \frac{2U_{Bm} \cdot 2I_{Bm}}{8}.$$

Потужність P_K , що розсіюється колектором транзистора $P_K = P_0 - P_{вих}$. Або після деяких перетворень

$$P_K = P_{вих} \frac{1 - \eta_{тр}}{\eta_{тр}}.$$

У граничному випадку ККД каскаду дорівнює $\eta_A = 0,5$, і тоді $P_K = P_{вих}$. Тому на практиці для однокатного каскаду підсилення потужності транзистори вибирають з умови $P_{K \text{ доп}} > P_{вих}$ або з урахуванням виразу для P_n , $P_{K \text{ доп}} > P_n / \eta_{тр}$.

Через первинну обмотку трансформатора проходить постійний струм, який викликає підмагнічування трансформатора. Для зменшення насичення трансформатора його осердя в однокатних підсилювачах потужності виконується з повітряним зазором.

6.2 Двотактний трансформаторний вихідний каскад

Двотактними називають каскади, що містять два (або дві групи) підсилювальні елементи, які працюють на спільне навантаження. Вихідні струми підсилювальних елементів мають зсув фаз π . Кожен підсилювальний елемент із відповідними колами складає плече двотактного каскаду. Звичайно говорять, що плечі працюють у протифазі. Двотактні каскади дозволяють використовувати режим В і забезпечити необхідну потужність у навантаженні при високому ККД і допустимих нелінійних спотвореннях.

Принципову схему двотактного трансформаторного каскаду із спільним емітером наведено на рисунку 6.7.

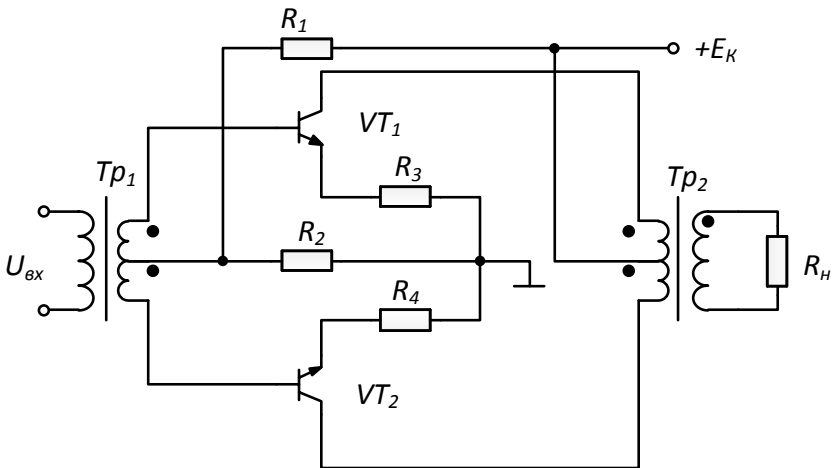


Рисунок 6.7 – Двотактний трансформаторний каскад

Схема повинна бути симетричною, в цьому випадку істотно зменшуються нелінійні спотворення каскаду. У схемі використані два трансформатори: вхідний Tp_1 і вихідний Tp_2 . Вхідний трансформатор дозволяє одержати на транзисторах VT_1 і VT_2 вхідні напруги, які зміщені за

фазою на π . Вихідний трансформатор дозволяє створити транзисторам оптимальний опір навантаження колектора змінному струму кожного плеча. За допомогою резисторів R_1 і R_2 у каскаді подається напруга зміщення, за якої відсутня «сходінка узгодження». Отже, каскад працює в режимі АВ, що також дозволяє зменшити нелінійні спотворення каскаду. Замість резистора R_2 може бути використано діод, який, крім забезпечення напруги зміщення, буде служити елементом температурної компенсації для стабілізації точки спокою транзисторів VT_1 і VT_2 .

У схемі транзистори VT_1 і VT_2 працюють по черзі. Якщо на базу транзистора VT_1 подається позитивна півхвиля вхідної синусоїдної напруги, то на базу транзистора VT_2 у цей момент подається напруга у протифазі – негативна півхвиля. У результаті транзистор VT_1 відкривається, транзистор VT_2 закривається. Працює верхнє плече схеми. Змінний струм колектора транзистора $VT_1 - I_{K1}$ проходить через верхню півобмотку трансформатора Tr_2 і джерело живлення E_K , створюється змінний магнітний потік, який у вторинній обмотці індукуює ЕРС. Під дією цієї ЕРС у навантаженні з'являється струм і створюється вихідна напруга певного знака.

Через півперіод ситуація зміниться на протилежну: VT_1 – закриється, VT_2 відкриється, працюватиме нижнє плече. Напрямок струму колектора транзистора $VT_2 - I_{K2}$ у півобмотці трансформатора Tr_2 протилежний напрямку струму I_{K1} , тому магнітний потік змінить свій напрям і напруга на навантаженні змінить свій знак. Таким чином, на навантаженні одержимо повний підсилений синусоїдний

сигнал.

Широкое застосування двотактних вихідних каскадів зумовлене цілою низкою позитивних властивостей цих схем. Проаналізуємо ці властивості. Схему вважаємо симетричною, тобто плечі однаковими. Вхідні напруги вважаємо гармонічними, врахуємо також зсув фаз π між u_{ex1} і u_{ex2} , одержимо:

$$u_{\text{ex1}} = U_m \cos \omega t ,$$
$$u_{\text{ex2}} = U_m \cos(\omega t + \pi) = -U_m \cos \omega t ,$$

де u_{ex1} і u_{ex2} – напруги на півобмотках вторинної обмотки вхідного трансформатора Tr_2 ;

U_m – амплітуда цих напруг.

Під дією напруги u_{ex1} , у колекторному колі транзистора VT_1 проходить колекторний струм, який можна подати у вигляді ряду Фур'є:

$$i_{k1} = I_{K0} + I_{Km1} \cos \omega t + I_{Km2} \cos 2\omega t + I_{Km3} \cos 3\omega t + \dots$$

де I_{K0} – постійна складова колекторного струму;

$I_{Km1}, I_{Km2}, I_{Km3}, \dots$ – амплітуди гармонік.

Початковими фазами гармонік струму, які не відіграють у даному випадку особливої ролі, можна знехтувати.

Оскільки напруги u_{ex1} і u_{ex2} зсунені за фазою на π , то струм i_{k2} знайдемо, замінивши ωt на $(\omega t + \pi)$. Для ідеально симетричної схеми одержимо

$$i_{k2} = I_{K0} + I_{Km1} \cos(\omega t + \pi) + I_{Km2} \cos 2(\omega t + \pi) +$$
$$+ I_{Km3} \cos 3(\omega t + \pi) + \dots =$$
$$= I_{K0} - I_{Km1} \cos \omega t + I_{Km2} \cos 2\omega t - I_{Km3} \cos 3\omega t + \dots$$

Обидві половини первинної обмотки вихідного трансформатора Tr_2 намотуються в одному напрямі.

Вихідні струми i_{K1} і i_{K2} направлені в цих півобмотках зустрічно, тому створюють магнітний потік, пропорційний різниці струмів ($i_{K1} - i_{K2}$).

Струм у навантаженні I_H пропорційний результуючому магнітному потоку, отже, струм у навантаженні буде пропорційний різниці струмів плечей:

$$i_{K1} - i_{K2} = 2I_{Km1} \cos \omega t + 2I_{Km3} \cos 3\omega t + \dots \quad (6.7)$$

Аналізуючи вираз (6.7), можна зробити ряд важливих висновків.

1. Струм у навантаженні, а отже, і вихідний сигнал не містить парних гармонік. Компенсація парних гармонік дозволяє використовувати економічний режим В.

2. На виході каскаду компенсуються всі синфазні перешкоди. Це знижує чутливість двотактного каскаду до пульсацій напруги живлення, що дозволяє спростити згладжувальні фільтри випрямлячів, які живлять підсилювальний каскад. При цьому збільшується динамічний діапазон підсилювача.

3. Відсутнє постійне підмагнічування осердя вихідного трансформатора Tr_2 , оскільки різницевий струм не містить постійної складової. Це дозволяє при заданій вихідній потужності істотно знизити масу, габарити і вартість трансформатора Tr_2 .

4. Струм, що проходить через спільне джерело живлення, не містить основної частоти (першу гармоніку) сигналу, оскільки загальний струм у колі живлення дорівнює сумі струмів плечей:

$$i_{K1} + i_{K2} = 2I_{K0} + 2I_{Km2} \cos 2\omega t \dots$$

і містить лише постійну складову і парні гармоніки. Завдяки цьому помітно знижується паразитний міжкаскадний зв'язок через спільне джерело живлення, спрощуються розв'язувальні фільтри.

Коливальна потужність, що одержується від обох транзисторів:

$$P_{\sim} = \frac{I_{Km} U_{Km}}{2}.$$

У двотактних підсилювачах споживаний струм

$$I_{Kcp} = \frac{1}{T} \int_0^{\pi} I_{Km} \sin \omega t dt = \frac{I_{Km}}{\pi}$$

залежить від амплітуди сигналу.

Потужність споживана двома транзисторами від джерела живлення визначається виразом

$$P_0 = 2E_K I_{Kcp} = \frac{2}{\pi} E_K I_{Km}.$$

Коефіцієнт корисної дії

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0} = \frac{\pi U_{Km}}{4 E_K} = \frac{\pi}{4} \xi,$$

де $\xi = \frac{U_{Km}}{E_K}$ – коефіцієнт використання транзистора за напругою.

При $U_{Km} = E_K$ максимальному значенні ККД $\eta_{\max} = 0,785$.

Коефіцієнт використання транзисторів, як правило, $\xi = 0,9$; отже, практично досягне значення ККД дорівнює 0,7.

Потужність розсіювання на колекторі кожного транзистора визначається виразом

$$P_K = \frac{P_0 - P_{\sim}}{2} = \frac{1}{\pi} E_K I_{Km} - \frac{I_{Km} U_{Km}}{4} = \frac{1}{\pi} E_K \frac{U_{Km}}{R_{H\sim}} - \frac{U_{Km}^2}{4R_{H\sim}}.$$

Для визначення максимальної потужності продиференціюємо P_K за U_{Km} та прирівняємо похідну до нуля:

$$\frac{dP_K}{dU_{K_m}} = \frac{1}{\pi} \frac{E_K}{R_{H\sim}} - \frac{U_{K_m}}{2R_{H\sim}} = 0,$$

звідки знайдемо значення U_{K_m} , що відповідає $P_{K_{\max}}$:

$$U_{K_{m_{кр}}} = \frac{2}{\pi} E_K = 0,64E_K.$$

Тобто коефіцієнт використання напруги живлення дорівнює

$$\xi_{кр} = \frac{U_{K_{m_{кр}}}}{E_K} = 0,64.$$

При цьому ККД каскаду дорівнюватиме

$$\eta_{кр} = \frac{\pi}{4} \xi_{кр} = 0,5.$$

При збільшенні $\xi > \xi_{кр}$ ККД каскаду збільшується. Тому вигідно працювати при можливо більшому використанні джерела живлення, оскільки економічність каскаду збільшується.

6.3 Безтрансформаторні двотактні вихідні каскади

Використання трансформаторів у підсилювачах потужності приводить до низки істотних недоліків. Трансформатор вносить додаткові частотні, фазові, перехідні і нелінійні спотворення сигналу і має великі масу, габарити і вартість. У трансформаторі втрачається частина потужності, тому зменшується ККД підсилювача. Але найголовніше трансформатор неможливо виконати за інтегральною технологією.

На сьогодні значного поширення набули безтрансформаторні транзисторні двотактні вихідні каскади, особливо у зв'язку з можливістю використання таких каскадів в інтегральних мікросхемах (ІМС).

На рисунку 6.8 а, б наведені варіанти схем безтрансформаторних підсилювачів потужності (без кіл зміщення), в яких застосовані транзистори з провідністю

одного типу.

Для нормальної роботи каскадів необхідно подавати на їх входи дві однакові напруги $U_{вх1}$ і $U_{вх2}$, що знаходяться в протифазі.

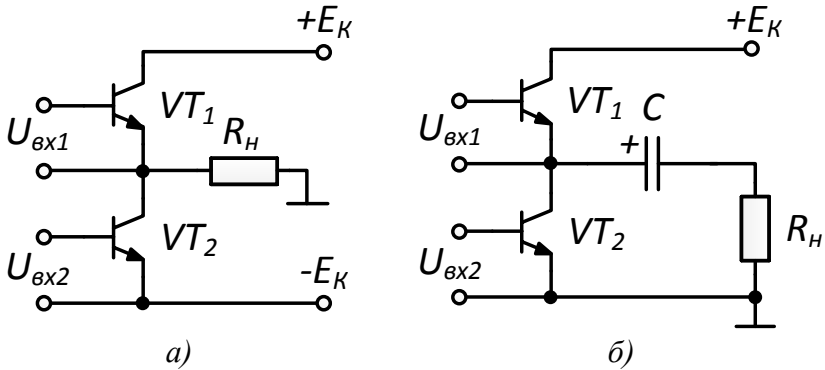


Рисунок 6.8 – Безтрансформаторні підсилювачі потужності на транзисторах з провідністю одного типу

Тому на вході кожної зі схем потрібно використовувати спеціальний фазоінверсний підсилювальний каскад. У схемі на рисунку 6.8 а необхідно застосувати двополярне джерело живлення (два однакові джерела колекторного живлення або одне джерело із середньою точкою). У цій схемі змінні вихідні струми плечей проходять через навантаження у протилежних напрямках, формуючи на ній різнополярну вихідну напругу. Постійна складова вихідної напруги за відсутності вхідного сигналу дорівнює нулю, оскільки при повній симетрії схеми постійні струми через навантаження однакові і протилежні за знаком.

На схемі рисунка 6.8 б достатньо одного джерела живлення. Постійна складова вихідного струму в цій схемі через навантаження також не проходить через розділовий конденсатор C . Коли при подачі $U_{вх1}$ і $U_{вх2}$ верхній транзистор VT_1 відкривається, а нижній VT_2 – закривається,

струм, що проходить через VT_1 і R_H , заряджає конденсатор. При зміні полярності U_{ex1} і U_{ex2} відбувається замикання VT_1 і відмикання VT_2 , і раніше заряджений конденсатор C розряджається через VT_2 і R_H , будучи своєрідним джерелом живлення для нижнього плеча схеми. Ємність цього конденсатора повинна бути достатньою для того, щоб на найнижчій частоті f_H підсилюваного сигналу він не розряджався повністю. Стала часу розряду конденсатора в найгіршому випадку (при повністю відкритому транзисторі VT_2) $t = R_H C$. Ця величина повинна бути значно більшою від половини періоду вхідного сигналу. Звідси можна визначити ємність розділового конденсатора $C \gg 1/(2\pi f_H R_H)$. Величина ємності цього конденсатора, як правило, досить велика (сотні, тисячі мікрофарад), тому тут використовують електролітичний полярний конденсатор, полярність під'єднання якого показана на рисунку 6.8 б.

Якщо у плечі безтрансформаторного двотактного каскаду використати транзистори з різним характером провідності, то вхідні кола плечей можна об'єднати (рисунок 6.9) і при подачі на вхід напруги U_{ex} схема працюватиме як двотактна, тобто сигнал, що відкриває транзистор типу $p-n-p$ -типу, відповідно замикатиме транзистор типу $n-p-n$ -типу і навпаки. Принцип дії цих схем аналогічний принципу дії схем рисунку 6.8.

Для отримання високого ККД безтрансформаторні вихідні каскади найчастіше працюють у режимі В(АВ). Транзистори у вихідних каскадах включаються як повторювачі, тобто використовуються двотактні емітерні (або витокові) повторювачі.

Найбільшого поширення набули двотактні схеми, в яких використовуються комплементарні пари. Комплементарну пару утворюють транзистори з

однаковими параметрами, але різними типами провідності. Наприклад, біполярні транзистори $n-p-n$ - і $p-n-p$ - типу, польові транзистори з n - і p -каналами утворюють комплементарну пару.

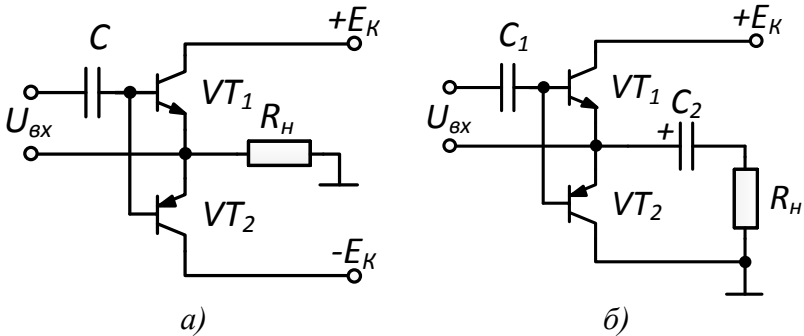


Рисунок 6.9 – Безтрансформаторні підсилювачі потужності на транзисторах з різним характером провідності

В цьому випадку входи обох плечей двотактної схеми можна об'єднати. Тоді сигнал, що відкриває транзистор $n-p-n$ -типу, відповідно закриватиме транзистор $p-n-p$ -типу, і навпаки. Таким чином, схема працюватиме як двотактна. У всіх схемах підсилювачів можуть використовуватися як біполярні, так і польові транзистори.

Для отримання великої потужності промисловість спеціально випускає комплементарні пари потужних транзисторів із великими струмами колекторів і великими коефіцієнтами підсилення струму. Для збільшення потужності можна використовувати комплементарні пари, виконані на складених транзисторах, як показано на рисунку 6.10 а і б. Використання комплементарних пар дозволило істотно спростити і здешевити схеми вихідних каскадів.

Безтрансформаторний двотактний каскад із

послідовним живленням і паралельним збудженням однофазною несиметричною напругою на складених транзисторах наведено на рисунку 6.11.

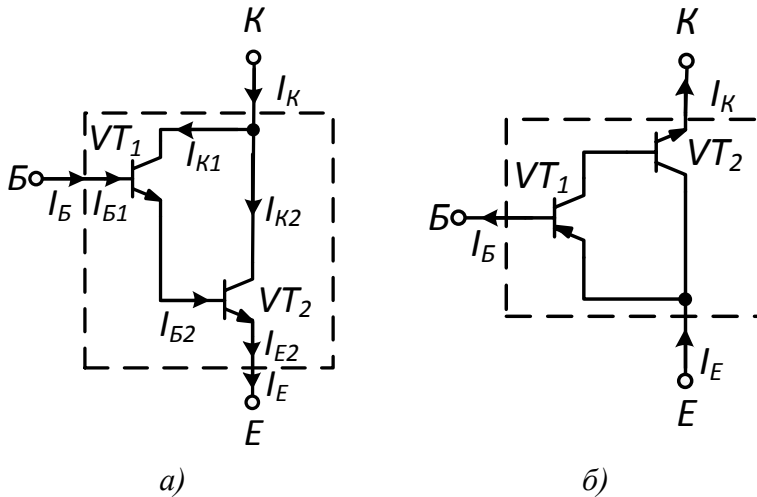


Рисунок 6.10 – Складені транзистори: а) *n-p-n*-типу (схема Дарлінгтона); б) *p-n-p*-типу (схема Шіклаї)

У схемі використані два діоди VD_1 і VD_2 для встановлення невеликої напруги зсуву на транзисторах VT_2 , VT_3 і VT_4 для забезпечення режиму роботи АВ.

Число діодів вибирають таким, що дорівнює числу проміжків «база–емітер», або залежно від необхідного рівня напруги зміщення. Постійна напруга, що існує на діодному колі, надходить на бази транзисторів VT_2 і VT_3 . Сигнал на складені вихідні транзистори VT_2 , VT_4 і VT_3 , VT_5 надходить із колекторного кола транзистора VT_1 передвихідного одноконтурного каскаду, що працює в режимі А. Постійний струм колектора транзистора VT_1 створює на діодах необхідну напругу зсуву транзисторів VT_2 , VT_3 і VT_4 . Резистор R_4 призначений для стабілізації режиму роботи

транзистора VT_1 . Резистори R_5 , R_6 служать для симетрування схеми і стабілізації вихідних робочих точок вихідних транзисторів.

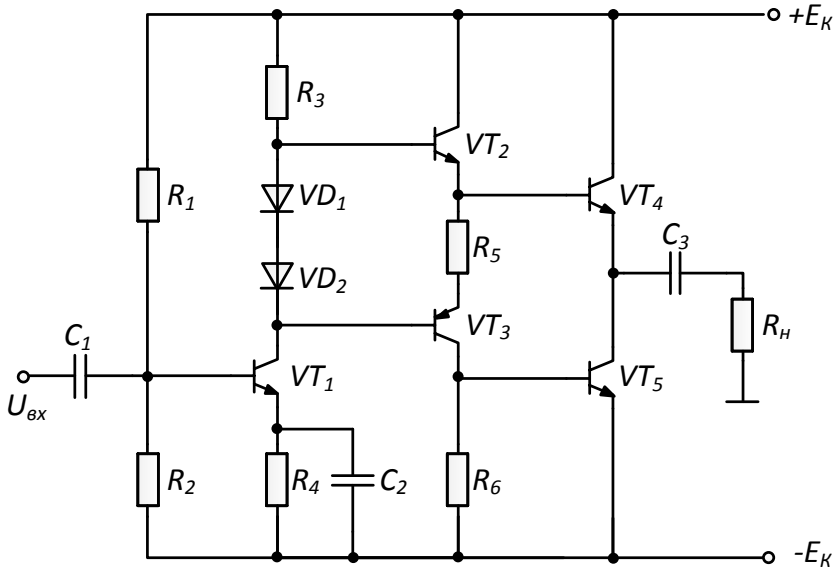


Рисунок 6.11 – Безтрансформаторний двотактний каскад

Опори відкритих діодів VD_1 і VD_2 малі, тому можна вважати, що бази транзисторів VT_2 і VT_3 безпосередньо під'єднані за сигналом до колектора транзистора VT_1 . Діоди VD_1 і VD_2 забезпечують також постійність струмів спокою вихідних транзисторів. Складені транзистори VT_2 , VT_4 і VT_3 , VT_5 увімкнені за схемою із спільним колектором (емітерні повторювачі), оскільки колектори для сигналу під'єднані до корпусу через джерела живлення, а навантаження під'єднане до кола емітерів.

Каскад працює таким чином. У стані спокою (за відсутності вхідного сигналу) складені вихідні транзистори

VT_2 , VT_4 і VT_3, VT_5 майже закриті, через них проходить невеликий струм спокою. За появи на колекторі транзистора VT_1 миттєвої напруги сигналу, наприклад, позитивної полярності, складений транзистор VT_2 , VT_4 відкривається і через навантаження R_n проходить струм колектора транзистора VT_4 . Складені транзистор VT_3 , VT_5 у цей час практично закритий. Імпульс струму I_{K4} , спрямований від точки $+E_K$ до корпусу, на навантаженні утворює вихідну напругу позитивної полярності щодо корпусу.

У другому півперіоді вхідного сигналу полярність напруги на колекторі VT_1 змінюється на протилежну, стає негативної полярності. Тепер відкривається складений транзистор VT_3 , VT_5 , складений транзистор VT_2 , VT_4 практично закритий. Імпульс струму тепер спрямований від корпусу до точки $-E_K$. На навантаженні утворюється вихідна напруга негативної полярності. У результаті на навантаженні одержуємо повний період вихідного сигналу.

Складені вихідні транзистори VT_2 , VT_4 і VT_3 , VT_5 увімкнені за схемою із спільним колектором, тому напруги на їх входах трохи перевищують вихідну напругу, оскільки каскад із спільним колектором не підсилює напругу. Додатково частина напруги падає на опорі емітерної термостабілізації каскаду попереднього підсилення на транзисторі VT_1 . У результаті максимальна амплітуда змінної напруги на колекторі транзистора VT_1 помітно менша від половини напруги джерела живлення $2E_K$, тобто недостатня для повного розкриття вихідних транзисторів. Недоліком схеми рисунка 6.11 є також і те, що резистор R_3 за змінним струмом з'єднаний з точками «база» і

«колектор» транзисторів VT_2 , VT_4 і VT_3 , VT_5 , тому знаходиться під великою змінною напругою і споживає великий змінний струм. Це пояснює суперечливі вимоги до резистора R_3 колекторного навантаження транзистора VT_1 . З одного боку, цей резистор доцільно вибирати досить малим для забезпечення необхідного розмаху базового струму транзистора VT_3 . Проте це призводить до збільшення струму спокою транзистора VT_1 і до зменшення коефіцієнта підсилення каскаду, що прямо пропорційно величині опору цього резистора. Щоб практично виключити споживання струму сигналу резистором R_3 , застосовують схему із слідкуючим зворотним зв'язком. Це також дозволяє підвищити амплітуду сигналу на виході каскаду попереднього підсилення за рахунок підвищення напруги його живлення. Для цього вихідний ланцюг транзистора VT_1 під'єднується не до джерела живлення, а до зарядженого до $U_{вих\max}$ конденсатора зв'язку з навантаженням (C_3 рисунок 6.12). В цій схемі R_7 та C_3 є елементами ПЗЗ за напругою живлення.

У схемі резистор R_3 за сигналом пі'єднаний через конденсатор C_3 до точки E , тому до нього прикладено невелику напругу, яка приблизно дорівнює $U_{R_3} = U_{BE_{m2}} + U_{BE_{m4}}$. Це пояснює те, що струм, споживаний резистором R_3 , виходить невеликим. Тепер фактично навантаженням транзистора VT_1 буде вхідний опір R_{exVT_2} (або R_{exVT_3}) відкритого вихідного транзистора. Практично весь змінний колекторний струм транзистора VT_1 пройде через вихідний каскад. Така схема дозволяє зняти з колектора транзистора VT_1 напругу, що близька до

E_K , й одержати високий ККД вихідного каскаду.

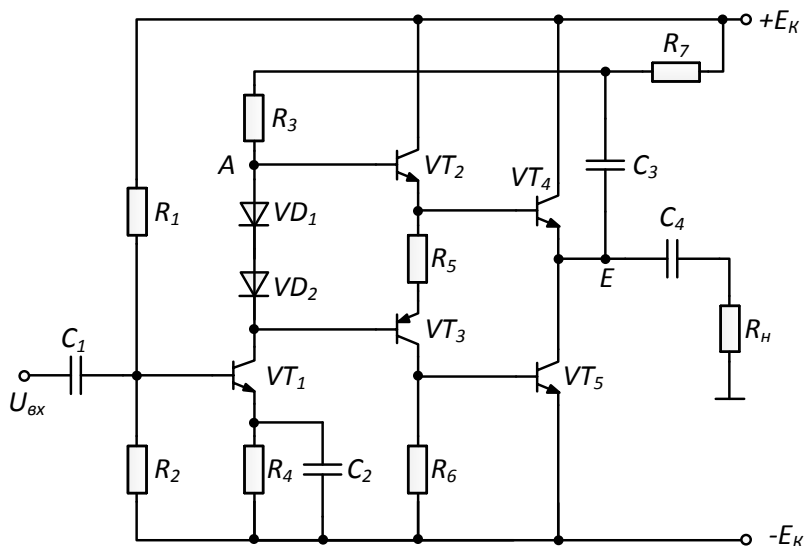


Рисунок 6.12 – Безтрансформаторного підсилювача із слідуючим зворотним зв'язком

Щоб за сигналом не шунтувати опір навантаження R_H , використовують резистор R_7 , опір якого обирається із співвідношення

$$R_7 = (10 - 50)R_H.$$

Іншим способом збільшення ККД вихідного безтрансформаторного каскаду є застосування генератора стабільного струму (ГСС) в колекторному колі транзистора передвихідного каскаду. Схему такого підсилювача наведено на рисунку 6.13. У схемі в передвихідному каскаді використаний ГСС, виконаний на транзисторах VT_1 , VT_2 і резисторах R_1 , R_2 і R_7 .

ГСС задає струм спокою транзистора передвихідного каскаду VT_4 й одночасно забезпечує високий опір

навантаження за змінним струмом транзистора VT_4 , а, отже, його великий коефіцієнт підсилення і високий ККД вихідного каскаду.

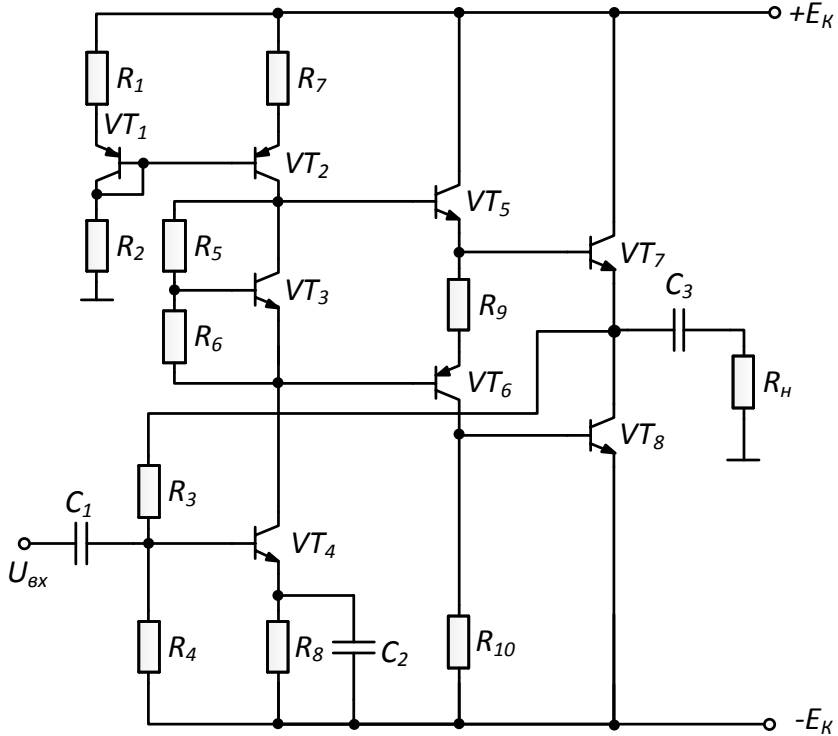


Рисунок 6.13 – Двотактний безтрансформаторний підсилювач із генератором стабільного струму в передвихідному каскаді

Елементи VT_3 , R_5 і R_6 призначені для подачі напруги зсуву і стабілізації режиму транзисторів VT_5 , VT_7 і VT_6 , VT_8 вихідного каскаду.

Резистор зміщення робочої точки R_3 транзистора VT_4 під'єднаний безпосередньо до виходу підсилювача. Це формує ланцюг загального паралельного НЗЗ за вихідною

напругою, що стабілізує режим спокою підсилювача і зменшує його вихідний опір.

6.4 Методи розрахунку нелінійних спотворень

Нелінійність вхідних і вихідних характеристик транзистора зумовлює зміну форми вихідного сигналу щодо форми вхідного сигналу, тобто до виникнення нелінійних спотворень.

Для розрахунку нелінійних спотворень використовують два методи:

– у режимах, близьких до лінійного (режим класу А), застосовують метод п'яти ординат;

– у нелінійному режимі (режим класу В і АВ) застосовують метод кутів відсічень.

Розглянемо метод п'яти ординат. Залежність струму колектора від вхідної напруги визначається наскрізною характеристикою. У наскрізній динамічній характеристиці зміни вихідного струму (I_K) визначаються по відношенню до ЕРС джерела сигналів (E_{ex}), що має відмінний від нуля внутрішнього опір. Через нелінійні спотворення, у разі синусоїдальної вхідної напруги, на виході підсилювача одержимо несинусоїдальний струм колектора, який можна подати рядом Фур'є:

$$I_K = I_0 + I_{m1} \cdot \sin \omega t + I_{m2} \cdot \sin 2\omega t + I_{m3} \cdot \sin 3\omega t + \dots,$$

де I_0 – амплітуда постійної складової;

$I_{m1}, I_{m2}, I_{m3}, \dots$ – амплітудні значення гармонік.

