

Міністерство освіти і науки України  
Вінницький національний технічний університет

**АНАЛОГОВІ ТА АНАЛОГО-ЦИФРОВІ  
ПРИСТРОЇ СИСТЕМНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ  
ФОРМИ ІНФОРМАЦІЇ**

*Підручник*

Вінниця  
ВНТУ  
2024

УДК 621.3

А 64

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 10 від 27 березня 2024 р.)

Автори:

**О. Д. Азаров, С. В. Богомолів, Л. В. Крупельницький, М. Р. Обертюх**

Рецензенти:

**Р. Н. Квєтний**, доктор технічних наук, професор кафедри автоматизації та інтелектуальних технологій Вінницького національного технічного університету.

**Л. З. Мичуда**, доктор технічних наук, професор кафедри безпеки інформаційних технологій Національного університету «Львівська політехніка».

**С. І. Мельничук**, доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри комп'ютерних систем і мереж Івано-Франківського державного технічного університету нафти і газу.

**Аналогові та аналого-цифрові пристрої системних перетворювачів форми інформації** : підручник / О. Д. Азаров, С. В. Богомолів, Л. В. Крупельницький, М. Р. Обертюх. – Вінниця : ВНТУ, 2024. – 316 с.

ISBN 978-966-641-958-6

В підручнику викладено призначення, принципи дії, схеми, параметри, методи аналізу, проектування та застосування аналогових й аналого-цифрових пристроїв системних перетворювачів форми інформації, якими є сучасні аналого-цифрові та цифроаналогові перетворювачі. Розглянуто специфіку побудови пристроїв перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення. Книга розрахована на здобувачів вищої освіти зі спеціальності «Комп'ютерна інженерія» та буде корисною для студентів, інженерів і науковців споріднених технічних спеціальностей.

**УДК 621.3**

ISBN 978-966-641-958-6

© ВНТУ, 2024

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	7
ВСТУП.....	9
РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД СТАНУ ТА ТЕНДЕНЦІЙ РОЗВИТКУ СИСТЕМНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ФОРМИ ІНФОРМАЦІЇ ТА ЇХ ПРИСТРОЇВ .....	11
1.1 Функціонально-архітектурні рішення системних перетворювачів форми інформації.....	11
1.2 Компоненти системних перетворювачів форми інформації .....	17
1.3 Аналіз статичних і динамічних похибок аналогових пристроїв у перетворювальних трактах .....	33
1.4 Контрольні запитання до розділу 1 .....	38
РОЗДІЛ 2 НАПІВПРОВІДНИКОВІ КОМПОНЕНТИ СПФІ .....	40
2.1 Теоретичні відомості та розрахункові відношення в біполярних транзисторах.....	40
2.1.1 Статичні характеристики .....	46
2.1.2 Аналіз статичних характеристик біполярних транзисторів із використанням керованих і функціональних генераторів струму.....	51
2.1.3 Моделі АЧХ і ФЧХ інтегральних біполярних транзисторів на основі схем заміщення з керованими генераторами струму .....	61
2.1.4 Складені транзистори .....	74
2.2 Теоретичні відомості та розрахункові співвідношення в польових транзисторах.....	76
2.3 Контрольні запитання до розділу 2 .....	82
РОЗДІЛ 3 ДЖЕРЕЛА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ .....	84
3.1 Найпростіші джерела постійного струму .....	86
3.2 Відбивачі струму .....	97
3.3 Схеми джерел струму на базі підсилювачів постійного струму .....	112
3.4 Двополюсні кільцеві джерела постійного струму з термокомпенсацією .....	117
3.5 Контрольні запитання до розділу 3 .....	124

РОЗДІЛ 4 ДЖЕРЕЛА ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ.....	125
4.1 Найпростіші джерела напруги.....	126
4.2 Джерела напруги та опорної напруги, побудовані на активних елементах.....	132
4.3 Джерело опорної напруги, що визначається шириною забороненої зони.....	140
4.4 Джерела напруги з використанням підсилювачів постійного струму.....	147
4.5 Джерело опорної напруги на основі генератора термостабільного струму.....	156
4.6 Інтегральні схеми в приладах стабілізації напруги живлення.....	162
4.7 Джерело напруги з активною температурною компенсацією.....	163
4.8 Контрольні запитання до розділу 4.....	165
РОЗДІЛ 5 ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ.....	167
5.1 Теоретичні відомості та розрахункові співвідношення.....	167
5.2 Найпростіші підсилювачі постійного струму.....	172
5.2.1 Найпростіші підсилювачі постійного струму на біполярному транзисторі.....	172
5.2.2 Найпростіші підсилювачі на польових транзисторах.....	177
5.3 Диференційні підсилювачі.....	182
5.3.1 Диференційний підсилювальний каскад із резисторним навантаженням.....	183
5.3.2 Диференційний підсилювальний каскад з активним навантаженням.....	189
5.3.3 Диференційний підсилювач на польових транзисторах.....	192
5.4 Операційні підсилювачі напруги та струму.....	197
5.4.1 Основні відомості про операційні підсилювачі.....	197
5.4.2 Вплив від'ємного зворотного зв'язку на параметри й характеристики ОП.....	207
5.4.3 Практичні схеми операційних підсилювачів.....	210
5.4.4 Основні схеми застосування ОП.....	215

5.5 Двотактні підсилювачі струму.....	222
5.5.1 Двотактні підсилювачі струму з параметричним заданням робочих точок.....	222
5.5.2 Двотактні підсилювачі струму з автобалансуванням робочих точок.....	226
5.6 Контрольні запитання до розділу 5 .....	228
<b>РОЗДІЛ 6 БУФЕРНІ ПРИСТРОЇ.....</b>	<b>230</b>
6.1 Двотактні буферні пристрої напруги .....	230
6.2 Методи схемної організації високолінійних буферних пристроїв на базі двотактних структур .....	232
6.2.1 Схемна організація і моделі передатних характеристик ядер двотактних буферних пристроїв.....	232
6.2.2 Методи зменшення похибок та підвищення навантажувальної здатності буферних пристроїв .....	237
6.3 Контрольні запитання до розділу 6 .....	242
<b>РОЗДІЛ 7 ПЕРЕТВОРЮВАЧІ СТРУМ-НАПРУГА, НАПРУГА-НАПРУГА     ТА СТРУМ-СТРУМ.....</b>	<b>244</b>
7.1 Методи схемної організації перетворювачів струм-напруга та напруга-напруга на базі двотактних підсилювачів струму .....	244
7.2 Мінімізація похибок лінійності і зсуву нуля перетворювачів струм-напруга, напруга-напруга .....	250
7.3 Методи схемної організації перетворювачів струм-струм і напруга-струм із комутацією вихідного струму.....	252
7.4 Контрольні запитання до розділу 7 .....	260
<b>РОЗДІЛ 8 ЦИФРОАНАЛОГОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ .....</b>	<b>261</b>
8.1 Статичні й динамічні параметри ЦАП.....	261
8.2 ЦАП з підсумовуванням еталонних величин.....	265
8.2.1 ЦАП з використанням ланцюгів резисторів .....	266
8.2.2 Струмові ключі.....	272
8.2.3 ЦАП з використанням ланцюгів конденсаторів .....	274

8.3 Паралельні ЦАП на базі резистивних ділянок	277
8.4 ЦАП с проміжним перетворенням цифрового коду у часовий інтервал	278
8.5 Послідовний ЦАП	279
8.6 Контрольні запитання до розділу 8	280
<b>РОЗДІЛ 9 АНАЛОГО-ЦИФРОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ</b>	<b>281</b>
9.1 Параметри АЦП	281
9.2 Алгоритми аналого-цифрового перетворення	284
9.3 АЦП непрямого перетворення	285
9.3.1 Перетворювачі напруги в частоту	285
9.3.2 Інтегрувальні АЦП	286
9.3.3 АЦП з двотактним інтегруванням	288
9.3.4 АЦП зі зрівноваженням заряду	290
9.4 Сигма-дельта АЦП	291
9.5 АЦП послідовної лічби	292
9.6 АЦП послідовного наближення	295
9.6.1 Найпростіші АЦП послідовного наближення	295
9.6.2 Конвеєрні АЦП	296
9.7 Паралельні АЦП	298
9.8 Аналого-цифрові системи на основі самокаліброваних АЦП і ЦАП	299
9.9 Контрольні запитання до розділу 9	308
<b>ВИСНОВКИ</b>	<b>309</b>
<b>ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ</b>	<b>310</b>

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АІ	–	аналоговий інтерфейс;
АК	–	аналоговий комутатор;
АОП	–	аналоговий обчислювальний пристрій;
АЦМП	–	аналого-цифровий мікропроцесор;
АЦП	–	аналого-цифровий перетворювач;
АЧХ	–	амплітудно-частотна характеристика;
БТ	–	біполярний транзистор;
ВАХ	–	вольт-амперна характеристика;
ВДК	–	вхідний двотактний каскад;
ВЗЗ	–	від'ємний зворотний зв'язок;
ВП	–	вимірювальні (первинні) перетворювачі;
ВІС	–	вимірювально-інформаційна система;
ВС	–	відбивач струму;
ГС	–	генератор сигналу;
ДБН	–	двотактний буфер напруги;
ДВК	–	двотактний вихідний каскад;
ДОН	–	джерело опорної напруги;
ДОС	–	джерело опорного струму;
ДП	–	диференційний підсилювач;
ДПК	–	двотактний підсилювальний каскад;
ДППС	–	двотактний підсилювач постійного струму;
ДПС	–	джерело постійного струму;
ЕРС	–	електрорушійна сила;
ЗЗ	–	зворотний зв'язок;
ІВС	–	інформаційно-вимірювальна система;
ІОС	–	інформаційно-обчислювальна система;
ІС	–	інтегральна схема;
КГС	–	керований генератор струму;
КЗЗ	–	коло зворотного зв'язку;

КС	–	компенсувальний суматор;
ЛІС	–	лінійна інтегральна схема;
МДН	–	метал-діелектрик-напівпровідник;
МПП	–	мікропроцесор з пам'яттю;
НВІС	–	надвелика інтегральна схема;
НП	–	нормувальний підсилювач;
ОВ	–	об'єкт вимірювань;
ОП	–	операційний підсилювач;
ПВЗ	–	пристрій вибирання-зберігання;
ПК	–	пристрій керування;
ПНН	–	перетворювач напруга-напруга;
ПНС	–	перетворювач напруга-струм;
ППС	–	підсилювач постійного струму;
ПР	–	підсилювач різниці;
ПС	–	підсилювач струму;
ПСН	–	перетворювач струм-напруга;
ПСС	–	перетворювач струм-струм;
ПФІ	–	перетворювач форми інформації;
САЦП	–	системний АЦП;
СК	–	струмовий конвеєр;
СПФІ	–	системний перетворювач форми інформації;
СЦАП	–	системний ЦАП;
ТКН	–	температурний коефіцієнт напруги;
ТКС	–	температурний коефіцієнт струму
ФГС	–	функціональний генератор струму;
ФЧХ	–	фазочастотна характеристика;
ЦАП	–	цифроаналоговий перетворювач;
ЦОМ	–	цифрова обчислювальна машина;
ЦОП	–	цифровий обчислювальний пристрій;
ЦОС	–	цифрова обробка сигналів;
ЦІ	–	цифровий інтерфейс.



## ВСТУП

В підручнику викладено призначення, принципи дії, схеми, параметри, методи аналізу, проєктування та застосування аналогових та аналого-цифрових пристроїв системних перетворювачів форми інформації (СПФІ), якими є сучасні аналого-цифрові та цифроаналогові перетворювачі (АЦП та ЦАП). Розглянуто специфіку побудови пристроїв перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ) [1–5].

Матеріал підручника побудований таким чином, що розділи є тематично закінченими, але прослідковується тісний зв'язок між ними. Поряд із теоретичними питаннями наводяться конкретні приклади, що ілюструють можливі варіанти технічної реалізації. Потрібно відзначити, що підручник не містить матеріали фізичних і фізико-технологічних основ напівпровідникових приладів, оскільки ці питання висвітлені в відомих зарубіжних [6–9] та інших авторських публікаціях [10–11]. Автори обмежуються описом тих зовнішніх характеристик електронних компонентів, які практично використовуються при розрахунку в розглянутих схемах. Підходи, які можуть виявитись корисними при проєктуванні та дослідженні, відзначаються в загальних положеннях, а найбільш важливі з обчислювальних процедур ілюструються прикладами макетування та комп'ютерного моделювання схем. Так, в матеріалах першого розділу наведені відомості, які необхідні для розуміння загальної концепції побудови й використання аналогових та аналого-цифрових пристроїв в СПФІ, а наступні розділи присвячені конкретним питанням побудови цих пристроїв. Підручник виділяється значною часткою матеріалів авторів, отриманих ними в процесі тривалих наукових досліджень.

Підручник допоможе здобувачам освіти глибше засвоїти тематику дисциплін бакалаврату («Комп'ютерна електроніка», «Електроніка комп'ютерних систем», «Аналогові та аналого-цифрові пристрої»), магістратури («Перетворювачі форми інформації з ваговою надлишковістю», «Аналого-цифрові системи»), аспірантури («Аналого-цифрові пристрої комп'ютерних систем», «Моделювання та оптимізація компонентів комп'ютерних систем») спеціальності «Комп'ютерна інженерія» та споріднених дисциплін суміжних спеціальностей технічних університетів.

Весь матеріал розбито на розділи таким чином. У розділі 1 описано загальні теоретичні відомості та основні положення щодо побудови й використання аналогових і аналого-цифрових пристроїв у СПФІ. Розділ 2

присвячено напівпровідниковим компонентам СПФІ, їх моделям, статичним і динамічним характеристикам, параметрам та особливостям застосування в базових схемах перетворювачів. У розділах 3 і 4 більш докладно розглядаються джерела струму і напруги, відповідно, а також деякі основні схеми їх побудови, принципи використання, проектування й розрахунку. Зокрема, виділяються питання побудови відбивачів струму та термокомпенсованих джерел стабільної опорної напруги, які є важливими при проектуванні СПФІ. Розділ 5 присвячено підсилювачам постійного струму (ППС), дається повний перегляд схемних рішень та їх функціонування. Досліджується внутрішня структура різноманітних схем підсилювачів на біполярних та польових транзисторах. У розділі 6 увагу приділено симетричним схемам вихідних буферних струмових каскадів з компенсацією статичних похибок. У розділі 7 аналізуються актуальні методи побудови та характеристики високоточних швидкодійних перетворювачів струм-напруга, напруга-напруга, струм-струм. Розділи 8 і 9 присвячені ЦАП та АЦП, їх основним параметрам і способам перетворення. Наведені основні схемні рішення, що застосовуються при реалізації традиційних ЦАП та АЦП і ПФІ на основі НПСЧ, відзначаються особливості аналого-цифрових систем, створених на їх базі.

Автори висловлюють подяку всім, хто допомагав їм у підготовці цього підручника, особливо допитливим і зацікавленим студентам, питання яких підштовхували нас шукати прості та зрозумілі пояснення.

# РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД СТАНУ ТА ТЕНДЕНЦІЙ РОЗВИТКУ СИСТЕМНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ФОРМИ ІНФОРМАЦІЇ ТА ЇХ ПРИСТРОЇВ

## 1.1 Функціонально-архітектурні рішення системних перетворювачів форми інформації

Розвиток засобів цифрової обчислювальної техніки істотно вплинув на розширення функціональних можливостей вимірювально-інформаційних систем (ВІС). Так, зокрема, вбудовування в них мікропроцесорів і спеціалізованих цифрових обчислювальних машин (ЦОМ) дозволило [2, 9] автоматизувати не тільки процес вимірювання та накопичення вимірювальної інформації, але й математичне оброблення результатів. При цьому ВІС, що виконує математичну обробку результатів вимірювань, називається інформаційно-обчислювальною системою (ІОС). Паралельно з ІОС набувають поширення системи зв'язку з територіально розподіленими об'єктами на основі системних перетворювачів форми інформації (СПФІ). Між ВІС, ІОС і СПФІ є багато спільного. Всі вони мають задовольняти низку загальних вимог щодо метрологічних [12, 13] і техніко-експлуатаційних характеристик. Проте є і розбіжності. Для ВІС і ІОС головне значення мають метрологічні функції, для забезпечення яких здійснюється перетворення й оброблення вимірювальної інформації. Задача СПФІ – виконати перетворення й оброблення даних згідно з заданими метрологічними показниками.

Велику роль у розвитку системних аналого-цифрових і цифроаналогових перетворювачів відіграла наукова школа Інституту кібернетики НАН України під керівництвом академіка А. І. Кондалева [14], яка сьогодні продовжує свою діяльність у відділі перетворювачів форми інформації під керівництвом професора В. О. Романова [15]. У Вінницькому національному технічному університеті (ВНТУ) розробкою СПФІ на основі НПСЧ (типу кодів Фібоначчі і «золотого перерізу») займається наукова школа професора О. Д. Азарова [1–5].

Під СПФІ розуміють системні пристрої (САЦП і СЦАП), що оснащені апаратними і програмними засобами для використання в ВІС і ІОС. Сучасні ЦАП, АЦП і аналого-цифрові процесори, що випускаються у вигляді надвеликих інтегральних схем (НВІС), являють собою функціонально завершені вузли і пристрої, але не остаточний продукт для використання в системах, оскільки є лише мікроелектронними компонентами для побудови СПФІ. Їм бракує, насамперед, інтерфейсу і програмно-керованих засобів.

Загальні структурні схеми СПФІ [1, 3] зображено на рис. 1.1. Тут СЦАП (рис. 1.1, а) містить: ЦАП, цифровий інтерфейс (ЦІ), аналоговий апроксиматор (Апр), аналоговий інтерфейс (АІ) і пристрій керування (ПК). На вхід СЦАП надходять коди  $K_j(t_k)$ , де  $j$  – номер каналу перетворення,  $t_k$  – номер дискретного відліку. На виході СЦАП формується аналоговий сигнал  $A_j(t)$ . До складу структури аналогового інтерфейсу СЦАП (рис. 1.1, б) входять: пристрій вибирання-зберігання (ПВЗ) і аналоговий комутатор (АК), вибір каналу в якому задається кодом  $N$ . Роботою САЦП керує ЦОМ через ЦІ і місцевий пристрій керування (контролер). САЦП (рис. 1.1, в) містить: аналоговий інтерфейс, АЦП, цифровий інтерфейс і пристрій керування. На вхід САЦП надходить множина сигналів  $A_j(t)$  від давачів (Д). На виході формуються коди результатів перетворення  $K_j(t_k)$ . До складу АІ САЦП (рис. 1.1, г) у загальному випадку входять: вимірювальні (первинні) перетворювачі  $ВП_1, ВП_2, \dots, ВП_j$ , аналоговий комутатор (АК), пристрій вибирання-зберігання (ПВЗ). Причому, до складу  $ВП_j$  можуть входити нормувальні підсилювачі та антилязингові фільтри. Роботою САЦП керує ЦОМ за допомогою ПК і ЦІ.

У низці застосувань потрібно виконувати як перетворення аналог-код, так і перетворення код-аналог, а також обробляти дані. У цьому випадку до структури СПІ вводяться спеціалізовані цифровий і аналоговий обчислювальні пристрої. Схему системного АЦП-ЦАП з обробленням даних наведено на рис. 1.1, д. Тут: АІ1 і ЦІ1 – відповідно, аналоговий і цифровий інтерфейси АЦП; АІ2 і ЦІ – ЦАП; ЦОП – цифровий обчислювальний пристрій; АОП – аналоговий обчислювальний пристрій.

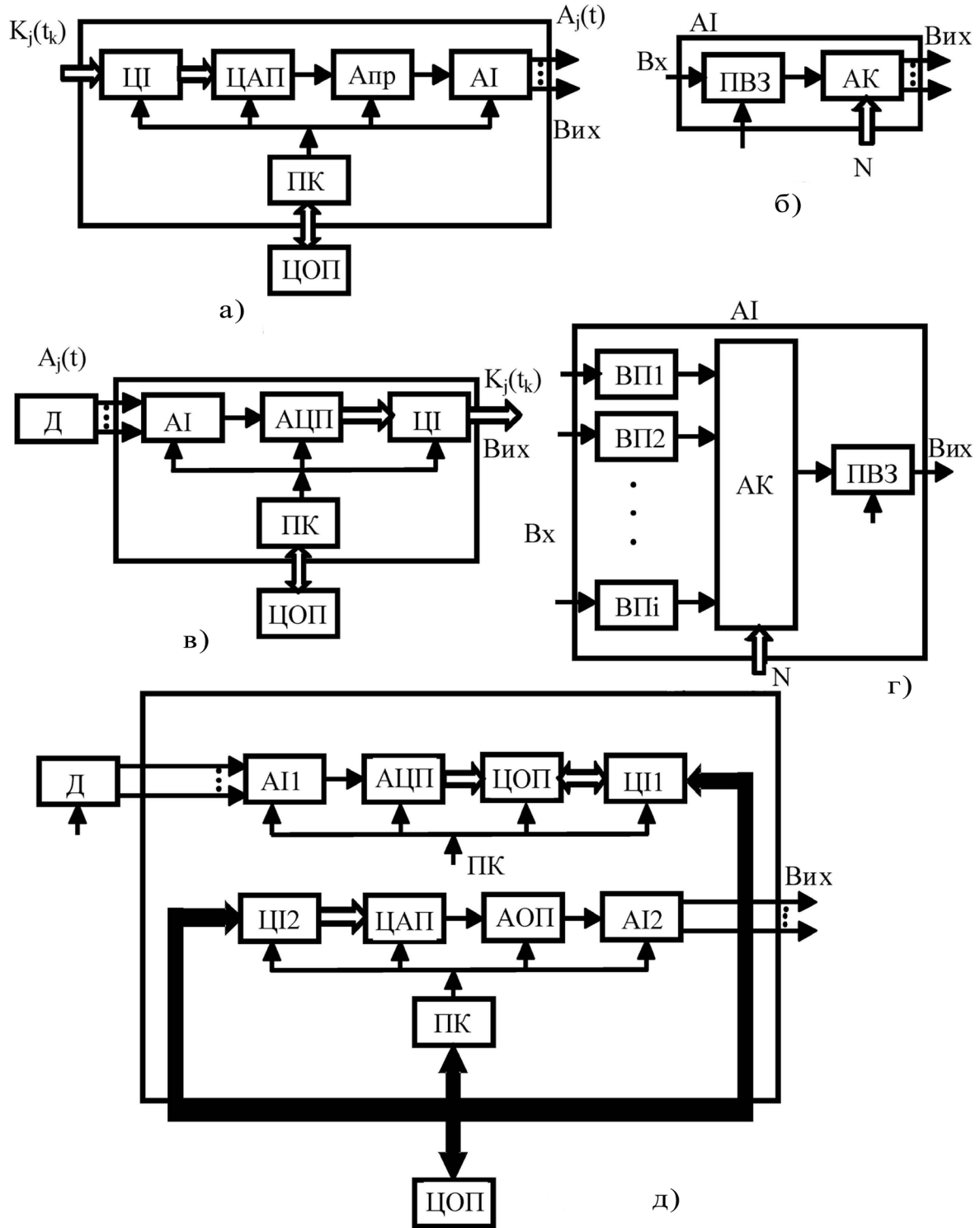


Рисунок 1.1 – Структурні схеми СПФІ:  
 а) СЦАП; б) структура АІ СЦАП;  
 в) САЦП; г) структура АІ САЦП;  
 д) системний АЦП-ЦАП з обробленням даних

Для побудови СПФІ можуть успішно використовуватися аналого-цифрові мікропроцесори (АЦМП). Структурну схему АЦМП наведено на рис. 1.2. Набір блоків тут менший, ніж у системному АЦП-ЦАП з обробленням даних. Проте наявність мікропроцесора з пам'яттю (МПП) розширює можливості програмного керування, а твердотільне виконання дозволяє використовувати АЦМП як мікроелектронний компонент схем САЦП, СЦАП і системного АЦП-ЦАП з обробленням даних.

Нині позицію лідера з випуску сигнальних АЦМП посідає фірма Analog Devices. Для прикладу можна навести 16-розрядні моделі AD1848, AD28msp01 і AD28msp02, що використовують принципи дельта-сигма модуляції [9]. СПФІ роблять ЦОМ цілком незалежними [1] від видів і типів джерел інформації, у ролі яких відносно ЦОМ виступають давачі і вимірювальні прилади, що встановлені на об'єктах, а також від споживачів результатів обчислень. Перед розробниками ВІС і ІОС постає задача оптимального сполучення комп'ютера з пристроями, що сприймають інформацію від давачів (сенсорів) різного типу, оброблення інформації, що надходить, і видавання її користувачеві в найбільш зручній для нього формі.

Проте використання ЦОМ ефективно тільки тоді, коли застосовувані СПФІ не вносять обмежень щодо точності та швидкодії в процес перетворення інформації. З іншого боку, цифрове оброблення інформації за допомогою комп'ютера дозволяє не тільки поліпшити метрологічні характеристики СПФІ за рахунок уведення автоматичного калібрування і самокоригування [1–3] статичних похибок аналогових вузлів, але й підвищити точність одержання вимірювальної інформації за рахунок цифрового коригування передатних характеристик давачів. Останнє виконується, зокрема, лінеаризацією за допомогою довідкової таблиці, що заноситься в пам'ять ЦОМ [2].

Існують найбільш характерні галузі застосування СПФІ на базі мікропроцесорів або комп'ютерів. На рис. 1.3 наведено структурні схеми ВІС на основі СЦАП і САЦП [1–3]. Причому, залежно від мети одержання інформації про об'єкт і її характер висувуються різні вимоги до метрологічних показників СПФІ. Так, у системі збирання, реєстрування й оброблення вимірювальних сигналів (рис. 1.3, а) САЦП має забезпечувати мінімальні статичні похибки: зміщення нуля  $\Delta A_{зм}$ , похибки лінійності  $\Delta_{л}$  і масштабу  $\Delta M$ . Частота відліків визначається динамікою процесів, що відбуваються в об'єкті вимірювань (ОВ), а також кількістю давачів  $D_1, D_2, \dots, D_j$ , що сприймають вхідну інформацію. Коди дискретизованих сигналів  $K_j(t_k)$ , що надходять з виходу САЦП, фіксуються в апараті цифрового магнітного запису і використовуються надалі для оброблення даних за допомогою ЦОМ. В аналізаторі спектрів параметрів низькочастотних трактів [2] вимоги до метрологічних характеристик САЦП і СЦАП можуть відрізнятися.

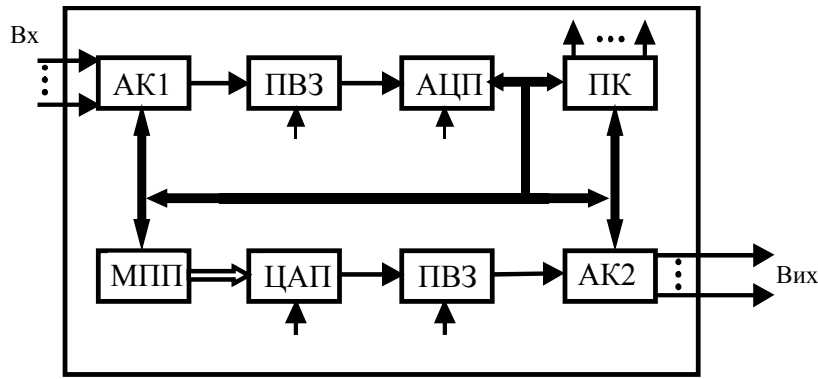
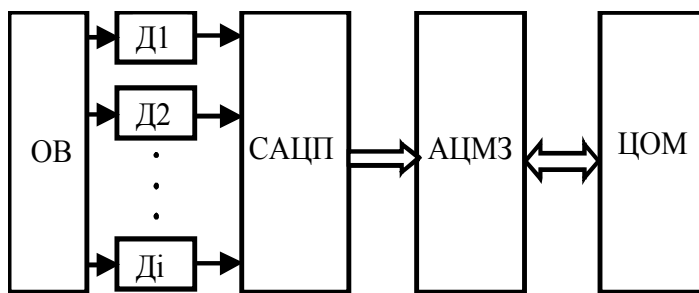
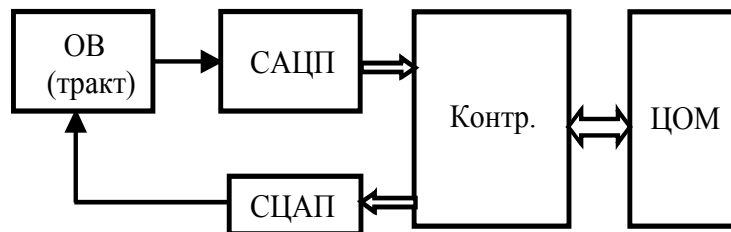


Рисунок 1.2 – Аналого-цифровий мікропроцесор



а)



б)

Рисунок 1.3 – ВІС на основі СЦАП і САЦП: а) інформаційно-реєструвальна система збирання і оброблення вимірювальних сигналів; б) аналізатор параметрів низькочастотних трактів

Так, зокрема, якщо за ОВ виступає тракт звукового мовлення теле- і радіоканалів, то основним є забезпечення високої лінійності вимірювань. Наявність же похибок  $\Delta A_{zm}$  і  $\Delta M$  є несуттєвою. Режими функціонування системи задаються контролером (Контр.), що також забезпечує передавання кодової інформації в ЦОМ. Частота дискретизації в таких системах, як правило, має бути не менша 40 кГц, роздільна здатність 12–16 біт. Огляд джерел [1–5] дозволив класифікувати галузі застосування і параметри СПФІ, наведені в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Галузі застосувань і параметри СПФІ

Застосування	Частота відліків, Гц	Роздільність, біти
Системи моделювання, автоматизації наукових досліджень та проектування	$10^5-10^7$	12–16
Автоматизовані системи повірки АЦП і ЦАП	$10^2-10^8$	14–20
Контроль параметрів лінійних інтегральних схем	$10^4-10^8$	12–18
Сейсмозв'язка	$10^2-10^4$	16–20
Цифровий високоякісний звукозапис і звуковідтворення	$10^4-10^5$	12–16
Цифрові ваговимірювальні установки	$10^2-10^4$	14–18
Рентгенівська томографія	$10^4-10^5$	12–16
Електронно-променева літографія	$10^4$	16
Цифрове телебачення	$10^6-10^8$	12–16
Радіолокація високої роздільності	$10^9$	12–14

Зазначені дані показують, що проектування сучасних ВІС і ІОС висуває високі вимоги щодо параметрів СПФІ. Так, у системах моделювання, автоматизації наукових досліджень і проектування перетворювальні сигнали мають досить широкі частотний і амплітудний діапазони. У зв'язку з цим до СПІ висуваються високі вимоги щодо точності (похибка менша за 0,1%), роздільної здатності (12–16 і 16–20 біт) і швидкодії (від тисяч до десятків мільйонів відліків у секунду). У ВІС для метрологічної повірки самих АЦП або ЦАП похибка засобів вимірювання має бути, принаймні, вдвічі-втричі менша похибки пристроїв, що перевіряються.

В установках контролю параметрів лінійних ІС є програмований генератор випробовуваних сигналів на основі вбудованого СЦАП, а також цифровий обчислювальний блок для аналізу й оброблення сигналів відгуку. Змінюючи частоти генерованих синусоїдальних сигналів, а також аналогових сигналів спеціальної форми, можна повіряти динамічні параметри АЦП і ЦАП. Багаторозрядні СПІ середньої швидкодії застосовуються при цифровому обробленні звуку, світла, сеймосигналів. При цьому, зокрема, у сейсмозв'язці динамічний діапазон змінення сигналу досягає 100...120 дБ [2, 3]. Аналогічні СПФІ вбудовуються в прилади для ядерних досліджень, що здійснюють поділ частинок за їх енергетичними рівнями, зарядом і моментами кількості руху. Число можливих роздільних груп частинок, при такому поділі, визначається роздільністю СПФІ, а ступінь одно-



значності – лінійністю. Потрібно зазначити, що експлуатація ВІС і ІОС в деяких галузях відбувається під час змінення умов навколишнього середовища: температури, вологості, тиску, наявності радіації тощо. Це змушує вживати спеціальних заходів для забезпечення стабільності параметрів точності СП.

Таким чином, ВІС і ІОС, що їх використовують в розглянутих застосуваннях, мають містити СПФІ, що задовольняють комплекс вимог як у плані функціонально-архітектурних рішень, так і метрологічних характеристик. Найважливішими з цих вимог є: висока роздільність 12–20 двійкових біт, низька абсолютна похибка  $\leq 0,05\%$ , а також досить широкі межі змінення частоти відліків  $10^2$ – $10^8$  Гц. Отже, актуальною є проблема підвищення точності й швидкодії АЦП високої роздільності. Це зумовлено тим, що алгоритми функціонування і структури таких АЦП є, в загальному випадку, більш складними, ніж ЦАП.

## **1.2 Компоненти системних перетворювачів форми інформації**

Сучасні СПФІ потребують аналогових і аналого-цифрових пристроїв з досить високими характеристиками: динамічним діапазоном до 100–140 дБ, відношенням сигнал/шум – 96–112 дБ, коефіцієнтом нелінійних спотворень – 0,001–0,002%, спектром частот вхідного сигналу – 16–20000 Гц, розрядністю вихідного двійкового коду 14–20 розрядів і частотою відліків 44,1 кГц [1, 2]. Найрозповсюдженішими пристроями в таких системах є: АЦП, ЦАП, буферні пристрої, перетворювачі струм-напруга (ПСН), перетворювачі напруга-напруга (ПНН), пристрої вибірки-зберігання (ПВЗ) та ін. [1–5, 9].

Досягнення в розвитку цифрових технологій дозволили значно поліпшити якість опрацювання сигналів. Одним із шляхів цього пріоритетного напрямку (як за кордоном, так і в нашій країні) є побудова і використання високолінійних, багаторозрядних АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю [1, 3]. Проте, незважаючи на високі технічні характеристики, досягнуті в існуючих АЦП і ЦАП, питання їх застосування в складі СПФІ залишаються актуальними, оскільки має бути створена елементна база у вигляді аналогових пристроїв із відповідними характеристиками. Тому системні АЦП і ЦАП доцільно розглядати не як функціонально завершені вузли, а як сукупність аналогових пристроїв [1, 2]. Можна виділити такі типи вказаних пристроїв:

- нормувальні підсилювачі;
- буферні пристрої напруги;
- перетворювачі струм-напруга;

- перетворювачі напруга-напруга;
- пристрої вибирання-зберігання аналогових сигналів;
- підсилювачі різниці сигналів для високочутливих компараторів;
- фільтри низько- і високочастотних сигналів;
- комутатори аналогових сигналів;
- підсилювачі сигналів змінного струму.

Майже в усіх сучасних високолінійних перетворювачах наявні елементи автокалібрування та коригування, що забезпечують високі метрологічні характеристики за рахунок цифрової (програмної) компенсації первинних похибок елементної бази. Коригування виконується у спеціальному режимі, що називається самокалібруванням та дозволяє визначити реальні характеристики аналогових пристроїв завдяки використанню структурних рішень із наявністю зворотних зв'язків (33).

Перевагою такого підходу є можливість забезпечення високих технічних характеристик при знижених вимогах до елементної бази аналогових пристроїв та технології виготовлення. Коригування статичних похибок дозволяє також застосовувати схемотехнічні рішення, що забезпечують високу швидкодію [1–5].

З іншого ж боку, високий рівень точності, що досягається шляхом застосування самокалібрування, може бути забезпечений лише у випадку низького рівня некоригованих похибок аналогових пристроїв, які входять до складу АЦП і ЦАП. А це, у свою чергу, вимагає такого підходу до проектування, де поряд із структурними рішеннями використовуються спеціальні схемотехнічні способи забезпечення високої точності й швидкодії. В результаті аналогові пристрої багаторозрядних АЦП і ЦАП мають низку особливостей, що дозволяє виділити їх дослідження у самостійну галузь [1, 2].

Відомо, що АЦП і ЦАП у складі ВІС застосовуються в комплексі з іншими аналоговими пристроями. Забезпечення відповідних характеристик цих пристроїв і їхнє узгодження з АЦП і ЦАП є складним питанням [1, 2]. Також відомо, що, відсутня можливість коригування деяких похибок таких вузлів, незважаючи на внесення таких вузлів у контур коригування.

Таким чином, розглянувши специфіку СПФІ, робимо висновок, що у процесі практичної реалізації АЦП і ЦАП із самокалібруванням існує низка задач, які вимагають окремих досліджень аналогових пристроїв у частині їхніх метрологічних характеристик, структурних і схемотехнічних рішень, методів коригування. При цьому на особливу увагу заслуговують такі аналогові пристрої, як: АК, БП, ПВЗ, ПСН, ПНН, ПР та інші, основні вимоги до яких наведено в табл. 1.2. Класифікацію аналогових пристроїв для аналого-цифрових систем наведено на рис. 1.4 [3].

Таблиця 1.2 – Вимоги щодо статичних і динамічних характеристик аналогових пристроїв. Специфіка структури

Лінійні пристрої	Швидкодія	Лінійність	Симетричність перехідної характеристики	Наявність ОП
Аналогові комутатори	+	+	–	–
Буферні пристрої	+	+	+	+
Пристрої вибирання-зберігання	+	+	–	–
Перетворювачі струм-напруга	+	+	+	+
Перетворювачі напруга-напруга	+	+	+	+
Підсилювачі різниці	+	+	+	+

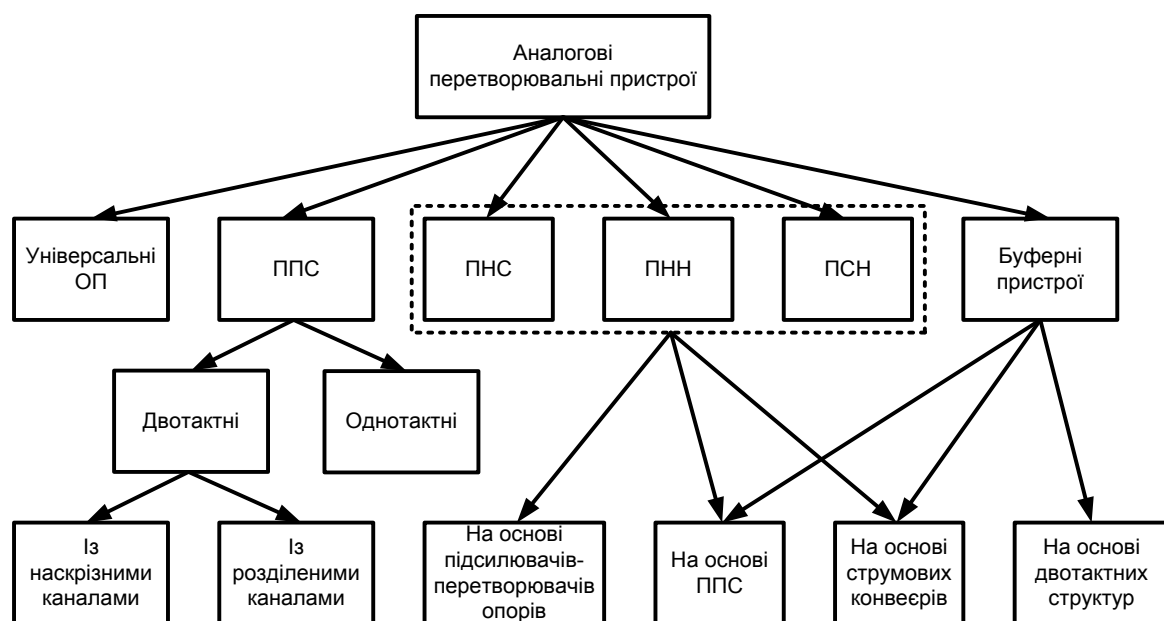


Рисунок 1.4 – Класифікація аналогових пристроїв для аналого-цифрових систем

Традиційно такі аналогові пристрої будують на базі універсальних операційних підсилювачів (ОП) із застосуванням відповідних схем вмикання, які показано на рис. 1.5 [6–8].

Здебільшого для таких цілей використовують однотактні ППС, які традиційно будують за трикаскадною структурою, яку подано на рис. 1.6, а.

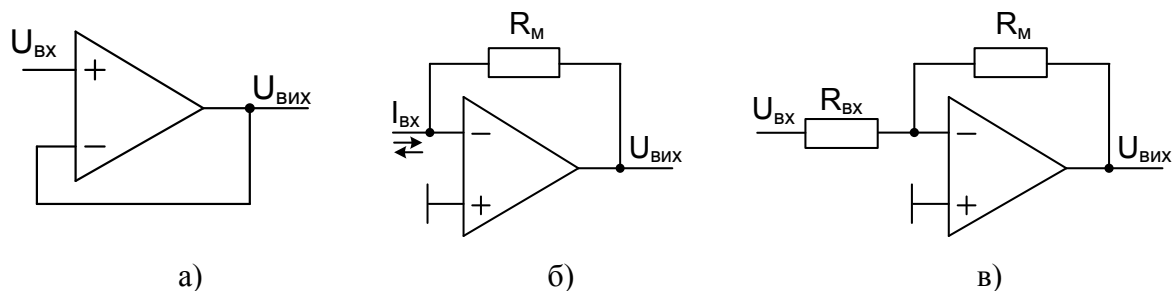


Рисунок 1.5 – Аналогові пристрої на базі універсальних ОП:

- а) буфер напруги; б) перетворювач струм-напруга;  
в) перетворювач напруга-напруга

Основою більшості сучасних підсилювачів є вхідний диференційний каскад [7, 8], який виділяє різницю напруг та підсилює її. Проміжний та двотактний вихідний каскади (ДВК) забезпечують підсилення вхідного сигналу. На особливу увагу заслуговує те, що у одноканальних ППС вихідний каскад є двотактним, а це, у свою чергу, дозволяє збільшити навантажувальну спроможність і лінійність передатної характеристики [3–5].

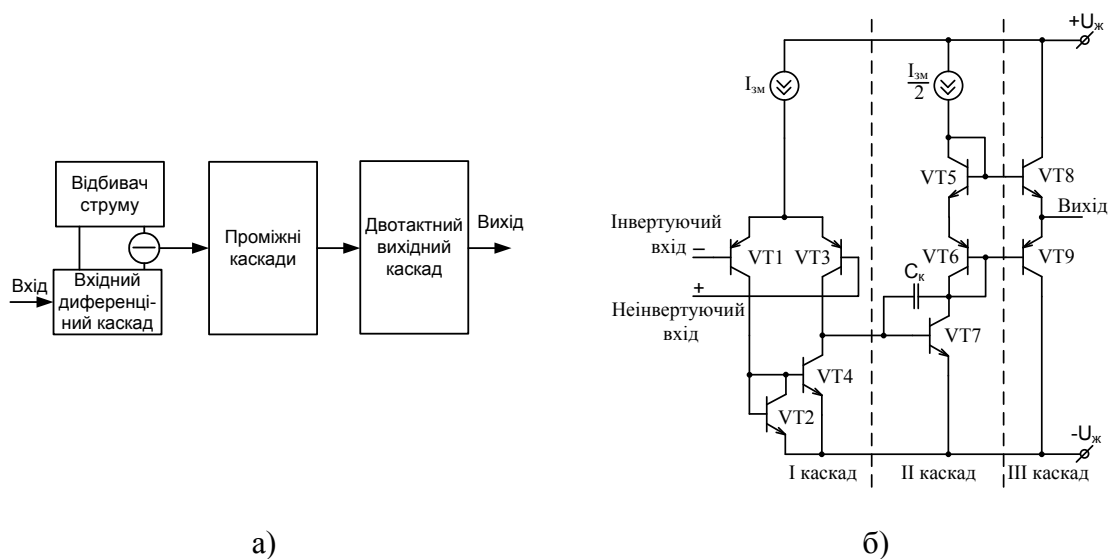


Рисунок 1.6 – Одноканальний ППС з диференційним вхідним каскадом:

- а) структурна схема;  
б) спрощена трикаскадна принципова схема

Проте застосування одноканальних ППС є не дуже вдалим, тому що такі схеми вносять значні спотворення у форму сигналу, що обробляється. Недоліком також є різна тривалість переднього і заднього фронтів вихідного імпульсного сигналу та вузька смуга повної неспотвореної потужності [16], як показано на рис. 1.7.

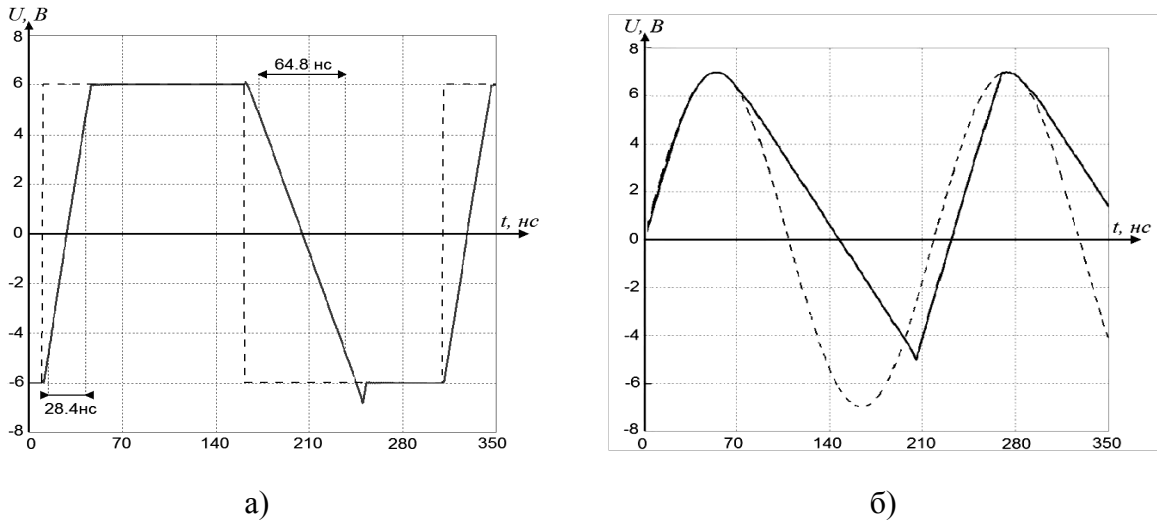


Рисунок 1.7 – Обмеження динамічних характеристик однотактних ППС:

- а) симетричність перехідної характеристики;
- б) спотворення синусоїдального вихідного сигналу

Останнім часом для побудови аналогових пристроїв із ширшою смугою пропускання використовуються так звані струмові конвеєри з застосуванням відповідних схем вмикання такі, як ППС, БН, ПСН і ПНН (наведено на рис. 1.8) [1–5].

При цьому характеристики такого роду пристроїв описуються співвідношеннями:

$$\begin{aligned} \text{ППС: } I_{\text{вих}} &= I_{\text{вх}} \cdot \frac{R_1}{R_2}; & \text{БН: } U_{\text{вих}} &= U_{\text{вх}} \cdot \frac{R_H}{R_1}; \\ \text{ПСН: } U_{\text{вих}} &= -I_{\text{вх}} \cdot R_1; & \text{ПНН: } U_{\text{вих}} &= U_{\text{вх}} \cdot \frac{R_H}{R_1}. \end{aligned}$$

Як відомо, частотний діапазон роботи схем на основі ОП обмежений колом зворотного зв'язку (КЗЗ) [7]. Підвищення динамічного і частотного діапазонів аналогових пристроїв може бути вирішеним при переході до обробки сигналів в базисі струмових конвеєрів (СК). Ланцюги, що працюють в струмовому базисі, мають менші значення опорів у вузлах. Отже, максимальні значення напруг на внутрішніх вузлах схем менші, ніж при обробці сигналів у базисі напруг.