Для того щоб розрахувати нелінійні спотворення з похибкою 5 – 10 %, досить визначити чотири гармоніки і постійну складову I_0 . Для знаходження п'яти невідомих величин $I_0, I_{m1}, I_{m2}, I_{m3}, I_{m4}$, треба одержати систему із п'яти рівнянь. Для цього на наскрізній характеристиці (рисунок 6.14), задаючись п'ятьма значеннями ωt , дістанемо значення п'яти відомих ординат:

- 1) $\omega t = 0, \quad I_{\max} = I_0 + I_{m1} + I_{m2} + I_{m3} + I_{m4}$
- 2) $\omega t = \pi/3, \quad I_{1/2} = I_0 + \frac{1}{2}I_{m1} - \frac{1}{2}I_{m2} - I_{m3} - \frac{1}{2}I_{m4}$
- 3) $\omega t = \pi/2, \quad I_{K0} = I_0 - I_{m2} + I_{m4}$
- 4) $\omega t = 2\pi/3, \quad I_{-1/2} = I_0 - \frac{1}{2}I_{m1} - \frac{1}{2}I_{m2} + I_{m3} - \frac{1}{2}I_{m4}$
- 5) $\omega t = \pi, \quad I_{\min} = I_0 - I_{m1} + I_{m2} - I_{m3} + I_{m4}$

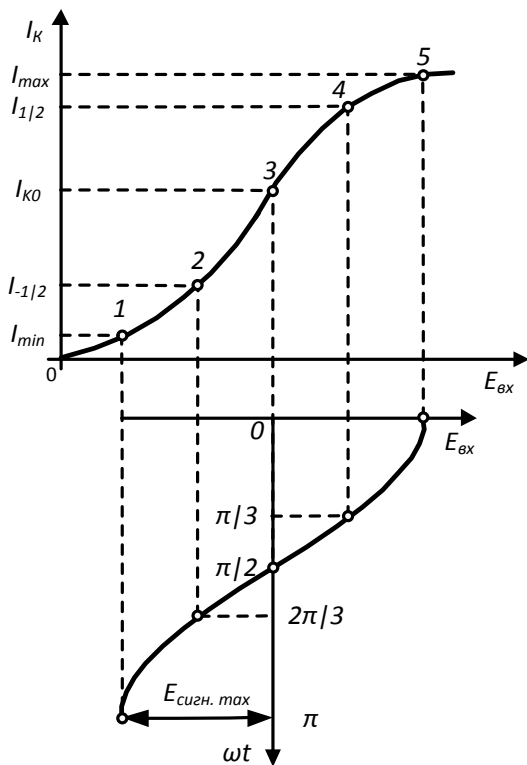


Рисунок 6.14 – Знаходження гармонік сигналу на наскрізній характеристиці

За одержаними значеннями 5 ординат після розв'язування системи з п'яти рівнянь визначимо I_{m1} , I_{m2} , I_{m3} , I_{m4} та ΔI_{K0} :

$$I_{m1} = \frac{I_{\max} - I_{\min} + I_{1/2} - I_{-1/2}}{3},$$

$$I_{m2} = \frac{I_{\max} + I_{\min} - 2I_{K0}}{4},$$

$$I_{m3} = \frac{I_{\max} - I_{\min} - (I_{1/2} - I_{-1/2})}{6},$$

$$I_{m4} = \frac{I_{\max} + I_{\min} - 4(I_{1/2} + I_{-1/2}) + 6I_{K0}}{12},$$

$$I_0 = \frac{I_{\max} + I_{\min} + 2(I_{1/2} - I_{-1/2}) - 6I_{K0}}{6}.$$

Після цього можна розрахувати коефіцієнти нелінійних спотворень:

$$\gamma_2 = \frac{I_{m2}}{I_{m1}} \cdot 100 \%,$$

$$\gamma_3 = \frac{I_{m3}}{I_{m1}} \cdot 100 \%,$$

$$\gamma_4 = \frac{I_{m4}}{I_{m1}} \cdot 100 \%,$$

$$\gamma = \sqrt{(\gamma_2)^2 + (\gamma_3)^2 + (\gamma_4)^2}.$$

7 Підсилювачі постійного струму

Основні визначення

Підсилювачами постійного струму (ППС) називають підсилювачі, що працюють у діапазоні частот від $f_H = 0$ до деякої частоти f_v . Іншими словами, вони можуть підсилити постійні і повільно змінні напруги. АЧХ таких підсилювачів наведена на рисунку 7.1.

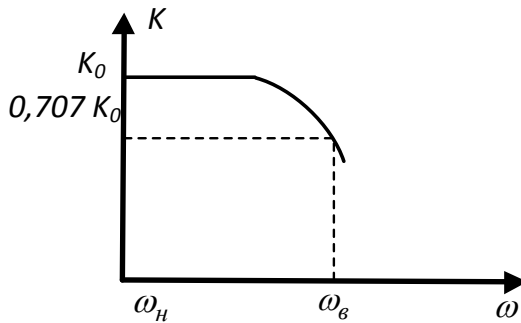


Рисунок 7.1 – Амплітудно-частотна характеристика ППС

ППС широко застосовуються в системах автоматичного регулювання, управління, вимірювальних приладах для підсилення сигналів датчиків і перетворювачів неелектричних величин. На основі ППС виконуються схеми інтегральних операційних підсилювачів, які застосовуються в різних електронних пристроях.

За принципом дії ППС поділяють на:

- ППС прямого підсилення;
- ППС із попереднім перетворенням постійного струму в змінний.

7.1 Підсилювачі постійного струму прямого підсилення

Під час проектування ППС із безпосередніми зв'язками потрібно вирішити три питання, беручи за основу

каскади відомих RC -підсилювачів:

– як узгодити джерело вхідного сигналу з входом підсилювача, щоб не змінити його режим за постійним струмом;

– як узгодити навантаження з виходом підсилювача;

– як безпосередньо зв'язати каскади один з одним.

Для узгодження джерела вхідного сигналу E_2 із входом підсилювача можна застосувати ЕРС компенсації E_{K0} (рисунок 7.2).

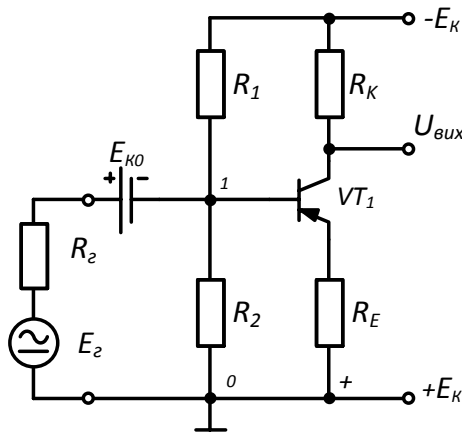


Рисунок 7.2 – Схема ППС із ЕРС компенсації для узгодження з джерелом вхідного сигналу

Забезпечивши $U_{10} = E_{K0}$. При цьому напруга між вхідними затискачами дорівнює нулю, що забезпечує можливість під'єднання джерела E_2 до входу підсилювача.

До недоліків схеми належить:

• батарея не може довго забезпечувати $U_{10} = const$, що призводить до зміщення нуля ППС;

• якщо напруга живлення $E_{K0} \neq const$, нестабільність живлення схеми призводить до зміни напруги і до зміщення

нуля підсилювача;

- батарея має великі габаритні розміри, масу і є неконструктивною для друкованих плат; має відносно велику ємність щодо спільної шини, що погіршує частотні характеристики і заводозахищеність схеми внаслідок чутливості до зовнішніх наведень та завод.

На рисунку 7.3 наведено схему з подільником напруги компенсації. Подільник підбирають так, щоб $U_{10} = U_{20}$, тобто щоб компенсувалася напруга на вході підсилювача. Основним недоліком схеми є те, що джерело вхідного сигналу не під'єднане до спільної шини, що істотно погіршує заводозахищеність схеми.

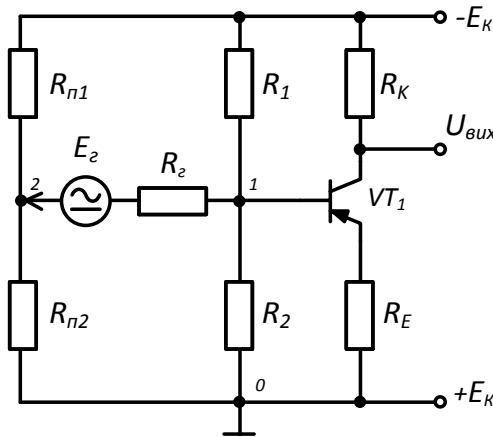


Рисунок 7.3 – Схема ППС із подільником компенсування

Схему з двома джерелами живлення, що дає можливість забезпечити режим роботи каскаду за постійним струмом так, щоб потенціал бази (точка 1) дорівнював потенціалу спільної шини, тобто $U_{10} = 0$, наведено на рисунку 7.4. Це дає можливість безпосередньо підключати джерело вхідного сигналу до входу підсилювача.

Варіант схеми, зображений на рисунку 7.4, найприйнятніший та найзручніший і часто

використовується в ППС.

Для узгодження виходу підсилювача з навантаженням виникає проблема, аналогічна розглянутій, яку можна вирішити тими самими трьома способами:

– узгодження за допомогою джерела ЕРС компенсування. Цей варіант практично неприйнятний у зв'язку із зазначеними вище недоліками;

– використання подільника напруги R_{n1} і R_{n2} або параметричного стабілізатора – R_{n1} , VD . Варіант схеми подано на рисунку 7.5. До основного недоліку схеми належить те, що навантаження, не під'єднане до спільної шини, це забезпечує погану завадостійкість, спричинену зовнішніми факторами, та незручність в експлуатації;

– схема ППС із двома джерелами живлення забезпечує безпосереднє під'єднання навантаження до виходу каскаду (рисунок 7.6).

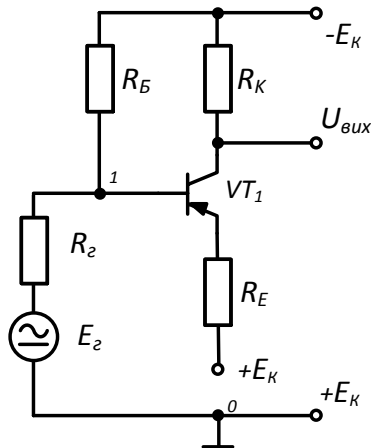


Рисунок 7.4 – Схема ППС із двома джерелами живлення для узгодження з джерелом вхідного сигналу

Розрахунок режиму роботи схеми за постійним струмом забезпечує потенціал колектора (1) щодо спільної

шини (точка 0) $U_{10} = 0$ за допомогою двох джерел живлення. Навантаження при цьому під'єднане до спільної шини.

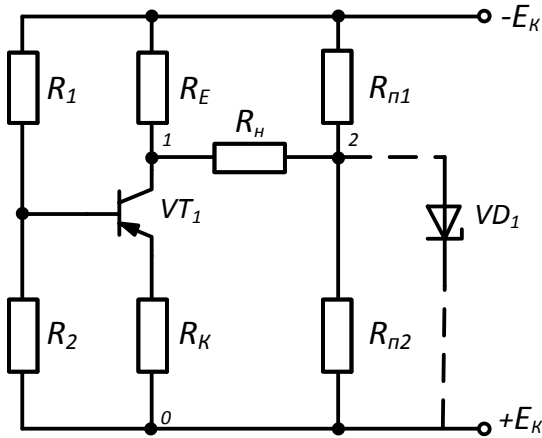


Рисунок 7.5 – Схема ППС із подільником напруги

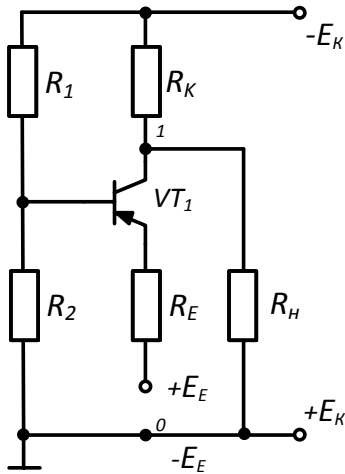


Рисунок 7.6 – Схема ППС із двома джерелами живлення для узгодження з виходом підсилювача

До основного недоліку схеми належить те, що схема

має різні вихідні опори підсилювача для позитивних та негативних напруг на виході підсилювача. Якщо на вході проходить синусоїдальний сигнал, то під час першої негативної півхвилі транзистор відкривається і його внутрішній опір зменшується. Це формує позитивний сигнал на виході підсилювача (рисунок 7.7) за малого вихідного опору підсилювача.

Під час другої позитивної півхвилі на вході транзистор запирається і його вихідний опір збільшується. При цьому формується негативний сигнал на виході підсилювача, величина якого буде меншою, ніж для позитивної півхвилі за рахунок більших втрат напруги па вихідному опорі (рисунок 7.7).

Отже, ця схема зумовлює асиметрію вихідної напруги через різні значення $R_{вих.нідс}$. Під час холостого ходу ($R_H \gg R_{вих}$) асиметрія практично не виявляється (див. рисунок 7.7).

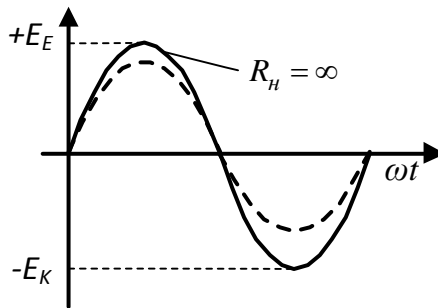


Рисунок 7.7 – Графіки вихідної напруги

Для вирівнювання вихідного опору застосовують схему, що має два транзистори, які працюють у режимі емітерних повторювачів та забезпечують малі й однакові вихідні опори підсилювача. При цьому схема забезпечує симетрію вихідних напруг за відносно малих опорів навантаження (рисунок 7.8).

Схема на рисунку 7.8 – це два емітерні повторювачі (на транзисторах VT_1 і VT_2), що працюють на спільне навантаження. Клас роботи близький до роботи класу В. У разі позитивного вхідного сигналу транзистор VT_1 знаходиться у режимі відсічки, працює транзистор VT_2 (відкривається) і забезпечує низький вихідний опір; у разі негативного вхідного сигналу аналогічно працює транзистор VT_1 (VT_2 – у режимі відсічки). Каскади працюють по черзі (клас В) для відповідних знаків вхідного сигналу, пропускаючи струм у навантаження або від $+E_2$ через навантаження зліва направо, або від $+E_1$ справа наліво через навантаження. Форма сигналу симетрична, оскільки $R_{вих}$ обох транзисторів однакові.

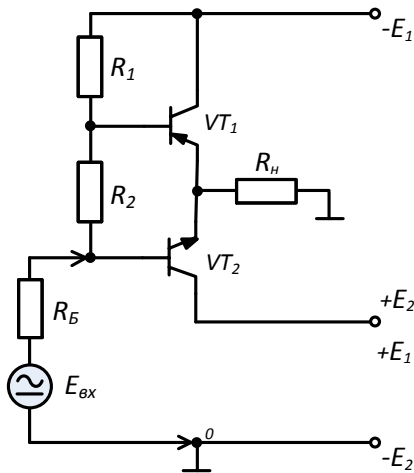


Рисунок 7.8 – Схема ППС із двома транзисторами

Підсилювачі постійного струму повинні забезпечувати підсилення як змінної, так і постійної складової вхідного сигналу. У зв'язку з цим для міжкаскадного зв'язку в ППС застосовуються елементи, опори яких у широкому діапазоні частот від $f_H = 0$ і вище залишаються практично

незмінними. За такі елементи можуть бути використані резистори, стабілітрони, діоди. Застосовується також безпосереднє приєднання виходу попереднього каскаду до входу наступного. Проте при будь-якому такому способі з'єднання каскадів висока вихідна постійна напруга попереднього каскаду безпосередньо подається на базу наступного. Це не лише може привести до зміни його зміщення, але і, можливо, до виходу з ладу транзистора.

Тому в схемах ППС прямого підсилення необхідно або зменшувати напругу на базі наступного каскаду (рисунк 7.9), або збільшувати напругу на його емітері (рисунк 7.10).

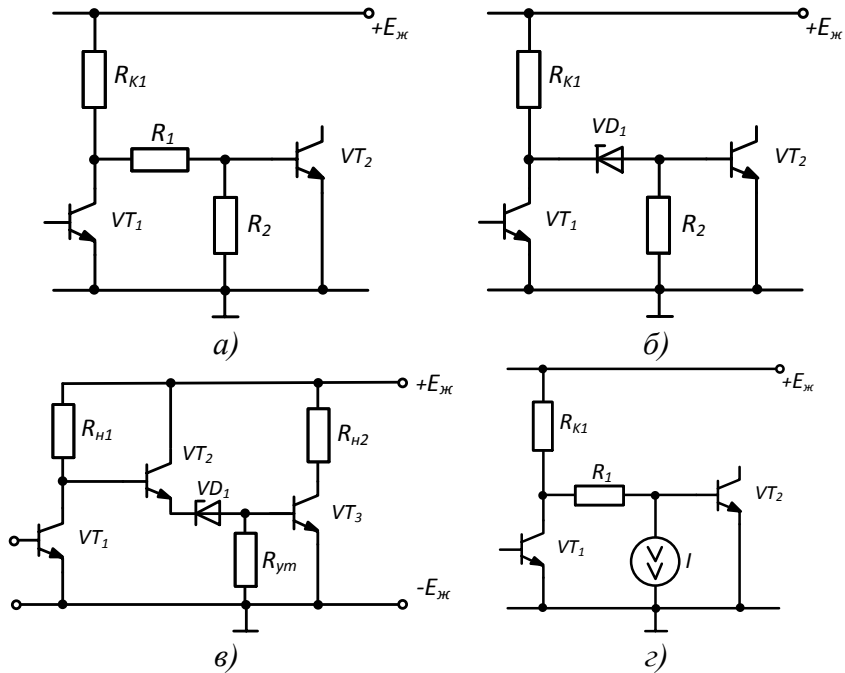


Рисунок 7.9 – Схема ППС з безпосереднім зв'язком із зменшенням напруги на базі

Безпосереднє зменшення напруги на базі наступного

транзистора за допомогою резистивного подільника напруги недоцільно (рисунок 7.9 а), оскільки в цьому випадку в стільки ж разів зменшується сумарний коефіцієнт підсилення всієї схеми. Для того щоб цього не відбувалося, можна як верхнє плече подільника напруги вмикати джерело ЕРС або стабілітрон (рисунок 7.9 б), або в нижнє плече – джерело струму (рисунок 7.9 в).

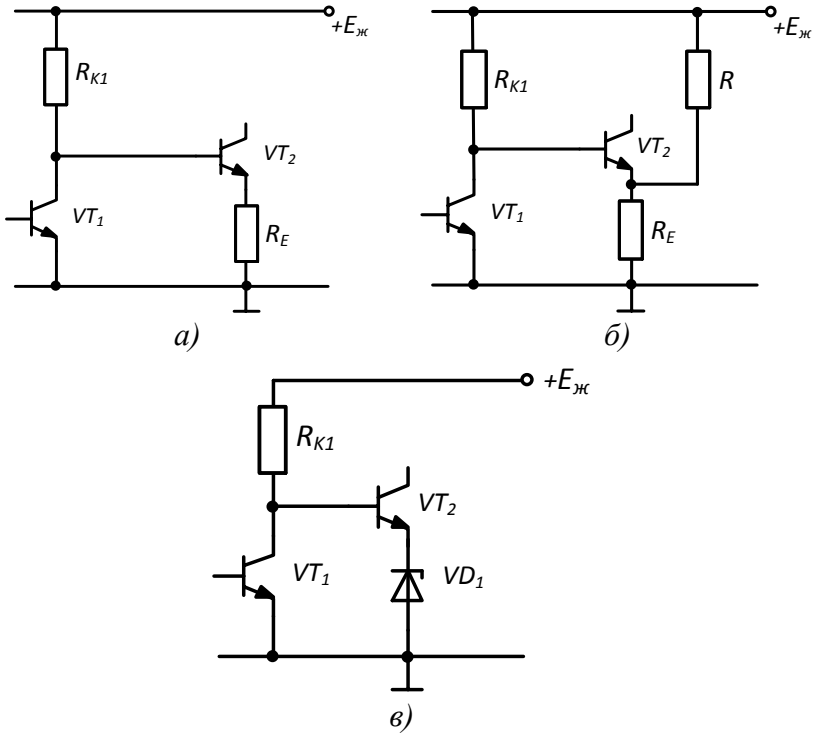


Рисунок 7.10 – Схема ППС з безпосереднім зв'язком і збільшенням напруги на емітері

Схема з використанням стабілітрона (рисунок 7.9 б), має низку недоліків: великий розкид напруги стабілізації, отже, і напруги, що погашається; стабілітрони працюють у передпробійній області, внаслідок чого мають великий рівень шумів; малий динамічний опір забезпечується лише

при великому струмі стабілітрона, тому доводиться включати невеликий опір, що шунтує і тим самим зменшує коефіцієнт підсилення першого каскаду.

Шунтування елементами схеми встановлення рівня постійної напруги можна зменшити, використавши в схемі встановлення рівня емітерний повторювач на транзисторі VT_2 , (рисунок 7.9 в), що дозволить помітно збільшити коефіцієнт підсилення.

Для збільшення напруги на емітері наступного транзистора можна до його емітерного кола вмикають резистор R_E (рисунок 7.10 а). Це приведе до того, що в схемі виникне негативний зворотний зв'язок, який також зменшує коефіцієнт підсилення схеми. Позбутися його за допомогою шунтувального конденсатора, як це було в емітерній стабілізації, неможливо, оскільки цей зворотний зв'язок завжди діє за постійним струмом.

Щоб послабити вплив цього зворотного зв'язку, можна зменшити значення резистора R_E , пропускаючи через нього додатковий струм від джерела живлення (рисунок 7.10 б). У такому разі опір резистора

$$R_E = \frac{U_E}{I_E + I_{жс}}$$

буде меншим, ніж у схемі на рисунку 7.10 а (коли через нього проходить лише струм I_E) при однаковій напрузі U_E . Крім того, можна використовувати схему із стабілітроном у колі емітера (рисунок 7.10 в) або з додатковим джерелом напруги. Таке включення стабілітрона краще, ніж у схемі на рисунку 7.10 б через те, що струм емітера істотно більший струму бази, і стабілітрон працює в кращому режимі.

Схеми підсилювачів постійного струму на польових транзисторах виконуються аналогічно схемам ППС на біполярних транзисторах.

Недоліком безпосереднього зв'язку між каскадами є залежність його характеристик і параметрів від температури, перш за все нестабільність положення робочої точки. Така температурна залежність у каскадах підсилювачів змінного струму не приводить до погіршення параметрів усієї схеми. Навіть якщо робоча точка якогось каскаду і змінюється, то ця зміна не позначається на робочій точці наступних каскадів, оскільки елементи міжкаскадного зв'язку (конденсатори, трансформатори) не пропускають на вхід наступних каскадів постійну складову. Для ППС прямого підсилення це не так. Зміна напруги на вході першого каскаду (неважливо з яких причин – через зміну вхідного корисного сигналу або через зміну положення робочої точки, наприклад, через зміну температури, старіння елементів або будь-які інші дестабілізуювальні фактори) підсилюється цим і наступними каскадами. Це призводить до того, що навіть за відсутності вхідного сигналу (закорочений вхід ППС) напругу на виході ППС можна подати у вигляді монотонної зростаючої складової і безладних коливань щодо цієї складової (рисунок 7.11). Це явище отримало назву – дрейф нуля.

Для оцінювання дрейфу нуля користуються поняттям дрейфу, приведеного до входу

$$E_{др} = \frac{\Delta U_{вих}}{K},$$

де $\Delta U_{вих}$ – відхилення вихідної напруги при закороченому вході ППС за певний проміжок часу Δt або при певній зміні зовнішніх чинників, наприклад температури;

K – коефіцієнт підсилення схеми за напругою.

Дрейф нуля в ППС є шкідливим явищем, і при побудові практичних схем вживаються заходи для боротьби з ним, такі як стабілізація напруги джерел живлення, температурна стабілізація режиму роботи, екранування

вхідних кіл чутливих ППС або побудова спеціальних схем, які мають меншу чутливість до дестабілізуювальних чинників. Напруга дрейфу $E_{др}$ може навіть перевищувати корисний сигнал. Тому при побудові УПТ необхідно передбачити заходи, що зменшують дрейф нуля.

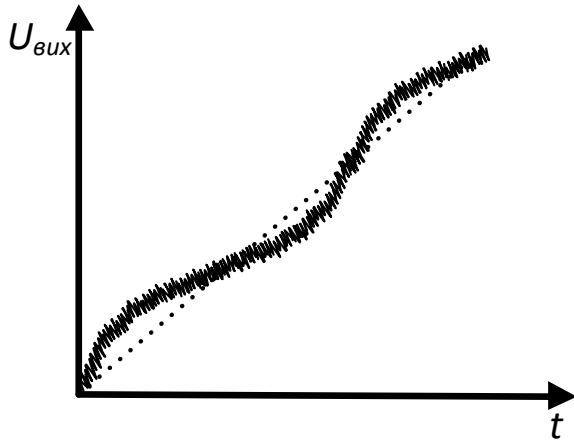


Рисунок 7.11 – Часова діаграма вихідної напруги ППС з безпосереднім зв'язком

Способи зменшення дрейфу:

- термостабілізація підсилювального каскаду, стабілізація напруги живлення (вимагає досить великих енергетичних витрат і використовується в спеціальних цілях);

- використання підсилювальних компонентів із поліпшеними температурними характеристиками;

- використання структури підсилювача з перетворенням. Вхідний сигнал постійного струму на вході перетворюється в змінний струм, підсилюється звичайним підсилювачем змінного струму і на виході знову перетворюється в постійний струм. Такі підсилювачі мають найменшій дрейф;

–використання балансних схем з'єднання підсилювальних елементів, коли вони мають однакові характеристики, вхідний сигнал подається на них балансно (між входами) і знімається балансно (між виходами). У результаті при однаковому дрейфі в каскадах дрейф віднімається.

7.2 ППС із перетворенням

Застосування балансних схем і стабілізація джерел живлення дозволяють знизити дрейф нуля ППС прямого підсилення до величини, в кращому разі, десятків мікрвольт за годину. Тому для підсилення сигналів меншої величини застосовується ППС із перетворенням (ППС МДМ, підсилювачі постійного струму типу «модулятор-демодулятор»), структурна схема якого подана на рисунку 7.12.

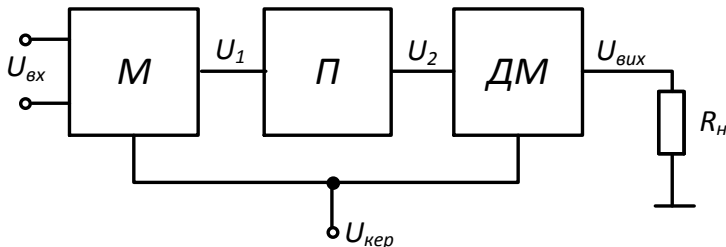


Рисунок 7.12 – Підсилювач постійного струму з перетворенням

У модуляторі (М) постійна напруга перетворюється в змінну напругу з частотою, що визначається задавальним генератором, і надходить на вхід підсилювача змінної напруги (П). Підсилена напруга з виходу підсилювача надходить на вхід демодулятора (ДМ), який перетворює її в напругу $U_{вих}$, що збігається формою з напругою $U_{вх}$. Дрейф нуля ППС із перетворенням визначається фактично лише дрейфом модулятора, тому що підсилювач змінної

напруги практично не має дрейфу, а дрейфом демодулятора можна нехтувати, оскільки на його вхід подається порівняно велика напруга, що значно перевищує напругу можливих перешкод. На рисунку 7.13 наведені часові діаграми, що характеризують роботу схеми ППС. ППС типу МДМ виконуються, як правило, у вигляді закінчених інтегральних схем, що мають у своєму складі всі необхідні блоки.

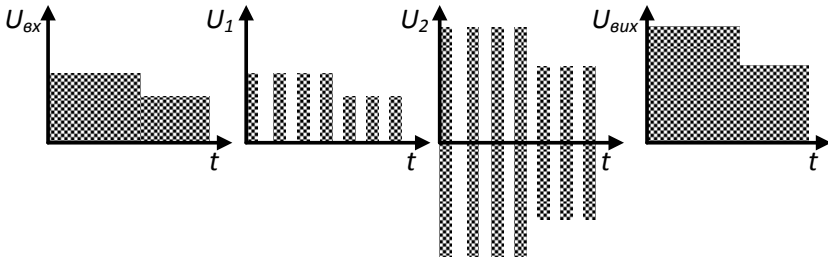


Рисунок 7.13 – Часові діаграми ППС з перетворенням

7.3 Балансні схеми підсилювачів постійного струму

У балансних схемах ППС використовується принцип балансу чотириплечового урівноваженого моста (рисунк 7.14).

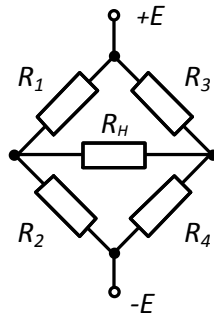


Рисунок 7.14 – Чотириплечовий урівноважений міст

Балансні схеми у поєднанні з глибоким негативним зворотним зв'язком і термокомпенсацією дають можливість істотно збільшити стабільність ППС. У ППС на основі

схеми збалансованого чотириплечового урівноваженого моста розміщені два однакові підсилювальні елементи, що працюють в ідентичному режимі, утворюють два плечі моста, а іншими двома плечима є два однакові резистори в їх колекторному ланцюзі. Каскади можуть бути виконані як на основі біполярних, так і польових транзисторів.

7.3.1 Диференціальний підсилювальний каскад

Одна з найбільш поширених паралельно-балансних схем (диференціальних підсилювальних каскадів) подана на рисунку 7.15.

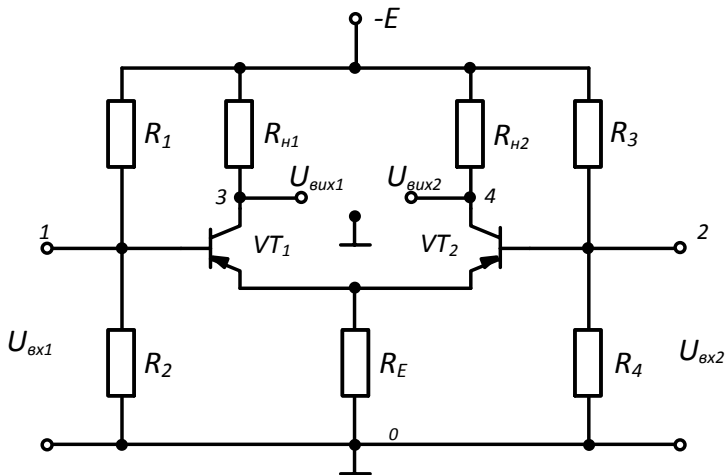


Рисунок 7.15 – Диференціальний підсилювальний каскад

Диференціальний підсилювальний каскад (ДПК) – це симетричний підсилювальний каскад, призначений для підсилення різниці сигналів між його двома входами. ДПК виконують за принципом збалансованого моста, два плеча якого утворено резисторами R_{H1} і R_{H2} , а два інших – транзисторами VT_1 і VT_2 . Вихідна напруга знімається між колекторами транзисторів (точки 3 і 4, тобто з діагоналі моста) або з колекторів.