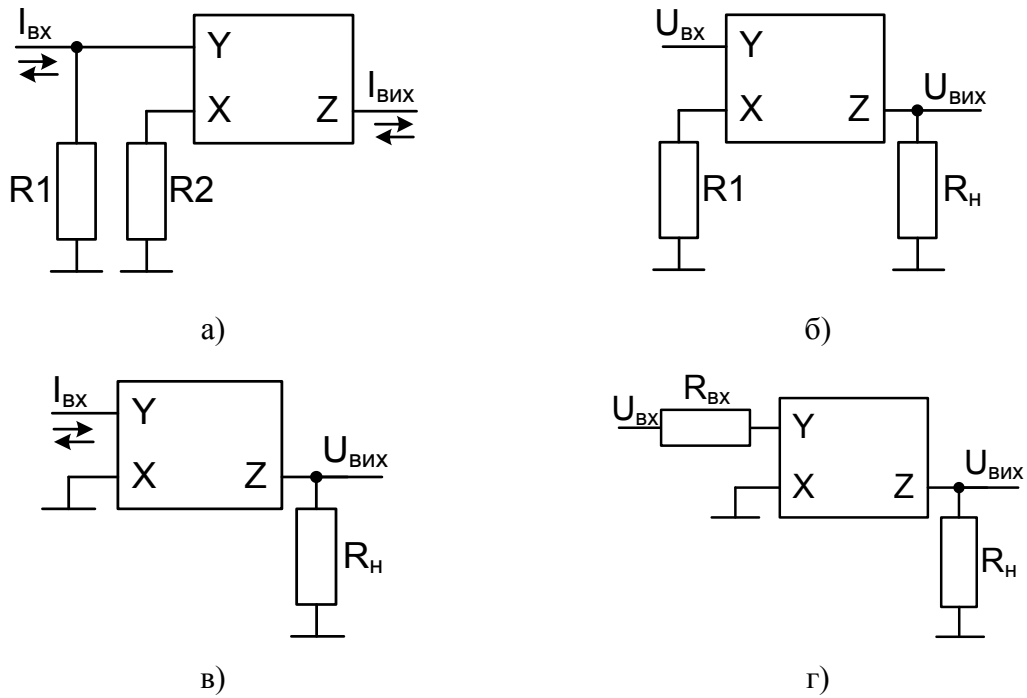


Рисунок 1.8 – Аналогові пристрої на базі СК:  
 а) підсилювач постійного струму;  
 б) буфер напруги; в) перетворювач струм-напруга;  
 г) перетворювач напруга-напруга

Використання СК приводить до зменшення нелінійних спотворень і збільшення динамічного діапазону. Крім того, оскільки «паразитні ємності» заряджаються до менших значень напруг, збільшується швидкість і, отже, збільшується діапазон робочих частот.

СК першого покоління (СКІ) був вперше запропонований у 1968 р., проте, як самостійний елемент, не набув широкого використання. У 1970 р. був реалізований СК другого покоління (СКІІ). Такі СКІІ будуються за двотактною структурою (рис. 1.9, а) як на біполярних (рис. 1.9, б), так і на польових транзисторах (рис. 1.9, в).

СКІІ функціонує відповідно до співвідношень:

$$U_X = \dot{k} \cdot U_Y; I_Y = 0; I_Z = \pm \dot{\alpha} \cdot I_X,$$

де  $U_X, U_Y$  – напруги на входах X і Y відповідно;

$I_X, I_Y, I_Z$  – струми на входах X, Y і Z відповідно;

$\dot{k}$  і  $\dot{\alpha}$  – коефіцієнти передачі напруги і струму.

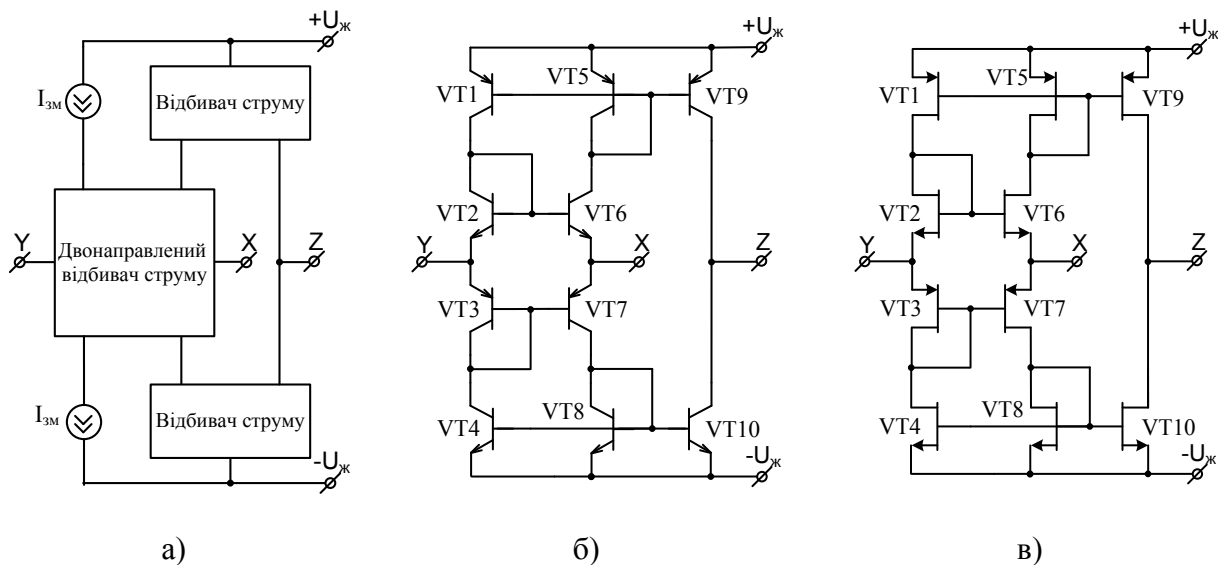


Рисунок 1.9 – Струмовий конвеєр II:  
 а) узагальнена структурна схема;  
 б) на біполярних транзисторах;  
 в) на польових транзисторах

Параметрами, що характеризують СК, є коефіцієнти підсилення напруги і струму  $k$  і  $\alpha$  (в ідеальному випадку дорівнюють одиниці) та опори на виводах X і Y (в ідеальному випадку опір на виводі Y прямує до нескінченності, опір на виводі X – до нуля).

Знак «+» або «-» у виразі для струму  $I_Z$  визначає тип струмового конвеєра – того, що неінвертує (СКII+) або того, що інвертує (ССII-), відповідно. Тим, що неінвертує прийнято називати конвеєр, у якого струми на виводах X і Z спрямовані одночасно «в» конвеєр або «з» конвеєра.

Як повторювач струму в СКII+ використовується ВС. Для реалізації СКII- можна використовувати СКII+ з підключеним до виводу Z найпростішим ВС. Однак введення у схему цього елемента призводить до погіршення характеристик ССII- порівняно з вихідною схемою СКII+ без додаткового струмового дзеркала. Отже, для реалізації прецизійних ССII- потрібно використовувати більш складні схеми повторювачів струму з інверсією.

У 1995 р. запропоновано СК третього покоління (СКIII) [3]. СКIII будуються на базі чотирьох СКII і використовуються, здебільшого, при вимірюванні струмів (рис. 1.10).

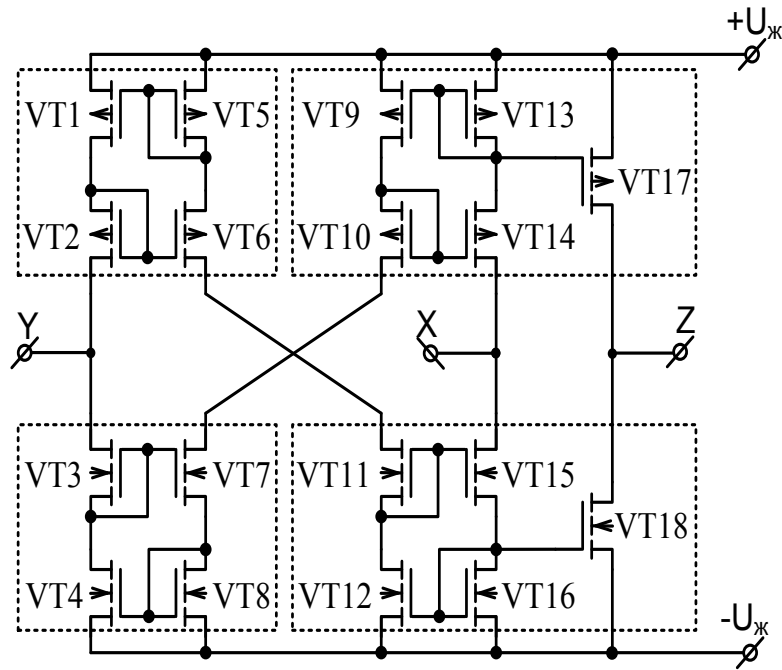


Рисунок 1.10 – Струмний конверс ІІІ на польових транзисторах

СК мають смуги робочих частот порядку сотень мегагерц, що істотно перевищує смуги робочих частот ОП. Це пояснюється відсутністю каскадів з великим коефіцієнтом підсилення. Водночас, відсутня необхідність у підключенні ланцюга корекції, яка значно зменшує смугу робочих частот в ОП.

Можна зробити висновок, що реалізація ланцюгів на основі СК дозволяє збільшити частотний діапазон підсилювачів і пристроїв на їхній основі до десятків сотень мегагерц при споживаній потужності, яка не перевищує споживаної потужності ОП.

При цьому потрібно відмітити такі недоліки СК:

- коефіцієнт передачі за струмом близький до одиниці;
- внесення додаткових фазових зсувів;
- погіршення підсилення на каскад операційної схеми.

Іншим підходом до побудови ППС є використання двотактних структур. Потрібно вказати, що перші двотактні ППС (ДППС) почали будувати ще у 70-х роках минулого століття [9, 17]. Проте вони були недосконалі, оскільки мали обмежену кількість (1–2) підсилювальних каскадів і малий коефіцієнт підсилення. Однією з причин цього було те, що у вказаних схемах з багатокаскадною структурою (2–3) складно задавати потрібний режим за постійним струмом. Таким чином, не було можливості скористатися перевагами, які надають ДППС із симетричною структурою. Альтерна-



тивним підходом є побудова ДППС із наскрізними каналами підсилення [3, 4], структурну схему якого наведено на рис. 1.11, що дозволило досягти симетрії переднього і заднього фронтів вихідного сигналу.

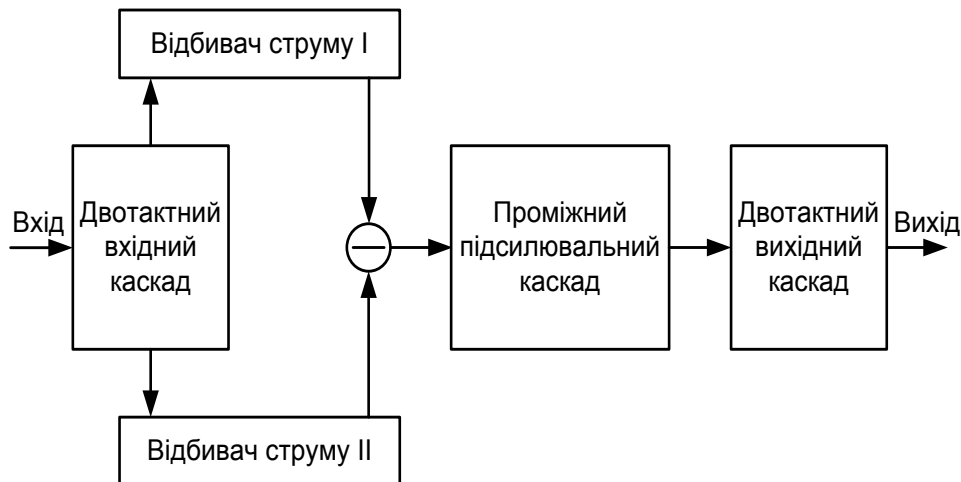


Рисунок 1.11 – Структурна схема сучасного ДППС із наскрізним каналом підсилення

Особливістю вказаного підходу є використання відбивачів струму (ВС), які виділяють приріст струму, що протікає через вхідний каскад.

Побудова такого виду пристроїв розпочалася ще у 80-х роках ХХ ст. і набула поширення через простоту і дешевизну задання робочої точки ППК та можливість симетрування переднього і заднього фронтів вихідного сигналу при реакції на двополярний прямокутний вхідний імпульс [9].

Так, відомо, що компанія Analog Devices випускає ДППС AD810–AD815, Intersil – EL5160–5165, ON Semiconductor – NCS2501, NCS2510, NCS2511, NCS2530 та NCS2535 [9]. Їх основні характеристики показано у табл. 1.3.

Аналізуючи таблицю, дійдемо висновку, що ДППС, які побудовані за розглянутою структурою, мають гарні динамічні характеристики. Водночас, потрібно відзначити те, що загальний коефіцієнт підсилення визначають ППК та двотактний вихідний каскад (ДВК), оскільки ВС мають коефіцієнти передачі близькі до одиниці, а вхідний двотактний каскад (ВДК) –  $\frac{1}{2}$  [7]. Збільшення коефіцієнта підсилення можливе шляхом збільшення кількості підсилювальних каскадів, однак використання великої кількості ППК каскадів призводить до значних фазових зсувів, коригування яких призведе до зменшення швидкодії ДППС [1, 4]. Також недоліком таких схем є можливість працювати лише з низькоомним навантаженням, а також значна залежність коефіцієнта підсилення від опору навантаження [1, 18]. Відповідну АЧХ показано на рис. 1.12.

Таблиця 1.3 – Характеристики сучасних ДППС із наскрізними каналами підсилення

Модель	Смуга пропускання, МГц	Швидкість наростання сигналу, В/мкс	Вхідна напруга зміщення, мВ	Вхідний струм зміщення, мкА	Спотворення/ частота, дБ/МГц
AD810	80	1000	1.5	2	-61/5
AD811	140	2500	0,5	2	-74/5
AD812	145	425	2	0,3	-90/1
AD813	100	250	2	0,5	-90/1
AD815	120	900	10	2	-66/1
EL5160	200	1700	5	–	-50/5
EL5161	200	1700	5	–	-50/5
EL5162	500	4000	5	–	-50/5
EL5163	500	4000	5	–	-50/5
EL5164	600	4700	5	–	-73/5
EL5165	600	4700	5	–	-73/5
NCS2501	200	450	4	4	-55/5
NCS2502	110	230	4	20	-49/5
NCS2510	1400	2500	4	35	-69/5
NCS2511	1000	2500	10	35	-67/5
NCS2530	200	450	4	5	-55/5
NCS2535	1400	2500	10	35	-69/5

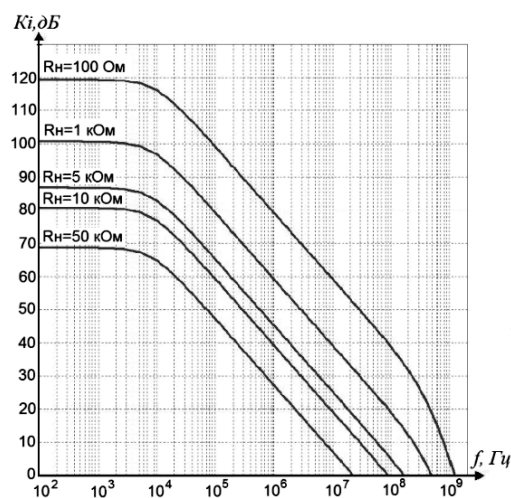


Рисунок 1.12 – АЧХ ДППС із наскрізним каналом підсилення при змінній опорі навантаження

Вирішення проблеми задання режиму за постійним струмом, було запропоновано в науковій школі професора О. Д. Азарова шляхом введення до складу схеми компенсувальних суматорів (КС), які забезпечують однаковий режим роботи каскадів ППС [1, 4, 19, 20]. Це дозволило будувати ДППС із розділеними каналами підсилення, особливістю яких є наявність автобалансування робочих точок проміжних транзисторних каскадів. Структурну організацію таких ДППС показано на рис. 1.13 [21].

При побудові ДППС із середнім коефіцієнтом підсилення використовується структурна схема, яку зображено на рис. 1.13, а. Вона містить: ВДК, два симетричні ППК на біполярних р-п-р та п-р-п транзисторах, ДВС та ДВК. При цьому коефіцієнт підсилення визначатиметься за формулою [21]

$$K_i = K_{i_{вх}} \cdot K_{ППК} \cdot K_{i_{вих}} = \frac{2 \cdot \beta_{p-n-p}^2 \cdot \beta_{n-p-n}^2}{\beta_{p-n-p} + \beta_{n-p-n}},$$

де  $K_{i_{вх}}, K_{ППК}, K_{i_{вих}}$  – коефіцієнти підсилення за струмом вхідного, проміжного та вихідного каскадів відповідно;

$\beta_{p-n-p}, \beta_{n-p-n}$  – коефіцієнти підсилення за струмом біполярних р-п-р та п-р-п транзисторів відповідно.

При побудові ДППС з високим коефіцієнтом підсилення використовується структурна схема, яку зображено на рис. 1.13, б. Схема містить: ВДК, симетричні ППК на біполярних р-п-р та п-р-п транзисторах, декілька ДВС та ДВК.

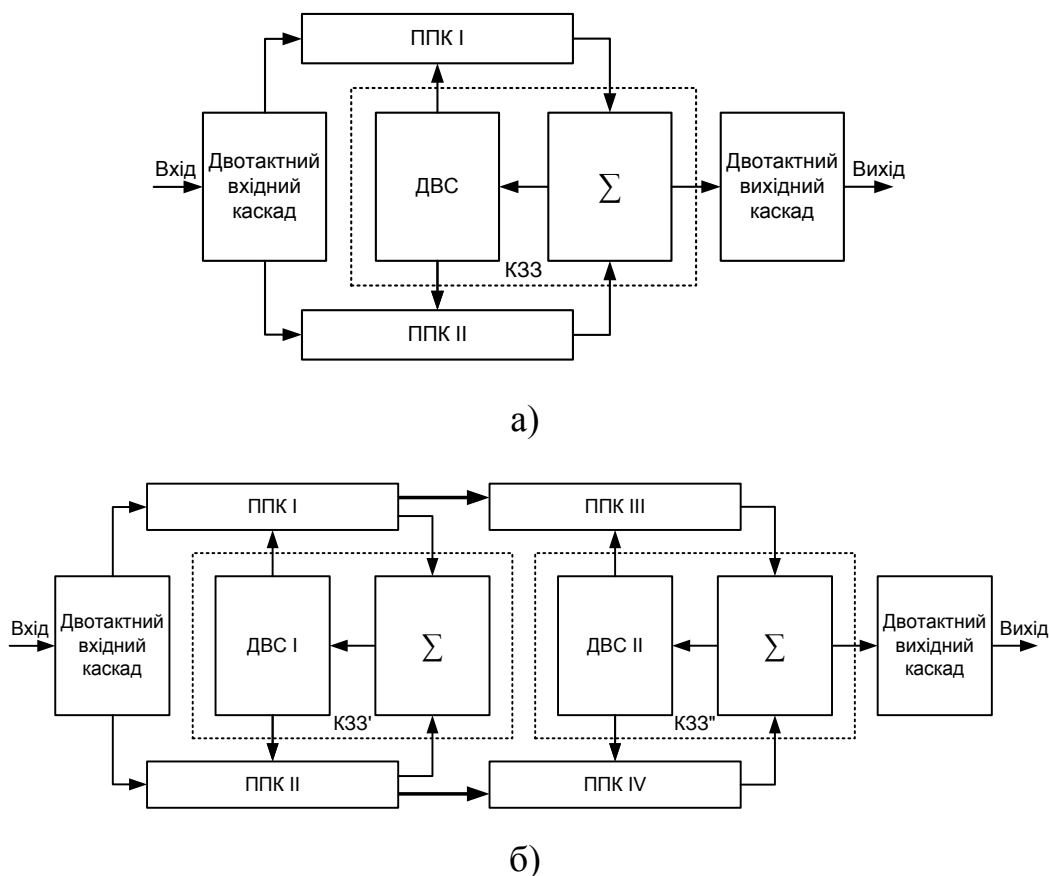


Рисунок 1.13 – Структурна схема ДППС із розділеними каналами підсилення: а) з середнім коефіцієнтом підсилення; б) з високим коефіцієнтом підсилення

При цьому коефіцієнт підсилення визначатиметься за формулою [21]:

$$K = K_{i_{вх}} \cdot K_{ПК_{\Sigma}} \cdot K_{i_{вих}} = \frac{2 \cdot \beta_{p-n-p}^2 \cdot \beta_{n-p-n}^2 \cdot \beta_1' \cdot \beta_2' \cdot \beta_1'' \cdot \beta_2''}{\beta_{p-n-p} + \beta_{n-p-n} \cdot (\beta_1' \cdot \beta_2' + \beta_1'' \cdot \beta_2'')},$$

де  $K_{ПК_{\Sigma}}$  – сумарний коефіцієнт підсилення за струмом проміжних каскадів;

$\beta_1', \beta_2'$  – коефіцієнти підсилення за струмом біполярних транзисторів першого каскаду;

$\beta_1'', \beta_2''$  – коефіцієнти підсилення за струмом біполярних транзисторів другого каскаду.

Шляхом нарощування числа підсилювальних каскадів, а, відповідно, і збільшення  $K_i$  можна досягти, використовуючи додаткові ДВС як окремо на кожен каскад, так і один загальний на декілька каскадів. Застосування симетричної структури та ДВС у підсилювальних каскадах дає змогу будувати ППС з високими коефіцієнтами підсилення [20, 21]. Однак багатокаскадні схеми мають дещо гірші динамічні характеристики, зокрема, більшу кількість полюсів АЧХ і значні фазові зсуви вихідного сигналу [19]. Тому проектування багатокаскадних ДППС із зазначеним коефіцієнтом підсилення потрібно здійснювати з мінімальною кількістю каскадів.

Водночас, потрібно вказати переваги, які досягаються шляхом побудови ППС із використанням двотактних структур:

- висока швидкодія;
- симетрична перехідна характеристика при реакції на вхідний двополярний імпульс;
- висока швидкість наростання вхідного сигналу;
- широка смуга пропускання;
- максимальне використання частотних властивостей транзисторів аж до граничної частоти  $f_T$ .

Часто перед розробниками аналого-цифрових систем постає проблема вибору підсилувача, який функціонує з низькими похибками передачі постійних рівнів. Не залишається осторонь також проблема узгодження сигналів, оскільки для струмового ЦАП використовується схема вмикання ОП як ПСН, а для ЦАП із виходом за напругою застосовують схеми вмикання БН та ПНН (див. рис. 1.5).

Результативним підходом до побудови такого виду аналогових пристроїв є використання підсилювачів-перетворювачів опорів (transimpedance amplifier) [7]. Вони поєднують у собі як високолінійні параметри за постійним струмом, так і відмінні характеристики підсилення змінних сигналів.

Переваги підсилювача-перетворювача опорів перед звичайними ОП визначаються характером базових структур цих пристроїв. Підсилювач-перетворювач опорів (рис. 1.14, а) являє собою кероване джерело напруги з несиметричним виходом, який керується струмом за несиметричним входом. Важливо відзначити, що інверсний і прямий входи такого підсилювача – це вузли з, відповідно, малим і великим опором. Вхідний опір  $R_{вх}$  визначає коефіцієнт посилення схеми із замкненим ЗЗ. Передатна функція у формі перетворення Лапласа такого підсилювача

$$G(s) = \frac{-\frac{R_M}{R_{вх}}}{1 + C_K \cdot \left[ R_M + \left(1 + \frac{R_M}{R_{вх}}\right) \cdot r_{вх} \right] \cdot s},$$

де  $R_M$  – опір резистора ЗЗ;

$r_{вх}$  – внутрішній вхідний опір;

$C_K$  – внутрішня ємність корекції.

Коефіцієнт підсилення пристрою визначається величиною  $\left(1 + \frac{R_M}{R_{вх}}\right) \cdot r_{вх}$  у знаменнику.

Звичайний же ОП (рис. 1.14, б) – це прилад з симетричним входом і несиметричним виходом. Інверсний і прямий входи ідентичні та мають високий опір. Коефіцієнт підсилення з замкненим ЗЗ залежить як від  $R_{вх}$ , так і  $R_M$ . Передатна функція у формі перетворення Лапласа такого підсилювача:

$$G(s) = \frac{-\frac{R_M}{R_{вх}}}{1 + \frac{C_K}{g_{вх}} \cdot \left[ 1 + \frac{R_M}{R_{вх}} \right] \cdot s}.$$

У цьому виразі основний вплив на коефіцієнт підсилення здійснює множник  $1 + \frac{R}{R_{вх}}$ . Ланцюг, що задає коефіцієнт підсилення, також впливає на частотну характеристику підсилювача.

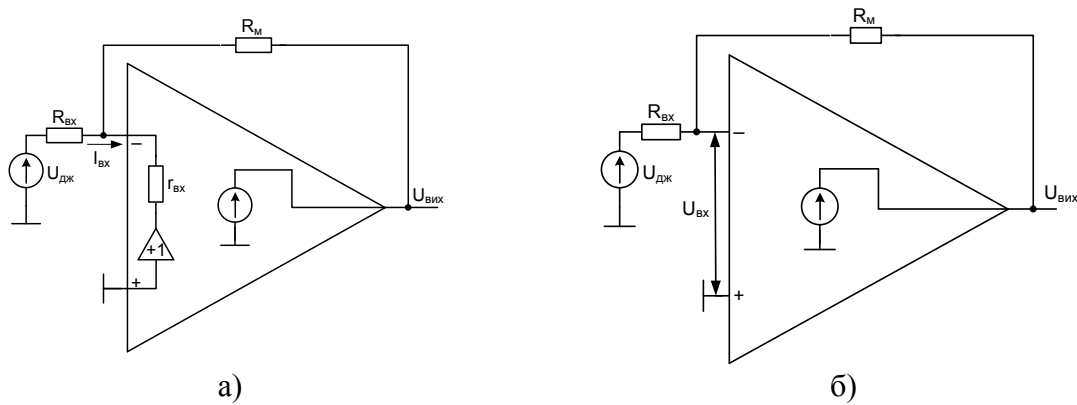


Рисунок 1.14 – Еквівалентні схеми ППС у режимах:  
 а) підсилювача-перетворювача опорів;  
 б) операційного підсилювача

У звичайному ОП із замкненим ЗЗ при збільшенні підсилення смуга пропускання пропорційно скорочується. Підсилювач-перетворювач опорів, навпаки, забезпечує відносну незалежність значень смуги пропускання і підсилення при замиканні ланцюга ЗЗ при низьких значеннях підсилення, близько 20–30. Коли коефіцієнт підсилення починає зростати, то частотна характеристика підсилювача-перетворювача опорів поводить себе подібно до характеристики ОП.

Характеристики цих схем на змінному сигналі мають відмінності в схемних конфігураціях. Так в ОП (рис. 1.6, б) перший каскад перетворює диференціальну вхідну напругу між інверсним і прямим входами в несиметричну вихідну напругу. Другий каскад підсилює цю напругу, а третій – формує заданий струм у зовнішніх колах навантаження. Високоомний вхідний каскад погіршує деякі параметри ОП при підсиленні змінних сигналів. Неузгодженість між опором джерела сигналу і вхідним опором першого каскаду підсилювача створює паразитний полюс, який викликає спотворення вихідного сигналу. Це впливає на смугу пропускання, погіршує лінійність і спотворює форму вихідного сигналу.

Крім того, від’ємний ЗЗ у звичайному ОП створює квазінульовий потенціал на інверсному вході, що дозволяє вважати цю точку віртуальної землею. Для стійкості підсилювача з від’ємним ЗЗ доводиться вводити фазокоригувальні схеми, наприклад, ланцюг з випередженням за високочас-

тотними складовими. Корекція з випередженням порушує лінійність фазової характеристики підсилювача.

На відміну від ОП підсилювач-перетворювач опорів (рис. 1.15) має неоднакові входи: інверсний вхід підключений до емітера двох комплементарних транзисторів VT4 і VT5, які утворюють точку з низьким опором, а прямий – між двома послідовно з'єднаними транзисторами VT1 і VT2 в діодному вмиканні. Цей вхід відрізняється високим опором, і за параметрами аналогічний входам ОП.

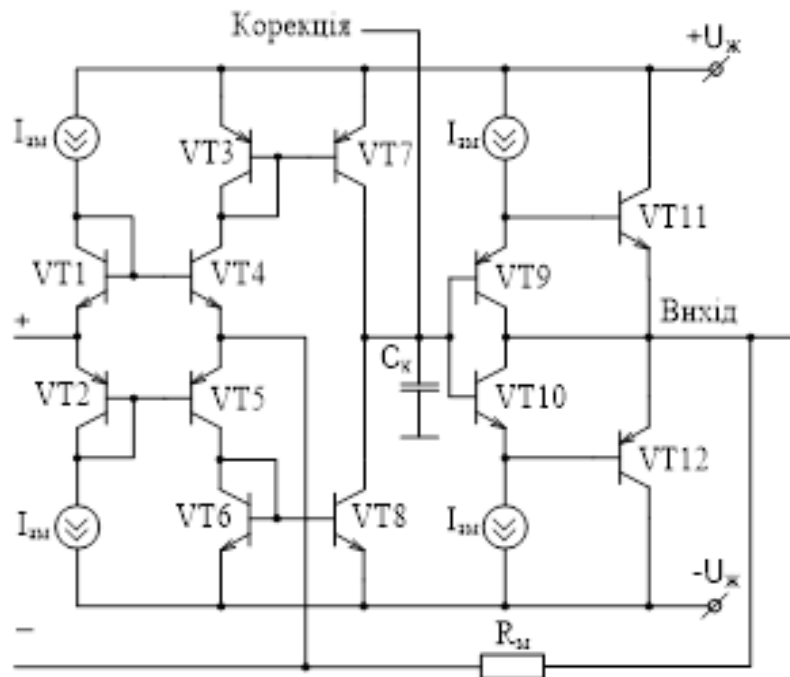


Рисунок 1.15 – Схемна організація підсилювача-перетворювача опорів

Під час роботи підсилювача струм похибки через опір  $R_M$  надходить на інверсний вхід. Транзистори VT4 і VT5 передають його ВС, які побудовано на транзисторах VT3, VT6, VT7 і VT8. Комплементарні струми, які задаються транзисторами VT7 і VT8, заряджають конденсатор  $C_K$ . Нарешті, вихідний каскад на транзисторах VT9, VT10, VT11 і VT12 виконує функції буферного підсилювача між  $C_K$  і навантаженням. Крім перетворення струму в напругу конденсатор  $C_K$  підтримує стійкість підсилювача, запобігаючи самозбудженню на високих частотах.

ЗЗ за струмом в підсилювачі-перетворювачі опорів дає низку істотних переваг, забезпечуючи стабільність смуги пропускання, підвищуючи лінійність фазової характеристики, збільшуючи швидкість наростання та забезпечуючи симетричність фронтів вихідного сигналу.

Стабільність смуги пропускання виявляється одним з найважливіших переваг цієї схеми для широкого кола застосувань. Оскільки сигнал похибки, який формується резистором  $R_{вх}$ , надходить на вхід схеми у вигляді струму, а не напруги, то підсилювач-перетворювач опорів не потребує від'ємного ЗЗ для створення віртуальної «землі» на інверсному вході. В результаті відпадає необхідність у ланцюгах корекції, які можуть вплинути на смугу пропускання. Більш того, якщо опір резистора  $R_M$  підтримується постійним, смуга пропускання підсилювача з замкненим ЗЗ буде фіксованою незалежно від значення коефіцієнта підсилення. Крім того, підсилювач-перетворювач опорів забезпечує лінійність фазової характеристики в широкому діапазоні частот.

Схема зі струмовим ЗЗ забезпечує симетричність переднього і заднього фронтів перехідної характеристики. Наростання вихідного сигналу підсилювача-перетворювача опорів швидко збільшується при появі вхідного струму. Стрибок вхідного рівня призводить до вмикання однієї частини підсилювача і вимкнення іншої, тобто викликає перемикання двох ідентичних джерел струму. Внаслідок будь-якого заданого розмаху вихідної напруги час наростання і спаду виявляється практично однаковим.

Ще одна перевага підсилювача-перетворювача опорів полягає в малих нелінійних спотвореннях. Цей факт пояснюється тим, що транзистори такої схеми виконують функції підсилювачів струму, а не напруги. Оскільки біполярні транзистори за принципом дії є струмовими приладами, вони функціонують в лінійному режимі з мінімальними гармонічними і інтермодуляційними спотвореннями.

Отже, порівняно з існуючими ОП, підсилювачі-перетворювачі опорів мають менший рівень спотворень, широку смугу пропускання та симетричність реакції на двополярний прямокутний вхідний імпульс. Переваги підсилювачів-перетворювачів опорів визначаються саме двотактною структурою таких пристроїв. ПСН та ПНН, які побудовано на базі такого роду пристроїв, перевершують за своїми характеристиками ПСН та ПНН, які побудовано на базі ОП.

Узагальнюючи весь наведений у цьому підрозділі матеріал, доцільно вказати, що перспективним напрямом побудови високолінійних аналогових пристроїв для СПФІ є використання двотактних структур. Водночас, незважаючи на наявність розмаїття існуючих моделей високолінійних пристроїв, які випускаються провідними фірмами світу, зокрема Analog Devices, National Semiconductor, Texas Instruments, Linear Technology, ON Semiconductor, Philips, Pioneer, Inetrstil, існують резерви в напрямку подальшого вдосконалення їх характеристик.



### 1.3 Аналіз статичних і динамічних похибок аналогових пристроїв у перетворювальних трактах

Основою багаторозрядних аналого-цифрових систем є високолінійні, системні АЦП і ЦАП, які, у свою чергу, містять аналогові пристрої. Останні суттєво впливають на статичні та динамічні характеристики аналого-цифрових систем у цілому.

В складі СПФІ можна виділити АЦ і ЦА канали [24], узагальнену структуру яких показано на рис. 1.16.

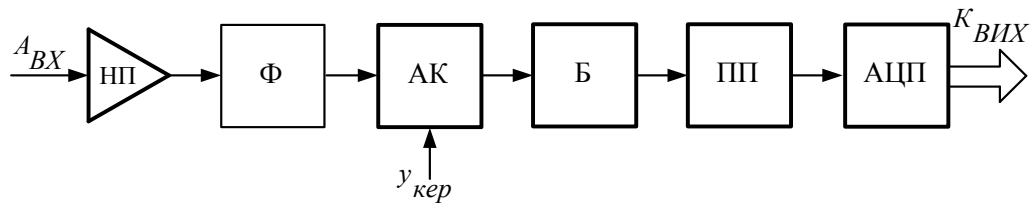
Водночас, будь-який АЦ-канал можна розглянути таким чином, що на вхідний сигнал  $A_{BX}$  під дією внутрішніх чинників і чинників навколишнього середовища накладаються різноманітні похибки:

для АК:  $\Delta_0_{AK}$  – нуля,  $\Delta_{ЛИН\ AK}$  – інтегральної лінійності;

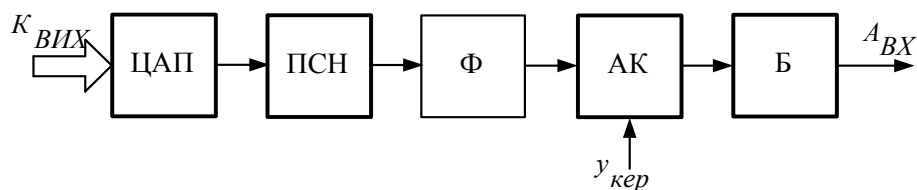
для Б:  $\Delta_0_B$  – нуля,  $\Delta_{ЛИН\ B}$  – інтегральної лінійності;

для ПП:  $\Delta_0_{ПП}$  – нуля,  $\Delta_{ЛИН\ ПП}$  – інтегральної лінійності,  
 $\Delta_M_{ПП}$  – масштабу;

для АЦП:  $\Delta_0$  – нуля,  $\Delta_{ИИТ}$  – інтегральної лінійності,  
 $\Delta_{ДИФ}$  – диференціальної лінійності,  $\Delta_M$  – масштабу.



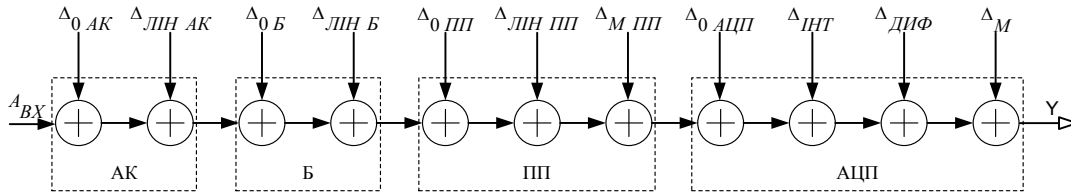
а)



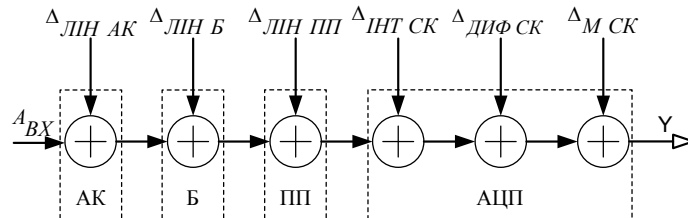
б)

Рисунок 1.16 – Узагальнена структура каналів СПФІ, що самокалібуються:  
 а) АЦ-перетворення; б) ЦА-перетворення

Для врахування цих статичних похибок, можна побудувати модель складових похибок наскрізного каналу АЦ-перетворення, яку наведено на рис. 1.17, а.



а)



б)

Рисунок 1.17 – Модель складових похибок наскрізного каналу АЦ-перетворення: а) до калібрування; б) після калібрування

На виході каналу АЦ-перетворення до калібрування сигнал містить похибки аналогових вузлів, при цьому кожен окремий аналоговий вузол вносить складові, які можна виразити через середньоквадратичні похибки [12, 13]:

$$\Delta_{\Sigma АК} = \sqrt{\Delta_{0 АК}^2 + \Delta_{ЛН АК}^2} \text{ – для аналогового комутатора;}$$

$$\Delta_{\Sigma Б} = \sqrt{\Delta_{0 Б}^2 + \Delta_{ЛН Б}^2} \text{ – для буфера;}$$

$\Delta_{\Sigma ПП} = \sqrt{\Delta_{0 ПП}^2 + \Delta_{ЛН ПП}^2 + \Delta_{М ПП}^2}$  – для програмованого підсилювача;

$$\Delta_{\Sigma АЦП} = \sqrt{\Delta_{0 АЦП}^2 + \Delta_{ІНТ}^2 + \Delta_{ДИФ}^2 + \Delta_{М}^2} \text{ – для АЦП.}$$

При цьому загальна похибка складається з суми похибок, що додаються кожним окремим вузлом каналу, і визначається як сумарна середньоквадратична похибка

$$\Delta_{\Sigma} = \sqrt{\Delta_{\Sigma АК}^2 + \Delta_{\Sigma Б}^2 + \Delta_{\Sigma ПП}^2 + \Delta_{\Sigma АЦП}^2}.$$

Це може призвести до значного спотворення вхідного сигналу  $A_{BX}$ . Для коригування похибок АЦ-перетворення можна використовувати самокалібрування. Втім, за рахунок застосування цієї процедури усуваються лише так звані кориговані похибки. Водночас можуть з'явитися додаткові методичні похибки (див. рис. 1.17, б).

При ЦА-перетворенні в результаті наявності первинних похибок елементів аналогових вузлів, а також в процесі експлуатації під дією чинників навколишнього середовища, з'являються такі складові похибки:

для ПКС:  $\Delta_{РОЗ}$  – суперпозиції ваг розрядів,  $\Delta_{КВ\ ЦАП}$  – квантування,  $\Delta_{ІНТ}$  – інтегральної лінійності,  $\Delta_{ДИФ}$  – диференціальної лінійності,  $\Delta_0\ ЦАП$  – нуля;

для ПСН:  $\Delta_0\ ПСН$  – нуля,  $\Delta_{ЛІН\ ПСН}$  – інтегральної лінійності;

для АК:  $\Delta_0\ АК$  – нуля,  $\Delta_{ЛІН\ АК}$  – інтегральної лінійності;

для Б:  $\Delta_0\ Б$  – нуля,  $\Delta_{ЛІН\ Б}$  – інтегральної лінійності;

Модель складових похибок наскрізного каналу ЦА-перетворення наведено на рис. 1.16, а.

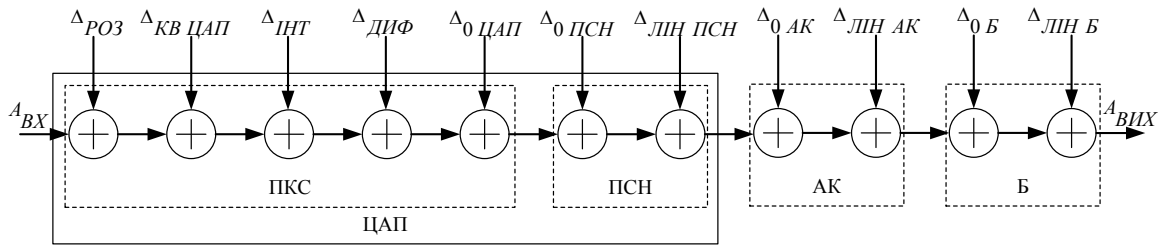
На виході каналу ЦА-перетворення до калібрування сигнал  $A_{ВИХ}$  містить похибки аналогових вузлів каналу ЦА-перетворення, при цьому кожен окремий аналоговий вузол вносить таку похибку:

$$\Delta_{\Sigma\ ЦАП} = \sqrt{\Delta_{РОЗ}^2 + \Delta_{КВ\ ЦАП}^2 + \Delta_{ІНТ}^2 + \Delta_{ДИФ}^2 + \Delta_0\ ЦАП^2}$$
 – для перетворювача код-струм;

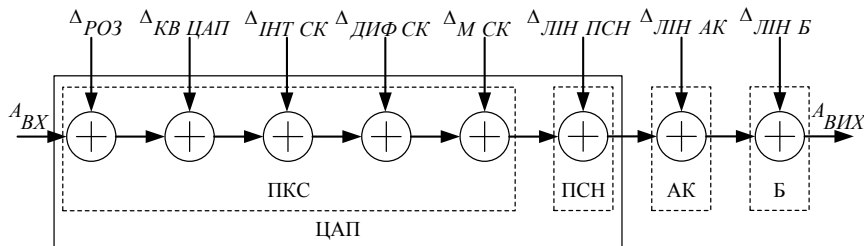
$$\Delta_{\Sigma\ ПСН} = \sqrt{\Delta_0\ ПСН^2 + \Delta_{ЛІН\ ПСН}^2}$$
 – для перетворювача струм-напряга;

$$\Delta_{\Sigma\ АК} = \sqrt{\Delta_0\ АК^2 + \Delta_{ЛІН\ АК}^2}$$
 – для аналогового комутатора;

$$\Delta_{\Sigma\ Б} = \sqrt{\Delta_0\ Б^2 + \Delta_{ЛІН\ Б}^2}$$
 – для буфера.



а)



б)

Рисунок 1.18 – Модель складових похибок наскрізного каналу ЦА-перетворення: а) до калібрування; б) після калібрування

Таким чином загальна похибка складається з суми похибок, що додаються кожним окремим вузлом каналу, і визначається як

$$\Delta_{\Sigma} = \sqrt{\Delta_{\Sigma PKC}^2 + \Delta_{\Sigma ПСН}^2 + \Delta_{\Sigma АК}^2 + \Delta_{\Sigma Б}^2}.$$

Для їх коригування також можна використовувати самокалібрування (рис. 1.18, б).

Аналізуючи моделі статичних похибок наскрізних каналів АЦ- і ЦА-перетворення (рис. 1.17 та рис. 1.18), можна виділити основні типи похибок аналогових пристроїв: масштабу, зсуву нуля та лінійності.

Водночас, усі статичні похибки, що виникають у АЦ- та ЦА-ретворювальних каналах доцільно поділити на категорії, які зведено у табл. 1.3 [1, 2, 25]:

- 1) кориговані – тобто такі, що їх можна значно зменшити;
- 2) частково кориговані – це похибки, що можуть бути скориговані до певного прийняттого рівня;
- 3) некориговані – тобто такі, що їх неможливо зменшити або компенсувати за допомогою самокалібрування. Водночас, їх можна зменшити схемотехнічним або структурним шляхом.

Таблиця 1.3 – Статичні похибки перетворювальних каналів

Кориговані похибки	Некориговані похибки	Частково кориговані похибки
1. Зсуву нуля: $\Delta_{0AK}, \Delta_{0B}, \Delta_{0ПП},$ $\Delta_{0АЦП}, \Delta_{0ЦАП}, \Delta_{0ПСН}$	1. Інтегральної лінійності: $\Delta_{ЛІН AK}, \Delta_{ЛІН B},$ $\Delta_{ЛІН ПП}, \Delta_{ЛІН ПСН}.$	1. Інтегральної лінійності ЦАП: $\Delta_{ІНТ}.$ 2. Диференційної нелінійності самокалібрування: $\Delta_{ДИФ СК}.$
2. Масштабу: $\Delta_{М ПП}, \Delta_{М}, \Delta_{М СК}$	2. Квантування ЦАП: $\Delta_{КВ ЦАП}.$	
3. Диференційної лінійності: $\Delta_{ДИФ}.$	3. Суперпозиції ваг розрядів $\Delta_{РОЗ}.$	
	4. Інтегральної нелінійності самокалібрування $\Delta_{ІНТ СК}.$	

Для усунення коригованих похибок можна застосовувати процедуру цифрового самокалібрування. Це досить ефективно робити в ПФІ на основі систем числення з ваговою надлишковістю [1]. Варто також відзначити, що при застосуванні самокалібрування з'являються додаткові методичні похибки, які проявляються, здебільшого, у вигляді частково коригованих похибок. Проте вони мають невелике значення порівняно з похибками, що виникають внаслідок зміни параметрів елементів аналогових вузлів.

Водночас, потрібно наголосити на перевазі самокалібрування перед іншими методами коригування – відсутність потреби здійснювати самокалібрування окремо для кожного аналогового вузла. Оскільки всі вказані вузли охоплені загальним КЗЗ, то процедура відбувається для усієї системи.

Варто відзначити, що похибку інтегральної лінійності гіпотетично можна коригувати, проте цей процес вимагає значних програмно-апаратних витрат, що, у свою чергу, призводить до значного ускладнення тракту самокалібрування і підвищення ціни кінцевого виробу [2]. Саме тому похибку такого типу для більшості випадків віднесено до некоригованих.

Динамічні характеристики аналого-цифрових систем значною мірою визначаються параметрами аналогових пристроїв, які входять до їх складу. Тому доцільно проаналізувати характеристики останніх.

Як відомо, більшість аналогових вузлів будується на основі одноканальних ППС, які ввімкнено за схемами, які зображено на рис. 1.8. Власне ППС мають свої специфічні статичні похибки, які можна оцінити, аналізуючи передатні характеристики, які показано на рис. 1.19.