Диференціальний каскад залежно від способу подання сигналу на його вхід (точки 1 і 2) і способу зняття підсиленого сигналу з виходу (точки 3 і 4) може бути використаний по-різному. Так, сигнал на вхід диференціального каскаду можна подавати такими трьома способами:

- між точками 1 і 2 (симетричний вхідний сигнал);
- між точками 1 і 0 (несиметричний вхідний сигнал);
- між точками 0 і 2 (несиметричний вхідний сигнал).

Сигнал із виходу каскаду також можна подавати трьома способами:

- між точками 3 і 4 (симетричний вихідний сигнал);
- між точками 3 і 0 (несиметричний вихідний сигнал);
- між точками 0 і 4 (несиметричний вихідний сигнал).

Схема диференціального каскаду вимагає застосування близьких за параметрами транзисторів VT_1 , VT_2 і рівності опорів R_{n1} і R_{n2} . Завдяки цьому при вхідних сигналах, що дорівнюють нулю, досягається баланс моста, напруги на колекторах обох транзисторів рівні, і вихідна напруга, що знімається з діагоналі $U_{вих} = U_{вих1} - U_{вих2} = 0$. Висока стабільність схеми відносно зміни напруги живлення, температури й інших чинників пояснюється тим, що при однаковому дрейфі за обома підсилювальними каналами каскаду напруга на колекторах змінюється на одну і ту саму величину, і дрейф на виході каскаду відсутній. У реальних умовах за рахунок існуючого розкиду параметрів транзисторів (наприклад, h_{21e} і $I_{КБ0(t)}$) або їх неоднакової зміни за часом деякий дрейф у каскаді все ж таки є. Проте він істотно менший, ніж у попередніх схемах, оскільки величина дрейфу тут визначається різницею дрейфом двох близьких за параметрами підсилювальних каналів. Ідентичність параметрів транзисторів VT_1 , VT_2 легко досягається при інтегральному

виконанні, коли їх виготовлення здійснюється в єдиному технологічному процесі на спільному кристалі напівпровідника.

Підсилювальні параметри ДПК у режимі малого сигналу

Коефіцієнт підсилення першого транзистора за умови нульового значення опору джерела сигналу $R_2 = 0$:

$$K_{U1} = \frac{\Delta U_{вих1}}{\Delta U_{вх1}} \cong \frac{h_{21e} R_{н1}}{(h_{21e} + 1)(r_e + R_E \parallel R_{вх.1T2}) + r_{\delta}}$$

Коефіцієнт підсилення другого транзистора

$$K_{U2} = \frac{\Delta U_{вих2}}{\Delta U_{вх1}} = K_{UVT1}^{CK} \cdot K_{UVT2}^{C\delta} = \frac{[h_{21e1} / (h_{21e} + 1) * h_{21e2}] * R_{н2}}{r_{\delta_1} + h_{21e2} * r_{e_2}}$$

Диференційний коефіцієнт підсилення

$$K_{\delta} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_{вх}} = K_{U2} - K_{U1} \cong h_{21e} \frac{R_K}{r_e} \cong R_K \frac{I_0}{2\varphi_T}$$

Синфазний коефіцієнт підсилення

$$K_{сф} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_C} = K_{U2} + K_{U1} \cong \frac{R_K}{2R_E}$$

Коефіцієнт послаблення синфазного сигналу

$$K_{посл.сф} = \frac{K_{\delta}}{K_{сф}} = \frac{R_E}{2r_e} = R_E \frac{I_0}{\varphi_T}$$

Особливість диференціального каскаду підсилювати лише диференціальний сигнал і послаблювати синфазний є дуже важливою, оскільки усі види перешкод, у т.ч. і дрейф нуля, є синфазними. Пригнічення синфазних сигналів у ДПК пояснюється тим, що для цих сигналів за рахунок падіння напруги на опорі в ланцюзі емітерів R_E в схемі виникає НЗЗ за струмом, що зменшує величину $K_{сф}$. Для диференціального сигналу НЗЗ у каскаді відсутній, оскільки в цьому разі струм сигналу, що проходить через R_E одного плеча компенсується таким, що дорівнює йому струмом

сигналу іншого плеча.

Для нормальної роботи схеми необхідна повна симетрія плечей. Це досягається, перш за все, вибором узгодженої пари (ідентичних) транзисторів диференціального каскаду і допоміжних елементів каскаду (резисторів кіл зміщення, стабілізації і т. п.).

Проте досягти абсолютної симетрії схеми практично неможливо, тому в балансних схемах передбачають додаткові елементи балансування моста. Для додаткового поліпшення симетрії у колі емітерів можуть бути використані резистори місцевого негативного зворотного зв'язку (емітерна стабілізація). Крім того, можливе ручне балансування моста – встановлення нульової напруги на виході схеми за відсутності вхідного сигналу (закороченому вході) – здійснюють за допомогою потенціометра R_0 (рисунок 7.16).

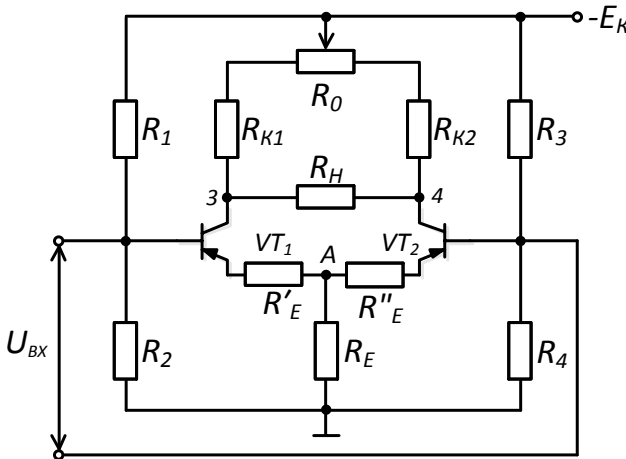


Рисунок 7.16 – Паралельна балансна схема ППС

У цій схемі плечі моста утворені транзисторами VT_1 і VT_2 і резисторами R_{K1} і R_{K2} . Каскади можуть бути виконані як на основі біполярних, так і польових

транзисторів.

Вхідна напруга підводиться до баз транзисторів, а навантаження підключене до діагоналі моста (до колекторів транзисторів). Можна також використовувати потенціометри балансування і в емітерних колах.

Недоліки простого ДПК:

– важко отримати великий коефіцієнт підсилення за напругою. Якщо використати велике R_K , то необхідно використати і високовольтне живлення;

– вхідний опір невисокий;

– невисоке значення $K_{\text{посл.сф}}$;

– через технологічний розкид не вдається повністю усунути дрейф.

Способи поліпшення характеристик ДПК

1. Підвищення $K_{\text{посл.сф}}$.

Для підвищення $K_{\text{посл.сф}}$ необхідно збільшувати R_E , але при великих R_E і збереженні I_0 необхідно збільшувати напругу живлення, а це обмежує використання таких підсилювачів. Вихід із ситуації: $I_0 = \text{const}$. У такому разі за постійним струмом ланцюг буде мати невеликий опір, а по змінному – дуже великий. Для реалізації умови $I_0 = \text{const}$ використовуються джерела струму. Приклади реалізації ДПК з джерелом струму наведено на рисунку 7.17.

На транзисторі (рисунк 7.17 б) зібрана схема джерела стабільного струму I_E , що визначає суму емітерних струмів I_{E1} , I_{E2} транзисторів VT_1 , VT_2 . У схему джерела стабільного струму входять резистори R_1, R_2, R_3 і джерело живлення E_{K2} . Транзистор VT_4 у діодному включенні призначений для підвищення стабільності струму I_E залежно від зміни температури (елемент температурної

компенсації).

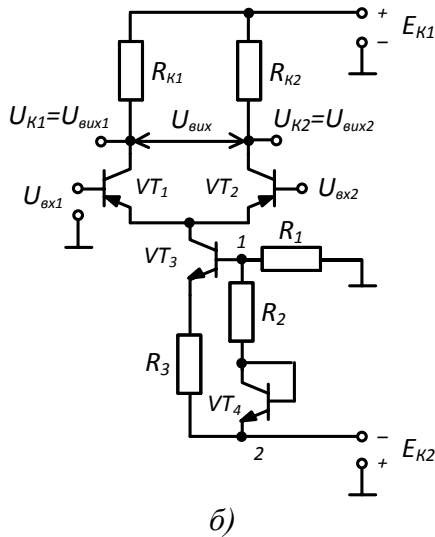
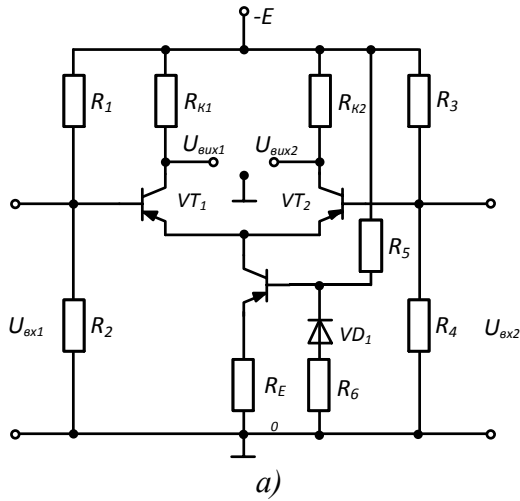


Рисунок 7.17 – Диференціальний підсилювальний каскад з джерелом струму

Таке джерело струму забезпечує режимний струм I_0 для ДПК і має високий еквівалентний (динамічним) опір як

джерело струму. Живлення каскаду проводиться від джерел $+E_{K1}$ і $-E_{K2}$ з однаковою напругою $E_{K2} = E_{K1}$.

Зважаючи на послідовне з'єднання цих джерел, сумарна напруга живлення схеми $E_K = E_{K1} + E_{K2}$. За допомогою напруги живлення знижують потенціал емітерів транзисторів VT_1, VT_2 щодо спільної точки схеми («землі»). Це дозволяє подавати сигнали на входи підсилювача без введення додаткової компенсуючої напруги.

2. Збільшення R_{ex} .

–замість біполярних транзисторів в ДПК використовують польові (як вхідні транзистори);

–використання вхідних транзисторів із надвеликим h_{21e} або складених транзисторів;

–використання на вході каскаду з СК.

3. Збільшення K_δ .

Для підвищення коефіцієнта підсилення диференційного підсилювача, перш за все, необхідно збільшувати опір колекторного навантаження R_K .

Використання мікрорежиму в інтегральних мікросхемах, тобто зменшення струмів колекторів I_{K1} та I_{K2} дозволяє істотно збільшити вхідний опір диференційного підсилювача, але не змінює коефіцієнт підсилення. У цьому режимі для отримання великого коефіцієнта підсилення потрібен дуже великий опір $R_K \sim 1$ мегаом. Проте такий великий опір R_K має низку суттєвих недоліків, особливо в інтегральних ДПК:

1) в інтегральних мікросхемах площа, необхідна під резистор, приблизно пропорційна його опорі, тому резистор із великим опором займає дуже багато місця на кристалі;

2) у резистора з великим опором велика паразитна

ємність, яка призводить до збільшення постійної часу в області верхніх частот і до погіршення частотних властивостей диференційного підсилювача;

3) при збільшенні R_K збільшується падіння напруги на ньому. Для отримання необхідної напруги U_{KE} потрібно збільшувати напругу живлення.

Тому в інтегральних ДПК використовують динамічні навантаження. Як динамічне навантаження використовують динамічний опір транзистора, тобто опір транзистора для змінних складових. Великий динамічний опір має закритий колекторний перехід біполярного транзистора в активному режимі роботи.

На рисунку 7.18 зображений ДПК із динамічним навантаженням у вигляді струмового дзеркала на транзисторах VT_3, VT_4 .

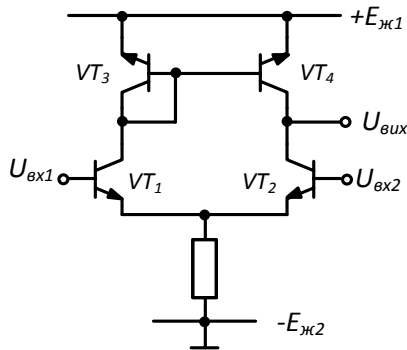


Рисунок 7.18 – Диференціальний підсилювальний каскад з динамічним навантаженням

Ця схема має високий коефіцієнт підсилення (K_D становить декілька тисяч) і однофазний вихід. У схемі сигнал транзистора VT_1 не втрачається, а за допомогою струмового дзеркала передається у вихідний ланцюг, додаючись до сигналу транзистора VT_2 .

8 Операційні підсилювачі

Загальні відомості

Операційним підсилювачем (ОП) називається ППС, який виконаний в інтегральному виконанні (у вигляді мікросхеми), має великий коефіцієнт (сотні тисяч) підсилення в широкому діапазоні частот (від нуля до одиниць мегагерц). Назва «Операційний підсилювач» пов'язана з тим, що спочатку підсилювачі такого класу призначалися для виконання математичних операцій (додавання, віднімання, інтегрування і т. п.) в аналогових обчислювальних машинах. Умовне позначення ОП наведено на рисунку 8.1.

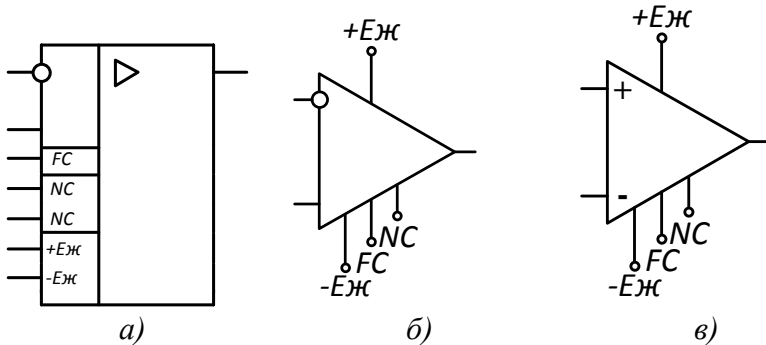


Рисунок 8.1 – Умовні позначення операційного підсилювача:
а – згідно ЄСКД; б – за функціональною ознакою (підсилювач); в – застаріле позначення

Операційні підсилювачі мають два входи (інвертувальний і неінвертувальний, на схемі інвертувальний вхід позначають кружечком) і один вихід. Обидва входи називають диференційними. Оскільки вхідний каскад ОП є диференційним, вихідна напруга ОП $U_{вих}$ залежить від різниці напруг

$$U_{вих.д} = U_{вх}^- - U_{вх}^+,$$

$U_{вих.д}$ – називається диференційним вхідним сигналом;

$U_{\text{вх}}^+$ – вхідна напруга на неінвертувальному вході;

$U_{\text{вх}}^-$ – вхідна напруга на інвертувальному вході

Якщо $U_{\text{вх}}^+ > U_{\text{вх}}^-$, то полярність вихідного сигналу збігається з полярністю сигналу $U_{\text{вх}}^+$ (сигнал не інвертується). Якщо $U_{\text{вх}}^- > U_{\text{вх}}^+$, то полярність вихідного сигналу протилежна полярності сигналу $U_{\text{вх}}^-$ (сигнал інвертується).

Операційний підсилювач не чутливий до синфазної складової вхідних сигналів, яка дорівнює

$$U_{\text{вх.сф}} = \frac{1}{2}(U_{\text{вх}}^+ + U_{\text{вх}}^-).$$

Тому коефіцієнт підсилення ОП визначається лише для диференційного вхідного сигналу

$$K_{\text{ОП}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх.д.}}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}^- - U_{\text{вх}}^+}.$$

Напруги $U_{\text{вх}}^-$, $U_{\text{вх}}^+$ і $U_{\text{вих}}$ відлічуються відносно корпусу.

Операційний підсилювач має один вихід і два виводи для підключення джерела живлення: $+E_{\text{жс1}}$ і $-E_{\text{жс2}}$. Для ОП використовується, як правило, симетричне (відносно корпусу) джерело живлення ($E_{\text{жс1}} = E_{\text{жс2}}$).

Виводи, призначені для корекції нуля операційних підсилювачів, позначаються символами *NC* (*Null Correction*), а ті, до яких підключаються елементи частотної корекції, – *FC* (*Frequency Correction*). Необхідно зазначити, що в деяких типах операційних підсилювачів ці виводи корекції можуть бути відсутніми.

Структура операційного підсилювача

Більшість операційних підсилювачів виконується у вигляді трикаскадних підсилювачів. Основу ОП становить диференціальний каскад (рисунки 8.2), який

використовується як вхідний каскад підсилювача. Вихідним каскадом ОП, як правило, є емітерний повторювач, що забезпечує необхідну навантажувальну здатність всієї схеми. Оскільки коефіцієнт підсилення за напругою емітерного повторювача близький до одиниці, необхідне значення $K_{ОП}$ операційного підсилювача досягається за допомогою додаткових підсилювальних (проміжних) каскадів.

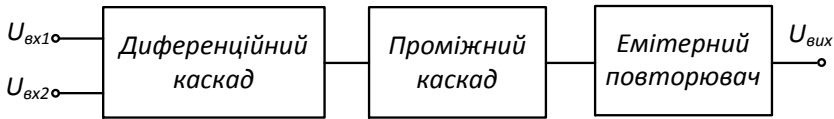


Рисунок 8.2 – Структурна схема операційного підсилювача

Вхідний диференційний підсилювач має великий коефіцієнт підсилення диференційного вхідного сигналу і велике ослаблення синфазного вхідного сигналу. Диференційний підсилювач має також великий вхідний опір для будь-яких вхідних сигналів. Вхідний каскад є найбільш відповідальним каскадом ОП.

За вхідним розміщений проміжний каскад, який здійснює основне підсилення струму і напруги ОП. В ОП використовується безпосередній (гальванічний) зв'язок між каскадами, тому проміжний каскад повинен забезпечити також пониження напруги спокою, щоб на виході ОП напруга спокою дорівнювала нулю.

Вихідний каскад повинен забезпечити малий вихідний опір ОП і струм, достатній для живлення передбачуваного навантаження. Крім того, цей каскад повинен мати великий вхідний опір, щоб не навантажувати проміжний каскад. Як вихідний каскад в ОП використовується двотактний емітерний повторювач, який працює в режимі В (або АВ). Використання режиму В дозволяє підвищити ККД вихідного каскаду, зменшити втрати в його транзисторах і спростити процес охолодження кристала.

8.1 Характеристики і параметри ОП

Властивості операційного підсилювача визначаються багатьма параметрами і характеристиками. Розробники операційних підсилювачів прагнуть зробити його «невиразним» у конкретній електронній схемі, тобто таким, щоб його властивості не впливали на властивості всієї схеми. Цього можна досягнути шляхом збільшення коефіцієнта підсилення ОП. У цьому випадку через дуже великий коефіцієнт підсилення ОП властивості схеми визначатимуться лише елементами зворотного зв'язку.

Ідеальний ОП

Поняттям ідеального операційного підсилювача (ІОП) дуже зручно користуватися під час аналізу і розрахунку схем із ОП, оскільки отримані розрахункові співвідношення в цьому випадку не містять параметрів ОП. Проте вони цілком допустимі під час проектування схем спільного призначення, оскільки типові значення похибок при виборі параметрів пасивних елементів (резисторів, конденсаторів) близько 2–10 % істотно перевищують похибки при використанні характеристик ІОП. Врахувати параметри неідеального ОП можна на кінцевих етапах проектування або, провівши моделювання отримуваних схем.

Параметри ідеального ОП:

1) нескінченний коефіцієнт підсилення напруги ($K_{ОП} \rightarrow \infty$);

2) нескінченний повний вхідний опір;

3) нульовий повний вихідний опір;

4) вихідна напруга дорівнює нулю ($U_{вих} = 0$) за рівних

напруг на обох входах $U_{вх}^- = U_{вх}^+$;

5) нескінченна ширина смуги пропускання (відсутність затримки під час проходження сигналу через підсилювач).

Принцип «уявної землі»

В ідеальному операційному підсилювачі дотримується так званий принцип «уявної землі»: вхідна напруга і струм ОП дорівнюють нулю. Пояснити це можна таким чином. Оскільки вихідна напруга ОП, як і будь-якого іншого підсилювача, обмежена напругою джерела живлення, то за умови досить великого коефіцієнта підсилення $K_{ОП}$ вхідна напруга буде дуже малою (при джерелі живлення, що дорівнює 15В і коефіцієнті підсилення 100000, максимальна вхідна напруга дорівнює 150 мкВ). Тому в розрахунках можна вважати, що ця напруга дорівнює 0. Вхідний струм ОП є дуже малим через великий вхідний опір ОП.

Використання принципу «уявної землі» істотно спрощує розрахунки схем на основі ОП, проте користуватися цими правилами потрібно лише тоді, коли ОП працює в лінійному режимі і не входить у насичення.

Передавальна характеристика ОП

Передавальна характеристика ОП – це залежність вихідної напруги від вхідної диференційної напруги. Передавальну характеристику ОП наведено на рисунку 8.3, яка апроксимована кусково-ламаною лінією.

У передавальній характеристиці ОП можна виділити три характерні області: лінійну область і області насичення. У лінійній області вихідна напруга прямо пропорційна вхідній диференційній напрузі. Лінійна область з обох боків (зверху і знизу) обмежена областями насичення. У будь-якому випадку напруга на виході ОП не може перевищити напругу будь-якого з джерел живлення, тобто $E_{ж}$. Максимально можлива вихідна напруга, як правило, приблизно на 2 В менша абсолютної величини напруги живлення, а при низькоомному навантаженні діапазон зміни вихідної напруги скоротиться ще більше.

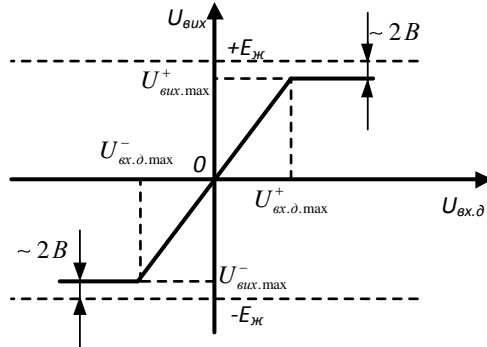


Рисунок 8.3 – Передавальна характеристика ідеального операційного підсилювача

Підсилювальні параметри

а) коефіцієнт підсилення диференційного вхідного сигналу $K_{ОП}$

$$K_{ОП} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_{вх}} = \frac{\Delta U_{вих}}{U_{вх}^- - U_{вх}^+}.$$

Величина $K_{ОП}$ в інтегральних ОП лежить у діапазоні від 10^4 до 10^7 ;

б) коефіцієнт передачі синфазного сигналу $K_{сф}$

$$K_{сф} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_{вх.сф}};$$

в) коефіцієнт послаблення синфазного сигналу

$$K_{посл.сф} = \frac{K_{ОП}}{K_{сф}}.$$

Величина $K_{посл.сф}$ в інтегральних ОП лежить у діапазоні (60–140) дБ;

г) вхідний опір для диференційного сигналу, який визначається як відношення приросту напруги на одному з входів ОП до приросту струму на цьому вході (другий вхід ОП повинен при цьому бути з'єднаним із «землею»)

$$R_{ex.\partial} = r_{ex.OП} = \frac{\Delta U_{ex}^-}{\Delta I_{ex}^-} = \frac{\Delta U_{ex}^+}{\Delta I_{ex}^+}.$$

Вхідні струми I_{ex}^+ та I_{ex}^- дуже малі, тому величина $R_{ex.\partial}$ звичайно лежить у діапазоні $10^4 \text{ кОм} - 10^4 \text{ МОм}$;

д) вхідний опір для синфазного сигналу – це відношення приросту синфазної вхідної напруги до приросту викликаного нею середнього вхідного струму

$$R_{ex.cф} = \frac{\Delta U_{ex.cф}}{\Delta I_{ex.cер}},$$

$$\text{де } I_{ex.cер} = \frac{I_{ex}^- + I_{ex}^+}{2}.$$

Звичайно величина $R_{ex.cф}$ у сучасних ОП становить десятки–сотні гігаом.

Точносні параметри

а) напруга зміщення ОП ($U_{зм}$) – це напруга, яку необхідно прикласти між входами ОП, щоб отримати нульову вихідну напругу ОП

$$U_{зм} = U_{ex}^- - U_{ex}^+ \text{ при } U_{вих} = 0.$$

Визначення $U_{зм}$ пояснюється передавальною характеристикою неідеального ОП, яка показана на рисунку 8.4. Напруга зміщення характеризує асиметрію плечей вхідного диференційного підсилювача. Величина $U_{зм}$ для ОП знаходиться у діапазоні $10 \text{ мкВ} \dots 50 \text{ мВ}$;

б) температурний коефіцієнт напруги зміщення $TKU_{зм}$ – це відношення максимального приросту напруги зміщення до приросту температури навколишнього середовища, що спричинила прирост цієї напруги. Іноді параметр $TKU_{зм}$ називають також температурним дрейфом напруги зміщення:

$$TKU_{3M} = \frac{\Delta U_{3M.макс}}{\Delta T} \left[\frac{мкВ}{град.} \right].$$

Величина TKU_{3M} для ОП із вхідними каскадами на біполярних транзисторах становить 0,1–10 мкВ/град., а для операційних підсилювачів із вхідними каскадами на польових транзисторах 10–100 мкВ/град.

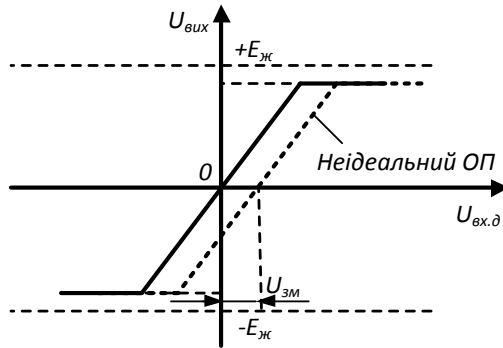


Рисунок 8.4 – Передавальна характеристика неідеального операційного підсилювача

в) середній вхідний струм $I_{вх.сер}$ – це середньоарифметичне значення струмів $I_{вх}^+$ та $I_{вх}^-$, які проходять через входи збалансованого ОП. Величина $I_{вх.сер}$ для ОП із вхідними каскадами на біполярних транзисторах становить 0,1–10 мкА, а для ОП із вхідними каскадами на польових транзисторах знижується до 30 нА і нижче. Температурний дрейф середнього вхідного струму становить десяті долі відсотка на градус;

г) різниця вхідних струмів $\Delta I_{вх}$ – це абсолютне значення $\Delta I_{вх} = \left| I_{вх}^- \right| - \left| I_{вх}^+ \right|$, яке також вимірюється при збалансованому ОП, тобто при $U_{вих} = 0$. Звичайно величина $\Delta I_{вх}$ знаходиться у діапазоні 15 нА–2 мкА.

Динамічні параметри

До динамічних параметрів відносять:

а) верхню частоту одиночного підсилення (f_1), тобто частоту, на якій модуль коефіцієнта підсилення дорівнює 1 ($|K_{OP}|=1$). В інтегральних ОП f_1 може становити від 0,1 МГц до 1000 МГц та вище;

б) верхню граничну частоту (f_B) – частоту, на якій модуль коефіцієнта підсилення зменшується в $\sqrt{2}$ разів;

в) максимальну швидкість зростання $\left(\frac{dU_{вих}}{dt}\right)_{\max}$ вихідної напруги ОП при наявності на його входах максимального перепаду напруги $U_{ex}^+ - U_{ex}^-$. Величина $\left(\frac{dU_{вих}}{dt}\right)_{\max}$ характеризує динамічні властивості ОП у режимі великого вхідного сигналу і знаходиться у діапазоні $0,01 - 10^4$ В/мкс.

Експлуатаційні параметри

До експлуатаційних параметрів відносять:

а) максимальну вихідну напругу $U_{вих.\max}$, за якої ОП працює у лінійному режимі. Залежно від напруги живлення величина $U_{вих.\max}$ звичайно знаходиться у діапазоні $0,5 - 20$ В;

б) максимальну синфазну вхідну напругу $U_{ex.cф.\max}$ – таку синфазну напругу на входах ОП, за якої забезпечується номінальне значення $K_{посл.сф}$ цього ОП. Величина $U_{ex.cф.\max}$ залежить від напруги живлення і звичайно становить від ± 1 В до ± 250 В;

в) мінімальний опір навантаження $R_{н.\min}$ ОП

характеризує його вихідну потужність і знаходиться у діапазоні 0,01–10 кОм. Іноді замість $R_{н, \min}$ зазначають у довідниках максимальний вихідний струм ОП.

Типи ОП

На сьогодні промисловість випускає сотні типів ОП. Більшість ОП взаємозамінні, це означає, що в типових схемах підсилювачів, генераторів, фільтрів і т. д. у переважній більшості випадків можна використовувати будь-які ОП.

Проте під час проектування спеціалізованих електронних схем (наприклад, високочастотних, високостабільних, мініатюрних і т. п.) доцільно використовувати спеціалізовані ОП, в яких покращені ті або інші параметри. У зв'язку з цим, як правило, розрізняють такі види ОП:

- ОП спільного призначення;
- прецизійні, високоточні ОП;
- швидкодіючі, високочастотні ОП;
- мікропотужні ОП, що споживають незначні струми від джерел живлення, іноді такі ОП називаються програмованими;
- потужні ОП, здатні формувати порівняно великі струми і напругу.

Ще одним критерієм порівняння ОП є кількість таких підсилювачів в одному корпусі (як правило, один, два або чотири).

ОП спільного призначення

Такі ОП призначені для застосування в апаратурі спільного призначення, де немає необхідності у виконанні яких-небудь спеціальних умов або вимог. Такі ОП мають малу вартість, широкий діапазон напруги джерел живлення, нерідко при їх використанні не потрібно ніяких додаткових елементів, крім джерел живлення, вхідних і вихідних кіл. Дуже часто такі ОП мають захист вхідних і вихідних кіл і

внутрішню частотну корекцію, що забезпечує роботу ОП у всіх режимах. Частотний діапазон таких ОП не дуже великий.

Прецизійні ОП

Прецизійні, високоточні ОП характеризуються малими вхідними похибками: низьким рівнем вхідної напруги зміщення і її дрейфу, і незначною величиною вхідного струму зміщення. Нерідко такі ОП мають низький рівень шумів, порівняно великий диференціальний коефіцієнт підсилення і коефіцієнт ослаблення синфазної складової. До цієї групи можна також віднести ОП із гранично малими значеннями вхідних струмів (так звані електрометрії ОП), вхідні каскади яких виконуються на польових транзисторах. У деяких випадках у прецизійних ОП використовуються допоміжні схеми для динамічного вимірювання і компенсації вхідної напруги зміщення. І, нарешті, для отримання екстремально низьких значень похибок за напругою і струмом використовують ОП, виконані за схемою МДМ (модуляція-демодуляція).

Швидкодіючі ОП

Такі ОП дозволяють працювати з швидкозмінюваними сигналами. Серед них розрізняють широкосмугові ОП, які застосовуються у високочастотних підсилювачах, фільтрах, генераторах і т. п. Крім того, відомі ОП із швидким встановленням вихідної напруги, призначені, перш за все, для обробки імпульсних сигналів (імпульсні підсилювачі, пристрої вибірки-зберігання, пікові детектори, цифроаналогові перетворювачі).

Мікропотужні ОП

Мікропотужні ОП застосовуються в тих випадках, коли визначальною вимогою є споживання мінімальної потужності від джерела живлення. Це, в першу чергу, характерно для переносної або бортової апаратури, що працює від батарей або акумуляторів. Споживаний струм таких ОП може складати декілька мікроампер, і нерідко

існує можливість змінювати його величину зовнішніми елементами. Крім того, такі ОП допускають роботу з джерелами живлення, що мають велику величину, – від одиниць до десятків вольт.

Потужні ОП

Потужні ОП дозволяють отримувати на виході порівняно велику напругу (до декількох десятків вольт) і струм (до одного ампера). Це дозволяє будувати схеми на основі таких ОП, які працюють на порівняно низькоомні навантаження (наприклад: головні телефони в побутовій звуковій апаратурі, двигуни постійного струму невеликої потужності і т. п.). Для запобігання тепловому руйнуванню при виділенні великої потужності такі ОП завжди мають спеціальні виводи для кріплення до тепловідводу.

8.2 Статичні похибки аналогових пристроїв на ОП

Врахування таких параметрів ОП, як напруга зміщення $U_{зм}$, ненульові вхідні струми $I_{вх}^+$ та $I_{вх}^-$, обмежені значення коефіцієнта підсилення $K_{ОП}$ та коефіцієнта послаблення $K_{посл.сф}$ синфазного сигналу ОП, відхилення параметрів елементів схеми аналогових електронних пристроїв від своїх номінальних значень, а також їх температурного дрейфу показує, що вихідна напруга АЕП, побудованих на основі ОП, має так звані мультиплікативну та адитивну статичні похибки. Слово «статичні» означає, що ці похибки виникають навіть у тому випадку, коли на входах ОП присутні лише постійні вхідні напруги. Слово «мультиплікативна» означає, що величина мультиплікативної похибки вихідної напруги $\Delta U_{вих.м}$ прямо пропорційна нарузі вхідного сигналу

$$\Delta U_{вих.м} = \Delta K_{33} \cdot U_{вх},$$

де ΔK_{33} – викликана мультиплікативною похибкою

відхилення коефіцієнта передачі АЕП на ОП, охопленого колом ЗЗ, від свого номінального значення.

Слово «адитивна» означає, що величина адитивної похибки вихідної напруги $\Delta u_{вих.a}$ не залежить від напруги вхідного сигналу, а лише додається до вихідної напруги корисного сигналу, в результаті чого сумарна вихідна напруга АЕП дорівнює

$$u_{вих\Sigma} = (K_{ЗЗ} + \Delta K_{ЗЗ})U_{вх} + \Delta u_{вих.a}.$$

Мультиплікативні похибки аналогових електронних пристроїв на основі операційних підсилювачів та засоби їх компенсації

До джерел мультиплікативних похибок вихідної напруги АЕП на основі ОП належать:

1) обмежене значення коефіцієнта підсилення ОП ($K_{ОП}$) та його відхилення ($\delta K_{ОП}$) від свого номінального значення;

2) відхилення параметрів елементів кола ЗЗ (ΔR_2 та ΔR_1 для підсилювачів на ОП) від своїх номінальних значень;

3) обмежене значення коефіцієнта послаблення синфазного сигналу ОП ($K_{посл.сф}$).

Мультиплікативна похибка вихідної напруги АЕП може бути подана у вигляді

$$\Delta u_{вих.m} = u_{вих} \cdot \delta u_{вих.m},$$

де $\delta u_{вих.m}$ – відносна мультиплікативна похибка вихідної напруги АЕП.

Основними засобами компенсації мультиплікативних похибок є регулювання коефіцієнта передачі АЕП шляхом налаштування опорів резисторів кола ЗЗ. Часовий та температурний дрейфи опорів у колі ЗЗ та відхилення $\delta K_{ОП}$ незначні, тому періодичність контролю коефіцієнта

передачі КЗЗ може бути великою.

Адитивні похибки аналогових електронних пристроїв на основі операційних підсилювачів та засоби їх компенсації

До джерел адитивних похибок вихідної напруги $\Delta U_{вих.а}$ АЕП на основі ОП належать напруга зміщення ОП $U_{зм}$ та її температурний коефіцієнт $TKU_{зм}$, ненульові вхідні струми ОП $I_{вх}^+$ та $I_{вх}^-$, різниця вхідних струмів $\Delta I_{вх}$ та її температурний коефіцієнт ($TK\Delta I_{вх}$), а також власні шуми ОП. Крім того, адитивні похибки вихідної напруги ОП утворюються завдяки часовому дрейфу вищезазначених параметрів та їх залежності від напруги живлення.

Процес компенсації перших двох складових адитивної похибки часто називають балансуванням ОП. Значна частина інтегральних ОП має спеціальні входи балансування. Підбір позитивної або негативної постійної напруги $U_{комп}$ на цих входах дозволяє отримати нульову постійну вихідну напругу ОП при $U_{вх} = 0$. Засоби такого балансування ОП звичайно вказують у довідниках із використання конкретних типів ОП.

Більшість інтегральних ОП не мають спеціальних входів балансування. Якщо ці ОП мають досить великі вхідні струми $I_{вх} > 0,1 \text{ мкА}$, то для компенсації адитивної похибки використовують резистор компенсації $R_{комп}$, який приєднують до інвертувального або неінвертувального входу ОП.

8.3 Допоміжні ланцюги ОП

Під час практичного використання ОП виникає необхідність підключення додаткових ланцюгів, які застосовуються для корекції частотної характеристики підсилювача, регулювання початкового рівня вихідної

напруги, захист від перевантаження вхідних і вихідних ланцюгів ОП.

Частотна корекція, як правило, здійснюється за допомогою приєднання конденсаторів і резисторів до відповідних виводів ОП. Призначення частотної корекції – виключити виникнення автоколивань вихідного сигналу при охопленні підсилювача ланцюгом негативного зворотного зв'язку (НЗЗ).

Чим складніший підсилювач і чим вищий його коефіцієнт підсилення, тим більше схильний він до самозбудження (самозбудження може виникати навіть за відсутності ланцюга НЗЗ за рахунок паразитних ємностей між входом і виходом).

Ланцюги корекції знижують коефіцієнт підсилення ОП на тій частоті, на якій зсув фаз у замкнутому контурі дорівнює 360° (корекція на відставання за фазою), або зменшують зсув фаз на тих частотах, на яких коефіцієнт підсилення в замкнутому контурі більше одиниці (корекція на випередження за фазою).

Рекомендовані для різних конкретних ОП ланцюги корекції, як правило, розраховуються ще на стадії проектування ОП, і потім параметри цих ланцюгів наводяться в посібниках із застосування ОП.

Деякі ОП мають вбудовані ланцюги частотної корекції, реалізовані, як правило, на основі МОН-конденсаторів, що формуються в кристалі одночасно з іншими елементами підсилювача.

Стійкість підсилювача, охопленого ланцюгом негативного зворотного зв'язку, може істотно погіршитися, якщо він навантажений на комплексний опір, який має ємнісний характер. У подібних випадках рекомендується для запобігання самозбудження включати до виводу операційного підсилювача (усередині контуру зворотного зв'язку) резистор опором 50 – 100 омів.

Регулювання нуля. На роботу схем на основі ОП

негативний вплив може вчинити зміщення (зсув) нульового рівня вихідного сигналу, викликане напругою зміщення і вхідними струмами ОП. Для компенсації зміщення, як правило, вводять у пристрій ланцюг регулювання нуля.

Установка нуля в ОП можлива в принципі двома способами. По-перше, можна подавати на вхід ОП невелику регульовану напругу, яка підбирається з умови компенсації напруги зміщення підсилювача і зміщення, викликаного вхідними струмами. Для отримання такої регульованої напруги використовують резистивні подільники постійної напруги (зазвичай напруги живлення ОП).

Приклади схем із ланцюгами регулювання нуля наведені на рисунку 8.5.

Якщо на один із входів ОП не подається вхідна напруга, то цей вхід може бути приєднаний до ланцюга регулювання нуля, як це показано на рисунку 8.5 а. Однакові за величиною резистори R_4 і R_7 обмежують напругу, яка діятиме на кінцях потенціометра R_6 , а низькоомні резистори R_5 , R_8 , які приєднані паралельно потенціометру R_6 , дозволяють вибирати останній досить високоомним, тобто дешевшим і точнішим. Подільник R_4 , R_5 (R_7 , R_8) розраховується, виходячи з вимоги найбільшої компенсуючої напруги. При зазначених на рисунку 8.5 а опорах резисторів і напрузі живлення ± 15 В можлива компенсація напруги зміщення в межах приблизно ± 30 мВ.

Ланцюг регулювання нульового рівня, показаний на рисунку 8.5 б, містить лише два резистори (R_4 і R_5), проте опори цих резисторів залежать від опорів резисторів R_1 , R_2 , які задають глибину зворотного зв'язку. Якщо вважати, що $R_{екв} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$, то опір R_5 має бути вибраний таким, щоб напруга $U_{ж} R_{екв} / (R_5 + R_{екв})$ була достатньою

для компенсації найбільшої напруги зміщення. Отже, опір R_4 необхідно вибирати, виходячи із співвідношення $R_4 \leq R_5$.

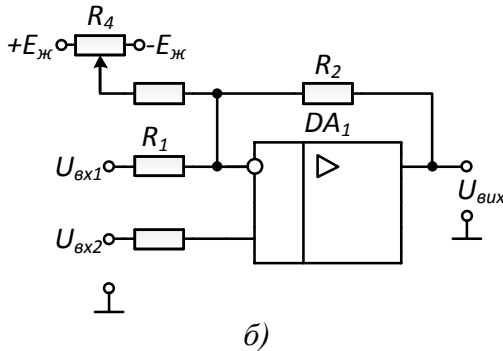
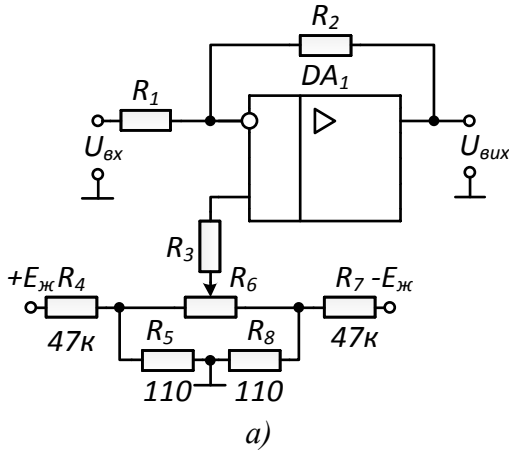


Рисунок 8.5 – Схеми з ланцюгами регулювання нуля

Встановлено, що температурний дрейф напруги зміщення підсилювача пропорційно збільшується під час збільшення цієї напруги. Тому, якщо це можливо, температурний дрейф компенсують не шляхом подання додаткової напруги на вхід ОП (рисунок 8.5), а завдяки регулюванню симетрії всередині самого ОП, дійсно зменшуючи напругу зміщення. Можливість такого

регулювання передбачена майже в усіх типах ОП, за винятком ОП першого покоління.

Захист від перевантаження вхідних і вихідних ланцюгів ОП. Під час невмілої експлуатації інтегральних ОП вони можуть бути виведені з ладу внаслідок електричного або теплового пробою напівпровідникових переходів, перегорання внутрішніх сполучних провідників і т. п.

Як правило, в характеристиках ОП зазначається гранично допустима вхідна напруга і струми (при насиченні вхідного транзистора вхідний струм у деяких типах ОП може істотно зростати), допустима напруга живлення, максимальний допустимий вихідний струм або мінімальний допустимий опір навантаження.

Захист підсилювача від надмірно великої вхідної напруги можна здійснити, під'єднуючи між його входами пару сполучених зустрічно-паралельно кремнієвих діодів, як показано на рисунку 8.6.

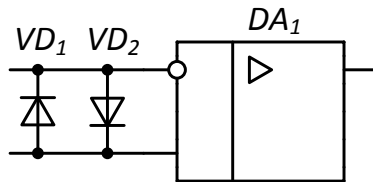


Рисунок 8.6 – Схема захисту підсилювача від надмірно великої вхідної напруги

Простим захистом ОП від **перевантаження за виходом** може служити обмежувальний резистор $R_{обм} \leq 200 \text{ Ом}$, який ввімкнений послідовно з виходом ОП, як показано на рисунку 8.7.

У підсилювачі, охопленому глибокою НЗЗ, опір цього резистора практично не вплине на вихідний опір пристрою, але обмежить вихідний струм при випадковому короткому замиканні на виході.

Проте для більшості сучасних ОП використання

такого резистора не потрібно, оскільки в них передбачені внутрішні ланцюги захисту від перевантаження. Ці ланцюги, як правило, обмежують вихідний струм ОП на рівні 10–30 мА. Відповідно нормальна робота підсилювача при великому вихідному сигналі забезпечується при опорах навантаження 0,5–1,5 кілоом і вище.

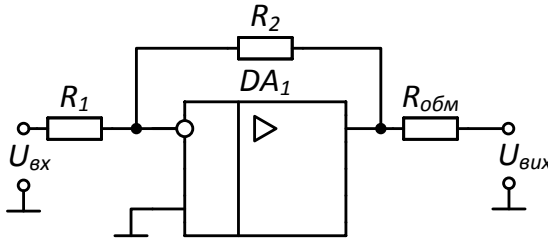


Рисунок 8.7 – Схема з захистом ОП від перевантаження

Для захисту від помилкової зміни полярності напруги живлення в ланцюгу живлення ОП можна використати діоди, а щоб усунути високочастотні перешкоди по шинах живлення у безпосередній близькості від відповідних виведень ІМС ОП розміщують керамічні конденсатори з ємністю від 0,01 до 0,1 мкФ. Під'єднання захисних діодів і конденсаторів показано на рисунку 8.8.

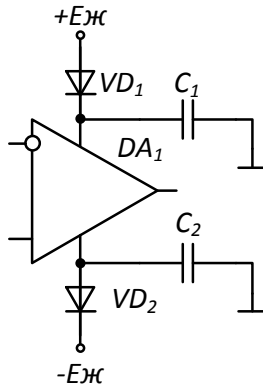


Рисунок 8.8 – Схема з захистом від помилкової зміни полярності напруги живлення

9 Функціональні пристрої на операційних підсилювачах

Операційні підсилювачі відносять до інтегральних мікросхем загального призначення, що застосовують у різних функціональних пристроях. За допомогою кола негативного зворотного зв'язку на операційних підсилювачах можна реалізувати велику кількість пристроїв, що перетворюють аналоговий вхідний сигнал. Крім того, операційний підсилювач дозволяє одночасно вводити як негативний, так і позитивний зворотний зв'язок. Для одержання позитивного зворотного зв'язку сигнал із виходу ОП необхідно подати на неінвертувальний вхід за допомогою кола 33. Така комбінація негативного і позитивного зворотних зв'язків використовується під час розрахунку параметрів активних фільтрів, генераторів та інших пристроїв.

Розглянемо деякі основні застосування операційних підсилювачів.

9.1 Маштабувальні підсилювачі

9.1.1 Інвертувальний підсилювач

На рисунку 9.1 наведена схема простого інвертувального підсилювача. Неінвертувальний вхід ОП заземлений. Операційний підсилювач охоплений паралельним негативним зворотним зв'язком за напругою, що утворений зовнішніми елементами R_1 і R_2 .

Обчислимо вираз для коефіцієнта підсилення схеми, використовуючи принцип «уявної землі». Відповідно до нього напруга між входами та вхідні струми ОП дорівнюють нулю.

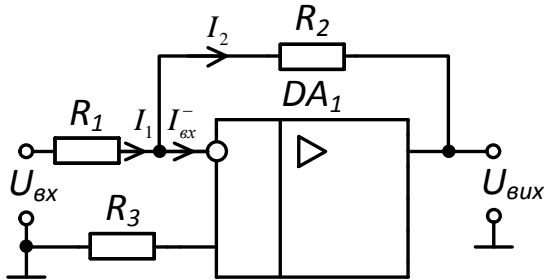


Рисунок 9.1 – Інвертувальний підсилювач

Вихідну напругу даної схеми можна знайти, використовуючи 1-й закон Кірхгофа:

$$I_1 + I_2 = I_{вх}^- = 0,$$

$$\frac{U_{вх}}{R_1} + \frac{U_{вих}}{R_2} = 0,$$

$$U_{вих} = -\frac{R_2}{R_1} U_{вх}.$$

Таким чином, коефіцієнт підсилення інвертувального підсилювача дорівнює

$$K_{III} = -\frac{R_2}{R_1}, \quad (9.1)$$

а коефіцієнт зворотного зв'язку

$$\gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Знак мінус у (9.1) вказує на те, що вихідна напруга знаходиться у протифазі (інверсно) з вхідною напругою. З (9.1) випливає, що інвертувальний підсилювач може мати коефіцієнт підсилення як більший за одиницю, так і менший від одиниці.

Щоб зменшити похибку в неідеальному операційному підсилювачі, зумовлену протіканням вхідного струму

інвертувального входу $I_{\text{вх}}^-$ через опори R_1 та R_2 до неінвертувального входу, підключено резистор R_3 з еквівалентним опором $R_3 = R_1 \parallel R_2 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$.

9.1.2 Неінвертувальний підсилювач

Схема неінвертувального підсилювача наведена на рисунку 9.2. Вхідний сигнал надходить на неінвертувальний вхід ОП. Інвертувальний вхід ОП заземлений через резистор R_1 . У схемі введений негативний послідовний зворотний зв'язок за напругою через подільник R_1, R_2 , що реалізується шляхом подання частини вихідної напруги за допомогою резистивного подільника на інвертувальний вхід. Так само, як і у попередньому випадку, вираз для коефіцієнта підсилення схеми обчислимо, використавши принцип «уявної землі». Відповідно до цього принципу напруга між входами та вхідні струми ОП дорівнюють нулю.

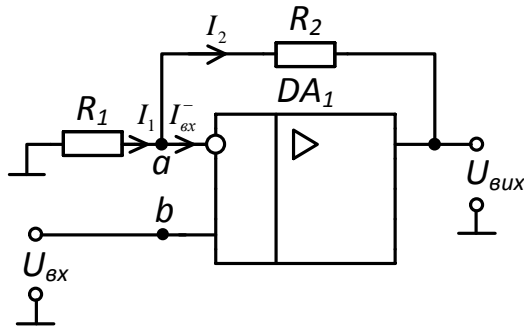


Рисунок 9.2 – Неінвертувальний підсилювач

Потенціали точок a і b рівні ($\varphi_a = \varphi_b = U_{\text{вих}}$). У той самий час потенціал точки a можна знайти як вихідну напругу для подільника, побудованого на резисторах R_1 і R_2 :

$$\varphi_a = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{вих}.$$

Отже,

$$U_{вих} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} U_{вх} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{вх},$$

і коефіцієнт підсилення відповідно

$$K_{НП} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (9.2)$$

Коефіцієнт зворотного зв'язку для схеми неінвертувального підсилювача такий самий, як і для інвертувального підсилювача

$$\gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

У неінвертувальному підсилювачі вихідна напруга збігається за фазою із вхідною. З виразу (9.2) випливає, що коефіцієнт підсилення неінвертувального підсилювача не може бути меншим ніж одиниця.

9.1.3 Повторювачі на основі ОП

Іноді під час побудови різних електронних схем потрібні підсилювальні каскади, що мають (за модулем) одиничні коефіцієнти підсилення (повторювачі).

Якщо в інвертувальному підсилювачі (рисунок 9.3) вибрати резистори з однаковим опором $R_1 = R_2$, то згідно (9.1) коефіцієнт підсилення такої схеми буде дорівнювати -1 . Неінвертувальний повторювач згідно із (9.2) можна реалізувати трьома способами: $R_2 = 0$ (коротке замикання резистора R_2) (рисунок 9.3 в); $R_1 = \infty$ (розрив кола, до якого ввімкнений резистор R_1) (рисунок 9.3 б) і, нарешті, $R_2 = 0$ та одночасно $R_1 = \infty$ (рисунок 9.3 а). Найпростіше реалізується схема повторювача, наведена на

рисунку 9.3 а, проте й інші варіанти неінвертувальних повторювачів також застосовують на практиці.

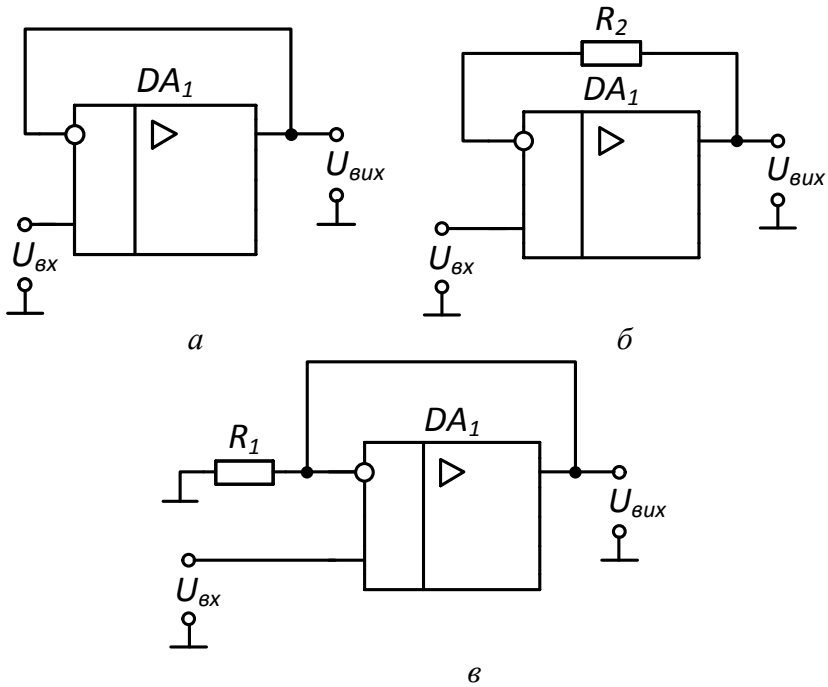


Рисунок 9.3 – Повторювачі напруги на основі ОП

9.1.4 Похибки масштабувальних підсилювачів

Похибки неінвертувального та інвертувального підсилювачів визначаються неточністю використовуваних резисторів та неідеальністю ОП, їх можна поділити на адитивні і мультиплікативні.

Складова мультиплікативної похибки, зумовлена похибками використовуваних резисторів, для інвертувальних і неінвертувальних підсилювачів може бути визначена шляхом диференціювання (9.1) і (9.2) відповідно. Після перетворень одержимо:

-для інвертувального підсилювача

$$\begin{aligned} \gamma_{R_{III}} &= \frac{dK_{33}}{K_{33}} = \frac{\frac{\partial K_{33}}{\partial R_2} dR_2 + \frac{\partial K_{33}}{\partial R_1} dR_1}{K_{33}} = \\ &= \frac{dR_2}{R_2} - \frac{dR_1}{R_1} = \delta_{R_2} - \delta_{R_1}; \end{aligned} \quad (9.3)$$

– для неінвертувального підсилювача

$$\begin{aligned} \gamma_{R_{III}} &= \frac{dK_{33}}{K_{33}} = \frac{\frac{\partial K_{33}}{\partial R_2} dR_2 + \frac{\partial K_{33}}{\partial R_1} dR_1}{K_{33}} = \\ &= \frac{R_2}{R_2 + R_1} (\delta_{R_2} - \delta_{R_1}), \end{aligned} \quad (9.4)$$

де $\delta_{R_1} = \frac{dR_1}{R_1}$, $\delta_{R_2} = \frac{dR_2}{R_2}$ – відносні похибки

виготовлення резисторів.

Аналіз (9.3) і (9.4) свідчить, що для зменшення цієї складової похибки необхідно прагнути до того, щоб відносні похибки резисторів були однаковими. Для цього можна використовувати прецизійні резистори з малими значеннями температурного коефіцієнта опору (ТКО). Притому найбільшого ефекту досягають під час застосування резисторів з однаковими за модулем і знаком ТКО, наприклад наборів резисторів у інтегральному виконанні.

Інша складова мультиплікативної похибки обумовлена кінцевим значенням коефіцієнта підсилення K_{OP} ОП, що використовують у схемі підсилювача. При цьому реальний коефіцієнт передачі інвертувального підсилювача буде дорівнювати

$$K_{IP} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + (1/\gamma K_{OP})} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{\gamma K_{OP}}{1 + \gamma K_{OP}}, \quad (9.5)$$

де γK_{OP} – петльове підсилення.

Окрім кінцевого γK_{OP} , на значення коефіцієнта передачі неінвертувального підсилювача впливає синфазна напруга. Тому для цієї схеми коефіцієнт підсилення визначимо за формулою

$$K_{HP} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{\gamma K_{OP}}{1 + \gamma K_{OP}} \cdot \left(1 + \frac{1}{K_{\text{посл.сф}}}\right). \quad (9.6)$$

Таким чином, складова мультиплікативної похибки, зумовлена кінцевим значенням коефіцієнта підсилення ОП, становитиме:

- для інвертувального підсилювача (згідно із (9.5) і (9.1))

$$\gamma_{KI} = \frac{K_{IP} - K_{III}}{K_{III}} = -\frac{1}{1 + \gamma K_{OP}}; \quad (9.7)$$

- для неінвертувального підсилювача (згідно із (9.6) і (9.2))

$$\gamma_{KH} = \frac{K_{HP} - K_{HII}}{K_{HII}} = -\frac{1 - (\gamma K_{OP} / K_{\text{посл.сф}})}{1 + \gamma K_{OP}}. \quad (9.8)$$

Проаналізувавши (9.7) і (9.8) можна зробити такі висновки:

1) для зменшення мультиплікативної похибки, зумовленої кінцевим значенням коефіцієнта підсилення ОП, необхідно вибирати ОП із більшим коефіцієнтом підсилення (K_{OP}) при зменшенні коефіцієнта зворотного зв'язку (γ);

2) під час використання неінвертувального підсилювача треба враховувати додаткову похибку, викликану кінцевим значенням коефіцієнта послаблення синфазного сигналу, зменшити яку можна, вибравши ОП із великим значенням $K_{\text{посл.сф}}$;

3) як випливає з (9.8), забезпечивши рівність $\gamma K_{OP} = K_{\text{посл.сф}}$, можна повністю компенсувати складову

мультиплікативної похибки, зумовленої нерівністю нескінченності значень коефіцієнтів K_{OP} і $K_{посл.сф}$.

Ще одна складова мультиплікативної похибок масштабувальних підсилювачів пояснюється зміною коефіцієнта підсилення ОП, що може бути обчислена з (9.5) і (9.6). Для інвертувального і неінвертувального підсилювачів вона має однакове значення:

$$\gamma_{\Delta KI} = \gamma_{\Delta KHI} = \delta_K \frac{1}{1 + \gamma K_{OP}}, \quad (9.9)$$

де $\delta_K = \Delta K_{OP} / K_{OP}$ – відносна похибка коефіцієнта підсилення ОП.

Аналіз (9.9) дозволяє зробити висновок про те, що похибка підсилювача із зворотним зв'язком, викликана нестабільністю коефіцієнта підсилення ОП, тим менша, чим більше петльове підсилення γK_{OP} . При цьому можна вважати, що у скільки разів коефіцієнт підсилення підсилювача з негативним зворотним зв'язком менший за коефіцієнт підсилення ОП, у стільки ж разів похибка масштабувального підсилювача менша похибки коефіцієнта підсилення ОП, що її викликала.

Для схеми неінвертувального підсилювача є ще одна складова мультиплікативної похибки, зумовлена зміною коефіцієнта послаблення синфазного сигналу, значення якої можна обчислити так:

$$\gamma_{\Delta посл.сф} = \frac{\delta_{посл.сф}}{K_{посл.сф}}, \quad (9.10)$$

де $\delta_{посл.сф} = \Delta K_{посл.сф} / K_{посл.сф}$ – відносна похибка коефіцієнта послаблення синфазного сигналу.

Із формули (9.10) можна зробити висновок, що чим більшим буде коефіцієнт $K_{посл.сф}$ вибраного ОП, тим менше ця похибка.

Вважаючи усі складові незалежними один від одного,

сумарну мультиплікативну похибку масштабувального підсилювача можна знайти з виразу

$$\gamma_{M..m} = \sqrt{\gamma_R^2 + \gamma_K^2 + \gamma_{\Delta K}^2 + \gamma_{\Delta\text{носл.сф}}^2}, \quad (9.11)$$

при цьому складова $\gamma_{\Delta\text{носл.сф.1}}$ для інвертувального підсилювача дорівнює нулю. Ще одна додаткова складова мультиплікативної похибки інвертувального підсилювача зумовлена нестабільністю його вхідного опору. Проте зазвичай вона не аналізується, оскільки порівняно з іншими складовими виявляється незначною.

Як впливає з (9.11), за інших рівних умов мультиплікативна похибка неінвертувального підсилювача виявляється більшою, що пояснюється наявністю синфазного сигналу на входах ОП.

Складова адитивної похибки, зумовленої напругою зміщення ОП, для інвертувального підсилювача розраховується таким чином:

$$\begin{aligned} \gamma_{3I} &= \frac{\Delta U_{\text{вих}}(U_{3M})}{U_{\text{вих.н}}} = \frac{U_{3M}(R_1 + R_2)}{R_1} \times \\ &\times \frac{R_1}{R_2 U_{\text{вх.н}}} = \frac{U_{3M}}{U_{\text{вх.н}}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right), \end{aligned} \quad (9.12)$$

де $U_{\text{вх.н}}$, $U_{\text{вих.н}}$ – відповідно найбільші значення вхідної і вихідної напруги масштабувального підсилювача.

За достатньо високих коефіцієнтах підсилення K_{HP} ($R_2 \gg R_1$), можна вважати, що

$$\gamma_{3I} \approx \frac{U_{3M}}{U_{\text{вх.н}}}.$$

Для неінвертувального підсилювача складова адитивної похибки, зумовленої напругою зміщення ОП, не залежить від коефіцієнта підсилення K_{HP} :

$$\gamma_{3H} = \frac{U_{3M}}{U_{вх.н}}. \quad (9.13)$$

Таким чином, для зменшення цієї складової необхідно вибрати прецизійні ОП із малими значеннями напруги зміщення U_{3M} , причому за невеликих коефіцієнтів підсилення схема неінвертувального підсилювача має переваги, оскільки для неї точність перетворення може бути істотно вищою.

Складову адитивної похибки, зумовлену струмами інвертувального ($I_{вх}^-$) і неінвертувального ($I_{вх}^+$) входів ОП, можна визначити із виразу

$$\gamma_{вх} = \frac{\Delta U_{вих}(\Delta I)}{U_{вих.н}} = \frac{R_3 - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_{вх}^-}{\gamma K U_{вх.н}},$$

де $K = K_{III}$ – для інвертувального і $K = K_{HII}$ – для неінвертувального підсилювача.

Звідси стає більш очевидною мета внесення до складу схеми рисунку 9.1 резистора R_3 для зменшення цієї складової похибки. За рівності вхідних струмів $I_{вх}^- = I_{вх}^+$ повна корекція цієї складової досягається за виконання умови

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Проте у загальному випадку струми не дорівнюють один одному, а в схемі наявний ненульовий різницевий вхідний струм ОП $\Delta I_{вх} = |I_{вх}^-| - |I_{вх}^+|$, тоді для інвертувального підсилювача одержимо

$$\gamma_{вхI} = \frac{\Delta U_{вих}(\Delta I)}{U_{вих.н}} = \frac{R_1 \Delta I_{вх}}{U_{вх.н}}, \quad (9.14)$$

а для неінвертувального

$$\gamma_{\text{вхН}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}(\Delta I)}{U_{\text{вих.н}}} = \frac{R_1 \Delta I_{\text{вх}}}{U_{\text{вх.н}}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (9.15)$$

Аналіз виразів для $\gamma_{\text{вхІ}}$ і $\gamma_{\text{вхН}}$ свідчить, що ця складова адитивної похибки буде тим меншою, чим менший різницевий вхідний струм ОП.