У цьому випадку мають місце рівності:

$$\Delta A_{вих} = A_{вих}(+A_{вх \max}) - A_{вих}(-A_{вх \max});$$

$$\Delta A_{зс0} = A_{вих} - A_{вх};$$

$$\Delta U_{вих} = A_{вих}(+U_{нс}) - A_{вих}(-U_{нс}).$$

Здебільшого досягнення високого рівня точності забезпечується шляхом збільшення глибини ЗЗ, що вимагає коригування АЧХ та ФЧХ і, відповідно, призводить до зменшення швидкодії та ширини смуги пропускання. Кращі показники, у цьому плані, мають ДППС із наскрізними каналами підсилення, які характеризуються симетрією фронтів вихідного сигналу та простотою задання режимів підсилювальних каскадів. Однак недоліком таких схем є значна залежність коефіцієнта підсилення від опору навантаження. Найкращі показники для побудови високолінійних аналогових пристроїв мають ДППС із розділеними каналами підсилення, в яких зменшується рівень некоригованих похибок, але використання існуючих ДППС потребує точного задання струму робочої точки підсилювальних каскадів, що є проблематичним.

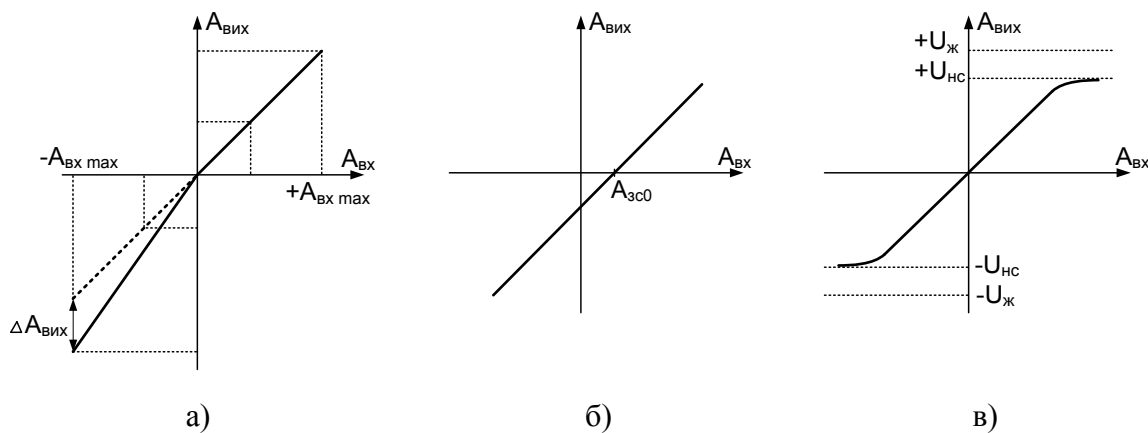


Рисунок 1.19 – Види спотворень передатної характеристики ППС:

а) асиметрія  $K_i$  при зміні полярності  $A_{вх}$ ; б) зсув нуля;

в) обмеження діапазону  $A_{вих}$

#### 1.4 Контрольні запитання до розділу 1

1. Що таке системні перетворювачі інформації (СПФІ)?
2. Яка основна задача СПФІ?
3. Які СПФІ Ви знаєте?
4. Наведіть структурну схему СЦАП.
5. Наведіть структурну схему АІ СЦАП.

6. Наведіть структурну схему САЦП.
7. Наведіть структурну схему АІ САЦП
8. Наведіть структурну схему системного АЦП-ЦАП з обробленням даних.
9. Що таке цифрова обчислювальна мишина (ЦОМ)?
10. Які найбільш характерні галузі застосування СПФІ на базі мікропроцесорів або комп'ютерів?
11. Наведіть структурну схему аналого-цифрового мікропроцесора (АЦМП).
12. Наведіть структурну схему системи збирання, реєстрування, і оброблення вимірювальних сигналів/
13. Наведіть структурну схему аналізатора параметрів низькочастотних трактів.
14. Перерахуйте галузі застосувань і параметри СПФІ.
15. Які пристрої є найрозповженішими у СПФІ?
16. Системні АЦП і ЦАП доцільно розглядати як сукупність аналогових пристроїв. Яких саме пристроїв?
17. Які головні переваги застосування автокалібрування та коригування?
18. Наведіть класифікацію аналогових пристроїв для АЦ- систем.
19. На чому традиційно будують аналогові пристрої для АЦ-систем?
20. Наведіть структурну схему одноканального ППС з диференційним входним каскадом.
21. Які недоліки застосування одноканальних ППС?
22. Що таке струмові конвеєри?
23. Які аналогові пристрої можна побудувати на базі СК?
24. Скільки існує поколінь СК? Охарактеризуйте їх.
25. Які недоліки застосування СК?
26. Наведіть структурну схему сучасного ДППС із наскрізним каналом підсилення.
27. Які недоліки ДДППС із наскрізним каналом підсилення?
28. Наведіть структурну схему ДППС із розділеними каналами підсилення.
29. Які недоліки та переваги ДДППС із розділеними каналами підсилення?
30. Наведіть схемну організацію підсилювача-перетворювача опорів. Поясніть її переваги та недоліки.
31. Які канали можна виділити в складі СПФІ?
32. Які похибки виникають в каналах АЦ- і ЦА-перетворення?
33. Наведіть узагальнені структури каналів СПФІ, що самокалібуються для АЦ- і ЦА-перетворення.
34. Побудуйте модель складових похибок наскрізного каналу АЦ-перетворення до і після калібрування. Порівняйте їх.
35. Побудуйте модель складових похибок наскрізного каналу ЦА-перетворення до і після калібрування. Порівняйте їх.
36. Назвіть статичні похибки перетворювальних каналів СПФІ.
37. Які види спотворень передатної характеристики ППС Вам відомі?

## РОЗДІЛ 2 НАПІВПРОВІДНИКОВІ КОМПОНЕНТИ СПФІ

### 2.1 Теоретичні відомості та розрахункові відношення в біполярних транзисторах

Транзисторами (напівпровідниковими тріодами) називаються напівпровідникові електронні компоненти, які здатні підсилювати електричну потужність. Транзистори мають дуже багато конструктивно-технологічних різновидів, але за принципом дії їх поділяють на два основних класи: біполярні та уніполярні [6–8, 10, 11].

В основу роботи біполярного транзистора покладено інжекцію неосновних носіїв. Тому невід'ємною складовою частиною біполярних транзисторів є р-n переходи. Біполярний транзистор являє собою сукупність двох зустрічно ввімкнених розташованих взаємодійних р-n переходів.

Структура транзистора відображається в назвах крайніх шарів: сильно легований шар з меншою площею називають емітером, а шар з більшою площею – колектором. Відповідно розрізняють емітерний та колекторний переходи. Середній тонкий шар транзистора називають базою. Основні властивості транзистора визначаються процесами у базі.

Якщо у транзистора емітер і колектор мають провідність n-типу, а база – провідність р-типу, то такі транзистори називають n-p-n-транзисторами. Використовуються й транзистори, в яких емітер і колектор мають провідність р-типу, а база – провідність n-типу. Транзистори з такою структурою називають р-n-р-транзисторами. За принципом дії вони нічим не відрізняються від n-p-n-транзисторів, але їм властиві інші полярності робочих напруг, а також окремі кількісні особливості параметрів.

Перехід база-емітер (емітерний перехід) при роботі транзистора в ключовому режимі є діодом, який керує роботою транзистора. Розглянемо два стани.

*Транзистор «увімкнено».* Через перехід протікає струм, і напруга на ньому ( $U_{\text{бe}}$ ) дорівнює приблизно 0,6 В.

*Транзистор «вимкнено».* В цьому випадку напруга на емітерному переході менша 0,6 В (може бути і від'ємна) і струм протікає дуже незначний. Відзначимо, що напруга  $U_{\text{бe}}$  не може значно перевищувати 0,6 В. Це пов'язано з тим, що при збільшенні  $U_{\text{бe}}$  різко зростає  $I_{\text{бe}}$ .

При розірваному колі емітера протікає тільки струм витікання  $I_{\text{кб}}$ , який досягає малих значень. У кремнієвих транзисторах струм витікання



настільки малий, що ним можна знехтувати. Для більшості кремнієвих транзисторів загального призначення  $I_{КБ}$  менше 10 нА.

При замкненому колі емітера емітерний перехід зміщений у прямому напрямі, що є нормальною умовою роботи транзистора і в ньому протікає струм емітера  $I_e$ , струм бази  $I_b$ , і струм колектора  $I_k$ . За законом Кірхгофа струми, які втікають в транзистор мають дорівнювати струмам, які витікають з нього. Тому для будь-якого транзистора

$$I_e = I_b + I_k. \quad (2.1)$$

Із принципу дії транзистора випливає, що практично всі електрони потрапляють у колектор. Якщо знехтувати струмом витікання  $I_{КБ}$  і незначним дірковим струмом бази, можна визначити коефіцієнт  $\alpha$  транзистора, як відношення струму колектора до струму емітера.

$$\alpha = (I_k - I_{КБ}) / I_e \approx I_k / I_e. \quad (2.2)$$

З (2.1) виходить, що  $I_e$  завжди більше  $I_k$ , тому  $\alpha$  завжди менший за 1. Для сучасних транзисторів з високим коефіцієнтом підсилення  $\alpha \approx 0,98 \div 0,998$ . Враховуючи значення  $\alpha$ , можна записати  $I_e \approx I_k$ .

Розглянемо основні схеми вмикання транзисторів (рис. 2.1, 2.2). В основному використовуються три класичних схеми вмикання транзисторів: із загальною базою (ЗБ), із загальним емітером (ЗЕ) і з загальним колектором (ЗК), по-іншому емітерний повторювач. На рис. 2.1, а показано вмикання n-p-n-транзистора за схемою з загальною базою. Нагадуємо, що задавати пряму напругу на p-n-переході практично неможливо; як правило, задається прямий струм. Це означає, що для вмикання ЗБ характерне задане значення струму емітера.

Схема ЗБ дозволяє добре розкрити принцип роботи транзистора та має й інші позитивні особливості. Але той факт, що вона не забезпечує підсилення струму й має малий вхідний опір (який дорівнює опорі емітерного переходу), робить її незручною для більшості застосувань. Тому головну роль в транзисторній схемотехніці відіграє друге вмикання – з загальним емітером, яке позначають ЗЕ. Для вмикання ЗЕ характерне задане значення струму бази. Обидва вмикання показані на рис. 2.1.

На рис. 2.2 показано аналогічні вмикання p-n-p-транзисторів. Транзисторам p-n-p властиві обернені полярності робочих напруг. Відповідно, обернені напрями мають і робочі струми.

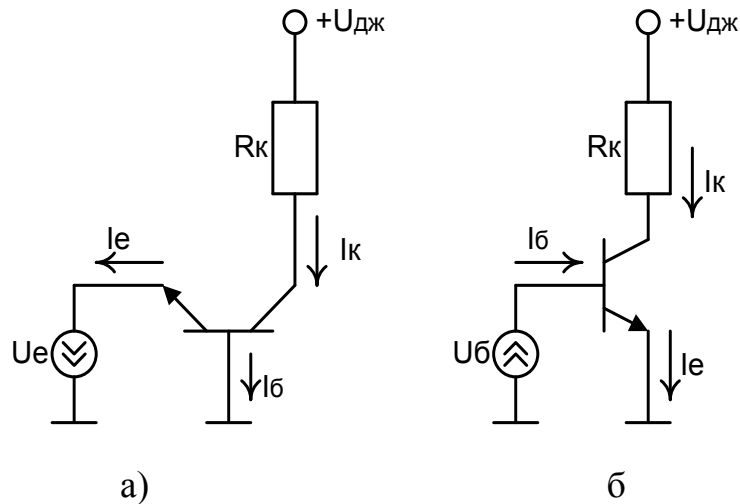


Рисунок 2.1 – Вмикання n-p-n-транзисторів: а) з загальною базою; б) із загальним емітером

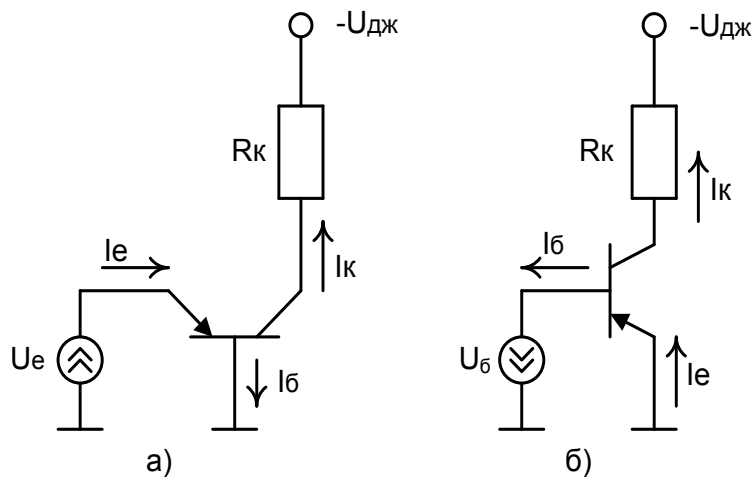


Рисунок 2.2 – Вмикання p-n-p-транзисторів: а) із загальною базою; б) із загальним емітером

Транзистори p-n-p не мають в мікроелектроніці самостійного значення, тобто не використовуються замість n-p-n транзисторів в схемах одного й того ж класу. Все ж таки вони відкривають можливість поєднання p-n-p- і n-p-n-транзисторів в одній і тій же схемі. Це в низці випадків забезпечує спрощення структури і оптимізацію параметрів відповідних схем. Транзистори p-n-p і n-p-n в таких схемах а також самі схеми такого типу називають комплементарними (самодоповняльними).

Нижче будуть розглянуті прості залежності, які пов'язують струми каскадів, номінали навантажень і значення параметрів транзисторів з параметрами цих каскадів (коефіцієнтами підсилення, вхідним і вихідним опорами).

В активному режимі біполярний транзистор функціонує як неідеальний керований підсилювач струму. Інжектування певного базового струму  $I_B$  викликає значно більший колекторний струм  $I_K$ . На рис. 2.3 наведена спрощена еквівалентна схема n-p-n біполярного транзистора

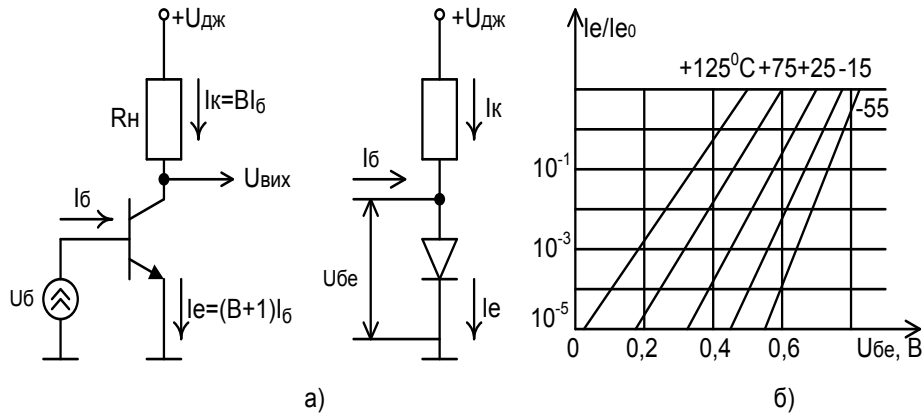


Рисунок 2.3 – n-p-n біполярний транзистор: а) з потенціалами та струмами (найпростіша еквівалентна схема); б) нормовані вольт-амперні характеристики емітерного діода при різних температурних переходах

Біполярний транзистор керується вхідним струмом  $I_B$  (чи напругою  $U_{BE}$ ), генеруючи вихідний сигнал – колекторний струм  $I_K = B I_B$  (рис. 2.3, а). За принципом дії транзистор підсилює лінійно, без спотворень, (у  $B$  разів) струмовий вхідний сигнал. Реакція колекторного струму на приріст напруги керування  $\Delta U_{BE}$  є нелінійною, відповідає експоненційній вхідній характеристиці транзистора. Керувальний перехід база-емітер у лінійному режимі відкритий прямим зміщенням. Він моделюється на еквівалентній схемі (рис. 2.3, б) діодом. Керувальний перехід колектор-база збіднений носіями, його можна моделювати генератором струму.

Вольт-амперна характеристика емітерного діоду з великою точністю апроксимується експонентою

$$I_e = I_s [\exp(U_{BE}/\varphi_T) - 1] = (B+1) I_B, \quad (2.3)$$

де  $\varphi_T = kT/q$  – температурний потенціал ( $k$  – стала Больцмана;  $T$  – абсолютна температура;  $q$  – елементарний заряд), для  $T = 300$  К,  $\varphi_T = 26$  мВ;

$I_e$  – струм емітера в робочій точці;

$U_{BE}$  – напруга переходу емітер-база;

$I_s$  – дифузійний струм витікання переходу емітер-база, з достатньою точністю його можна вважати рівним повному зворотному струму переходу емітер-база;

$I_B$  – базовий струм транзистора.

Рівняння (2.3) можна виразити відносно струму емітера. Нехтуючи в (2.3) одиницею й логарифмуючи обидві частини, отримуємо

$$U_{\text{бe}} = \varphi_T \ln(I_e/I_s), \quad (2.4)$$

Порогова напруга  $U_n$  відкриття кремнієвого р-n-переходу складає для струму емітера порядку 1 мА приблизно 0,6 В при 20 °С. Із зменшенням рівня струму емітера порогові напруги зменшуються. При зміні температури напруга порогу змінюється з від'ємним градієнтом 2,2 ... 2,4 мВ/°С. Це значення типове для будь-яких кремнієвих транзисторних і діодних структур. В режимі зворотного пробую перехід база-емітер стандартного малосигнального інтегрального транзистора поводить себе як стабілітрон з опорною напругою  $U_{\text{оп}} = 6,2 \pm 0,2$  В.

Для повністю відкритого переходу база-емітер (частина характеристики, де  $U_{\text{бe}} > U_n$ ) значення логарифму велике, оскільки струм  $I_s$  малий за абсолютним значенням. Ця частина характеристики має більшу крутизну.

Графік функції (2.3) для кремнієвого приладу в логарифмічному масштабі являє прямою лінією в межах 4 ... 5 декад зміни базового струму. На рис.2.3, б показано сукупність вольт-амперних характеристик біполярного транзистора, побудованих в логарифмічному масштабі за шкалою керувального струму. Крутизна характеристики дорівнює орієнтовно 60 мВ на декаду струму.

У звичайних транзисторних схемах вихідною (керуваною) величиною є колекторний чи емітерний струм, а вхідною (керувальною) – струм бази чи струм емітера. Зв'язок між вихідними та вхідними струмами характеризується коефіцієнтом підсилення.

Коефіцієнт  $B$  являє собою коефіцієнт підсилення за постійним струмом у схемі з загальним емітером і може бути записаний так:

$$B = I_K / I_{\text{б}} = \alpha / (1 - \alpha). \quad (2.5)$$

Цей параметр широко використовується в транзисторній електроніці, особливо він зручний тоді, коли задано струм бази. Типові значення коефіцієнта  $B$  знаходяться в межах 100–150. Коефіцієнти  $\alpha$  і  $B$  залежать від робочого режиму транзистора (тобто від струму і напруги на колекторному переході), а також від температури.

Коефіцієнт підсилення емітерного струму визначається через коефіцієнт  $B$

$$\alpha = B / (1 + B). \quad (2.6)$$

Інтегральний транзистор зберігає коефіцієнт підсилення за струмом  $\beta$  у діапазоні змінення струмів емітера 4 ... 5 декад. Ця властивість дозволяє перевірити якість як малосигнальних, так і відносно потужних транзисторних структур. На рис. 2.4 зображено залежності повного коефіцієнта підсилення за струмом  $\beta = I_K/I_B$  для інтегральних структур, які мають різні геометричні розміри. Як видно з цих графіків, планарні кремнієві транзистори будь-якої конфігурації мають достатньо велике значення  $\beta$  в режимі мікрострумів колектора (10...100 мкА). Цей режим застосовується у вхідних каскадах ІС і дозволяє отримати великий вхідний опір, а також сприятливі «нульові» й дрейфові параметри. Ефект збереження коефіцієнта підсилення інтегрального транзистора за струмом пояснюється надзвичайно малими зворотними струмами переходів емітер-база й колектор-база, що в свою чергу, є наслідком їх малих геометричних розмірів.

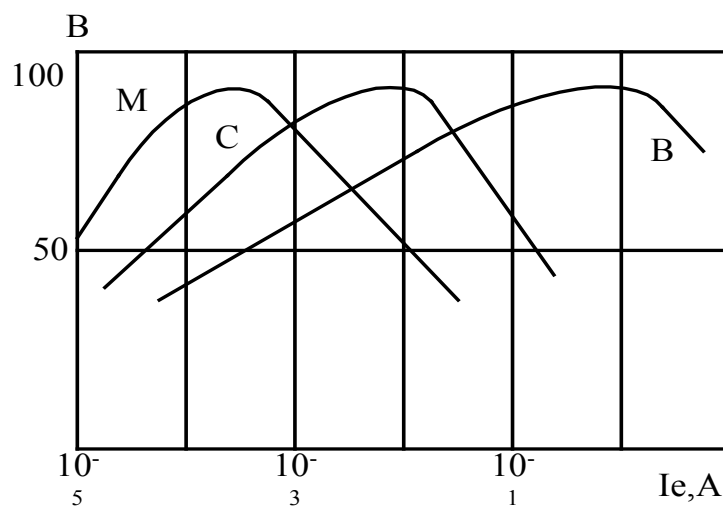


Рисунок 2.4 – Приклад залежності коефіцієнта підсилення за струмом від струму емітера для інтегральних структур

Орієнтовним рівнем струму  $I_{кб0}$  для малосигнального планарного транзистора можна вважати 1 нА при 20 °С.

У принципових схемах часто використовуються діодні вмикання транзистора, тобто використовується будь-який з двох р-п переходів: емітерний чи колекторний. Можна також використовувати їхні комбінації.

Існує п'ять можливих варіантів діодного вмикання транзистора, які зображені на рис. 2.5.

Ємність діода  $C_d$  (тобто ємність між анодом і катодом) залежить від площі використаних переходів. Паразитна ємність на підложку  $C_0$  шунтується на «землю» анод або катод діода (вважають, що підложка заземлена).

Порівнюючи окремі варіанти [8, 10, 11], доходимо висновку, що, в цілому, оптимальними варіантами за параметрами діодів є БК-Е і Б-Е. Найчастіше використовується варіант БК-Е.

Крім власних діодів, в ІС часто використовуються інтегральні стабілітрони. Вони також здійснюються в декількох варіантах, залежно від необхідної напруги стабілізації і температурного коефіцієнта [8, 10, 11].

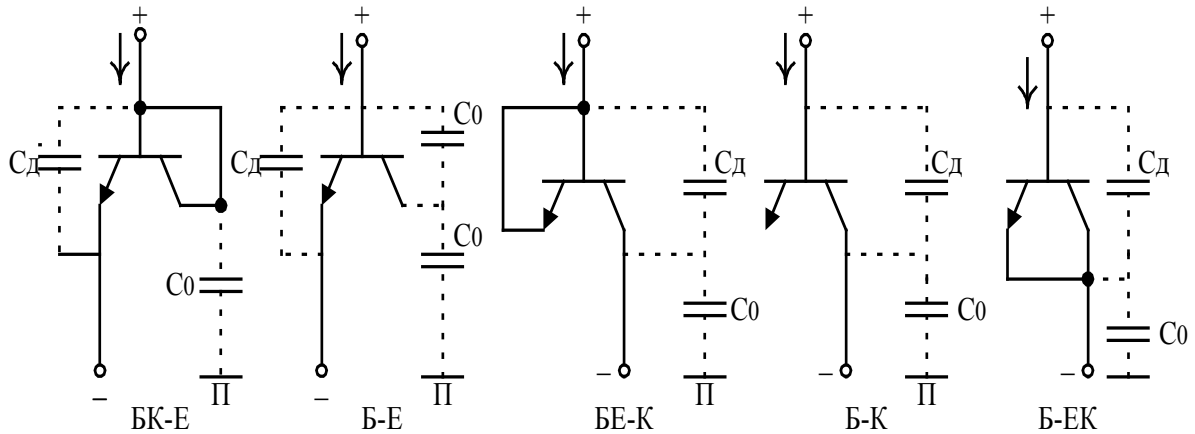


Рисунок 2.5 – Діодне вмикання транзистора

Широке розповсюдження мають стабілітрони, розраховані на напруги, які дорівнюють крайній напрузі на відкритому переході  $U^* \approx 0,6$  В. У таких випадках використовують один або декілька послідовно ввімкнених діодів БК-Е, які працюють у прямому напрямі. Температурна чутливість в цьому випадку складає  $1,5 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ .

### 2.1.1 Статичні характеристики

Виходячи з того, що біполярний транзистор – це сукупність двох зустрічно-ввімкнених взаємодійних р-п переходів, можна зобразити його у вигляді еквівалентної схеми (фізичної моделі). Одна з таких моделей зображена на рис. 2.6. Її називають моделлю Еберса-Молла, й вона має широке розповсюдження [6, 10, 11]. Ця модель характеризує тільки активну ділянку транзистора, тобто не враховуючи об’ємний опір шарів. Опори шарів емітера й колектора значні тільки в деяких ключових режимах. Опір же бази значний майже в усіх випадках.

В схемі рис. 2.6 кожний з переходів зображений у вигляді діода, їх взаємодія відображена генераторами струмів  $\alpha_1 I_2 \dots \alpha_N I_1$ .

Запишемо співвідношення, яке випливає з рис. 2.6

$$I_e = I_1 - \alpha_1 I_2, \quad (2.7)$$

$$I_k = \alpha_N I_1 - I_2 \quad (2.8)$$

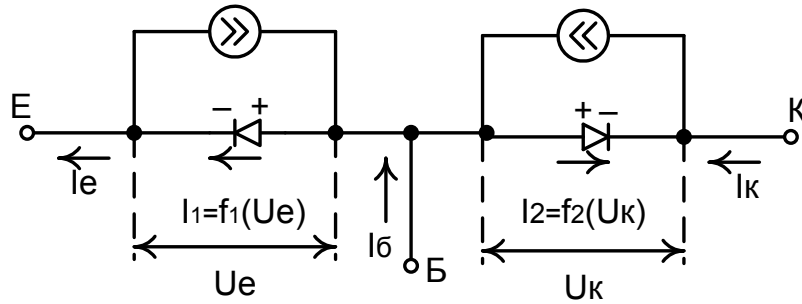


Рисунок 2.6 – Фізична модель біполярного транзистора

Струми інжекттованих носіїв позначають через  $I_1$  і  $I_2$ , а струми генераторів – через  $\alpha_N I_1$  і  $\alpha_1 I_2$ , де  $\alpha_N$  і  $\alpha_1$  – коефіцієнти передання струму, відповідно, при нормальному та інверсному вмиканні. Струми  $\alpha_N I_1$  і  $\alpha_1 I_2$  забезпечуються в розглянутій моделі за допомогою джерел (генераторів) струму.

Зв'язок інжекттованих компонентів з напругами на генераторах такі ж, як і в окремому діоді, тобто в простішому випадку виражаються залежностями:

$$I_1 = I'_{eo}(e^{U_e/\varphi_T} - 1), \quad (2.9)$$

$$I_2 = I'_{ко}(e^{U_k/\varphi_T} - 1), \quad (2.10)$$

де  $I'_{eo}$  і  $I'_{ко}$  – теплові струми емітерного й колекторного діодів (відповідно, при  $U_k = 0$ ,  $U_e = 0$ ).

Підставляючи струми  $I_1$  та  $I_2$  із (2.9, 2.10) у співвідношення (2.7, 2.8), знайдемо залежність  $I_e(U_e; U_k)$  і  $I_k(U_e; U_k)$ , тобто статичні вольт-амперні характеристики транзистора:

$$I_e = I'_{eo}(e^{U_e/\varphi_T} - 1) - \alpha_1 I'_{ко}(e^{U_k/\varphi_T} - 1), \quad (2.11)$$

$$I_k = \alpha_N I'_{eo}(e^{U_e/\varphi_T} - 1) - I'_{ко}(e^{U_k/\varphi_T} - 1). \quad (2.12)$$

Струм бази дорівнює різниці струмів  $I_e$  і  $I_k$

$$I_b = (1 - \alpha_N) I'_{eo}(e^{U_e/\varphi_T} - 1) + (1 - \alpha_1) I'_{ко}(e^{U_k/\varphi_T} - 1). \quad (2.13)$$

Вирази (2.11, 2.12, 2.13) називаються формулами Еберса-Молла. Вони є математичною моделлю транзистора і складають основу для аналізу його статичних режимів.

Можна показати, що в транзисторах виконується співвідношення

$$\alpha_N I_{eo} = \alpha_1 I_{ко}. \quad (2.14)$$

Це співвідношення іноді дозволяє спростити формули (2.11, 2.12, 2.13) і висновки з них.

У формулах Еберса-Молла не враховується ціла низка таких чинників, як ефект Ерлі, пробій переходу, залежність  $\alpha$  від струму тощо.

Оскільки в подальшому у схемах пристроїв буде, в основному, використана схема вмикання транзистора ЗЕ, то розглянемо її статичні характеристики. Для схеми ЗЕ характерний заданий струм бази. Тому вихідні (колекторні) характеристики характеризують функцію  $I_K(I_B; U_{KE})$ , а вхідні (базові) – функцію  $I_B(U_B; U_{KE})$ . Головною особливістю вихідних характеристик є те, що вони повністю розташовані в першому квадранті (рис. 2.7).

Оцінимо напругу, при якій виникає спад колекторного струму. Запишемо для режиму подвійної інжекції

$$U_{KE} = U_e - U_K. \quad (2.15)$$

де  $U_e$  і  $U_K$  – прямі напруги.

Формально межі активного режиму відповідає значення  $U_K = 0$ . При цьому вихідна напруга ще порівняно велика, а саме: вона дорівнює напрузі на відкритому емітерному переході  $U_{KE} = U^* = 0,7$  В. Помітний спад струму настає лише тоді, коли пряма напруга сягає напруги відпирання  $U^* - 0,1$  В. При цьому вихідна напруга складає  $U_{KE} = U^* - (U^* - 0,6 \text{ В}) \approx 0,1$  В (рис. 2.7, а).

Мінімальне значення вихідної напруги можна отримати при нульовому струмі колектора. Якщо вважати, що  $I_K = 0$ , тоді мінімальна вихідна напруга визначається як [10]

$$U_{KE \text{ min}} = \varphi_T \ln(1/\alpha_i). \quad (2.16)$$

Напруга  $U_{KE \text{ min}}$  є достатньо низькою.

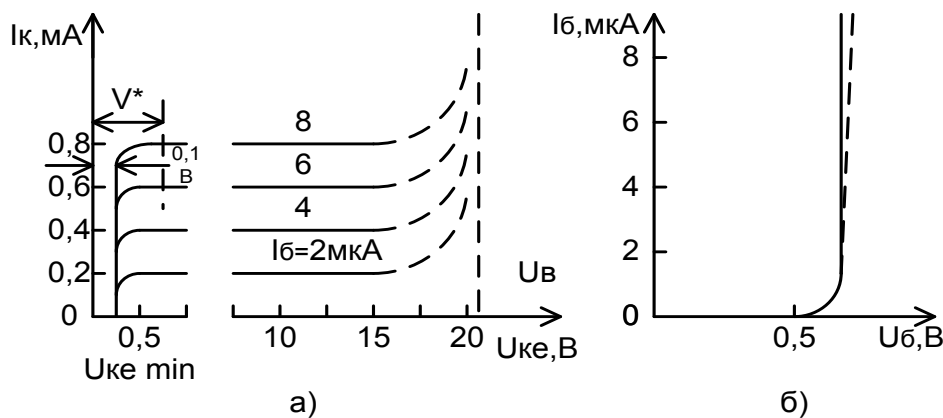


Рисунок 2.7 – Характеристики транзистора при вмиканні ЗЕ:  
а) статичні вихідні; б) статичні вхідні



При аналізі змінних складових використання нелінійної моделі не має сенсу, оскільки зв'язок між малими приростами визначається не самими функціями, а їх похідними. Тому для аналізу змінних складових користуються спеціальними (мало сигнальними) моделями, які складаються з лінійних елементів. Ці елементи відображають ті похідні, які зв'язують між собою малі прирости струмів і напруг.

Малосигнальна модель транзистора при вмиканні ЗЕ наведена на рис. 2.8, в якому джерело струму в колекторному ланцюзі керується струмом бази,

$$I_K = \beta I_B, \quad (2.17)$$

Тут  $\beta$  – коефіцієнт підсилення базового струму.

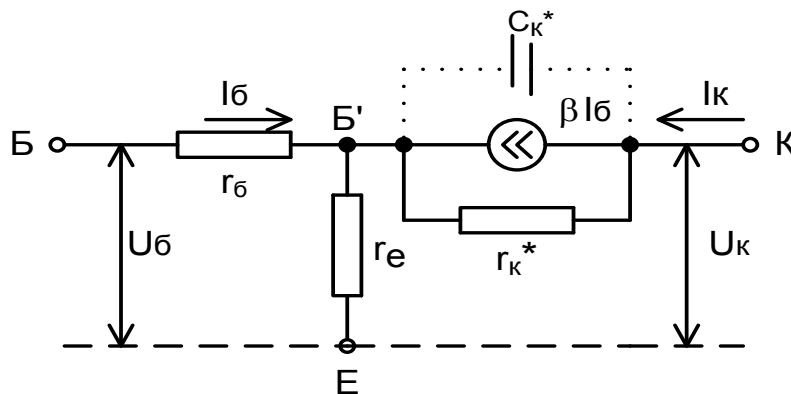


Рисунок 2.8 – Малосигнальна модель транзистора при вмиканні ЗЕ

Термін «малосигнальна модель» є умовним і означає на якісному рівні, що вхідний або вихідний сигнал мають настільки малі амплітуди змін, що змінами параметрів схем заміщення можна, в першому наближенні, знехтувати. Оскільки схема малосигнальна, то використовується не інтегральний коефіцієнт підсилення  $\beta$ , а диференціальний, для якого прийняте особливе позначення  $\beta$ . Зв'язок між малосигнальними параметрами  $\beta$  і  $\alpha$  визначається за аналогією з загальним виразом (2.5)

$$\beta = \alpha / (1 - \alpha). \quad (2.18)$$

При малих струмах коефіцієнт  $\beta$  трохи менший, ніж  $\beta$ . У цілому ті значення  $\beta$  близькі до значень  $\beta$ .

Замінюючи джерело струму  $\alpha I_E$  на  $\beta I_B$ , необхідно одночасно замінити опір колекторного переходу  $r_k$  на менше значення

$$r_k^* = (1 - \alpha) r_k = r_k / (\beta + 1). \quad (2.19)$$

Вихідні опори біполярних транзисторів залежать від конструкції структури. Можна вважати, що вихідні характеристики транзистора (рис. 2.9) віялоподібні. Якщо знайти вузол, де вони сходяться (потенціали зсуву  $-U_{зс}$ ), отримаємо сім'ю вольт-амперних характеристик еквівалентних лінійних опорі  $R_{вих} = U_{зс}/I_k$ . Таким чином, вихідний опір біполярних транзисторів в межах лінійної частини ВАХ (тобто, 10 ... 15 В) обернено пропорційний рівню колекторного струму.

Потенціал  $V_{зс}$  залежить від конструкції транзистора (покажемо кілька значень цієї напруги: для транзистора КТ326  $U_{зс} = 90...100$  В, для КТ315-50 В).

$$R_{вих\ n-p-n} = 200\ В/Ік, \quad (2.20)$$

$$R_{вих\ p-n-p} = 80\ В/Ік. \quad (2.21)$$

Зміна колекторного струму  $I_k$  залежно від  $U_{бe}$  характеризується крутизною  $S$

$$S = \Delta I_k / \Delta U_{бe} \text{ при } U_{кe} = \text{const.}$$

Цю величину можна розрахувати, використовуючи інший вираз

$$S = I_k / U_T,$$

де  $U_T = 25,5$  мВ – термічний потенціал.

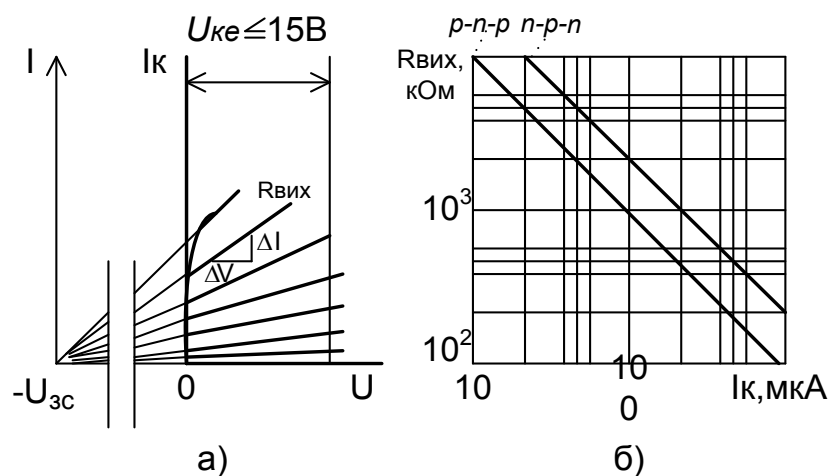


Рисунок 2.9 – Характеристики транзистора: а) вольт-амперні характеристики транзистора; б) графік залежності  $R_{вих} = f(I_k)$

Таким чином, крутизна пропорційна колекторному струму і не залежить від індивідуальних властивостей кожного транзистора.

На графіку рис. 2.9, б показані залежності  $R_{\text{вих}} = f(I_K)$ , розраховані за формулами (2.20) і (2.21). Таким чином, при малих колекторних струмах транзистор має з боку колектора більший вихідний опір, але падіння напруг на такому нелінійному навантажувальному резисторі не перевищує 10 ... 15 В (а не  $U_3 = 80$  або 200 В для лінійного резистора).

Резистором  $r_e$  моделюється внутрішній опір емітерної ділянки, який залежить від струму емітера й визначає основну частину вхідного опору транзистора  $r_{be}$  між його керувальними електродами база та емітер. Внутрішній опір емітерного діода можна знайти, якщо продиференціювати рівняння  $U_{be} = \varphi_T \ln(I_e/I_s)$ . Отримаємо  $r_e = dU_{be}/dI_e = \varphi_T/I_e = \varphi_T/[(B+1)I_b]$ , тут вважаємо, що дифузійний струм витікання переходу емітер-база  $I_s = \text{const}$ .

Вхідний опір транзистора визначається, залежно струму бази, за формулою

$$r_{be} = r_e(B + 1) = (\varphi_T/I_e) (B+1) = \varphi_T/I_b. \quad (2.22)$$

Генератор вихідного струму  $I_K = BI_b$  і опір  $r_e$  – основні елементи еквівалентної схеми; вони формують підсилювальні властивості транзистора. Інші елементи схеми рис. 2.8 обмежують параметри каскадів, що проєктуються на цьому транзисторі.

У програмах OrCAD PSpice і Micro-Cap [26, 27] використовується схема заміщення біполярного транзистора у вигляді адаптованої моделі Гуммеля-Пуна, яка, порівняно з вихідною моделлю, дозволяє врахувати ефекти, що виникають при великих зсувах на переходах. Ця модель автоматично спрощується до більш простої моделі Еберса-Молла, якщо вилучити деякі параметри [10].

### **2.1.2 Аналіз статичних характеристик біполярних транзисторів із використанням керованих і функціональних генераторів струму**

На теперішній час проєктування електронних схем базується на використанні комп'ютерного моделювання, зокрема, за допомогою інтегрованих пакетів схемотехнічного аналізу типу OrCAD PSpice, MicroSim, MicroCap [26, 27], математичного моделювання MATLAB [28] тощо. Причому, подання даних на елементи електронних і електричних схем при цьому здійснюється у форматі SPICE [26].

Можливості вказаних програмних засобів дозволяють здійснювати схемотехнічний аналіз принаймні на двох рівнях. На першому активні

елементи (транзистори) зображуються безпосередньо своїми принциповими схемами, тобто, у вигляді «чорної скриньки», а моделі цих об'єктів вибираються з наявної бібліотеки. Такий підхід є дуже зручним для широкого кола споживачів, оскільки не вимагає глибоких знань із теорії транзисторів і транзисторних схем.

На другому рівні транзистори можна зобразити своїми електричними схемами заміщення з застосуванням керованих генераторів сигналів, зокрема, напруг і струмів, або функціональних генераторів. Такий підхід дозволяє, змінюючи в ході аналізу відповідні коефіцієнти передачі цих генераторів, а також параметри пасивних компонентів, оцінити потенційні можливості запропонованого варіанта електронної схеми та оптимізувати статичні чи динамічні характеристики.

Значну кількість швидкодійних аналогових і аналого-цифрових схем реалізують на біполярних транзисторах, а в деяких випадках додатково застосовують і польові транзистори [7]. Причому відомо, що при визначенні конфігурації і параметрів схеми заміщення БТ принципово можливі два підходи.

Перший, полягає в тому, що БТ розглядається як прилад, який керується напругою [6–8, 29]. У цьому випадку, з польовими транзисторами, використовують такий параметр, як крутизна вхідної або передатної характеристики [7]. Цей параметр БТ істотно залежить від режиму за постійним струмом і змінюється разом з ним. Застосування вказаної характеристики є незручним і ускладнює, принаймні, підготовку даних для моделювання.

Другий підхід полягає в тому, що БТ розглядається як прилад, що керується струмом. Проте застосування відомих схем заміщення у рамках моделі Еберса-Мола, наведених, наприклад, у [9], призводить до результатів, що відрізняються від отриманих комп'ютерним моделюванням у рамках першого підходу. Це пояснюється деякими відмінностями такої конфігурації схеми заміщення порівняно з прийнятою в рамках моделі Гуммеля-Пуна [26, 27].

Авторами запропоновано використовувати адаптовану схему заміщення БТ, яка, з одного боку, в загальних рисах базується на тій, що прийнята в рамках першого підходу, а з іншого – передбачає застосування керованих і функціональних генераторів струму (КГС і ФГС). Це дає змогу замінити крутість таким параметром, як коефіцієнт передачі струму. При цьому значення величин пасивних компонентів схеми задаються з урахуванням дії внутрішнього зворотного зв'язку в транзисторі та відповідних коефіцієнтів передачі КГС.

Для синтезу адаптованої схеми БТ скористаємося методом заміщення [29]. За основу візьмемо схему заміщення транзистора для розрахунку режиму за постійним струмом (робочої точки) у рамках нелінеаризованої моделі Гуммеля-Пуна [7], зображену на рис. 2.10, а), тут:  $r_{ee}$ ,  $r_{kk}$ ,  $r_b$  – об’ємні опори бази, колектора й емітера, відповідно;  $D$  – діод, що імітує емітерний р-п перехід;  $I_T$  – наскрізний струм переходів колектор-емітер.

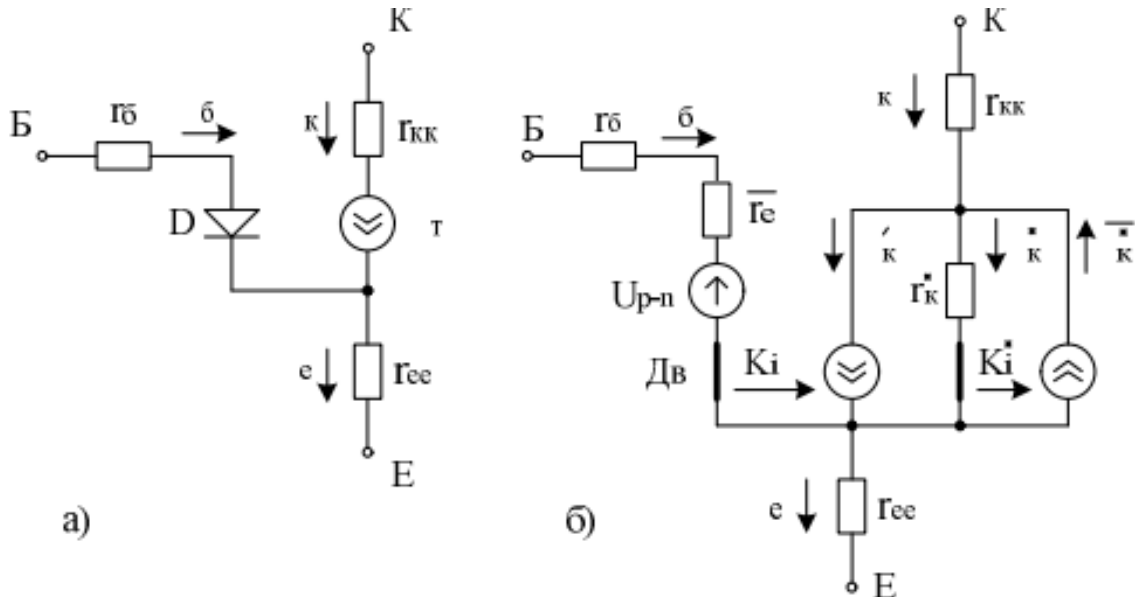


Рисунок 2.10 – Схеми заміщення БТ для нормального режиму статичної моделі Гуммеля-Пуна: а) до лінеаризування; б) адаптованої після лінеаризування з застосуванням КГС

Будемо вважати, що БТ керується як струмом, так і напругою. При цьому вхідне коло переходу Б-Е можна зобразити як послідовне з’єднання резисторів  $r_e$ ,  $r'_e$  генератора напруги  $U_{p-n}$  переходу база-емітер і давача базового струму ДвІ. Композиція ДвІ і генератора струму  $I_k$  колекторного переходу являє собою керований генератор струму з відповідним коефіцієнтом передачі  $K_i$ . Причому, для розрахунку робочої точки застосовується коефіцієнт  $K_i = \beta$ , де  $\beta$  – статичний коефіцієнт передачі струму. Опір переходу Б-Е дорівнює  $r'_e = r_e \cdot \beta$  за умови, що  $r_e = \phi_T / I'_k$ , де  $\phi_T$  – термопотенціал, а струм колекторного переходу дорівнює  $I'_k = \beta \cdot I_b$ . Зауважимо, що статичні значення  $I_b$ ,  $I_k$ ,  $I_e$  на схемах позначені великими літерами, а малосигнальні  $i_b$ ,  $i_k$ ,  $i_e$ , відповідно, малими.

Вплив ефекту Ерлі [7], який збільшує колекторний струм на величину складової  $I_k^*$ , враховується введенням резистора колекторного переходу  $r_k^*$ . У цьому випадку

$$I_k^* = \frac{U_{Eрлі}}{r_k^*},$$

де  $U_{Eрлі}$  – напруга Ерлі, значення якої залежить від типу транзистора. При цьому слід зазначити, що значення  $U_{Eрлі}$  залежить від характеру (генератора струму або напруги), що підключається між базою і емітером.

Так, комп'ютерний аналіз ВАХ залежностей  $I_k = f(U_{ке})|_{I_б=const}$  (генератор струму) і  $I_k = f(U_{ке})|_{U_бe=const}$  (генератор напруги), наведених на рис. 2.11 показує, що у першому випадку  $U_{Eрлі(IГ)}$  має мінімальне і постійне значення і до того ж практично не залежить від параметрів робочої точки. У другому випадку  $U_{Eрлі(UГ)}$  має дещо більше значення, яке змінюється залежно від рівня робочого струму [29]. Враховуючи сказане, опір колекторного переходу треба  $r_k^*$  визначати за умови керування транзистора струмом, а саме з виразу

$$r_k^* = \frac{U_{Eрлі(IГ)} + U_{ке.р}}{I_{к.р}},$$

де  $U_{ке.р}$  і  $I_{к.р}$  – параметри робочої точки.