У загальному випадку доцільно обирати ОП із малими вхідними струмами, наприклад із польовими транзисторами у вхідних каскадах. Причому похибка, зумовлена вхідними струмами інвертувального підсилювача, не залежить від значення опору R_2 і, отже, від значення коефіцієнта підсилення $K_{\text{ІІ}}$. За інших рівних умов адитивна похибка, зумовлена вхідними струмами ОП, у неінвертувального підсилювача виявляється меншою, оскільки $(R_2/(R_1 + R_2)) < 1$.

Якщо в схемі виконується початкове регулювання за допомогою зовнішніх ланцюгів балансування нуля у певних типів ОП (їх наявність та стандартні схеми зазначають у довідкових даних), то складові адитивної похибки, що визначають за формулами (9.12) і (9.13), а також (9.14) і (9.15) зменшуються практично до нуля.

Адитивна похибка масштабувального підсилювача виникає також внаслідок дрейфів напруги зміщення $\Delta U_{\text{зм}}$ і різницевого вхідного струму $\Delta I_{\text{вх}}$, в основному внаслідок зміни температури довілля. Тому відповідні наведені складові адитивної похибки будуть дорівнювати:

– для інвертувального підсилювача

$$\gamma_{\Delta \text{ЗМІ}} = \frac{TKU_{\text{зм}}}{U_{\text{вх.н}}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \Delta t^\circ, \quad (9.16)$$

$$\gamma_{\Delta \text{вхІ}} = \frac{TK \Delta I_{\text{вх}}}{U_{\text{вх.н}}} R_1 \Delta t^\circ, \quad (9.17)$$

де $TKU_{\text{зм}}$ - температурний коефіцієнт напруги

зміщення ОП;

$TK\Delta I_{\text{ex}}$ - температурний коефіцієнт різницевого вхідного струму ОП;

Δt° - зміна температури довкілля відносно температури, за якої здійснювалося регулювання нуля підсилювача;

– для неінвертувального підсилювача

$$\gamma_{\Delta_{\text{зм.Н}}} = \frac{TKU_{\text{зм}}}{U_{\text{вх.Н}}} \Delta t^\circ, \quad (9.18)$$

$$\gamma_{\Delta_{\text{вх.Н}}} = \frac{TK\Delta I_{\text{ex}}}{U_{\text{вх.Н}}} R_1 \frac{R_2}{R_2 + R_1} \Delta t^\circ. \quad (9.19)$$

Таким чином, якщо вважати усі складові незалежними, сумарна наведена адитивна похибка масштабувального підсилювача визначається за формулою

$$\gamma_{\text{М.а}} = \sqrt{\gamma_{\text{зм}}^2 + \gamma_{\text{вх}}^2 + \gamma_{\Delta_{\text{зм}}}^2 + \gamma_{\Delta_{\text{вх}}}^2}. \quad (9.20)$$

Із формули (9.20) можна зробити висновок, що для зменшення цієї похибки доцільно зменшувати опори резисторів R_1 і R_2 , а якщо виконується співвідношення

$$\frac{R_1 R_2}{R_2 + R_1} \ll \frac{U_{\text{зм}}}{\Delta I_{\text{ex}}},$$

то вхідні струми ОП практично не впливають на адитивну похибку. Для ОП із вхідними каскадами на біполярних транзисторах відношення $U_{\text{зм}}/\Delta I_{\text{ex}}$ становить зазвичай 10–50 кілоомів, тому опір резисторів доцільно вибирати таким чином, щоб виконувалася умова

$$\frac{R_1 R_2}{R_2 + R_1} < 3-10 \text{кОм}.$$

Для операційних підсилювачів із вхідними каскадами, виконаними на польових транзисторах, відношення $U_{\text{зм}}/\Delta I_{\text{ex}}$ значно перевищує 1 мегаом. Це дає можливість

здебільшого не враховувати вхідні струми при розрахунку адитивної похибки. Також відпадає необхідність використовувати в схемі підсилювача резистор R_3 .

Проведений аналіз похибок масштабувальних підсилювачів дозволяє зробити такий висновок:

якщо мультиплікативна похибка неінвертувального підсилювача більша, ніж інвертувального під впливом синфазного сигналу, то адитивна, навпаки, виявляється меншою.

9.1.5 Вхідний і вихідний опори масштабувальних підсилювачів

Вхідний опір інвертувального підсилювача на ОП (рисунок 9.1) визначається з формули

$$R_{exI} = \frac{U_{ex}}{I_{ex}} = R_1 + \frac{r_{ex.OP} \cdot \frac{R_2}{K_{OP} + 1}}{r_{ex.OP} + \frac{R_2}{K_{OP} + 1}},$$

де $r_{ex.OP}$ – вхідний опір ОП. Оскільки для всіх типів ОП виконується рівність

$$r_{ex.OP} \gg \frac{R_2}{K_{OP} + 1},$$

(вхідний опір ОП з вхідними каскадами на біполярних транзисторах становить принаймні декілька сотень мегаомів, а для ОП на польових транзисторах 10^{12} омів і більше. Опір резистора R_2 зазвичай не перевищує одиниць мегаомів, оскільки за великих номіналів, по-перше, важко забезпечити стабільність таких високоомних опорів, і, по-друге, значно зростають шуми підсилювача), і, крім того, як правило

$$\frac{R_2}{K_{OP} + 1} \ll R_1 \text{ (оскільки } K_{OP} \gg K_1),$$

то $R_{ex1} \approx R_1$.

Вхідний опір неінвертувального підсилювача великий і визначається глибиною послідовного негативного зворотного зв'язку та високим значенням вхідного опору ОП:

$$R_{ex.НП} \approx r_{ex.ОП}(1 + \gamma K_{OP}).$$

Вихідний опір інвертувального та неінвертувального підсилювачів визначається однакоим виразом:

$$R_{вих.П} = R_{вих.НП} = \frac{U_{вих}}{I_{вих}} = \frac{r_{вих.ОП}}{1 + \gamma K_{OP} + r_{вих.ОП} / (R_1 + R_2)},$$

де $r_{вих.ОП}$ – вихідний опір ОП.

Оскільки звичайно $\gamma K_{OP} \gg 1$, а $\frac{r_{вих.ОП}}{R_1 + R_2} \ll 1$, можна

вважати, що

$$R_{вих} \approx \frac{r_{вих.ОП}}{1 + \gamma K_{OP}}.$$

Таким чином, вихідний опір підсилювача із негативним зворотним зв'язком за напругою у $(1 + \gamma K_{OP})$ раз менше вхідного опору ОП і становить зазвичай десятки долі ома.

Відповідно можна зробити такі висновки:

1) вхідний опір неінвертувального підсилювача значно (у десятки, а то і в сотні разів) перевищує вхідний опір інвертувального підсилювача;

2) вихідні опори інвертувального та неінвертувального підсилювача однакові.

9.2 Суматори на основі ОП

Суматором називається електронний пристрій (підсилювач), що має декілька входів і один вихід, напруга на якому пропорційна сумі напруги усіх входів. Такі пристрої застосовують, коли необхідно об'єднати в одному каналі сигнали різних джерел (наприклад, у мікшерах, накладання у техніці звукозапису і т.п.).

9.2.1 Інвертувальний суматор

Інвертувальний суматор складає вхідні напруги із різними ваговими коефіцієнтами. Схему інвертувального суматора наведено на рисунку 9.4.

Вважаємо, що $I_{ex}^+ = 0$, $I_{ex}^- = 0$, $U_{ex.o} = 0$. У цьому випадку за першим законом Кірхгофа сума вхідних струмів підсилювача, викликаних вхідними напругами U_{ex1} , U_{ex2} та U_{ex3} дорівнює струму, що проходить через R_{33} , тобто $I_1 + I_2 + I_3 = I_{33}$.

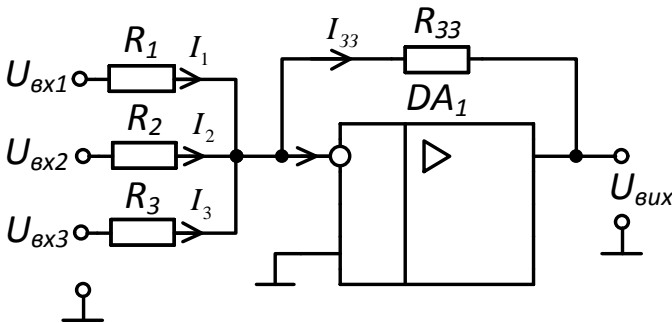


Рисунок 9.4 – Інвертувальний суматор

Оскільки $U_{ex.o} = 0$, то струми I_1, I_2, I_3 залежать лише від своєї вхідної напруги і не залежать від інших джерел сигналу. Напруги U_{ex1} , U_{ex2} та U_{ex3} не взаємодіють одна з одною. У цьому випадку вхідні струми дорівнюють

$$I_1 = U_{\text{ex1}} / R_1; \quad I_2 = U_{\text{ex2}} / R_2; \quad I_3 = U_{\text{ex3}} / R_3.$$

Струм кола зворотного зв'язку I_{33} , проходячи через резистор R_{33} , створює на ньому спад напруги, що дорівнює вихідній нарузі: $U_{\text{вих}} = -R_{33} (I_1 + I_2 + I_3)$.

Знак мінус свідчить про інверсію вихідної напруги, оскільки вхідні напруги подані на інвертувальний вхід. Підставивши значення струмів, одержимо формулу для вихідної напруги:

$$U_{\text{вих}} = - \left(\frac{R_{33}}{R_1} U_{\text{ex1}} + \frac{R_{33}}{R_2} U_{\text{ex2}} + \frac{R_{33}}{R_3} U_{\text{ex3}} \right). \quad (9.21)$$

Із формули (9.21) випливає, що вхідні напруги додаються із ваговими коефіцієнтами, що дорівнюють відношенням $\frac{R_{33}}{R_1}, \frac{R_{33}}{R_2}, \frac{R_{33}}{R_3}$. Ця схема дозволяє підсумовувати досить багато вхідних сигналів.

При $R_{33} = R_1 = R_2 = R_3$ напруга

$$U_{\text{вих}} = -(U_{\text{ex1}} + U_{\text{ex2}} + U_{\text{ex3}}).$$

Для неідеального операційного підсилювача, коли $K_{OP} \neq \infty$, вихідна напруга інвертувального суматора визначається виразом

$$U_{\text{вих}} = - \left(\frac{R_{33}}{R_1} U_{\text{ex1}} + \frac{R_{33}}{R_2} U_{\text{ex2}} + \frac{R_{33}}{R_3} U_{\text{ex3}} \right) \frac{\gamma K_{OP}}{1 + \gamma K_{OP}},$$

$$\text{де } \gamma = \frac{1}{R_{33} + \frac{1}{G_1 + G_2 + G_3}}, \quad (9.22)$$

де G_i – провідність відповідного резистора $G_i = 1/R_i$.

Із формули (9.22) можна зробити висновок, що збільшення кількості входів інвертувального суматора

призводить до зниження петльового підсилення, внаслідок чого відповідно до (9.7) і (9.9) зростає похибка суматора, зумовлена кінцевим значенням і нестабільністю коефіцієнта підсилення K_{OP} , застосовуваного ОП.

Для зменшення впливу вхідних струмів використовується опір $R_4 = R_{33} \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel R_3$. У цьому випадку струмова похибка мала та її можна розрахувати за формулою $U_{nox} = U_{зм} (K_{U nox} + 1) + \Delta I_{ex} R_{33}$,

де $K_{U nox} = R_{33} / (R_1 \parallel R_2 \parallel R_3)$ - коефіцієнт підсилення сигналу похибки.

9.2.2 Неінвертувальний суматор

Якщо підсумовувані сигнали подати на неінвертувальний вхід операційного підсилювача, то одержимо неінвертувальний суматор напруги, схему якого наведено на рисунку 9.5.

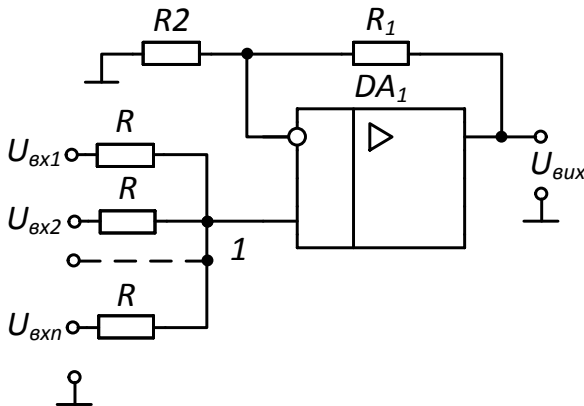


Рисунок 9.5 – Неінвертувальний суматор

За першим законом Кірхгофа для вузла 1 (з потенціалом U_{ex}) можна записати

$$\frac{U_{\text{ex}1} - U_{\text{ex}}}{R} + \frac{U_{\text{ex}2} - U_{\text{ex}}}{R} + \dots + \frac{U_{\text{ex}n} - U_{\text{ex}}}{R} = 0 \text{ або}$$

$$U_{\text{ex}1} + U_{\text{ex}2} + \dots + U_{\text{ex}n} = nU_{\text{ex}}; \quad U_{\text{ex}} = \frac{U_{\text{ex}1} + U_{\text{ex}2} + \dots + U_{\text{ex}n}}{n}.$$

За принципом «уявної землі» можна записати

$$U_{\text{ex}} = U_{33} = U_{\text{вих}} R_2 / (R_1 + R_2), \text{ звідси,}$$

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{ex}} \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{n} (U_{\text{ex}1} + U_{\text{ex}2} + \dots + U_{\text{ex}n}) = K_{\text{сум}} \sum_{i=1}^n U_{\text{ex}.i},$$

$$\text{де } K_{\text{сум}} = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{n}.$$

9.2.3 Змішувач сигналів

Суматори можуть використовуватися як лінійні змішувачі сигналів (мікшерів). Одне з можливих застосувань таких змішувачів – змішування звукових сигналів. Наприклад, звукові сигнали від декількох музичних інструментів, що надійшли на різні мікрофони, можна змішати з голосом співака, вловлені мікрофоном. Якщо між кожним мікрофоном і відповідним резистором суматора помістити регулятор гучності, то напруги від кожного джерела сигналу можна регулювати для їх подальшого підсумовування. При цьому можна, наприклад, зробити так, щоб слабкий голос співака звучав голосніше за музичні інструменти. Схему змішувача наведено на рисунку 9.6.

У цій схемі R_1, R_2, R_3 - змінні опори, що виконують функцію регулятора гучності, опір R_{13} – компенсувальний опір, що дорівнює еквівалентному паралельному опору резисторів $R_{10}, R_{11}, R_{12}, R_{14}$, тобто $R_{13} = R_{10} \parallel R_{11} \parallel R_{12} \parallel R_{14}$.

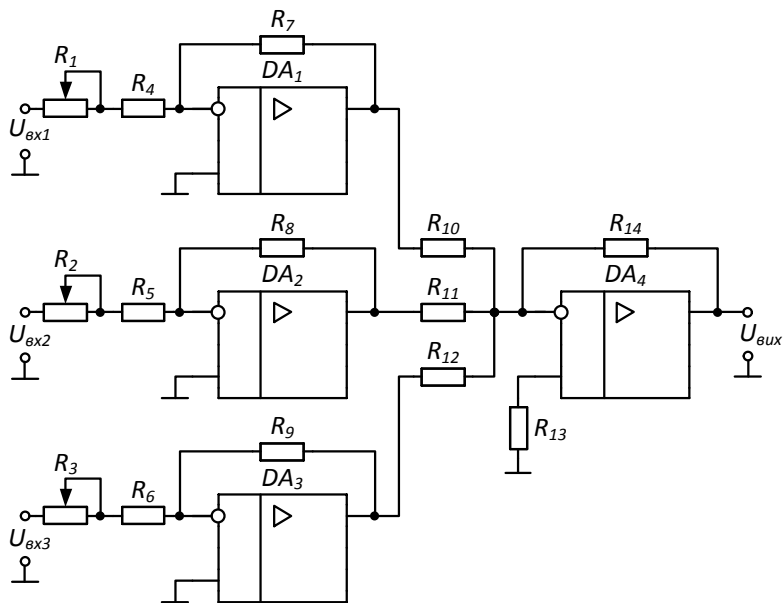


Рисунок 9.6 – Змішувач сигналів

9.3 Диференціальний підсилювач на основі ОП

Диференціальний підсилювач є електронним пристроєм, вихідна напруга якого дорівнює або пропорційна різниці двох вхідних сигналів. Такі підсилювачі часто використовують як вхідні каскади пристроїв приймання і передачі інформації по довгих лініях. Перешкоди, що виникають при цьому, прикладені в одній фазі до обох входів, що зумовлює появу і у вихідному сигналі синфазної напруги завади. Корисний же сигнал діє на кожному із входів у різній фазі і тому на виході диференціального сигналу відновлюється (диференціальна напруга).

Схема диференціального підсилювача (віднімального пристрою) наведена на рисунку 9.7.

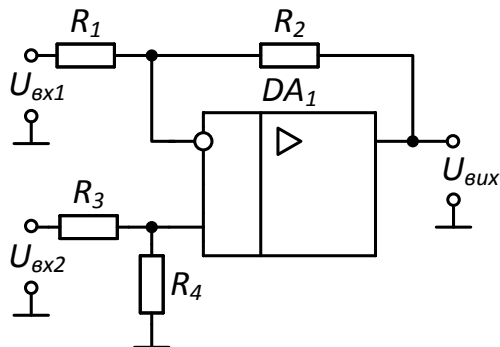


Рисунок 9.7 – Диференціальний підсилювач на основі ОП

Для аналізу схеми скористаємося принципом суперпозиції, заземливши по черзі два входи, і знайдемо коефіцієнт передачі кожного з них, помножимо на відповідний вхідний сигнал, а потім додамо одержані вирази.

Якщо заземлити неінвертувальний вхід ($U_{вх2} = 0$), то резистори R_3 і R_4 стануть підключеними паралельно один одному. При цьому вони підключені послідовно із вхідним колом ОП. Згідно з принципом «уявної землі» вхідний струм дорівнює 0, отже, і напруга на цих резисторах завжди буде також дорівнювати 0. Одержана при цьому схема еквівалентна інвертувальному підсилювачу, і тому коефіцієнт передачі для сигналу $U_{вх1}$

$$K_1 = \frac{U_{вих}}{U_{вх1}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (9.23)$$

Якщо тепер заземлити перший вхід ($U_{вх1} = 0$), то диференціальний підсилювач буде каскадним з'єднанням подільника напруги R_3 і R_4 та неінвертувального підсилювача. Два цих каскади не впливають один на одного, оскільки вхідний опір неінвертувального підсилювача досить великий за рахунок послідовного

негативного зворотного зв'язку. Коефіцієнт передачі у цьому випадку (для сигналу U_{ex2}) буде дорівнювати добутку коефіцієнтів передачі подільника та підсилювача:

$$K_{nod} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}, \quad (9.24)$$

$$K_{HP} = \frac{R_2 + R_1}{R_1}, \quad \text{отже} \quad (9.25)$$

$$K_2 = K_{nod} \cdot K_{HP} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_1}. \quad (9.26)$$

Тоді напруга на виході підсилювача з урахуванням (9.26) і (9.23):

$$\begin{aligned} U_{вих.диф} &= K_1 U_{ex1} + K_2 U_{ex2} = \\ &= \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_1} U_{ex2} - \frac{R_2}{R_1} U_{ex1}. \end{aligned} \quad (9.27)$$

Для забезпечення різниці двох сигналів необхідно, щоб виконувалася рівність коефіцієнтів для вхідних напруг:

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_1} = \frac{R_2}{R_1},$$

звідки після перетворень одержимо $R_4 \cdot R_1 = R_2 \cdot R_3$ або

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} = K. \quad (9.28)$$

Тоді (9.27) можна переписати як

$$U_{вих.диф} = K(U_{ex2} - U_{ex1}). \quad (9.29)$$

Із формули (9.28) видно, що для одержання чистої різниці двох вихідних сигналів необхідне виконання умови $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$. Слід зазначити, що чим точніше виконуватиметься останнє співвідношення (або співвідношення (9.28)), тим точніше забезпечуватиметься різниця двох вхідних напруг. Тому під час проектування

диференціальних підсилювачів необхідно використовувати високоточні та високостабільні резистори. Зрозуміло, що простіше застосовувати чотири однакові резистори, а необхідне додаткове підсилення можна реалізувати у подальших каскадах. Для одержання особливо точних різницевих схем може бути потрібне додаткове підстроювання одного з опорів (зазвичай R_4). Можна вважати, що граничний коефіцієнт підсилення синфазної складової визначається відповідним коефіцієнтом ОП, що може бути дуже малим.

Особливістю цієї схеми є наявність синфазного вхідного сигналу, що дорівнює

$$U_{сф} = \frac{U_{ex1} + U_{ex2}}{2}. \quad (9.30)$$

Ця обставина вимагає враховувати вихідні опори $r1$ і $r2$ джерел вхідних сигналів U_{ex1} і U_{ex2} , що підключаються послідовно з опорами R_1 і R_3 і впливають на коефіцієнти підсилення цих сигналів, особливо за малих значень вхідних опорів диференціального підсилювача. Якщо вихідні опори рівні ($r_1 \approx r_2$), то доцільно для виконання співвідношення (9.28) брати

$$R_1 = R_3, R_2 = R_4. \quad (9.31)$$

У цьому випадку значення $r1$ і $r2$ вплинуть на коефіцієнт підсилення диференціального сигналу, але не будуть призводити до порушення умови «диференціальності» підсилювача, тобто коефіцієнт підсилення для синфазного вхідного сигналу залишатиметься близьким до нуля. Одним із недоліків цієї схеми є складне регулювання коефіцієнта підсилення, що може здійснюватися лише одночасною зміною опорів двох резисторів (наприклад, R_2 і R_4), інакше порушуватиметься рівність (9.28).

Ще один недолік – відносно низькі вхідні опори. Для

сигналів U_{ex1} і U_{ex2} вони відповідно дорівнюють

$$R_{ex1} \approx R_1,$$

$$R_{ex2} \approx R_3 + R_4.$$

Із цих співвідношень і рівності (9.28) випливає, що для забезпечення однакових вхідних опорів $R_{ex1} = R_{ex2}$, опори резисторів R_3 і R_4 треба вибирати відповідно до формул

$$R_3 = \frac{R_1^2}{R_1 + R_2},$$

$$R_4 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2},$$

що суперечить наведеній вище умові рівності нулю коефіцієнта підсилення для синфазного сигналу.

Напряга зміщення і вхідні струми реального ОП зумовлюють у цьому підсилювачі зміщення вихідної напруги на величину

$$\Delta U_{вих.зм} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \left(U_{зм} + I_{ex}^+ \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} - I_{ex}^- \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right).$$

Зміщення за рахунок вхідних струмів зменшується за виконання умови

$$R_3 \parallel R_4 = R_1 \parallel R_2. \quad (9.32)$$

Одночасне виконання умов (9.28) і (9.32) забезпечується за рівності опорів $R_1 = R_3$ та $R_2 = R_4$, в цьому випадку зміщення має мінімальне значення:

$$\Delta U_{вих.зм} = U_{зм} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \Delta I_{ex} R_2.$$

Підсумовуючи все вищезазначене, можна зробити такі висновки:

–недоліком диференціального підсилювача є те, що вхідні опори диференціального каскаду за двома входами відрізняються один від одного;

– для забезпечення точного перетворення необхідно обмежувати внутрішній опір джерела сигналу або, що те саме, підвищувати опір всіх резисторів диференціальної схеми. Радикальним рішенням цих проблем є використання повторювачів на ОП на кожному вході, проте найкращим є використання схеми інструментального підсилювача;

– складне регулювання коефіцієнта підсилення, що може здійснюватися лише одночасною зміною опорів двох резисторів (наприклад, R_2 і R_4).

Удосконалені диференціальні підсилювачі називають інструментальними (вимірювальними) підсилювачами. Такі підсилювачі мають високі входні опори по обох входах і забезпечують установлення заданого коефіцієнта підсилення за допомогою одного змінюваного опорів.

9.4 Інструментальний підсилювач

Схема інструментального підсилювача наведена на рисунку 9.8.

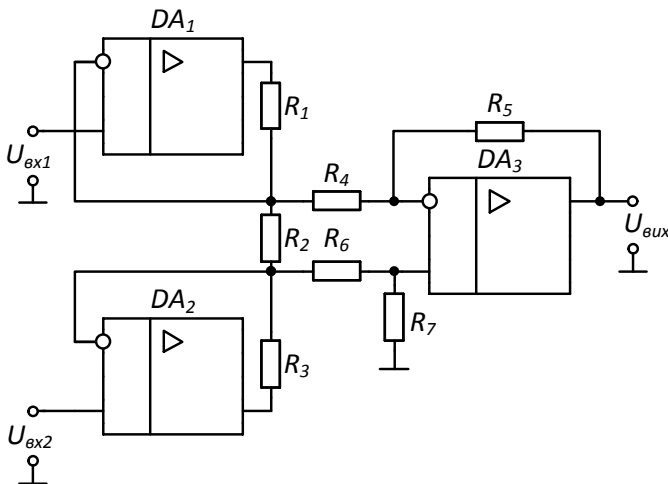


Рисунок 9.8 – Інструментальний підсилювач

Каскад на ОП DA_3 є диференціальним підсилювачем.

Зазвичай у ньому використовують чотири однакових точних резистори: $R_4 = R_5 = R_6 = R_7 = R$. У вхідному каскаді опори резисторів R_1 і R_3 вибирають однаковими, тобто $R_1 = R_3 = r$. Вхідний каскад забезпечує одиничний коефіцієнт підсилення синфазної складової і одночасно може значно підсилювати диференціальну складову, причому це виконується навіть без особливого узгодження резисторів R_1 і R_3 . Вихідний каскад диференціального підсилювача додатково ослаблює синфазну напругу перешкоди і формує на виході різницевий сигнал.

Знайдемо диференціальний і синфазний коефіцієнти підсилення схеми. При диференціальному вхідному сигналі напруги на входах схеми і на виходах ОП DA_1 і DA_2 будуть рівними за модулем, але протилежні за знаком, тому потенціал точки, що відповідає «середині» резистора R_2 , буде дорівнювати 0. Тоді кожен із вхідних каскадів є неінвертувальним підсилювачем (якщо подумки заземлити «середину» резистора R_2).

Коефіцієнт підсилення кожного такого каскаду

$$K_{\text{диф}1} = 1 + \frac{R_1}{\left(\frac{R_2}{2}\right)} = 1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2}, \quad K_{\text{диф}2} = 1 + \frac{2 \cdot R_3}{R_2}.$$

Враховуючи те, що $R_1 = R_3$, одержимо $K_{\text{диф}1} = K_{\text{диф}2}$. При вибраному співвідношенні між резисторами $R_4 = R_5 = R_6 = R_7 = R$ каскаду на DA_3 його диференціальний коефіцієнт підсилення згідно із (9.28) і (9.29) буде дорівнювати 1. Остаточо одержимо диференціальний коефіцієнт підсилення інструментального підсилювача:

$$K_{\text{диф}} = 1 + \frac{2 \cdot R_3}{R_2}.$$

При синфазному вхідному сигналі напруги на обох

входах і виходах ОП DA_1 і DA_2 рівні за величиною. Це означає, що напруги на двох кінцях резистора R_2 також будуть однакові, отже, струм через нього проходить не буде, тому величина цього резистора не впливатиме на властивості схеми при синфазному вхідному сигналі та його можна взагалі виключити із розгляду. У такому разі вхідні каскади є повторювачами напруги та їх коефіцієнти підсилення будуть дорівнювати $K_{C\Phi 1} = K_{C\Phi 2} = 1$. При цьому величини цих коефіцієнтів підсилення не залежать від величини і точності резисторів R_1 і R_3 . Для диференціального підсилювача відповідний коефіцієнт підсилення синфазної складової виявляється дуже малим (визначається властивостями ОП DA_3), отже, таким самим буде і сумарний синфазний коефіцієнт підсилення всього інструментального підсилювача.

Таким чином, у схемі інструментального підсилювача забезпечується набагато більший диференціальний коефіцієнт підсилення при такій самій величині синфазного коефіцієнта підсилення, що і для звичайного диференціального підсилювача або диференціального підсилювача з додатковими повторювачами на вході. Крім того, можна легко регулювати диференціальний коефіцієнт підсилення, змінюючи величину опору лише одного резистора R_2 (у диференціальному підсилювачі для цього потрібно було б синхронно змінювати два). Саме тому такі підсилювачі досить поширені у схемах вимірювання і контролю, у системах управління, тим більше, що існують такі інструментальні підсилювачі в інтегральному виконанні.

9.5 Функціональний підсилювач

Функціональний підсилювач є універсальною схемою, за допомогою якої можна реалізувати будь-яку залежність вихідної напруги від вхідної. Ідея функціонального

підсилювача полягає у поданні потрібної нелінійної залежності вихідної і вхідної напруги у вигляді кусково-лінійної апроксимації та у побудові такої схеми підсилювача, коефіцієнт підсилення якої залежить від вхідної або вихідної напруги. На рисунку 9.9 подана необхідна нелінійна характеристика та її апроксимація відрізками прямих ліній.

Із рисунка бачимо, що на ділянці від 0 до $U_{вх1}$ підсилювач повинен мати коефіцієнт підсилення K_1 на наступній ділянці від $U_{вх1}$ до $U_{вх2}$ – коефіцієнт підсилення K_2 і т.д. Величини цих коефіцієнтів підсилення K_1 , K_2 і т.д. легко визначають з необхідного вигляду апроксимуючої характеристики:

$$K_1 = \frac{U_{вих1}}{U_{вх1}}, \quad K_2 = \frac{U_{вих2} - U_{вих1}}{U_{вх2} - U_{вх1}}.$$

За основу функціонального підсилювача зазвичай беруть схему інвертувального підсилювача на основі ОП (рисунк 9.10).

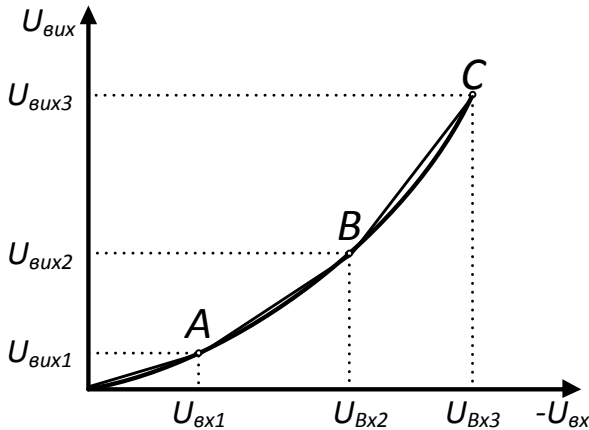


Рисунок 9.9 – Кусково-лінійна апроксимація нелінійної амплітудної характеристики підсилювача

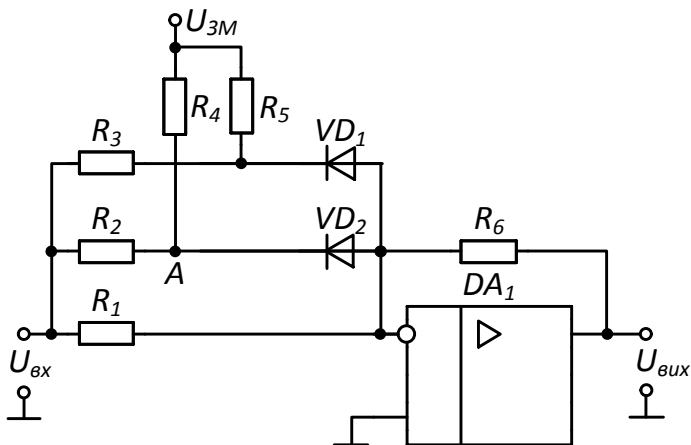


Рисунок 9.10 – Функціональний підсилювач

На першій ділянці у межах від 0 до $U_{\text{вх1}}$ коефіцієнт підсилення такого підсилювача (без урахування знака) визначається відношенням резисторів R_1 і R_6 (рисунок 9.10):

$$K_1 = \frac{R_6}{R_1}. \quad (9.33)$$

Якщо при підвищенні вхідної напруги вище $U_{\text{вх1}}$ коефіцієнт підсилення K_2 збільшується (як показано на рисунку 9.9), то у (9.33) необхідно зменшити опір резистора R_1 так, щоб коефіцієнт підсилення дорівнював K_2 (якщо ж коефіцієнт підсилення K_2 зменшується, то необхідно змінювати опір резистора R_6 , у цьому випадку подальші зміни в схемі та у виразі для розрахунку параметрів легко виводяться аналогічним чином). Нове значення опору вхідного резистора інвертувального підсилювача визначається за формулою $R_1' = R_6 / K_2$ і це значення менше, ніж початкова величина R_1 . Для зменшення опору резистора

R_1 необхідно паралельно йому підключити додатковий резистор, проте він повинен вмикатися лише тоді, коли вхідна напруга перевищить величину U_{ex2} . Для цього в схемі інвертувального підсилювача використано додатковий ланцюжок R_2 , R_4 і VD_2 . Зверніть увагу, що анод діода приєднаний до одного з входів ОП, отже, згідно з принципом «уявної землі», його потенціал завжди буде дорівнювати 0. Діод відкриється тоді, коли напруга на катоді U_A зменшиться нижче за потенціал анода, тобто нижче 0. Цю напругу можна визначити із співвідношення

$$U_A = U_{ex2} \cdot \frac{R_4}{R_2 + R_4} + U_{3M} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_4}. \quad (9.34)$$

Опір резистора R_2 визначається виходячи з розрахованої величини:

$$\frac{R_2 \cdot R_1}{R_2 + R_1} = R_1', \text{ або } R_2 = \frac{R_1 \cdot R_1'}{R_1 - R_1'}.$$

Визначивши опір R_2 і задавшись величиною напруги зміщення (наприклад, доцільно як джерело зміщення використовувати напругу джерела живлення $U_{3M} = E_{жс}$), тоді з (9.34) визначаємо опір резистора R_4 .

Якщо характеристика апроксимована ще однією прямою, то аналогічно використовується і розраховується додатковий ланцюжок із двох резисторів та діоду (для напруги U_{ex3} це R_1 , R_5 і VD_1).

9.6 Інтегратор

Інтегратором називається пристрій, у якого вихідна напруга пропорційна інтегралу за часом від вхідної напруги. Схему інвертувального інтегратора на операційному підсилювачі наведено на рисунку 9.11.

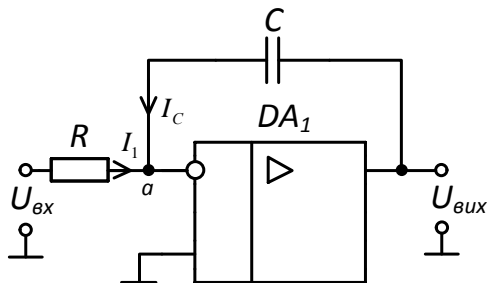


Рисунок 9.11 – Інтегратор

Якщо вважати ОП ідеальним, то вихідну напругу можна обчислити виходячи із рівності струмів у вузлі a :

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R} = -C \frac{dU_{\text{вих}}}{dt},$$

звідси

$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} \int U_{\text{вх}} dt + A,$$

де A – постійна, що враховує початкові умови.

У разі, коли вхідним сигналом є струм, резистор R у схемі не потрібний.

Передавальна функція ідеального інтегратора в операторній формі буде дорівнювати

$$K_{\text{ідеал}}(p) = \frac{U_{\text{вих}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = -\frac{1}{p\tau},$$

де $\tau = RC$ – стала часу інтегратора.

Якщо врахувати скінченне значення коефіцієнта підсилення $K_{\text{ОП}}$ та вхідного опору $r_{\text{вх.ОП}}$, то передавальна функція реального інтегратора визначається виразом

$$K(p) = -\frac{K_{\text{ОП}} / (1 + R / r_{\text{вх.ОП}})}{pRC \left[K_{\text{ОП}} / (1 + R / r_{\text{вх.ОП}}) + r_{\text{вх.ОП}} / (r_{\text{вх.ОП}} + R) \right] + 1}.$$

За виконання умови $r_{\text{вх.ОП}} \gg R$ передавальна функція матиме вигляд

$$K(p) = -\frac{K_{OP}}{pRC(K_{OP} + 1) + 1} = -\frac{K_{OP}}{p\tau(K_{OP} + 1) + 1}.$$

Таким чином, реальний інтегратор поводить ся як інерційна ланка першого порядку, що має коефіцієнт підсилення K_{OP} та еквівалентну сталу часу $\tau_{екв} = RC(1 + K_{OP})$. Якщо на вході інтегратора напруга у момент часу $t=0$ вхідна напруга зміниться стрибкоподібно від нуля до $U_{вх}$, то напруга на його виході змінюватиметься відповідно до формули

$$u_{вих}(t) = -U_{вх}K_{OP}\left(1 - e^{-t/\tau_{екв}}\right) + u_{вих}(0)e^{-t/\tau_{екв}} + \left(RI_{вх}^- + U_{зм}\right)\left[1 + K_{OP}\left(1 - e^{-t/\tau_{екв}}\right)\right], \quad (9.35)$$

де $u_{вих}(0)$ – початкове значення (при $t=0$) вихідної напруги,

$I_{вх}^-$ та $U_{зм}$ – вхідний струм інвертувального входу та напруга зсуву ОП.

Як впливає з (9.35), при стрибку напруги на вході на виході реального інтегратора напруга не лінійно змінюється (як це було б в ідеальному випадку), а експоненціально. Такий характер зміни вихідної напруги відповідає зміні вихідної напруги звичайного RC -ланцюга, постійна часу якого дорівнює $\tau_{екв}$, а на вхід подана напруга $-U_{вх}K_{OP}$, але якщо коефіцієнт підсилення ОП досить високий, то рівень, до якого прагне ця експонента, буде також досить високим (при $U_{вх}=1$ В і $K_{OP}=10^4$ він дорівнює 10^4 В). Тому початкова ділянка характеристики $u_{вих}(t)$ при $t \ll \tau_{екв}$ обмежена лінійною ділянкою роботи ОП (10–12 В), що майже не відрізняється від прямої лінії.

Для зменшення впливу на точність перетворення

вхідного струму ОП, враховуючи $I_{ex}^- = I_{ex}^+$, до неінвертувального входу необхідно підключати такий самий резистор R , як це робиться і у звичайних підсилювачах. Найкращих результатів досягають при використанні ОП із польовими транзисторами у вхідних каскадах та ланцюгом балансування нуля.

Для зменшення похибки, зумовленої дрейфом напруги зміщення, необхідно або будувати інтегратор на базі прецизійного ОП, або застосовувати алгоритми автоматичної корекції.

Оскільки $u_{вих}(t)$ є також напругою, до якої заряджений конденсатор на початковий момент часу, це створює певні труднощі під час практичної реалізації схем інтеграторів – конденсатор заряджається постійним вхідним струмом ОП, що зрештою призводить до переходу в режим насичення. Щоб уникнути цього явища, використовують два методи боротьби:

– періодичного розряду ємності у результаті замикання ключа SA_1 , що стоїть паралельно конденсатору (рисунк 9.12);

– забезпечення умов, за яких вхідний струм ОП був би значно меншим струмів, обумовлених вхідним сигналом.

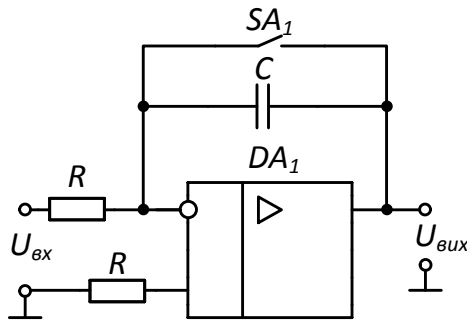


Рисунок 9.12 – Інтегратор зі схемою встановлення нульової початкової умови

9.7 Диференціатор

Диференціатором називають пристрій, у якого вихідна напруга пропорційна диференціалу вхідної напруги. Схема простого диференціатора складається із резистора і конденсатора (рисунок 9.13.), але на відміну від інтегратора вони міняються місцями.

Якщо напруга змінюється в часі, то виникає вхідний струм

$$I_{\text{вх}} = C \frac{dU_{\text{вх}}}{dt},$$

що врівноважується струмом, що проходить у ланцюзі зворотного зв'язку $I = U_{\text{вих}}/R$.

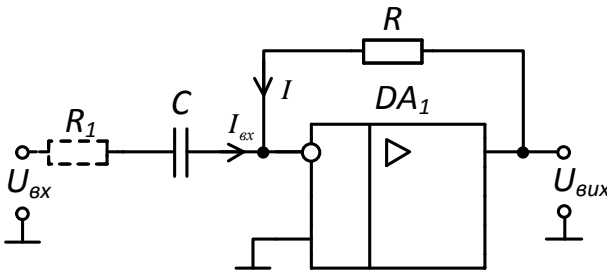


Рисунок 9.13 – Диференціатор

При цьому вихідна напруга пропорційна похідній від вхідної напруги:

$$U_{\text{вих}} = -RC \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}.$$

Практична реалізація диференціюючої схеми, показаної на рисунку 9.13, пов'язана зі значними труднощами з таких причин:

по-перше, схема має чисто ємнісний вхідний опір, у цьому випадку, якщо джерелом вхідного сигналу є інший операційний підсилювач, то це може викликати його нестійкість;

по-друге на роботу простого диференціатора істотно

впливають високочастотні вхідні шуми (при ідеальному диференціюванні коефіцієнт підсилення зростає пропорційно частоті вхідного сигналу), що погіршує співвідношення сигнал/шум;

по-третє, в цій схемі у петлі зворотного зв'язку ОП підключена інерційна ланка першого порядку, що створює в області високих частот запізнення за фазою до 90° , цей фазовий зсув додається до фазового запізнення операційного підсилювача, що може становити або навіть перевищувати 90° , внаслідок цього схема стає нестійкою.

Усунути ці недоліки дозволяє підключення послідовно із конденсатором додаткового резистора R_1 (на рисунку 9.13 показано пунктиром). Резистор R_1 , по-перше, зменшує рівень високочастотних шумів на виході, по-друге, запобігає самозбудженню перетворювача і, по-третє, обмежує вхідний струм та напругу інвертувального входу ОП за швидких змін вхідної напруги, коли вихідна напруга не встигає відповідним чином відреагувати на нього через обмежену швидкодію ОП.

Резистор R_1 обмежує діапазон робочих частот диференціатора. Такий перетворювач диференціює вхідні сигнали лише тих частот, за яких опір конденсатора C набагато більший опору R_1 , тобто при $f \ll \frac{1}{2\pi R_1 C}$.

Передавальна функція такого диференціатора

$$K(p) = -\frac{pRC}{pR_1C + 1}.$$

9.8 Логарифмічні схеми

Логарифмічні та антилогарифмічні схеми використовують для виконання аналогового множення й ділення, стиску (компресії) сигналу, обчислення логарифмів і показових функцій та в інших пристроях.

9.8.1 Логарифматор

Логарифматором (логарифмічним підсилювачем) називають пристрій, у якого вихідна напруга пропорційна логарифму вхідної напруги. Для одержання логарифмічної характеристики у коло негативного зворотного зв'язку операційного підсилювача необхідно ввімкнути елемент, що має логарифмічну ВАХ. Таким елементом є напівпровідниковий $p-n$ -перехід.

Відомо, що прямі струми й напруги напівпровідникового діода пов'язані таким співвідношенням:

$$I = I_0 \left(e^{U/\varphi_T} - 1 \right),$$

де I_0 – зворотний струм насичення $p-n$ -переходу;

$$\varphi_T = \frac{kT}{q_e} \text{ – тепловий (термічний) потенціал;}$$

k – стала Больцмана ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К);

q_e – заряд електрону ($q_e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл);

T – абсолютна температура.

За $T = 300^\circ\text{K}$ тепловий потенціал $\varphi_T \approx 26\text{ мВ}$, тому за $U \geq 26\text{ мВ}$ одиницею у рівності для струму I можна знехтувати.

Звідси

$$U = \varphi_T \ln \left(\frac{I}{I_0} \right).$$

Вирази, що визначають струм діода і колекторний струм транзистора, ідентичні. Тому все, що стосується струму I_D , можна застосовувати і до струму колектора I_K .

Принцип дії логарифмічного перетворювача полягає у використанні експоненціальної залежності струму I через відкритий $p-n$ -перехід від напруги U на цьому переході.

Найбільш простий спосіб реалізації логарифматора це використання операційного підсилювача з діодом у ланцюзі зворотного зв'язку (рисунок 9.14).

При ідеальному ОП струм через діод буде дорівнювати $I = U_{ex}/R$, а напруга на діоді $U = -U_{вих}$. Тоді вихідна напруга логарифмічного підсилювача буде дорівнювати

$$U_{вих} = -\varphi_T \ln \left(\frac{U_{ex}}{RI_0} \right) = -\varphi_T \left(\ln \frac{U_{ex}}{R} - \ln I_0 \right). \quad (9.36)$$

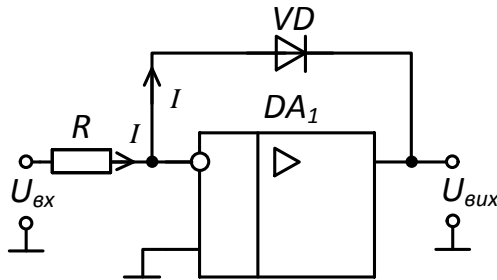


Рисунок 9.14 – Логарифмічний підсилювач

Діапазон можливих значень вхідної напруги, у межах якої співвідношення (9.36) виконується досить точно, обмежене знизу необхідністю додержання умови $I \gg I_0$, хоча прямий струм діода може набувати досить малих значень (порядку одиниць наноампер). Верхня межа визначається наявністю паразитного резистивного опору діода, оскільки спад напруги на ньому при великому струмі призводить до істотного спотворення логарифмічної характеристики. Тому задовільна точність логарифмічного підсилювача з діодом може бути одержана у діапазоні зміни вхідної напруги, що становить 10^2 – 10^3 (у межах двох–трьох декад). Окрім того, завдяки залежності φ_T від температури схема також досить чутливо реагує на зміну температури довкілля.

Застосування транзистора замість діода дозволяє значно розширити динамічний діапазон логарифмічного пристрою. Логарифмувальні перетворювачі на біполярних транзисторах мають кращі характеристики. При цьому можливі два види підключення транзистора – із заземленою базою (рисунок 9.15 а) і використання транзистора у діодному режимі транзистора (рисунок 9.15 б).

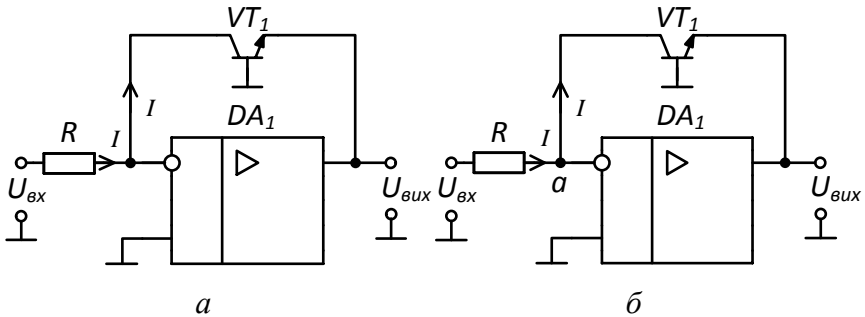


Рисунок 9.15 – Підключення транзистора у логарифмічному підсилювачі

Принцип дії логарифмічного підсилювача із транзистором у колі зворотного зв'язку полягає у використанні експоненціальної залежності між струмом колектора I_K і напругою база-емітер U_{BE} при нульовій напрузі колектор-база $U_{KB} = 0$:

$$I_K \approx I_{0K} e^{U_{BE}/\varphi_T} \quad \text{при } U_{BE} > 0, \quad (9.37)$$

де I_{0K} – тепловий (зворотний) струм колектора.

Найчастіше на практиці використовують схему логарифмічного підсилювача, показану на рисунку 9.16, оскільки це забезпечує найбільший діапазон зміни вхідної напруги у порівнянні з іншими можливими варіантами. При ідеальному ОП потенціал вузла *а* дорівнює нулю, тому залежність вихідної напруги від вхідної з урахуванням (9.37) має вигляд

$$U_{вих} = -U_{KE} = -U_{BE} = -\varphi_T \ln \left(\frac{U_{ex}}{RI_{0K}} \right).$$

Оскільки струм I_{0K} транзистора істотно менше, ніж струм I_0 діода, залежність $U_{вих} = -\varphi_T \ln \left(\frac{U_{ex}}{RI_{0K}} \right)$ значно точніша, ніж $U_{вих} = -\varphi_T \ln \left(\frac{U_{ex}}{RI_0} \right)$. Це забезпечує більший динамічний діапазон логарифмічного підсилювача на транзисторі.

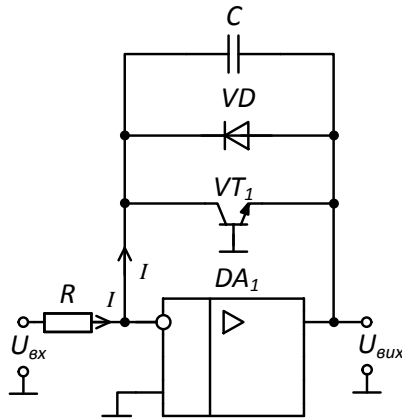


Рисунок 9.16 – Логарифмічний підсилювач на транзисторі

Конденсатор C служить для частотної корекції перетворювача з колом зворотного зв'язку, який на відміну від звичайних підсилювачів є активним і нелінійним, і коефіцієнт передачі цього зв'язку γ залежить від вхідного сигналу, що може призвести до самозбудження схеми.

Діод VD запобігає пробую і руйнуванню транзистора VT_1 у разі появи негативної напруги на вході, оскільки транзистор не забезпечує зворотний зв'язок у схемі за позитивної вихідної напруги ОП.

Ця схема забезпечує точну логарифмічну залежність вихідної напруги від вхідної у діапазоні, що визначається параметрами транзистора. Відносний діапазон може становити до семи-дев'яти декад, при цьому значення вхідного струму лежить у межах від 1 нА до 10 мА.

Основними недоліками простої схеми транзисторного логарифмічного підсилювача є, по-перше, мультиплікативна похибка, зумовлена значними змінами теплового потенціалу і зворотного струму колектора за зміни температури довкілля, і, по-друге, можливість перетворення вхідної напруги лише однієї (позитивної) полярності.

9.8.2 Антилогарифматор

Антилогарифматором (антилогарифмічним підсилювачем) називається пристрій, у якого вихідна напруга пропорційна антилогарифму від вхідної напруги. Схеми антилогарифматорів наведені на рисунку 9.17.

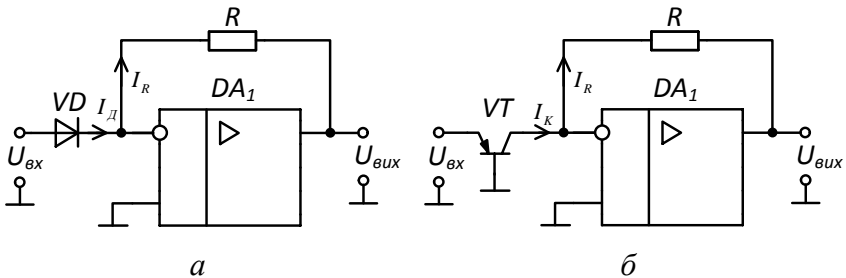


Рисунок 9.17 – Антилогарифмічний підсилювач

На схемі 9.17 а можна припустити, що

$$I_R = I_D, U_D = U_{\text{вх}}$$

Обчислимо струми

$$I_R = \frac{U_{\text{вих}}}{R}, I_D = I_0 e^{-U_{\text{вх}}/\varphi_T}.$$

З цих виразів знайдемо вихідну напругу

$$U_{вих} = RI_0 e^{-U_{вх}/\varphi_T}.$$

Для схеми на рисунку 9.17 б за значення вхідної напруги $U_{вх} < 0$ через транзистор VT_1 буде проходити струм, значення якого визначають із виразу $I_K \approx I_{0K} e^{U_{BE}/\varphi_T}$ при $U_{BE} > 0$, причому $U_{BE} = -U_{вх}$, а на виході перетворювача виникає напруга

$$U_{вих} = I_K R = RI_{0K} e^{-U_{вх}/\varphi_T}.$$

Логарифмічний і антилогарифмічний підсилювачі мають два температурні ефекти, що підлягають компенсації:

– температурна чутливість масштабного коефіцієнта φ_T ;

– температурна чутливість постійної складової $\varphi_T \ln I_0$.

Температурну чутливість масштабного коефіцієнта можна компенсувати за допомогою терморезистора у ланцюзі 33 (R_t на рисунку 9.18), який повинен мати $TKO \approx 0.3\%$. Температурну чутливість постійної складової компенсують за допомогою додаткового діода (VD_2), через який пропускають незмінний струм. Якщо характеристики діодів узгоджені, то складову $\varphi_T \ln I_0$ можна виключити.

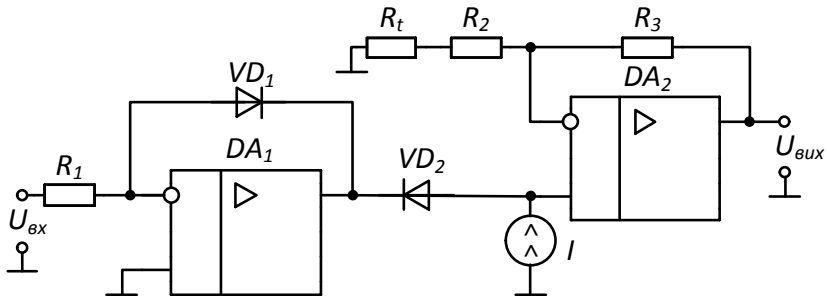


Рисунок 9.18 – Схема логарифмічного підсилювача з температурною компенсацією

За допомогою логарифмічних і антилогарифмічних підсилювачів можна реалізувати в аналоговому вигляді інші математичні операції: множення та ділення сигналів, піднесення до степеня.

Ділення двох аналогових величин еквівалентне відніманню їх логарифмів, а антилогарифм різниці є часткою сигналів: $Z = \frac{X}{Y} = e^{\ln Z} = e^{(\ln X - \ln Y)}$.

Ця математична операція може бути реалізована на пристрої, структурна схема якого (рисунок 9.19) має два логарифмічні підсилювачі (ЛП1 і ЛП2), диференціальний підсилювач (ДП) і антилогарифмічний підсилювач (АП).

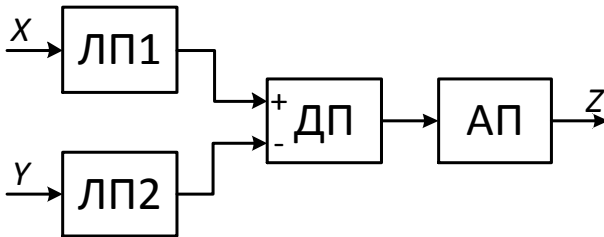


Рисунок 9.19 – Схема ділення двох сигналів

При піднесенні аналогового сигналу до степеня логарифм сигналу множиться на показник степеня, а потім визначають антилогарифм цього добутку $Z = X^n = e^{n \ln X}$.

Структурна схема такого пристрою показана на рисунку 9.20, де НП – неінвертувальний підсилювач із коефіцієнтом підсилення $K = n$.

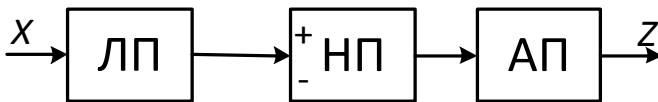


Рисунок 9.20 – Схема піднесення аналогового сигналу до степеня

Перемноження двох аналогових сигналів еквівалентне

складанню їх логарифмів і у подальшому визначенню антилогарифма цієї суми: $Z = X \cdot H = e^{(\ln X + \ln Y)}$.

Структурна схема для перемноження двох аналогових сигналів наведена на рисунку 9.21 (НС – неінвертувальний суматор).

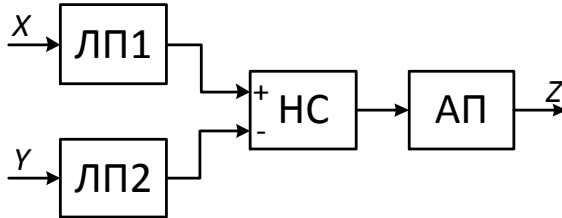


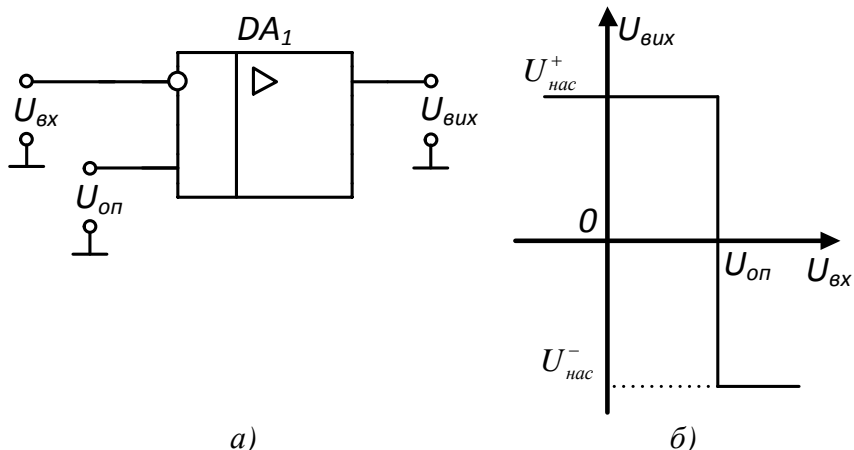
Рисунок 9.21 – Схема перемноження двох аналогових сигналів

9.9 Компаратор

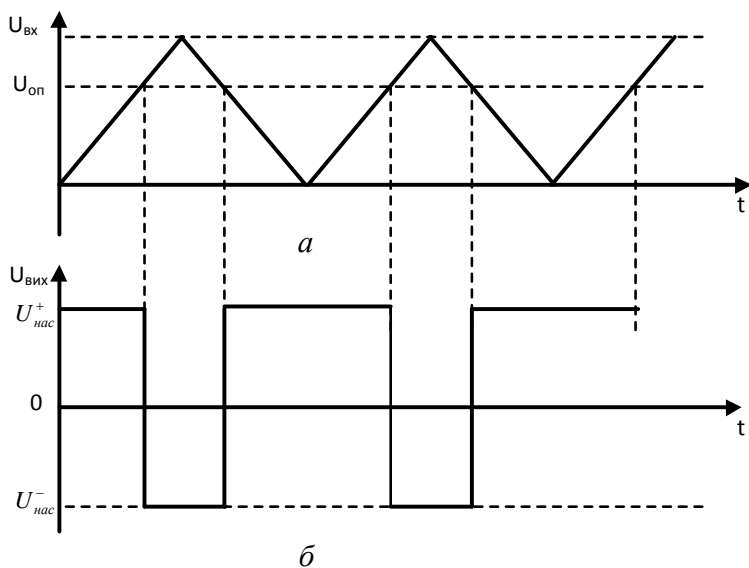
Компаратор – це пристрій, який порівнює напругу сигналу, що подається на один вхід (наприклад, вимірювану вхідну напругу $U_{вх}$), з опорною напругою $U_{оп}$, яка є на іншому вході. На виході компаратора встановлюється позитивна або негативна напруга насичення залежно від того, яка з вхідних напруг більша.

Проста схема компаратора, що виконана на операційному підсилювачі, наведена на рисунку 9.22 а, передавальна характеристика компаратора – на рисунку 9.22 б.

Опорна напруга може мати різну полярність. Для схеми рисунка 9.22 а розглянемо приклад для трикутного вхідного сигналу. Форма сигналів на вході і виході компаратора наведена на рисунку 9.23.



а) б)
 Рисунок 9.22 – Компаратор напруги: а – схема; б – передавальна характеристика



а б
 Рисунок 9.23 – Форма сигналів на вході (а) і виході (б) компаратора

Розглянемо схему на рисунку 9.22 а. В цій схемі

опорна напруга U_{on} позитивної полярності, а вихідна напруга визначається наступним чином:

1) якщо напруга на вході $U_{вх} > U_{on}$, то згідно із передавальною характеристикою компаратора напруга на виході дорівнює негативній напрузі насичення: $U_{вих} = U_{нас}^-$;

2) якщо напруга на вході $U_{вх} < U_{on}$, то напруга на виході дорівнює позитивній напрузі насичення: $U_{вих} = U_{нас}^+$.

Таким чином, вихідна напруга стрибком перемикається від рівня $U_{нас}^-$ до рівня $U_{нас}^+$. Вихідна напруга показує вхідна напруга $U_{вх}$ більша або менша за опорну напругу U_{on} . Перемикання схеми відбувається при рівності напруг: $U_{вх} = U_{on}$.

Компаратори застосовують у наступних схемах.

1) у схемі формування сигналу, яка перетворює сигнал довільної форми у прямокутний або імпульсний сигнал;

2) у детекторі нуля – схемі, що показує момент і напрям проходження вхідного сигналу через нульовий рівень;

3) у детекторі рівня – схемі, яка показує момент досягнення вхідною напругою даного рівня опорної напруги;

4) у генераторах сигналів трикутної або прямокутної форми.

Точність роботи компаратора характеризується напругою, на яку необхідно перевищити опорну U_{on} , щоб її вихідна напруга досягла порогу спрацьовування логічної схеми.

Швидкодію компараторів характеризують часом вмикання (відновлення). Це проміжок часу від початку порівняння напруги на момент їх рівності до моменту, коли вихідна напруга досягає порогу спрацьовування логічної

схеми. Час вмикання $t_{\text{вмик}}$ можна розділити на дві складові (рисунок 9.24): час затримки t_3 і час наростання t_n :
 $t_{\text{вмик}} = t_3 + t_n$.

Через кінцеве значення коефіцієнта підсилення компаратора можливе плавне наростання $U_{\text{вих}}$. Якщо плавне спрацьовування небажане, то застосовують компаратор на основі ОП із ланцюгом ПЗЗ (тригер Шмітта). Крім того, в схемі компаратора (рисунок 9.22 а) може виникати помилкове спрацьовування, якщо у вхідному сигналі наявні шуми. Для запобігання цьому також використовують позитивний зворотний зв'язок. Для цього частина вихідної напруги подається на неінвертувальний вхід операційного підсилювача.