Розбіжності між значеннями  $U_{Eрлі(IГ)}$  і  $U_{Eрлі(UГ)}$  пояснюються дією у другому випадку внутрішнього зворотного зв'язку в транзисторі.

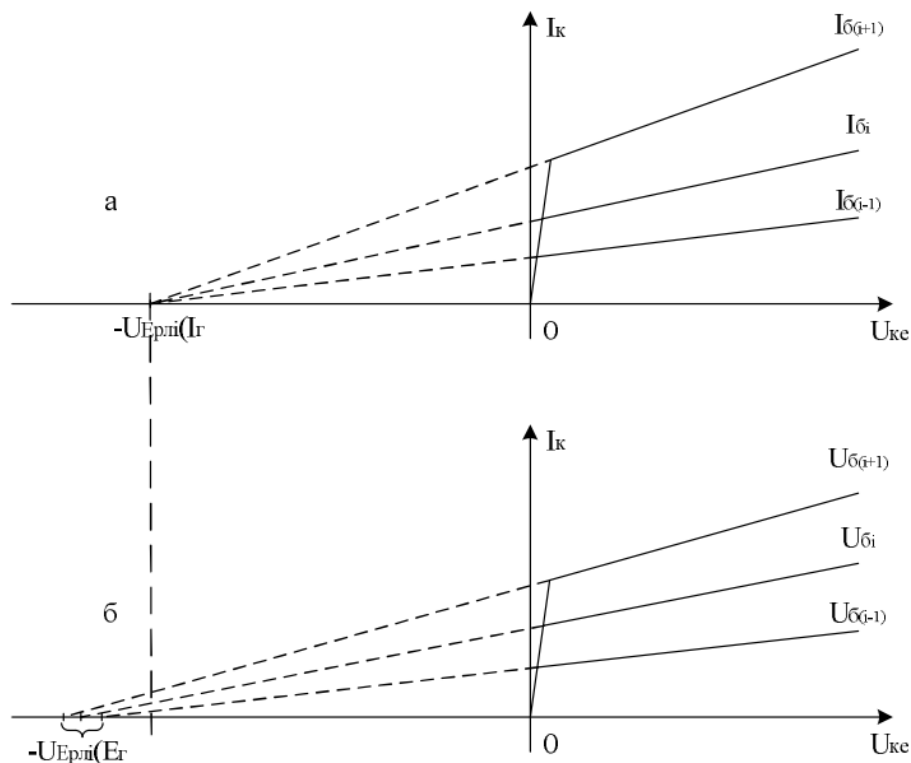


Рисунок 2.11 – ВАХ каскаду з ЗЕ для різних типів ГС:

- а) джерела струму;
- б) джерела напруги

При аналізі робочої точки послідовно з  $r_k^*$  потрібно під'єднати ще один КГС із коефіцієнтом передачі  $K_i^* = 1$ . При цьому згенерований струм  $I_k^*$  скомпенсує складову  $I_k^*$ . Наявність кінцевого опору колекторного переходу  $r_k^*$  і появу, у зв'язку з цим, складової колекторного струму  $I_k^*$  доцільно врахувати у вигляді залежності статичного значення  $\beta$  від напруги на переході  $U_{ke}$  колектор-емітер. При цьому

$$\beta = \beta_0 \cdot \left(1 + \frac{U_{ke}}{U_{Epl1}}\right),$$

де початковий рівень  $\beta_0$  визначається для мінімального значення  $U_{ke, \min} \approx 0.35 \pm 0.5V$ , при якому транзистор починає виходити з лінійної зони. Наявність резистора  $r_k^*$  дозволяє оцінити додаткову складову колекторного струму  $I_k^*$ , що виникає через ефект Ерлі.

Напруга на переході Б-Е дорівнює

$$U_{p-n} = \varphi_T \cdot \ln \frac{I_{\bar{c}}}{I_0},$$

де  $I_0$  – початковий струм колектору (істотно залежить від типу транзистора).

Таким чином, з урахуванням вищевикладеного, адаптована схема заміщення має вигляд, наведений на рис. 2.10, б.

Проаналізуємо статичні характеристики транзисторного каскаду ЗЕ, наведеного на рис. 2.12, а, з застосуванням адаптованої схеми заміщення.

До складу каскаду ЗЕ (рис. 2.12, а) входять: генератор вхідного сигналу ГС, резистор колекторного навантаження  $R_k$  і зовнішній емітерний резистор  $R_e$ , який в деяких випадках може бути відсутнім. Наявність останнього робить схему ЗЕ гібридною (у сенсі, подібною до загального колектору) (ЗК) та приведе до збільшення глибини послідовного зворотного зв'язку за струмом. ГС може бути реалізовано у вигляді генератора струму з паралельним під'єднанням опору генератора  $R_g$ , а також генератора електрорушійної сили з послідовним під'єднанням  $R_g$ . На рис. 2.12, б використано позначки:  $U_b$  – це падіння напруги, що виникає між базою і «землею» схеми незалежно від типу ГС;  $I_{\text{вих}}$  – вихідний (колекторний) струм транзистора.

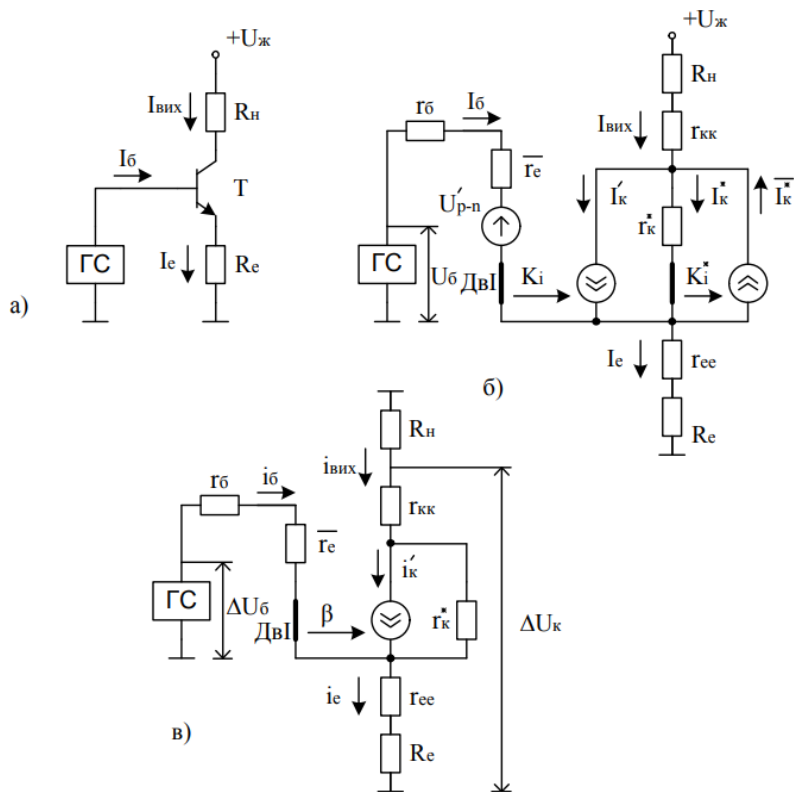


Рисунок 2.12 – Каскад із загальним емітером:

- а) загальний вигляд; схема заміщення;  
 б) для режиму за постійним струмом; в) для малосигнальної зони

Для оцінювання статичних характеристик доцільно скористатися схемою заміщення для малосигнальної зони, що зображена на рис. 2.12, в. Порівняно з попереднім варіантом тут відсутні деякі елементи, що задають режим за постійним струмом, а ГС генерує на вході малосигнальні прирости сигналів струму або напруги. Вхідний опір  $r_{вх}$  каскаду визначається аналогічно до того, як це запропоновано в [7] у вигляді

$$r_{вх} = \frac{U_{\delta}}{i_{\delta}} = r_{\delta} + \beta \cdot r_{ее} + (R_e + r_{ее}) \cdot (1 + \beta), \quad (2.23)$$

де  $\beta$  – малосигнальний коефіцієнт передачі.

Вихідний опір схеми істотно залежить від типу генератора вхідного сигналу. У випадку, якщо ГС являє собою джерело напруги з послідовним з'єднанням  $R_2$ , то, з урахуванням внутрішнього зворотного зв'язку, маємо

$$r_{вих} = \frac{\Delta U_{жс}}{i_{к'}} = r_{к'}^* \cdot (1 + \gamma_{\delta} \cdot \beta), \quad (2.24)$$

де  $\gamma_{\delta}$  – коефіцієнт передачі  $\Delta U_{\delta}$  з кола бази в коло емітера, який дорівнює

$$\gamma_{\delta} = \frac{R_e + r_{ее}}{R_{\Gamma} + r_{\delta} + \beta \cdot r_e + R_e + r_{ее}}. \quad (2.25)$$



При цьому також потрібно вказати і на деякі відмінності формул (2.23–2.25) від відомих [29]. Це пов'язано з тим, що у запропонованій схемі заміщення генератор  $I'_k$  і опір  $r_k^*$  підключено до об'ємного опору  $r_{ee}$ , а не до резистора емітерного переходу  $r_e$ .

У випадку, якщо ГС являє собою ідеальне джерело струму, тобто,  $R_\Gamma = \infty$  і зворотний зв'язок відсутній, а  $\gamma_\delta = 0$  і тому  $r_{вух} = r_k^*$ .

Якщо ГС являє собою генератор напруги, а  $R_\Gamma$  зменшується, то дія зворотного зв'язку істотно посилюється. У випадку, якщо ГС є ідеальним джерелом напруги, при якому  $R_\Gamma = 0$ , то

$$\gamma_\delta = \frac{R_e + r_{ee}}{r_\delta + \beta \cdot r_e + R_e + r_{ee}}. \quad (2.26)$$

При заміні зовнішнього емітерного резистора  $R_e$  ідеальним генератором струму ( $R_e \rightarrow \infty$ ) маємо граничний випадок, коли  $\gamma_\delta \rightarrow 1$ , а  $r_{вух} = r_k^* \cdot (1 + \beta) = r_k^*$ . Це збігається зі значенням вихідного опору для схеми з загальною базою.

Коефіцієнт підсилення за струмом визначається у вигляді

$$K_{i.вух} = \frac{i_{вух}}{i_{ex}} = \frac{i'_k \cdot \gamma_k}{i_\delta} = \frac{\beta \cdot i_\delta \cdot \gamma_k}{i_\delta} = \beta \cdot \gamma_k,$$

де  $\gamma_k$  – коефіцієнт передачі колекторного струму  $i'_k$  у навантаження, значення якого дорівнює

$$\gamma_k = \frac{r_{вух}}{R_n + r_{вух}}. \quad (2.27)$$

При цьому потрібно вказати, що  $\gamma_k$ , а відповідно і  $K_{i.вух}$  залежать від співвідношення  $r_{вух}$  і  $R_n$ . При  $R_n=0$  (короткозамкнений вихід)  $\gamma_k = 1$ , а  $K_{i.вух} = \beta$ . При збільшенні опору навантаження  $R_n$  коефіцієнт підсилення за струмом  $K_{i.вух}$  зменшується.

Коефіцієнт підсилення каскаду за напругою визначається у вигляді

$$K_u = \frac{\Delta U_n}{\Delta U_{ex}}, \quad de$$

$$\Delta U_n = i'_k \cdot \gamma_k \cdot R_n = \beta \cdot i_\delta \cdot \gamma_k \cdot R_n = \beta \cdot \frac{U_{ex}}{r_{ex}} \cdot \gamma_k \cdot R_n.$$

Підставляючи значення  $\Delta U_n$  у вираз для  $K_u$ , отримаємо

$$K_u = \frac{\beta \cdot \gamma_k \cdot R_n}{r_{ex}}.$$

З урахуванням (2.23) і (2.27) остаточно маємо

$$K_u = \frac{\beta \cdot R_H \cdot \frac{r_{вих}}{R_H + r_{вих}}}{r_{\delta} + \beta \cdot r_{ee} + (R_e + r_{ee}) \cdot (1 + \beta)}$$

Якщо

$$r_{вих} \gg R_H, \quad [\beta \cdot r_e + (R_e + r_{ee}) \cdot (1 + \beta)] \gg r_{\delta}.$$

то

$$K_u = \frac{\beta \cdot R_H}{\beta \cdot r_e + (R_e + r_{ee}) \cdot (1 + \beta)} \approx \frac{R_H}{r_e + R_e + r_{ee}}$$

За умови  $R_e \gg r_{ee} + r_e$

$$K_u \approx \frac{R_H}{R_e}$$

Максимальне значення  $K_u$  має при  $R_e = 0$ . При цьому, вважаючи, що  $\beta \cdot r_e + r_{ee} \cdot (1 + \beta) \gg r_{\delta}$ , отримаємо

$$K_u = \frac{\gamma_k \cdot R_H}{r_e + r_{ee}}$$

Потрібно вказати, що при зростанні  $R_H$ , починає зменшуватись  $\gamma_k$ . Потенційне досяжне значення коефіцієнта передачі (при  $R_H \rightarrow \infty$ ) дорівнює

$$K_u = \frac{r_k^*}{r_e + r_{ee}}$$

Схема каскаду з загальним колектором (емітерний повторювач), наведена на рис. 2.13, а; містить: вхідний генератор напруги  $E_g$ , транзистор  $T$  і опір навантаження  $R_H$ , увімкнутий між емітером і шиною нульового потенціалу, а вихід каскаду під'єднано до емітера. Схема заміщення ЗК для постійних складових повторює схему для ЗЕ з тією різницею, що вихідна шина під'єднана до  $R_H$ .

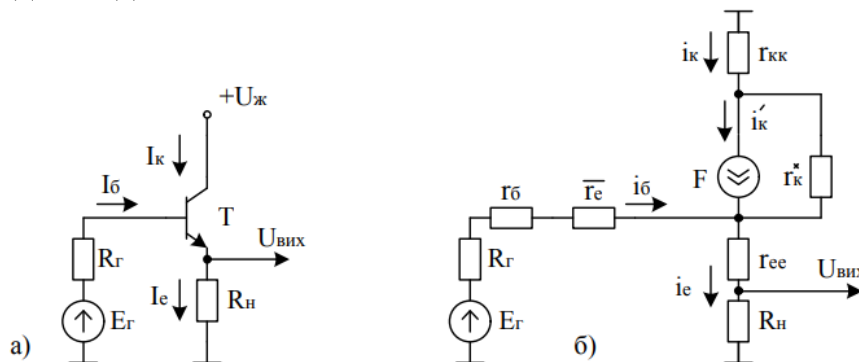


Рисунок 2.13 – Каскад із загальним колектором: а) загальний вигляд; б) схема заміщення для малосигнальної зони

Статичні характеристики ЗК можна оцінити за допомогою схеми заміщення для малосигнальної зони, зображеної на рис. 2.13, б. Тут замість КГС використовується функціональний генератор струму з коефіцієнтом передачі  $K_i = i_k/i_{\delta}$ , тому  $F = i_{\delta} \cdot \beta$ .

При цьому потрібно вказати, що вхідний опір схеми визначається аналогічно як і для схеми ЗЕ, а саме: на основі виразу (2.23).

Водночас, якщо  $R_e$  замінити генератором струму, то маємо максимальне значення, яке дорівнює  $r_{ex} = r_k^* \cdot (1 + \beta) = r_k$ .

Вихідний опір визначається у вигляді

$$r_{вих} = \frac{\Delta U_{вих}}{i_e} = r_e + r_{ee} + \frac{r_{\delta} + R_{\Gamma}}{1 + \beta}.$$

Якщо  $R_{\Gamma}$  є порівняним із  $r_{\delta}$ , то  $r_{вих} = r_{ee} + r_e$ .

Коефіцієнт передачі за напругою визначається у вигляді

$$K_u = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta E_{\Gamma}}, \quad \Delta U_{вих} = i_e \cdot R_H = i_{\delta} \cdot (1 + \beta) \cdot R_H.$$

З іншого боку,

$$i_{\delta} = \frac{\Delta E_{\Gamma}}{r_{ex}} = \frac{\Delta E_{\Gamma}}{r_{\delta} + r_e' + (R_H + r_{ee}) \cdot (1 + \beta)} = \frac{\Delta E_{\Gamma}}{r_{\delta} + (R_H + r_{ee} + r_e) \cdot (1 + \beta)}.$$

Таким чином,

$$\Delta U_{вих} = \frac{\Delta E_{\Gamma} \cdot (1 + \beta) \cdot R_H}{r_{\delta} + (R_H + r_{ee} + r_e) \cdot (1 + \beta)} \approx \frac{\Delta E_{\Gamma} \cdot R_H}{R_H + r_{ee} + r_e}.$$

Відповідно,

$$K_u = \frac{R_H}{R_H + r_{ee} + r_e}.$$

Якщо опір навантаження  $R_H \gg r_{ee} + r_e$ , то  $K_u \rightarrow 1$ . Граничний випадок має місце, коли замість  $R_H$  використовується генератор струму. При цьому  $K_u = 1$ .

Каскад із ЗБ зображено на рис. 2.14, а. Адаптовану схему заміщення для постійних складових наведено на рис. 2.14, б. Тут потрібно вказати, що опір колекторного переходу  $r_k = r_k^* \cdot (1 + \beta)$ , а це значно більше, ніж для каскадів ЗЕ і ЗК. Тому в окремих випадках  $r_k$  й, відповідно, і складову струму  $I_k'$  можна не враховувати. Коефіцієнт передачі емітерного струму для КГС або функціонального генератора F дорівнює

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}.$$

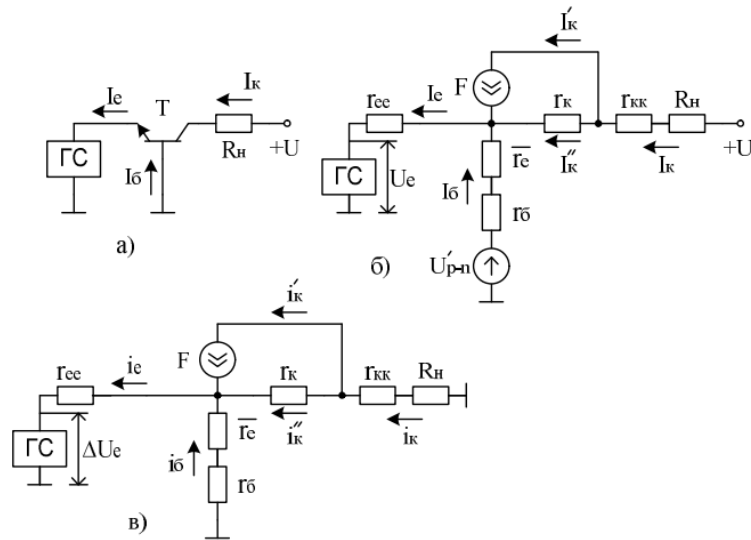


Рисунок 2.14 – Каскад із загальною базою: а) схема вмикання; б) схема заміщення для постійних складових; в) малосигнальна схема заміщення

За потреби точнішого оцінювання  $\alpha$  потрібно врахувати залежність  $\beta = f(U_{ke})$ .

Для визначення малосигнальних характеристик каскаду скористаємося схемою заміщення, зображеною на рис. 2.14, в. При цьому вхідний опір дорівнює

$$r_{вх} = \frac{\Delta U_{вх}}{i_e} = r_{ee} + \frac{r_e' + r_{\delta}}{1 + \beta} \approx r_{ee} + r_e.$$

Вихідний опір схеми істотно залежить від типу генератора вхідного сигналу. Якщо ГС є джерелом струму, то  $r_{вих}$  є максимальним і дорівнює

$$r_{вих} = \frac{\Delta U_{жс}}{i_k} \approx r_k.$$

При цьому коефіцієнт передачі ФГС буде дорівнювати  $F = i_e \cdot \alpha$ .

Якщо ж ГС є джерелом електрорушійної сили (ЕРС), то глибина внутрішнього зворотного зв'язку в транзисторі значно зменшується [29], то маємо

$$r_{вих} = r_k \cdot \gamma_e,$$

де  $\gamma_e$  – коефіцієнт передачі емітерного струму в коло бази, який дорівнює

$$\gamma_e = \frac{R_{\Gamma} + r_{ee} + r_e}{r_{\delta} + r_e' + R_{\Gamma} + r_{ee}}.$$

У випадку, коли вхідний генератор ЕРС є ідеальним, тобто  $R_{\Gamma} = 0$ , маємо

$$\gamma_e = \frac{r_{ee} + r_e}{r_{\delta} + r_e' + r_{ee}} \approx \frac{1}{\beta},$$

тому

$$r_{\text{вix}} = r_k / \beta = r_k^*$$

тобто, має мінімальне значення, що збігається з випадком для каскаду ЗЕ.

Коефіцієнт підсилення напруги визначається з формули

$$K_u = \frac{\Delta U_H}{\Delta U_{\text{вх}}},$$

$$\text{де } \Delta U_H = i_k \cdot R_H \approx \frac{\Delta U_{\text{вх}} \cdot \alpha \cdot R_H}{R_\Gamma + r_{ee} + r_e + \frac{r_\delta}{1+\beta}}.$$

Таким чином,

$$K_u = \frac{\alpha \cdot R_H}{R_\Gamma + r_{ee} + r_e + \frac{r_\delta}{1+\beta}}.$$

Якщо  $R_\Gamma = 0$ , а  $r_{ee} + r_e \gg r_\delta / (1 + \beta)$ , то  $K_u$  є максимальним, а його значення сягає

$$K_u = \frac{\alpha \cdot R_H}{r_{ee} + r_e}.$$

Якщо ж  $R_\Gamma \gg r_{ee} + r_e$ , то

$$K_u = \frac{\alpha \cdot R_H}{R_\Gamma}.$$

Запропоновані адаптовані схеми заміщення й отримані вирази доцільно застосовувати для комп'ютерного схемотехнічного аналізу статичних характеристик електронних пристроїв, що синтезуються або проєктуються, а також їх компонентів, побудованих на БТ.

### 2.1.3 Моделі АЧХ і ФЧХ інтегральних біполярних транзисторів на основі схем заміщення з керованими генераторами струму

Для використання таких пакетів схемотехнічного аналізу, як MicroCap, OrCAD, MicroSim та інших потрібна деталізована бібліотека елементів у форматі SPICE, що містить параметри елементів схем заміщення відповідних компонентів [26, 27]. Лише за таких умов можна отримати достовірні характеристики АЧХ і ФЧХ. Причому, для загального аналізу аналогових схем, не прив'язуючись до конкретної елементної бази, можна використовувати аналітичні співвідношення, що отримуються на основі наявних базових співвідношень між параметрами транзисторів.

Треба зазначити, що принципи схемотехнічного аналізу, крім таких беззаперечних переваг, як простота виконання, можливість варіаційного аналізу, висока наочність та універсальність, мають певні недоліки. Це пов'язано зі специфікою чисельних методів, що використовуються для ви-

значення відповідних параметрів схем. За такого підходу обчислення здійснюються ітераційними методами для заданої множини точок, відстань між якими визначається відповідним кроком. При цьому схемотехнічний аналіз параметрів аналогових пристроїв із малою кількістю (1–2) підсилювальних каскадів і невеликими коефіцієнтами передачі, за допомогою вказаних пакетів програм, є досить достовірним і зручним. Якщо ж кількість підсилювальних каскадів збільшується, а коефіцієнт передачі схем значно зростає, то визначення характеристик таких схем нашоухується на низку проблем. Це має місце, наприклад, при моделюванні передатних характеристик багатокаскадних схем підсилювачів постійного струму з великим коефіцієнтом передачі (>90 дБ) з розірваною петлею зворотного зв'язку під час балансування нуля і його подальшої компенсації, а також зняття таких характеристик, як АЧХ і ФЧХ. Другий приклад виникнення проблеми достовірності – визначення коефіцієнта нелінійних спотворень для операційних підсилювачів зі зворотним зв'язком, які потенційно є високолінійними, при цьому наявність методичних похибок дискретизації, притаманних чисельним методам, призводить до недостовірних результатів.