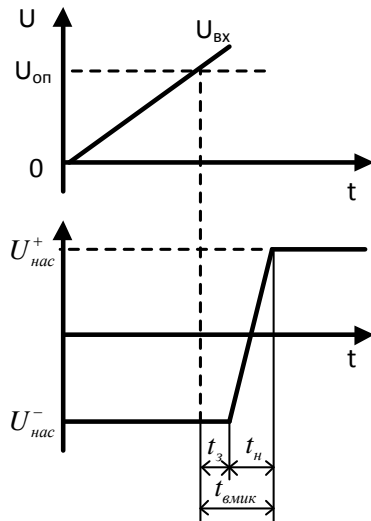


Рисунок 9.24 – Часові діаграми перемикання компаратора

Схема такого компаратора наведена на рисунку 9.25 а, його передавальна характеристика – на рисунку 9.25 б.

Напруга позитивного 33, що визначається резистивним подільником R_1 і R_2 , виконує роль опорної

напруги, яка змінюється у процесі роботи, оскільки порогова напруга залежить від значення вихідної напруги. Позитивний зворотний зв'язок створює ефект спускового механізму, прискорюючи перемикання $U_{вих}$ з одного стану на інший. Якщо порогові напруги перевищують за значенням напругу шумів, то позитивний зворотний зв'язок не допускає помилкових спрацьовувань виходу.

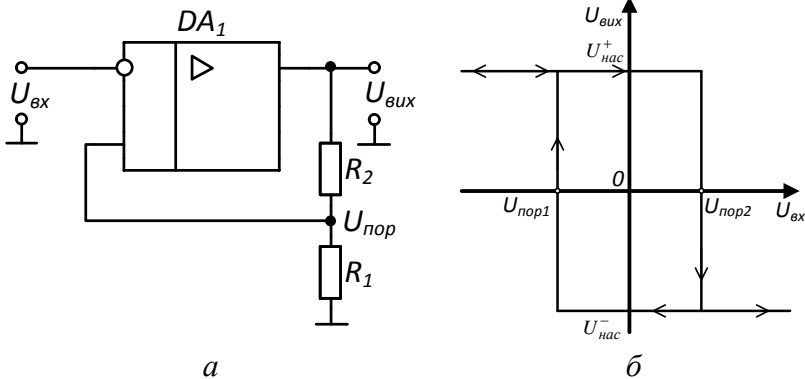


Рисунок 9.25 – Тригер Шмітта: а – схема;
б – передавальна характеристика

Перемикання схеми у стан $U_{нас}^-$ відбувається за досягнення вхідною напругою рівня спрацьовування $U_{пор2}$, а повернення у початковий стан ($U_{нас}^+$) – за зниження вхідної напруги до рівня відпускання $U_{пор1}$. Значення вхідних порогових напруг і ширину зони гістерезису (різницю між напругами $U_{пор2}$ і $U_{пор1}$) визначають за формулами:

$$U_{пор2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{нас}^+ ,$$

$$U_{пор1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{нас}^- ,$$

$$U_{зист} = U_{пор2} - U_{пор1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{нас}^+ - U_{нас}^-).$$

Передавальну характеристику можна переміщувати вліво і вправо поданням додаткової опорної напруги $U_{оп}$ (рисунок 9.26).

Значення вхідних порогових напруг визначаються за формулами:

$$U_{пор2} = U_{оп} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{нас}^+ - U_{оп}),$$

$$U_{пор1} = U_{оп} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{нас}^- - U_{оп}),$$

а ширину зони гістерезису обчислюють так:

$$U_{зист} = U_{пор2} - U_{пор1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{нас}^+ - U_{нас}^-).$$

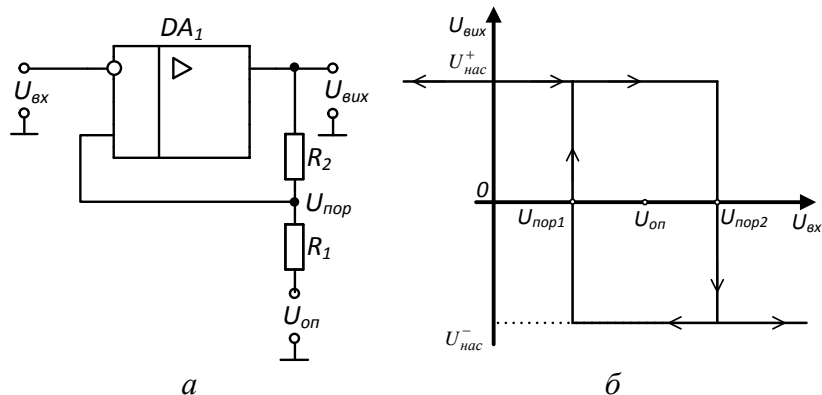


Рисунок 9.26 – Тригер Шмітта з напругою зміщення:
а – схема; б – передавальна характеристика

Компаратор перетворює вхідний сигнал синусоїдної, трикутної або пилкоподібної форми у вихідний прямокутний сигнал, тобто перетворює аналогові сигнали у дискретні, його називають також формувачем рівнів.

10 Активні фільтри

Основні визначення

Фільтр – це електрична схема, розрахована на пропускання електричних сигналів у певній смузі частот і загородження їх за межами цієї смуги. Кола фільтрації можуть бути пасивними і активними. Пасивні містять лише пасивні елементи – резистори, конденсатори і котушки індуктивності. Активні фільтри включають разом із пасивними елементами транзистори та операційні підсилювачі. У більшості активних фільтрів намагаються не використовувати котушки індуктивності.

Прагнення виключити котушки індуктивності з фільтра обумовлено таким:

- 1) котушки індуктивності мають великі габарити і масу;
- 2) втрати у котушках призводять до відхилення розрахункових характеристик фільтра від реальних значень;
- 3) у котушках розсіюється велика потужність;
- 4) у котушках із осердям виявляється нелінійний ефект, пов'язаний із насиченням осердя.

Пасивні частотні фільтри не вимагають джерел живлення і мають просте виконання, проте вони не забезпечують хорошого розділення смуги пропускання від смуги загородження; в області пропускання і загородження можуть спостерігатися великі нерівномірності передавальної характеристики; дуже складно виконати умову узгодження фільтра із навантаженням.

Порівняно з пасивними активні фільтри мають такі переваги:

- 1) використовують лише резистори і конденсатори, тобто компоненти, властивості яких ближче до ідеальних, ніж властивості котушок індуктивності;
- 2) відносно дешеві;
- 3) можуть забезпечувати підсилення у смузі

пропускання;

4) використання в активних фільтрах операційних підсилювачів забезпечує розв'язку входу від виходу (тому активні фільтри легко виготовляти багатокаскадними і тим самим покращувати їх показники);

5) активні фільтри відносно легко налаштовувати;

6) фільтри для дуже низьких частот можуть бути побудовані з компонентів, що мають помірні значення параметрів;

7) активні фільтри невеликі за розмірами і масою.

Також на відміну від пасивних активні фільтри забезпечують якісніше розділення смуг пропускання і загордження. У них порівняно просто можна регулювати нерівномірності частотної характеристики в області пропускання і загасання, не ставлять жорстких вимог до узгодження навантаження з фільтром.

Активні фільтри мають і недоліки. Вони потребують джерела живлення, а їх робочий діапазон частот обмежений згори максимальною робочою частотою операційного підсилювача. Це призводить до того, що більшість активних фільтрів можуть працювати лише на частотах, що не перевищують декількох мегагерц, хоча окремі типи операційних підсилювачів можуть забезпечити роботу фільтрів і на більш високих частотах.

Класифікація активних фільтрів. Активні фільтри можна розподілити на групи за різними ознаками: призначенням, смугою частот пропускання, типом підсилювальних елементів, виглядом зворотних зв'язків та ін.

За смугою частот пропускання фільтри розподіляють на такі:

- селективні (вибірні) фільтри (СлФ);
- фільтри низькочастотні (ФНЧ);
- фільтри високочастотні (ФВЧ);
- смугові фільтри (СмФ);

–режекторні (загороджувальні) фільтри (РФ).

За призначенням фільтри розподіляють на згладжувальні, фільтри живлення, загороджувальні фільтри завод, фільтри для селективних підсилювачів низької або високої частоти та інші.

За типом підсилювальних елементів можна виділити транзисторні фільтри, фільтри на підсилювачах з обмеженим підсиленням, на операційних підсилювачах, на повторювачах напруги та інші. Усі розглянуті фільтри можуть мати один ланцюг зворотного зв'язку або декілька. У зв'язку з цим розрізняють фільтри з одноконтурним і з багатоконтурним зворотним зв'язком. Окрім цього, розрізняють фільтри за кількістю полюсів на частотній характеристиці: фільтри першого порядку, другого та більш високих порядків. Кожен полюс дає нахил АЧХ фільтра (-20 дБ/дек), отже, фільтр другого порядку має два полюси і нахил АЧХ (-40 дБ/дек). Фільтри високих порядків мають більш круті межі смуг пропускання і загородження і більш плоску характеристику в області смуги пропускання. До таких фільтрів відносять фільтри Чебишова, Баттерворта, Бесселя та інші.

Якщо потрібен фільтр вищого порядку, використовують каскадне з'єднання фільтрів нижчого порядку. При цьому порядки (кількість полюсів) окремих кіл додають. Наприклад, каскадне з'єднання двох фільтрів першого і другого порядків є фільтр третього порядку, з'єднання трьох фільтрів другого порядку є фільтр шостого порядку.

10.1 Селективні фільтри

Селективний фільтр пропускає сигнал лише однієї частоти (частоті квазірезонансу f_0) і послаблює їх на всіх інших.

Амплітудно-частотна характеристика СлФ наведена на рисунку 10.1 (ідеальна показана суцільною лінією, реальна

– пунктиром).

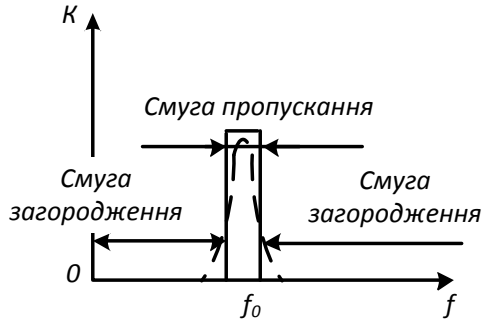


Рисунок 10.1 – АЧХ селективного фільтра

Для практичної реалізації активних RC-фільтрів доцільно оперувати не виразами для їх амплітудно-частотних або фазочастотних характеристик. Якнайповнішу інформацію мають у цьому значенні передавальні функції фільтрів, виражені у комплексному вигляді. Модулем передавальної функції є вираз для АЧХ, її аргументом (кут зміщення фаз) є ФЧХ.

Для одержання показаної на рисунку амплітудно-частотної характеристики СлФ повинен мати таку передавальну функцію:

$$T(p) = \frac{a_1 p}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0}, \quad (10.1)$$

де a_1, b_2, b_1, b_0 – позитивні коефіцієнти, визначувані параметрами елементів фільтра; $p = j\omega$ – комплексна частота.

З (10.1) можна визначити деякі основні параметри фільтра – частоту квазірезонансу:

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}},$$

коефіцієнт передачі T_0 на частоті квазірезонансу f_0 :

$$T_0 = \frac{a_1}{b_1}$$

та ширину смуги пропускання $\Delta\omega$ на рівні – 3дБ $\left(\frac{\sqrt{2}}{2}T_0 = 0,707T_0\right)$ від максимального або за аналогією з вибірними підсилювачами, еквівалентну добротність полюсів фільтра Q_0 :

$$\Delta\omega = \frac{b_1}{b_2}, \quad (10.2)$$

$$Q_0 = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \frac{\sqrt{b_0 b_2}}{b_1}. \quad (10.3)$$

Крім того, селективним фільтром буде також схема, передавальна функція якої має вигляд

$$T(p) = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} \quad (10.4)$$

за виконання умови $b_1 \ll a_1$. На відміну від схеми з передавальною функцією (10.1) такий селективний фільтр має ненульове підсилення на частотах, відмінних від частоти квазірезонансу, тобто $T_0 = \frac{a_0}{b_0}$ на нульовій частоті і

$T_\infty = \frac{a_2}{b_2}$ на високих частотах, при $\omega \rightarrow \infty$.

З формул (10.2) і (10.3) випливає, що при зменшенні ширини смуги пропускання, тобто при збільшенні вибірних властивостей активного фільтра, його еквівалентна добротність підвищується. Аналіз активних фільтрів показує, що при цьому різко зростає нестабільність його характеристик (вона прямо пропорційна еквівалентній добротності полюса). Тому якщо при проектуванні активних фільтрів вимагається одержати вузьку смугу

пропускання, то у деяких випадках доцільно використовувати послідовне з'єднання декількох селективних фільтрів другого порядку, настроєних на одну частоту квазірезонансу.

Приклад можливої реалізації селективного фільтра показаний на рисунку 10.2.

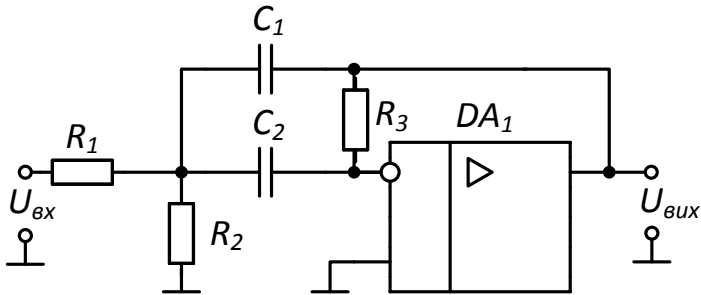


Рисунок 10.2 – Схема селективного фільтр на основі ОП

10.2 Фільтри низьких частот

Фільтр низьких частот є схемою, напруга на виході якої незмінна від частоти $\omega = 0$ до частоти зрізу $f_{0\text{ФНЧ}}$. Зі збільшенням частоти сигналу понад $f_{0\text{ФНЧ}}$ вихідна напруга зменшується. На рисунку 10.2 наведена частотна характеристика ФНЧ. Суцільна лінія відповідає ідеальному фільтру, пунктирні лінії показують частотні характеристики реальних ФНЧ.

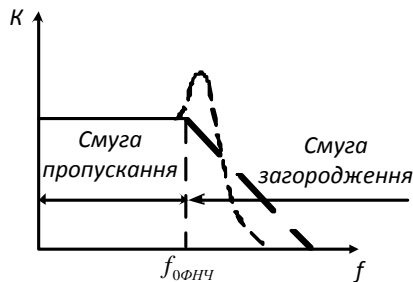


Рисунок 10.3 – АЧХ фільтра низьких частот

Діапазон частот, в якому сигнал проходить через ФНЧ без послаблення, називають смугою пропускання. Діапазон частот, на яких відбувається послаблення сигналу, називають смугою загородження. Частоту зрізу іноді називають частотою перегину або зламу характеристики (її визначають на рівні $K_0/\sqrt{2}$ або 3 дБ).

Схема ФНЧ першого порядку та його АЧХ наведені на рисунку 10.4

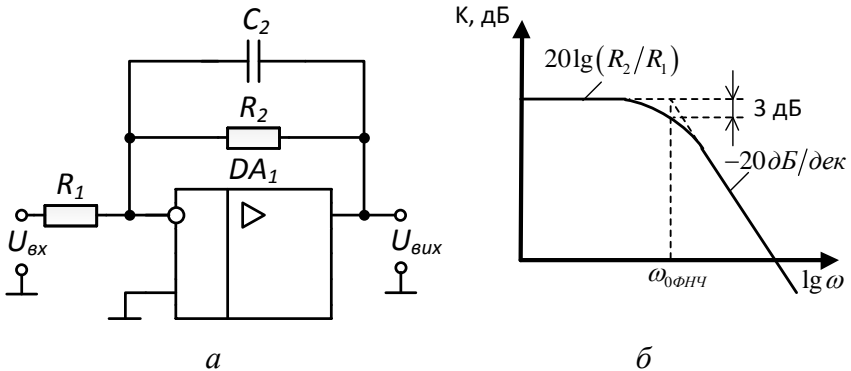


Рисунок 10.4 – ФНЧ першого порядку (а) та його АЧХ (б)

Передавальна функція ФНЧ першого порядку має вигляд

$$T(p) = -\frac{R_2}{R_1(1 + p\tau_{0ФНЧ})},$$

де $\tau_{0ФНЧ} = R_2 C_2$.

Частота зрізу

$$f_{0ФНЧ} = \frac{\omega_{0ФНЧ}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}. \quad (10.5)$$

Із зростанням порядку фільтра його фільтрувальні властивості покращуються. На одному ОП досить просто реалізується фільтр другого порядку. Для одержання характеристики, наведеної на рисунку 10.3, ФНЧ другого

порядку повинен описуватися передавальною функцією вигляду

$$T(p) = \frac{a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0}, \quad (10.6)$$

де a_0, b_2, b_1, b_0 , – позитивні коефіцієнти, що визначають елементи фільтра;

$p = j\omega$ – комплексна частота.

З формули (10.6) можна визначити такі параметри фільтра: частоту зрізу

$$f_{0\text{ФНЧ}} = \frac{\omega_{0\text{ФНЧ}}}{2\pi} \approx \sqrt{\frac{b_0}{b_2}},$$

коефіцієнт передачі у смузі пропускання ФНЧ (тобто коефіцієнт підсилення на нульовій частоті ω_0)

$$T_0 = \frac{a_0}{b_0}.$$

Еквівалентна добротність полюсів ФНЧ визначає вигляд АЧХ у перехідній області між смугами пропускання і загородження. Для ФНЧ еквівалентна добротність полюса

$$Q_0 = \frac{\sqrt{b_0 b_2}}{b_1}.$$

Чим більша величина добротності, тим вужча перехідна область між смугою пропускання і загородження і тим самим більш крутіший спад АЧХ у цій області. Проте можна показати, що якщо виконується умова $Q_0 > 1/\sqrt{2}$, то на АЧХ поблизу частоти зрізу $f_{0\text{ФНЧ}}$ виникає підвищення більше, ніж 3 дБ, і для великих добротностей його величина може істотно перевищувати коефіцієнт підсилення T_0 у смузі пропускання. У такому разі ФНЧ стає подібним до селективного фільтра, що підсилює сигнал на частоті квазірезонансу $f_0 = f_{0\text{ФНЧ}}$ і додатково пропускає сигнали

низьких частот.

Якщо така особливість ФНЧ не влаштовує, то необхідно проектувати ФНЧ як активний фільтр не другого порядку, а більш високого. Необхідні коефіцієнти для передавальної функції у даному випадку можна знайти із довідників, де наводять також всі потрібні рекомендації щодо проектування. Найпростіший спосіб проектування фільтрів високого порядку полягає у каскадному з'єднанні ланок другого і за необхідності – першого порядку. Ланка першого порядку є зазвичай інтегратором.

Схему ФНЧ Салена–Кея другого порядку наведено на рисунку 10.5.

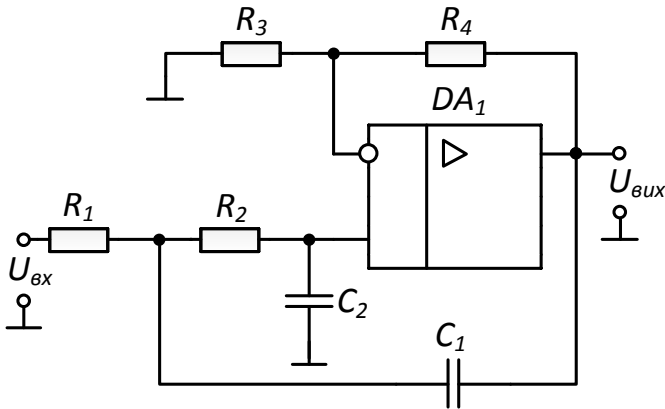


Рисунок 10.5 – ФНЧ Салена–Кея другого порядку

Передавальна функція ФНЧ Салена–Кея:

$$T(p) = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)} \cdot \frac{1}{p^2 + \left(\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} - \frac{R_4}{R_2 R_3 C_2}\right) p + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

параметри схеми

$$K = 1 + \frac{R_4}{R_3},$$

$$\omega_{0\Phi\text{HЧ}} = 2\pi f_{0\Phi\text{HЧ}} = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}.$$

10.3 Фільтри високих частот

Фільтр високих частот послаблює вихідну напругу на всіх частотах, нижчих за частоту зрізу $f_{0\Phi\text{ВЧ}}$. Амплітуда вихідної напруги на частотах вище $f_{0\Phi\text{ВЧ}}$ постійна. Частотна характеристика ФВЧ наведена на рисунку 10.5. Суцільною лінією показана ідеальна характеристика, а пунктирними – характеристики реальних ФВЧ.

Слід зазначити, що всі ФВЧ мають спад на дуже високих частотах, викликаний властивостями активних елементів. На цих частотах коефіцієнти підсилення активних елементів (операційних підсилювачів, транзисторів) зменшуються, отже, зменшуватимуться й відповідні коефіцієнти підсилення активних фільтрів, тому показані на рисунку 10.5 характеристики реальних ФВЧ мають такий вигляд лише на робочих частотах активних елементів.

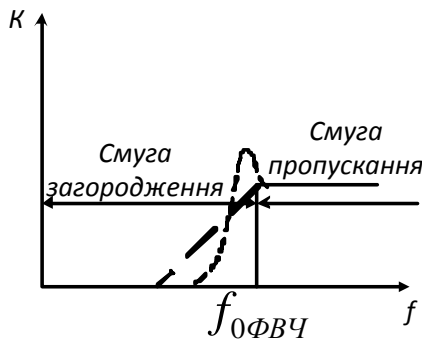


Рисунок 10.6 – АЧХ фільтра високих частот

Схема ФВЧ першого порядку та його АЧХ наведені на рисунку 10.7.

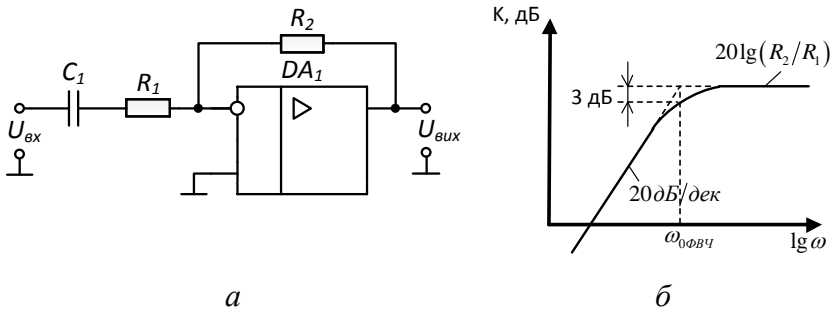


Рисунок 10.7 – ФВЧ першого порядку (а) та його АЧХ (б)

Передавальна функція ФНЧ першого порядку має вигляд

$$T(p) = -\frac{R_2 p \tau_{0\text{ФВЧ}}}{R_1 (1 + p \tau_{0\text{ФВЧ}})},$$

де $\tau_{0\text{ФВЧ}} = R_1 C_1$.

Частота зрізу

$$f_{0\text{ФВЧ}} = \frac{\omega_{0\text{ФВЧ}}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (10.7)$$

Для одержання характеристики, наведеної на рисунку 10.6, ФВЧ другого порядку повинен описуватися передавальною функцією вигляду

$$T(p) = \frac{a_2 p^2}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0}, \quad (10.8)$$

де a_2, b_2, b_1, b_0 – позитивні коефіцієнти, що визначають елементи фільтра;

$p = j\omega$ – комплексна частота.

З формули (10.8) можна визначити основні параметри фільтра: частота зрізу

$$f_{0\Phi BЧ} = \frac{\omega_{0\Phi BЧ}}{2\pi} \approx \sqrt{\frac{b_0}{b_2}},$$

коефіцієнт передачі T_∞ у смузі пропускання ФВЧ (тобто коефіцієнт підсилення, коли частота прагне нескінченності $\omega \rightarrow \infty$) запишеться так:

$$T_\infty = \frac{a_2}{b_2}.$$

Еквівалентна добротність Q_0 полюсів ФВЧ визначає вигляд АЧХ у перехідній області між смугами пропускання і загородження. Для ФВЧ еквівалентна добротність полюса

$$Q_0 = \frac{\sqrt{b_0 b_2}}{b_1}.$$

Чим більша величина добротності, тим вужча ця перехідна область і тим більш крутий спад АЧХ у цій області. Проте аналогічно ФНЧ можна показати, що якщо виконується умова $Q_0 > 1/\sqrt{2}$, то поблизу частоти зрізу $f_{0\Phi BЧ}$ на АЧХ виникає підвищення, більше, ніж 3 дБ, і зазначених величин добротностей його величина може істотно перевищувати коефіцієнт підсилення T_∞ у смузі пропускання. Тоді ФВЧ стає подібним до селективного фільтра, який підсилює сигнал на частоті квазірезонансу $f_0 = f_{0\Phi BЧ}$ і додатково пропускає сигнали високих частот.

Якщо ж вимагається одержати крутий спад АЧХ без викидів поблизу частоти зрізу, то необхідно проектувати ФВЧ як фільтр більш високого порядку. Необхідні значення і формули для розрахунків коефіцієнтів передавальної функції наводять у довідниках. І в цьому випадку за аналогією з реалізацією ФНЧ високого порядку найпростіший спосіб проектування фільтрів високого порядку полягає у касадному з'єднанні ланок другого і (за необхідності) першого порядку.

Схему ФВЧ Салена–Кея другого порядку наведено на рисунку 10.8.

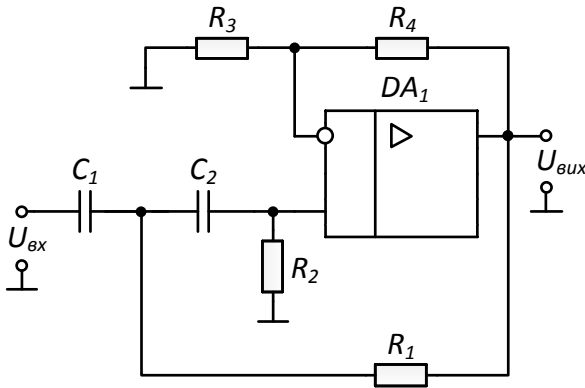


Рисунок 10.8 – ФВЧ Салена–Кея другого порядку

Передавальна функція ФВЧ Салена–Кея:

$$T(p) = \frac{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) p^2}{p^2 + \left(\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} - \frac{R_4}{R_1 R_3 C_1}\right) p + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

параметри схеми

$$K = 1 + \frac{R_4}{R_3},$$

$$\omega_{0\text{ФВЧ}} = 2\pi f_{0\text{ФВЧ}} = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}.$$

10.4 Смуговий фільтр

Смуговий фільтр пропускає сигнали у певній смузі пропускання (на частотах від f_H до f_B), а за її межами ($f < f_H$ і $f > f_B$) – послаблює. На відміну від селективного фільтра, що має подібні властивості, у смугових фільтрах

підсилення відбувається не на одній частоті квазірезонансу f_0 , а у певній, достатньо широкій смузі частот $f_H < f < f_B$. АЧХ ідеального смугового фільтра показана на рисунку 10.9 суцільною лінією, а реального – пунктирною.

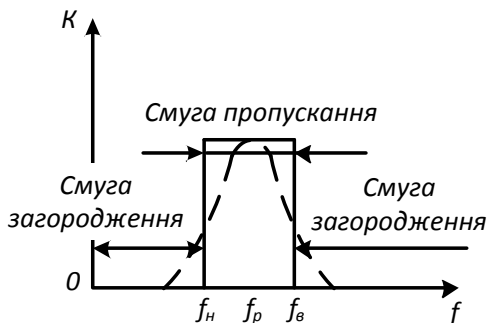


Рисунок 10.9 – АЧХ смугового фільтра

При з'єднанні фільтрів низьких і високих частот (рисунк 10.4 а та рисунок 10.7 а) одержуємо смуговий фільтр. Схема смугового фільтра першого порядку та його АЧХ наведені на рисунку 10.10.

Частоти f_H до f_B для схеми, наведеної на рисунку 10.10, визначають із формули (10.5) та (10.7) відповідно:

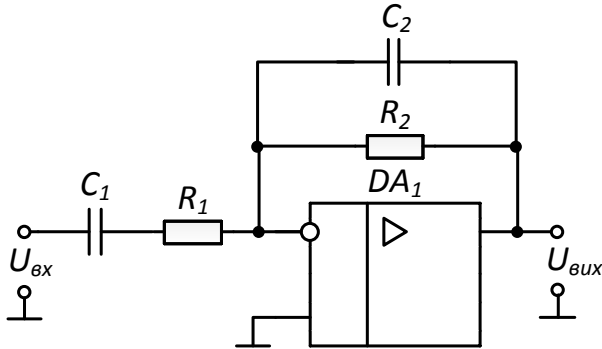
$$f_H = f_{0\Phi HЧ} = \frac{\omega_{0\Phi HЧ}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2},$$

$$f_B = f_{0\Phi BЧ} = \frac{\omega_{0\Phi BЧ}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}.$$

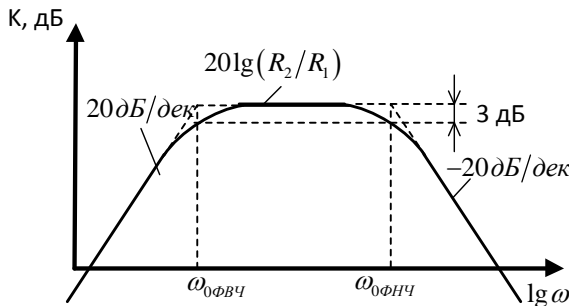
Зазвичай смугові фільтри реалізуються як послідовне з'єднання ФНЧ і ФВЧ, причому ФНЧ настроюють на верхню частоту смуги пропускання f_B , а ФВЧ – на її нижню частоту f_H .

Крім того, можна показати, що таку саму передавальну функцію матиме послідовне з'єднання двох

селективних фільтрів, настроєних на частоти f_n і f_v . За великих величин добротностей ланок у середині смуги пропускання можливий спад коефіцієнта підсилення.



а



б

Рисунок 10.10 – Смуговий фільтр першого порядку (а) та його АЧХ (б)

10.5 Режекторний (загороджувальний) фільтр

Загороджувальний фільтр не пропускає (не підсилює) вхідні сигнали у смузі загородження ($f < f_n$ і $f > f_v$), а за межами цієї смуги, тобто на частотах $f_n < f < f_v$, навпаки, підсилює їх. На рисунку 10.11 суцільною лінією показана АЧХ ідеального загороджувального фільтра, а пунктирною

лінією – реального.

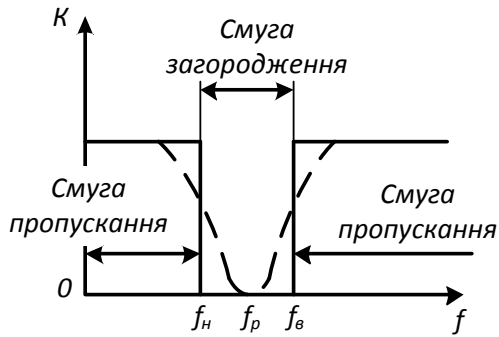


Рисунок 10.11 – АЧХ загороджувального фільтра

Загороджувальний фільтр можна реалізувати при паралельному з'єднанні ФНЧ і ФВЧ, причому ФНЧ повинен бути налаштований на частоту зрізу f_n , а ФВЧ – відповідно на частоту f_v . Безпосередньо з'єднувати виходи фільтрів не можна, тому тут необхідно застосовувати суматор.

11 ЕЛЕКТРОННІ ГЕНЕРАТОРИ

Основні визначення

Коливання на виході підсилювачів, перетворювачів, детекторів існують лише у тому випадку, коли на їх входи подають певні сигнали. Коливання, що викликані зовнішніми діями, називають змушеними.

Коливання, що самостійно виникають за відсутності зовнішніх дій, називають автоколиваннями, а пристрої, де вони виникають – автогенераторами. Виниклі автоколивання мають певну енергію, тому до складу автогенератора повинне входити джерело енергії, що підтримує ці коливання. Здебільшого як джерела енергії в автогенераторах використовують джерела постійної напруги або струму (джерела живлення).

Електронними генераторами (автогенераторами) називають пристрої, що перетворюють електричну енергію джерела постійного струму (джерела живлення) в енергію електричних коливань заданої форми і частоти. Форма електричних коливань може бути різною. Основними характеристиками генератора є форма, частота коливань, коефіцієнт корисної дії і потужність, що витрачається на навантаження.

Генератори, що формують синусоїдальні коливання, називають генераторами синусоїдальних, або гармонічних, коливань. Якщо форма коливань відрізняється від синусоїдальної (прямокутні, трикутні, пилкоподібні і т. д.), то такі генератори називають імпульсними.

За принципом роботи і схемною побудовою розрізняють генератори із самозбудженням (автоколивальні генератори) і генератори із зовнішнім (незалежним) збудженням, що по суті є підсилювачами потужності коливань заданої частоти, що генеруються.

Генератори коливань синусоїдальної форми побудовані на основі підсилювальних каскадів, у вихідне

коло або у коло зворотного зв'язку яких ввімкнені частотно-залежні елементи. Як такі елементи можуть використовуватися коливальні LC -контури (LC -генератори) або частотнозалежні RC -кола (RC -генератори).

Основними елементами автогенератора у загальному випадку є джерело енергії (джерело живлення), пасивні кола, де збуджуються та підтримуються незгасні коливання із заданими параметрами (коливальна система) і активний прилад, що перетворює енергію джерела живлення в енергію генерованих коливань (рисунок 11.1).

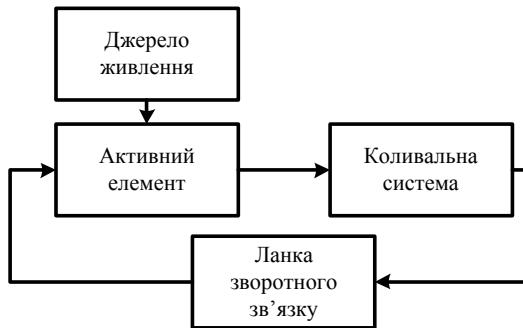


Рисунок 11.1 – Структурна схема автогенератора із ланкою позитивного зворотного зв'язку

За наявності у петлі підсилювач - ланцюг зворотного зв'язку елемента, що накопичує енергію, наприклад конденсатора, підсилювач із позитивним $ЗЗ$ не має жодного стійкого стану і генерує напругу, що періодично змінюється. Якщо у ланцюзі підсилювача або ланцюга $ЗЗ$ немає елемента, який накопичує електричну енергію, то підсилювач із позитивним $ЗЗ$ перетворюється на тригер і має стійкі стани.

11.1 Умови виникнення автоколивань

У автогенераторах керування роботою схеми відбувається за рахунок, як правило, позитивного зворотного зв'язку, що забезпечує стійкий режим

самозбудження на необхідній частоті. Для узагальненої структурної схеми підсилювача з позитивним зворотним зв'язком

$$\dot{K}_{ПЗЗ} = \frac{\dot{U}_{вих}}{\dot{U}_{вх}} = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{\gamma}\dot{K}}.$$

Коефіцієнт підсилення підсилювача \dot{K} і коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку $\dot{\gamma}$ беруться комплексними, тобто враховується їх залежність від частоти. Вхідним сигналом для підсилювача у схемі генератора є частина його вихідної напруги, яка передається ланкою позитивного зворотного зв'язку ($|\dot{\gamma}| < 1$).

Для роботи схеми у режимі генерації необхідне виконання двох умов. Перша характеризується тим, що фазові зміщення сигналу, що створюються підсилювачем ($\varphi_{П}$) і ланкою зворотного зв'язку ($\varphi_{ЗЗ}$), в сумі повинні бути кратними 2π :

$$\varphi_{П} + \varphi_{ЗЗ} = 2\pi n, \quad (11.1)$$

де $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Співвідношення (11.1) визначає умову балансу фаз у підсилювачі з позитивним зворотним зв'язком. Друга умова (умова балансу амплітуд) визначається нерівністю

$$K\gamma \geq 1. \quad (11.2)$$

Фізична суть нерівності $K\gamma \geq 1$ полягає у такому. Сигнал, підсилений підсилювачем у K раз і послаблений ланкою зворотного зв'язку в γ раз, за виконання умови (11.1) виникає знову на вході підсилювача у тій самій фазі, але з більшою амплітудою. Іншими словами, нерівність $K\gamma > 1$ визначає необхідну умову для самозбудження генератора, коли первинні зміни струмів і напруги у схемі підсилювача, що виникли після його ввімкнення до джерела живлення, викликають прогресуюче наростання амплітуди сигналів відповідної частоти на вході і виході підсилювача.

Рівність $K\gamma = 1$ відповідає переходу генератора до усталеного режиму роботи, коли зі збільшенням амплітуди коливань відбувається зменшення коефіцієнта підсилення K підсилювача через прояв нелінійності характеристик транзисторів за великих амплітуд сигналів. У стаціонарному режимі сигнали на вході і виході генератора відповідають певним сталим значенням завдяки компенсації підсилювачем послаблення сигналу, що створюється ланкою зворотного зв'язку (умова балансу амплітуд).

Сталі значення напруги залежать від коефіцієнта підсилення підсилювача K для малого сигналу, а також від нелінійності характеристик використовуваних транзисторів. Залежності коефіцієнта підсилення підсилювача від температури і опору навантаження є причинами нестабільності амплітуди вихідної напруги генераторів. Завдання стабілізації амплітуди вирішують введенням у схему генератора стабілізуючих нелінійних елементів, а також негативних зворотних зв'язків.

Для існування автоколивань потрібне одночасне виконання умов (11.1) та (11.2). Якщо ці умови виконуються не для однієї частоти, а для спектра частот, то генерований вихідний сигнал буде складним (не гармонічним). Для забезпечення синусоїдального вихідного сигналу генератор повинен генерувати сигнал лише однієї єдиної частоти. Для цього необхідно, щоб умови виникнення автоколивань виконувалися для єдиної частоти, яка і генеруватиметься. Для цього роблять K або γ частотнозалежним.

Розрізняють «м'який» і «жорсткий» режими збудження генераторів. При м'якому режимі (рисунок 11.2) петльове підсилення більше одиниці ($\gamma K > 1$) у момент подання напруги живлення. У даному випадку будь-які шуми або збудження у системі, викликані випадковими чинниками, підсилюються і через ланцюг зворотного зв'язку

подаються на вхід підсилювача у фазі, збіжній з фазою вхідного сигналу, причому величина цього додаткового сигналу більша того збудження, яке викликало її появу. Відповідно збільшиться вихідна напруга, що призведе до подальшого збільшення вхідного сигналу і т. д. У результаті збудження, яке випадково виникає на вході підсилювача, приведе до безперервного наростання вихідного сигналу, що досягло б нескінченного великого значення, якщо б це було можливо. Проте при певному рівні сигналу починають проявлятися нелінійні властивості електронного підсилювача. Коефіцієнт підсилення починає зменшуватися зі збільшенням значення сигналу в системі. За виконання умови $\gamma K = 1$ амплітуда автоколиваний стабілізується, і автогенератор починає генерувати коливання з постійною амплітудою.

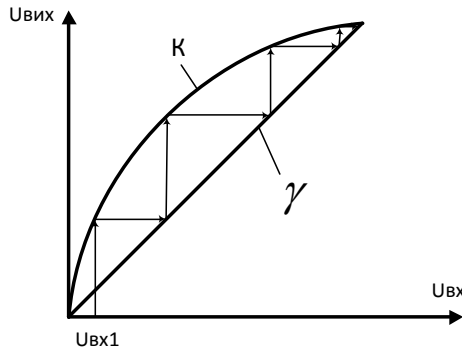


Рисунок 11.2 – М'який режим збудження

Жорсткий режим збудження відрізняється від розглянутого тим, що у ньому для виникнення автоколивань необхідно прикласти до пристрою додатковий зовнішній сигнал $U_{\text{вх}2}$, не менший певного значення $U_{\text{вх}0}$. Це пов'язано з особливостями нелінійності підсилювального пристрою. У момент подання напруги живлення і за відсутності автоколивань $\gamma K < 1$. Тому вони самі собою

виникнути не можуть. Коефіцієнт підсилення K залежить від амплітуди вихідного сигналу. Тому якщо на вхід підсилювача подати додатковий електричний сигнал, то за певного його значення почне виконуватися умова $\gamma K > 1$. При цьому виникнуть автоколивання, амплітуда яких наростатиме і набуде стаціонарного значення за умови $\gamma K = 1$.

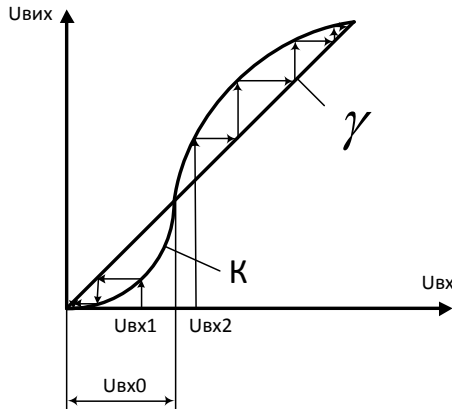


Рисунок 11.3 – Жорсткий режим збудження

Умовою стаціонарності амплітуди сигналу генератора є нелінійність прохідної характеристики підсилювача, тобто наявність певного вхідного сигналу, для якого виконується умова $K\gamma = 1$.

11.2 RC-генератори синусоїдальних коливань на ОП

Для самозбудження підсилювача, тобто для перетворення спочатку виниклих коливань на незгасні, необхідно на вхід підсилювача подавати частину вихідної напруги, що перевищує вхідну або однакова з нею за величиною і збігаються за фазою.

Для одержання синусоїдальних коливань необхідно, щоб умови балансів фаз та амплітуд виконувалися лише на одній частоті.

У підсилювачах, призначених для побудови генераторів, вихідний сигнал може знаходитися у протифазі з вхідним сигналом ($\varphi_{II} = \pi$) або ж збігатися з ним за фазою ($\varphi_{II} = 0$). У першому випадку частотно-залежний RC -ланцюг зворотного зв'язку на частоті генерації повинен здійснювати поворот фази сигналу на π ($\varphi_{33} = \pi$), а в другому випадку фазовий зсув має бути відсутнім ($\varphi_{33} = 0$). Вирішення обох завдань можливе завдяки схемним особливостям RC -ланцюгів.

Коли у підсилювачі сигнал на виході має зміщення відносно сигналу на вході на π ($\varphi_{II} = \pi$), здійснення повороту фази сигналу на π ($\varphi_{33} = \pi$) можливе за допомогою фазообертального ланцюжка, що має декілька ланок RC . Зміна фази залежить від кількості ланок n і дорівнює

$$\varphi_{33} = \pi/n.$$

У зв'язку з тим, що одна ланка RC змінює фазу на кут $\varphi < 90^\circ$, мінімальна кількість ланок фазообертального ланцюжка $n = 3$. У практичних схемах однокаскадних генераторів зазвичай використовують три або чотири ланки.

На рисунку 11.4 зображені типові схеми триланкових фазообертальних ланцюжків, що залежно від використання елементів R і C одержали назву R -паралель (рисунок 11.4 а) і C -паралель (рисунок 11.4 б).

Елементи фазообертальних ланцюжків зазвичай вибирають такими, щоб усі RC -ланки створювали для коливань частоти f_p однаковий фазовий зсув. Це має місце за однакових сталих часу $\tau = RC$ усіх ланок. За виконання умов $R_1 = R_2 = R_3$ та $C_1 = C_2 = C_3$ частота f_p (квазірезонансна частота), на якій $\varphi_{33} = \pi$, дорівнює

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} = \frac{0,065}{RC} \text{ - для схеми 1.14 а;}$$

$$f_p = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} = \frac{0,39}{RC} \text{ - для схеми 1.14 б.}$$

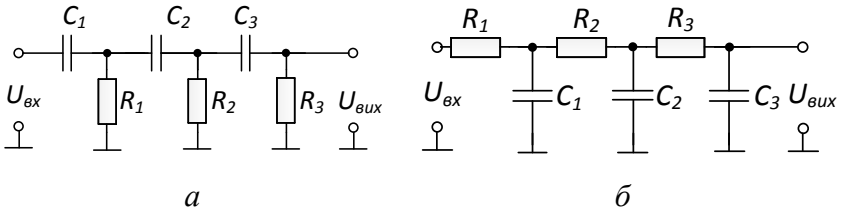


Рисунок 11.4 – Схеми триланкових фазообертальних ланцюжків:

а – типу R-паралель; б – типу C-паралель

На частоті f_p загасання амплітуди сигналу, що вноситься ланцюжком RC позитивного зворотного зв'язку, становить $N = U_{вих}/U_{вх} = 1/29$. Збудження генератора у цьому випадку можливе, коли $K > 29$.

За підсилювальну ланку зазвичай використовують підсилювачі постійного струму в інтегральному виконанні. Схема генератора на ОП наведена на рисунку 11.5.

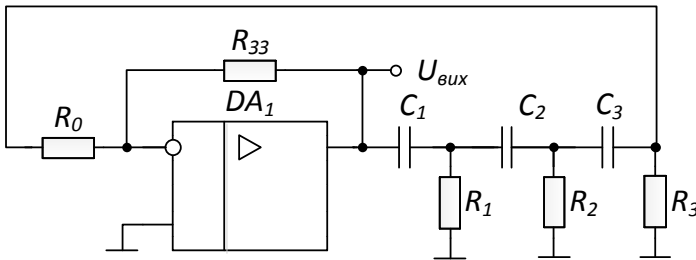


Рисунок 11.5 – Схема генератора синусоїдальних коливань на ОП із триланковим фазообертальним ланцюжком типу R-паралель

Ланцюг частотно-залежного зворотного зв'язку ввімкнений між виходом та інвертувальним входом підсилювача. Необхідний коефіцієнт підсилення підсилювальної ланки ($K > 29$) досягається вибором відношення $R_{33}/R_0 \geq 29$.

Коли підсилювач не вносить фазовий зсув ($\varphi_{II} = 0$), то фазовий зсув ланки зворотного зв'язку має бути відсутнім ($\varphi_{33} = 0$). Це означає, що при охопленні такого підсилювача позитивним зворотним зв'язком достатньої глибини він може генерувати незгасні електричні коливання і без використання спеціального фазообертального ланцюжка.

Для виділення необхідної частоти синусоїдальних коливань зі всього спектра частот, що генеруються такою схемою, необхідно забезпечити виконання умов самозбудження лише для однієї частоти. Із RC кіл, що не здійснюють зміщення за фазою передаваного сигналу на квазірезонансній частоті, великого поширення дістав послідовно-паралельний вибірний ланцюжок, що одержав назву схеми моста Віна, наведений на рисунку 11.6.

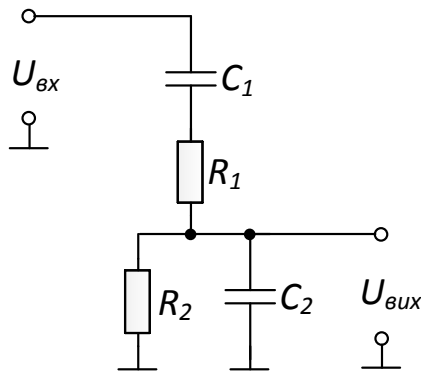


Рисунок 11.6 – Послідовно-паралельний вибірний ланцюжок (схема моста Віна)

Розглядаючи ланцюжок як подільник напруги, можна записати

$$\dot{U}_{вих} = \frac{U_{ex} z_2}{(z_1 + z_2)},$$

$$\text{де } z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}; \quad z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + j\omega_0 C_2}.$$

Коефіцієнт передачі напруги цим ланцюжком

$$\dot{\gamma} = \frac{\dot{U}_{вих}}{\dot{U}_{ex}} = \frac{\left(\frac{-jR_2}{\omega C_2} \right)}{\left[R_1 R_2 - \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2} - j \left(\frac{R_2}{\omega C_1} + \frac{R_1}{\omega C_2} + \frac{R_2}{\omega C_2} \right) \right]}. \quad (11.3)$$

На квазірезонансній частоті ω_0 коефіцієнт передачі напруги повинен дорівнювати дійсному числу. Це можливо лише у тому випадку, якщо опори, виражені відповідним математичним записом у чисельнику і знаменнику формули (11.3), матимуть однаковий характер. Дана вимога забезпечується за умови рівності нулю дійсної частини знаменника, тобто

$$R_1 R_2 - \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2} = 0.$$

Звідси частота квазірезонансу

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (11.4)$$

або

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}.$$

Що ж до коефіцієнта передачі напруги, то на квазірезонансній частоті він дорівнює

$$\gamma_0 = \left(\frac{R_2}{\omega_0 C_2} \right) / \left(\frac{R_2}{\omega_0 C_1} + \frac{R_1}{\omega_0 C_2} + \frac{R_2}{\omega_0 C_2} \right). \quad (11.5)$$

Підставляючи у формулу (11.5) значення ω_0 із виразу (11.4), отримуємо

$$\gamma_0 = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_1}{C_2}}.$$

Вважаючи $R_1 = R_2 = R$ і $C_1 = C_2 = C$, знаходимо остаточні значення f_0 і γ_0 :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC},$$

$$\gamma_0 = \frac{1}{3}.$$

Отже, загасання, що вноситься мостом Віна на квазірезонансній частоті, дорівнює

$$N = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вих}}} = \frac{1}{\gamma_0} = 3.$$

Це означає, що мінімальний коефіцієнт підсилення, при якому задовольняється умова балансу амплітуд, також повинен дорівнювати 3.

Схема генератора з мостом Віна на основі операційного підсилювача наведена на рисунку 11.7.

Самозбудження генератора можливе при $K > 3$, це відповідатиме вибору відношення $R_{33}/R_0 \geq 2$.

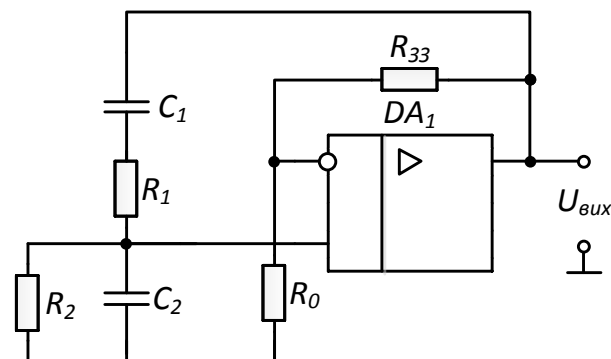


Рисунок 11.7 – Схема автогенератора з послідовно-паралельним вибірним ланцюжком на основі ОП

11.3 Стабілізація частоти генераторів. Кварцові генератори

У процесі роботи автогенератор зазнає різних впливів, які приводять до зміни його робочої частоти. Основними причинами нестабільності частоти є зміни навколишньої температури, що приводять до змін електричних властивостей деталей схеми, зміни напруги джерел живлення, механічної вібрації і деформації деталей і т. ін. Крім того, на стабільність частоти впливають паразитні індуктивності і ємності схеми – міжелектродні ємності підсилювальних елементів, що змінюються зі зміною режиму роботи, індуктивності виводів електродів, місткості монтажу і т. д. Зменшення впливу цих чинників досягається застосуванням параметричної стабілізації частоти, яка полягає у підборі елементів підсилювача і кіл зворотного зв'язку, що забезпечують мінімальні зміни частоти, у введенні глибокого негативного зворотного зв'язку (за збереження умови балансу амплітуд), в екрануванні частотнозалежних кіл підсилювача для зменшення впливу зовнішніх електромагнітних полів і т. п. Параметрична стабілізація дозволяє знизити нестабільність частоти коливань генераторів до $10^{-4} - 10^{-5}$.

Найбільш ефективним ступенем підвищення стійкості частоти автогенераторів є кварцова стабілізація. Вона ґрунтується на застосуванні у схемі автогенератора кварцових пластинок з сильно вираженим п'єзоелектричним ефектом.

Якщо кварцову пластинку стиснути або розтягнути, то на її протилежних гранях виникають однакові за величиною, але різні за знаком електричні заряди. Величина їх пропорційна тиску, а знаки залежать від напрямку сили тиску. Це явище має назву прямого п'єзоелектричного ефекту. Якщо ж до граней пластинки кварцу прикласти електричну напругу, то пластинка стискатиметься або розтягуватиметься залежно від полярності прикладеної напруги. Це явище називають зворотним п'єзоелектричним ефектом.

Цінною властивістю кварцу є дуже висока стабільність частоти механічних коливань, яка визначається геометричними розмірами кварцової пластинки і напрямом деформації. Ця властивість у поєднанні з прямим п'єзоелектричним ефектом, що перетворює механічні коливання на електричні, дає можливість використовувати кварцові пластинки для стабілізації частоти автогенератора. Еквівалентна схема кварцової пластинки наведена на рисунку 11.8, що складається з послідовно з'єднаних елементів $L_{кв}$, $R_{кв}$, $C_{кв}$, що шунтуються ємністю C_0 .

Елемент C_0 характеризує ємність кристалотримача і має величину близько декількох десятків $nФ$. Ємність кварцу $C_{кв}$ мала (зазвичай має величину порядку сотих часток $nФ$). Індуктивність кварцу $L_{кв}$ може мати величину від десятків $мкГн$ до декількох $мГн$. Величина опору втрат $R_{кв}$ становить зазвичай одиниці – десятки омів. Тому добротність кварцу дуже велика – 10^5-10^6 і кварцовий резонатор має гострий резонанс.

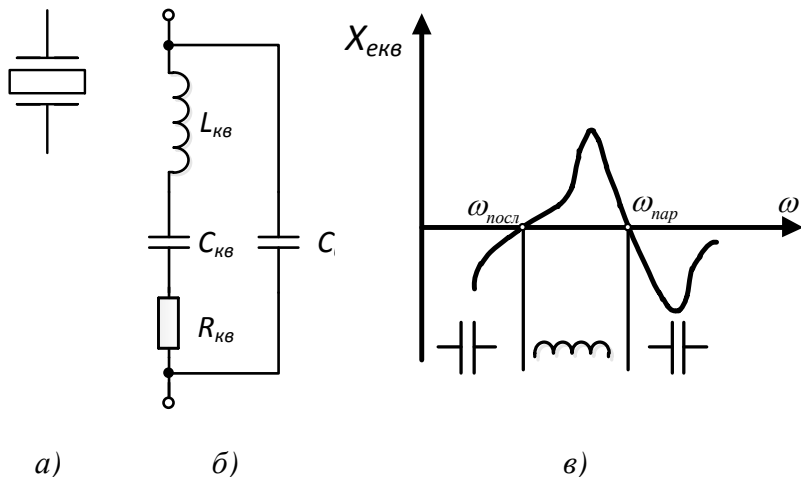


Рисунок 11.8 – Кварцовий резонатор: а) умовне графічне позначення;

б) еквівалентна електрична схема; в) частотна характеристика реактивного опору

Кварцовий резонатор має дві резонансні частоти – послідовного контура $\omega_{посл}$ та паралельного контура $\omega_{пар}$.

$$\omega_{посл} = \frac{1}{\sqrt{L_{кв} C_{кв}}}, \quad \omega_{пар} = \frac{1}{\sqrt{L_{кв} C}},$$

$$\text{де } C = \frac{C_0 C_{кв}}{C_0 + C_{кв}}.$$

Оскільки $C_0 \gg C_{кв}$, то частоти $\omega_{посл}$ і $\omega_{пар}$ мало відрізняються одна від одної.

На частотах нижче $\omega_{посл}$ і вище $\omega_{пар}$ еквівалентний опір кварцового резонатора має ємнісний характер (рисунок 11.8 в), а на частотах вище $\omega_{посл}$ і нижче $\omega_{пар}$ – індуктивний характер. Тому кварцовий резонатор можна використовувати або в колі зворотного зв'язку, або як

індуктивний елемент гілки коливального LC -контура.

Застосування кварцового резонатора дозволяє знизити нестабільність частоти коливань, що генеруються, до значення близько 10^{-7} . Оскільки резонансні властивості кожної кварцової пластинки строго індивідуальні, то кварцова стабілізація частоти застосовується в автогенераторах, які генерують коливання фіксованих частот, що є недоліком цих генераторів. У дуже невеликих межах змінити власну частоту коливань кварцового резонатора можна шляхом ввімкнення послідовно з ним конденсатора, який змінить частоту послідовного коливального контура.

Приклад виконання кварцового генератора на операційному підсилювачі наведено на рисунку 11.9.

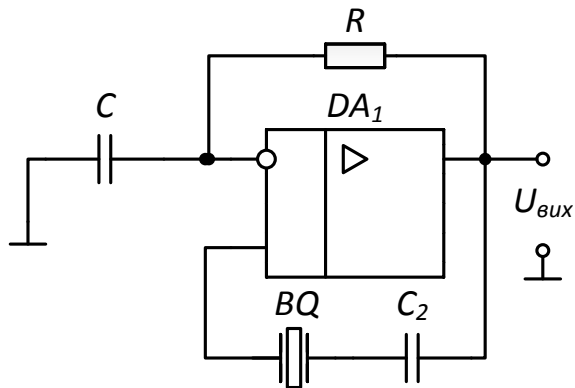


Рисунок 11.9 – Кварцовий генератор на операційному підсилювачі

У цій схемі кварц використовують як еквівалентну індуктивність, яка разом з ємністю C_2 створює послідовний коливальний контур. На резонансній частоті послідовний контур має мінімальний опір, глибина позитивного зворотного зв'язку максимальна, тому на цій частоті виникає генерація. Для виконання балансу амплітуд на

частоті генерації f_0 усувається негативний зворотний зв'язок. Для цього елементи C_1 і R вибирають такими, щоб виконувалася умова

$$\frac{1}{2\pi f_0 C_1} \ll R.$$

Для стабілізації режиму ОП охоплений глибоким негативним зворотним зв'язком за постійним струмом.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Схемотехніка електронних систем: підручник : у 3 кн. Кн 1. Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої / В. І. Бойко, А. М. Гуржій, В. Я. Жуйков та ін. – К. : Вища школа, 2004. – 366 с.
2. Забродин Ю. С. Промышленная электроника / Ю. С. Забродин – М. : Высш. шк., 1982.
3. Аналогова схемотехніка : навчальний посібник / О. М. Кобяков, М. М. Ляпа, В. М. Лисенко та ін. – Суми : СумДУ, 2007. – 209 с.
4. Гусев В. Г. Электроника / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. – М. : Радио и связь, 1995.
5. Малахов В. П. Схемотехника аналоговых устройств / В. П. Малахов. – Киев : Одесса, 2000.
6. Расчет электронных схем: примеры и задачи / Г. И. Изъюрова и др. – М : Высшая школа, 1987.
7. Бессчетнова Л. В. Схемотехника аналоговых электронных устройств: письменные лекции / Л. В. Бессчетнова, Ю. В Кузьмин, С. И Малинин. – СПб. : СЗТУ, 2003. – 128 с.
8. Савицкая М. П. Аналоговые электронные устройства: учебное пособие. Модуль 1 / М. П. Савицкая, Л. Б. Ботнарь. – Одесса : ОНАС им. А. С. Попова, 2008. – 108 с.
9. Воробйова О. М. Основи схемотехніки : підручник / О. М. Воробйова, В. Д. Іванченко. – [2-ге вид.]. – Одеса : Фенікс, 2009. – 388 с.
10. Аналоговая и цифровая электроника (Полный курс): учебник для вузов / Ю. Ф. Опадчий и др. – М. : Горячая линия – Телеком, 1999.
11. Ровдо А. А. Схемотехника усилительных каскадов на биполярных транзисторах / А. А. Ровдо. – М. : Изд. дом «Додэко-XXI», 2002. – 188 с.
12. Сафоненков Ю. П. Схемотехника : в 2 ч. Ч.1.

Основы теории аналоговых схем : тексты лекций / Ю. П. Сафоненков. – М : МГТУ ГА, 2006. – 80 с.

13. Павлов В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств : учебник для вузов / В. Н. Павлов, В. Н. Ногин. – 2-е изд., испр. – М. : Горячая линия – Телеком, 2001. – 320 с.

14. Шарапов А. В. Аналоговая схемотехника : учебное пособие / А. В. Шарапов. – Томск : Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2003. – 128 с.

15. Савицька М. П. Аналогові електронні пристрої : навчальний посібник. Модуль 1 / М. П. Савицька, Л. Б. Ботнар. – Одеса : ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2009. – 108 с.

16. Савицька М. П. Аналогові електронні пристрої : навчальний посібник. Модуль 2 / М. П. Савицька, Л. Б. Ботнар. – Одеса : ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2009. – 144 с.

17. Юдін О. К. Електроніка : конспект лекцій. Модуль 1 / О. К. Юдін, Н. К. Гулак, А. В. Чунарьова. – Київ : НАУ, 2010. – 74 с.

18. Колонтаєвський Ю. П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум : навч. посіб. / Ю. П. Колонтаєвський, А. Г. Сосков; за ред. А. Г. Соскова. – 2-ге вид. – К. : Каравела, 2004. – 432 с.

19. Красько А. С. Схемотехника аналоговых электронных устройств : учебное пособие / А. С. Красько. – Томск : Изд-во «В-Спектр», 2005. – 180 с.

20. Пряников В. С. Схемотехника аналоговых электронных устройств : курс лекций / В. С. Пряников. – Чебоксары : Изд-во Чуваш. ун-та, 2010. – 203 с.

21. Громыко А. И. Схемотехника аналоговых электронных устройств. Версия 1.0 [Электронный ресурс] : электрон. учеб. пособие / А. И. Громыко, А. Г. Григорьев, В. Д. Скачко. – Электрон. дан. (4 Мб). – Красноярск : ИПК СФУ, 2008.

22. Пейтон А. Дж. Аналоговая электроника на операционных усилителях / А. Дж. Пейтон, В. Волш. – М. :

БИНОМ, 1994. – 352 с.

23. Фолкенберри Л. Применения операционных усилителей и линейных ИС : пер. с англ. / Л. Фолкенберри. – М. : Мир, 1985. – 572 с.

24. Прянишников В. А. Электроника: курс лекций / В. А. Прянишников. – Санкт-Петербург: Корона-Принт, 1998. – 399 с.

25. Королев Г. В. Электронные устройства автоматики: учебное пособие / Г. В. Королев. – М. : Высш. шк., 1991. – 256с.

Навчальне видання

Гриненко Віталій Вікторович

ПРИСТРОЇ АНАЛОГОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

Конспект лекцій
для студентів напряму підготовки
6.050802 «Електронні пристрої та системи»
(спеціальність 171 «Електроніка»)
усіх форм навчання

Відповідальний за випуск А. С. Опанасюк
Редактор Н. З. Клочко
Комп'ютерне верстання І. Є. Бражник

Підп. до друку 09.11.2015, поз.
Формат 60x84/16. Ум. друк. арк. 15,81. Обл.-вид. арк. 15,02. Тираж 40 пр. Зам. №
Собівартість видання грн к.

Видавець і виготовлювач
Сумський державний університет,
вул. Римського-Корсакова, 2, м. Суми, 40007
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 3062 від 17.12.2007.