Побудова математичних моделей електронних схем [28, 29] базується на використанні схем заміщення окремих компонентів. При цьому для побудови АЧХ і ФЧХ потрібні так звані П- або Т-подібні малосигнальні схеми заміщення транзисторів. Вони можуть бути отримані зі схем заміщення для великого сигналу з використанням частини елементів останніх, а також заміною р-п переходів еквівалентними резисторами. При цьому слід зазначити, що параметри відомих схем заміщення для існуючих типів транзисторних каскадів (загальна база (ЗБ), загальний емітер (ЗЕ)) є різними. У випадку, коли це стосується опорів  $r_k$ ,  $r_e$ ,  $r_k^*$  і т. ін., – вони досить просто розраховуються за відомими формулами [7, 29]. Водночас такі параметри, як ємності переходів потребують істотного коригування при переході від однієї схеми заміщення до іншої, наприклад, при переході від схеми ЗБ до ЗЕ значення ємності переходу фізичної моделі база-колектор збільшується у  $\beta$  разів. Це призводить до необхідності перерахунку параметрів моделі. Автори пропонують універсальний підхід до побудови малосигнальних схем заміщення –  $\beta$ -уведення в них керованих генераторів струму (КГС) [27]. При коректному виборі точок під'єднання давачів таких генераторів автоматично враховуються внутрішні зворотні зв'язки транзисторів і, відповідно, відсутня потреба в коригуванні параметрів фізичних моделей.

Розглянемо основні типи каскадів біполярних транзисторів: загальної бази (ЗБ), загального емітера (ЗЕ) та загального колектора (ЗК), схеми яких зображено на рис. 2.15, а, б та в.

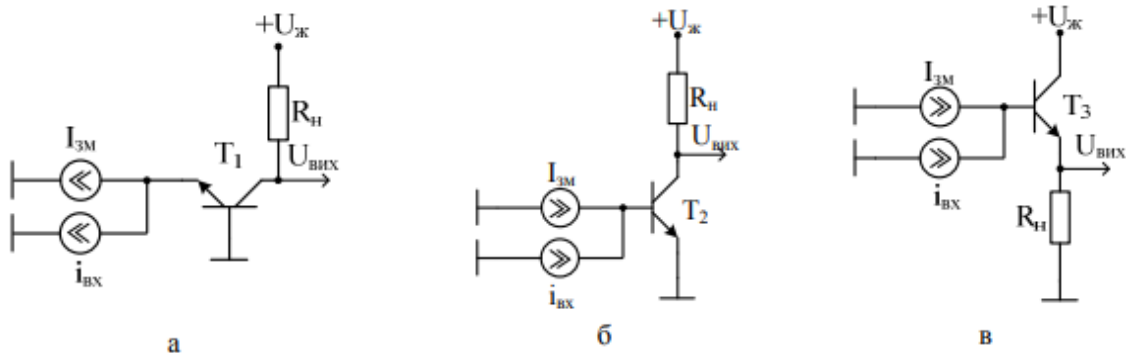


Рисунок 2.15 – Принципові схеми вмикання біполярних транзисторів: а) загальна база; б) загальний емітер; в) загальний колектор

Тут (рис. 2.15)  $I_{зм}$  – струм зміщення, що задає робочу точку транзистора,  $i_{вх}$  – змінна складова струму, потрібна для малосигнального аналізу за умови, що для задання робочих точок каскадів а також джерел для вхідного сигналу використовуються генератори струмів.

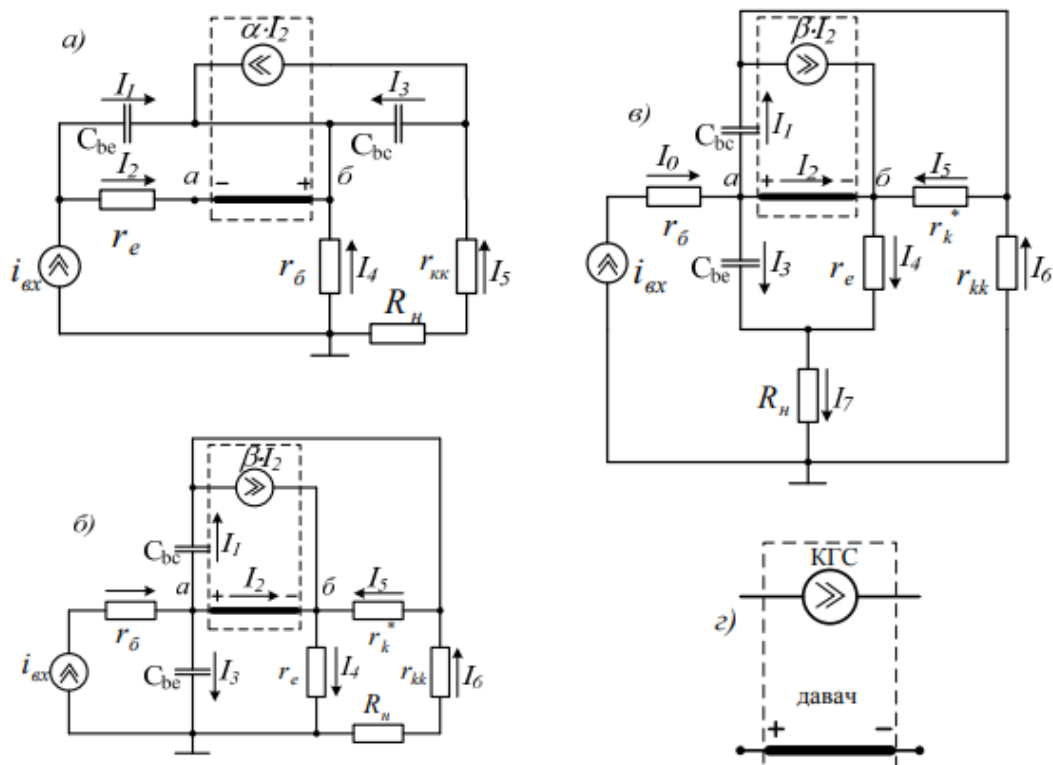


Рисунок 2.16 – Малосигнальні схеми заміщення для транзисторних каскадів із КГС: а) загальна база; б) загальний емітер; в) загальний колектор; г) КГС

Беручи за основу спрощену Т-подібну еквівалентну схему [29], будуємо малосигнальні схеми заміщення з КГС для каскадів ЗБ, ЗЕ та ЗК. При цьому для каскаду ЗБ треба врахувати, що давач КГС має бути під'єднано між опорами емітера (точка *a*) та бази (точка *b*) (рис. 2.16, *a*).

Малосигнальні моделі каскадів ЗЕ та ЗК (рис. 2.16, *б*, *в*) відрізняються лише розміщенням опору навантаження та коефіцієнтом підсилення КГС, а всі інші параметри, такі як ємності переходів та опори  $r_e$ ,  $r_k^*$  і  $r_b$ , для них однакові. Давач КГС потрібно розмістити з одного боку між ємностями переходів та виводом базового резистора (точка *a*), а з іншого – між виводами опорів колектора і емітера. При цьому автоматично враховуються внутрішні зворотні зв'язки транзисторів.

Параметри схем заміщення визначимо у вигляді

$$r_e = \frac{\varphi_T}{I_e},$$

де  $r_e$  – опір емітера,  $\varphi_T = kT/q \approx 25$  мВ – термопотенціал,  $I_e$  – робочий струм емітера;

$$r_k^* = \frac{U_{Eрлі}}{I_c} = \frac{\Delta U_{bc}}{\Delta I_c} = \frac{r_k}{1+\beta},$$

де  $r_k^*$  – опір колектора при схемі вмикання ЗК та ЗЕ,  $U_{Eрлі}$  – напруга Ерлі,  $I_c$  – робочий струм колектора,  $\beta$  – диференційний малосигнальний коефіцієнт передачі базового струму в каскаді ЗЕ,  $r_k$  – опір колектора у схемі вмикання ЗБ.

Слід вказати, що для точного аналізу потрібно врахувати об'ємні опори  $r_{ee}$ ,  $r_{bb}$  та  $r_{kk}$ , значення яких знаходяться з бібліотеки параметрів транзисторів, моделі Еберса-Молла або Гуммеля-Пуна чи експериментально:  $\tilde{r}_e = r_e + r_{ee}$ ,  $\tilde{r}_b = r_b + r_{bb}$ ,  $\tilde{r}_k^* = r_k^* + r_{kk}$ .

Зі SPICE-моделі визначимо ємності переходів база-колектор та база-емітер, опір бази, а також експериментально визначимо об'ємний опір колектора.

Оскільки математичні моделі приблизно описують оригінальний об'єкт, потрібно ввести низку обмежень. Так, аналітичні співвідношення, що характеризують АЧХ і ФЧХ каскаду ЗБ, є справедливими до рівня «-6 Дб», а каскадів ЗЕ та ЗК – до рівня «0 Дб».

Для того, щоб визначити коефіцієнт передачі

$$K_i^{ЗБ}(f) = \frac{I_{вих}(f)}{I_{вх}} = \frac{I_5(f)}{I_{вх}}$$

та фазову характеристику  $\varphi^{ЗБ}(f) = \varphi(I_{вих}(f)) = \varphi(I_5(f))$  малосигнальної схеми заміщення каскаду ЗБ рис. 2.16 *a*, використаємо загальний метод Кірхгофа [30], а саме: його перший та другий закони, а параметри схеми



заміщення візьмемо такі, як для інтегральних високочастотних транзисторів фірми Intersil (HFA3128 Ultra High Frequency Transistor Arrays) [31] при режимі робочої точки 100 мкА. При цьому маємо такі рівняння:

$$\begin{cases} I_1(f) + I_2(f) = 1 \\ -I_1(f) + I_2(f)(\alpha - 1) + I_3(f) + I_4(f) = 0 \\ -\alpha I_2(f) - I_3(f) + I_5(f) = 1 \\ Z_{bc}(f)I_3(f) - \tilde{r}_b I_4(f) + r_{kk} I_5(f) = 1 \\ Z_{be}(f)I_1(f) - \tilde{r}_e I_2(f) = 1 \end{cases} \quad (2.28)$$

де  $Z_{bc}(f) = 1/(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{bc})$  та  $Z_{be}(f) = 1/(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{be})$  – реактивні опори.

Для розв’язання системи рівнянь доцільно використати метод Крамера [30], для цього перепишемо її у матричній формі. В матрицю А запишемо коефіцієнти при струмах, а в матрицю В запишемо перші 5 стовпців з матриці А, а у 6-й стовпець – вільні члени з системи рівнянь (2.28) таким чином:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & \alpha - 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & -\alpha & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & Z_{bc}(f) & \tilde{r}_b & r_{kk} \\ Z_{be}(f) & \tilde{r}_e & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & \alpha - 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & -\alpha & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_{bc}(f) & \tilde{r}_b & 0 \\ Z_{be}(f) & \tilde{r}_e & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Функція, що описує залежність струму через  $r_{kk}$  буде визначатися через відношення визначників матриць В та А. При цьому, підставляючи значення елементів схеми заміщення, маємо:

$$I_{вих}(f) = I_5(f) = \frac{\Delta A}{\Delta B} = \frac{8.0 \cdot 10^{19} \cdot j \cdot f - 6.4 \cdot 10^{10} \cdot f^2 - 9.0 \cdot 10^{29}}{2.7 \cdot 10^{19} \cdot j \cdot f - 1.6 \cdot 10^{10} \cdot f^2 - 9.0 \cdot 10^{29}} \quad (2.29)$$

Для отримання АЧХ потрібно взяти абсолютне значення від функції  $I_5(f)$ , а для ФЧХ – аргумент

$$K_i^{3B}(f) = 20 \cdot \log \frac{|I_5(f)|}{I_{\text{вх}}},$$

$$\varphi(f) = \arg(I_5(f)).$$

Графіки отриманих функцій позначено цифрою 1 і наведено на рис. 2.17.

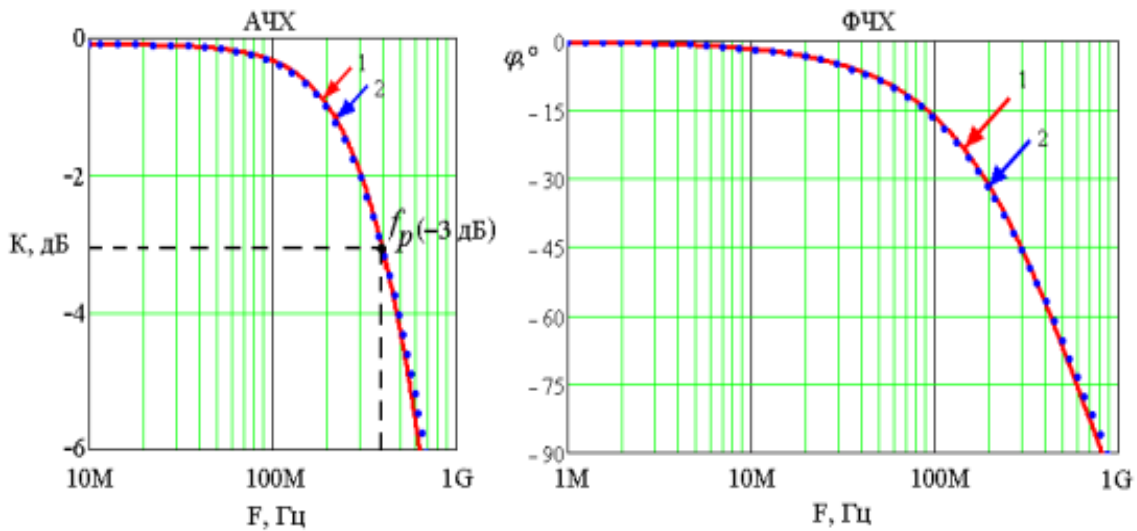


Рисунок 2.17 – Графіки АЧХ і ФЧХ каскаду ЗБ:  
 1 – за методом Кірхгофа;  
 2 – за спрощеними формулами

Для перевірки адекватності запропонованих підходів використаємо моделювання у програмному середовищі MicroCap. Для цього складаємо малосигнальну схему та електричну схему. Моделюючи схему за допомогою програми MicroCap маємо високу збіжність результатів отриманих аналітичних рівнянь АЧХ і ФЧХ, малосигнальної схеми заміщення, а також електронної схеми.

Аналізуючи вираз (2.29), можна дійти висновку, що він вимагає велику кількість складних обчислень, тому для спрощення аналітичних виразів можна за складові використовувати відомі формули [7]

для АЧХ

$$k_i(f) = \frac{\alpha}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_p}\right)^2}}$$

для ФЧХ

$$\varphi(f) = \arctg\left(\frac{f}{f_p}\right) + \varphi_c, \quad (2.30)$$

де  $f_p$  – частота полюсу на рівні «-3 дБ»,  $\varphi_c(f) = \arctg\left(\frac{f}{f_{max}}\right)$  – додатковий

фазовий зсув,  $f = \sqrt{\frac{f_t}{(8\pi \cdot C_{bc} \cdot r_b)_{max}}}$  – максимальна частота генерування [29]

транзистора,  $f_t$  – гранична частота транзистора на рівні 0 дБ для каскаду ЗЕ.

Використавши (2.30), отримаємо для каскаду ЗБ такі формули АЧХ і ФЧХ:

$$k_{3B}(f) = \frac{\alpha}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{4 \cdot 10^8}\right)^2}},$$

$$\varphi_{3B}(f) = -\arctg\left(\frac{f}{4 \cdot 10^8}\right) - \arctg\left(\frac{f}{4 \cdot 10^9}\right).$$

Графіки  $k_{3B}(f)$  та  $\varphi_{3B}(f)$  позначено на рис. 2.17 цифрою 2. Як видно з рисунка, вони повністю збіглися з АЧХ і ФЧХ математичної моделі, отриманої за методом Кірхгофа.

Аналогічно, використавши метод Кірхгофа, визначимо для малосигнальної схеми ЗЕ коефіцієнт передачі

$$K_i^{3E}(f) = \frac{I_{\text{вих}}(f)}{I_{\text{вх}}} = \frac{I_6(f)}{I_{\text{вх}}}$$

та фазову характеристику

$$\varphi^{3E}(f) = \varphi(I_{\text{вих}}(f)) = \varphi(I_6(f)).$$

Для вибраної конфігурації схеми маємо таку систему рівнянь:

$$\begin{cases} I_1(f) + I_2(f) + I_3(f) = 1 \\ I_2(f)(\beta - 1) - I_3(f) + I_4(f) = 0 \\ I_1(f) - \beta I_2(f) - I_5(f) + I_6(f) = 0 \\ Z_{bc}(f)I_1(f) + r_k^* I_5(f) = 0 \\ \tilde{r}_e I_4(f) + r_k^* I_5(f) + r_{kk} I_6(f) = 0 \\ Z_{be}(f)I_3(f) - \tilde{r}_e I_4(f) = 0 \end{cases}$$

Аналогічно, як і для схеми каскаду ЗБ, запишемо систему рівнянь у вигляді двох матриць.

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta + 1 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 1 & -\beta & 0 & 0 & -1 & 1 \\ Z_{bc}(f) & 0 & 0 & 0 & r_k^* & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{r}_e & r_k^* & r_{kk} \\ 0 & 0 & Z_{be}(f) & \tilde{r}_e & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \beta + 1 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 1 & -\beta & 0 & 0 & -1 & 0 \\ Z_{bc}(f) & 0 & 0 & 0 & r_k^* & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{r}_e & r_k^* & 0 \\ 0 & 0 & Z_{be}(f) & \tilde{r}_e & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Отримаємо рівняння, що описує АЧХ і ФЧХ транзисторного каскаду ЗЕ у комплексному вигляді

$$I_{вих}(f) = I_6(f) = \frac{\Delta A_1}{\Delta B_1} = \frac{3.7 \cdot 10^{69} \cdot j \cdot f - 3.7 \cdot 10^{59} \cdot f^2 - 9.1 \cdot 10^{78}}{2.4 \cdot 10^{70} \cdot j \cdot f - 5.6 \cdot 10^{60} \cdot f^2 - 9.1 \cdot 10^{76}}$$

Отримаємо графіки функцій АЧХ і ФЧХ для каскаду ЗЕ наведено на рис. 2.18 і позначено цифрами 1, 2, а для каскаду ЗБ – цифрою 3.

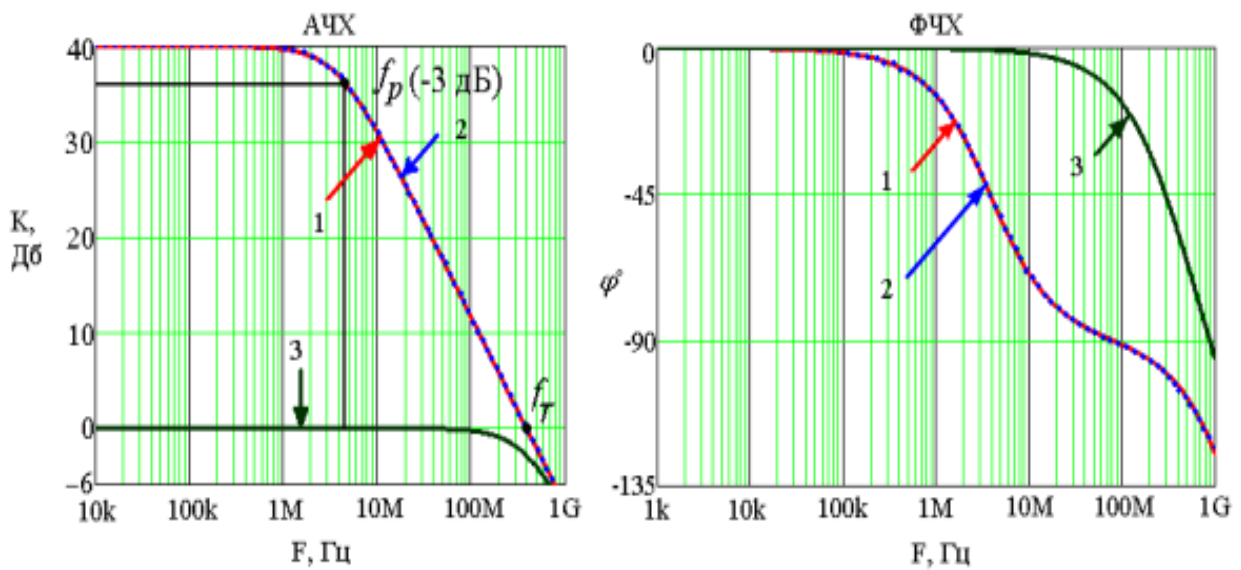


Рисунок 2.18 – Графіки АЧХ і ФЧХ отримані: 1 – за методом Кірхгофа для каскаду ЗЕ; 2, 3 – за спрощеними формулами для каскадів, відповідно, ЗЕ та ЗБ

При цьому визначимо частоту полюса АЧХ коефіцієнта передачі каскаду ЗЕ на рівні «-3 Дб» і запишемо рівняння у вигляді

$$k_{ZE}(f) = \frac{\beta}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.8 \cdot 10^8}\right)^2}};$$

$$\varphi_{ZE}(f) = -\arctg\left(\frac{f}{3.8 \cdot 10^6}\right) - \arctg\left(\frac{f}{1.4 \cdot 10^9}\right).$$

На рис. 2.18 показано відповідні характеристики  $k_{ZE}(f)$  та  $\varphi_{ZE}(f)$ .

Для отримання АЧХ і ФЧХ коефіцієнта передачі

$$K_i^{3K}(f) = \frac{I_{вих}(f)}{I_{вх}} = \frac{I_7(f)}{I_{вх}}$$

і фазової характеристики

$$\varphi^{3K}(f) = \varphi(I_{вих}(f)) = \varphi(I_7(f))$$

малосигнальної схеми ЗК складемо систему рівнянь за методом Кірхгофа

$$\begin{cases} I_1(f) + I_2(f) + I_3(f) = 1 \\ I_2(f)(\beta + 1) - I_3(f) + I_4(f) = 0 \\ I_1(f) - \beta I_2(f) - I_5(f) + I_6(f) = 0 \\ Z_{bc}(f)I_1(f) + r_k^* I_5(f) = 0 \\ \tilde{r}_e I_4(f) + r_k^* I_5(f) + r_{kk} I_6(f) + R_i = 0 \\ Z_{be}(f)I_3(f) - \tilde{r}_e I_4(f) = 0 \\ I_3(f) + I_4(f) - I_7(f) = 0 \end{cases}$$

Перепишемо систему рівнянь у вигляді двох матриць:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta + 1 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -\beta & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ Z_{bc}(f) & 0 & 0 & 0 & r_k^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{r}_e & r_k^* & r_{kk} & R_i \\ 0 & 0 & Z_{be}(f) & \tilde{r}_e & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \beta + 1 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -\beta & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ Z_{bc}(f) & 0 & 0 & 0 & r_k^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{r}_e & r_k^* & r_{kk} & 0 \\ 0 & 0 & Z_{be}(f) & \tilde{r}_e & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Отримаємо функцію, що визначає струм  $I_7$  у комплексному вигляді,

$$I_{вих}(f) = I_7(f) = \frac{\Delta A_2}{\Delta B_2} = \frac{3.7 \cdot 10^{69} \cdot j \cdot f - 5.8 \cdot 10^{59} \cdot f^2 - 5.8 \cdot 10^{78}}{1.5 \cdot 10^{70} \cdot j \cdot f - 3.5 \cdot 10^{60} \cdot f^2 - 5.7 \cdot 10^{76}}$$

На рис. 2.19 графіки АЧХ і ФЧХ для каскаду ЗК позначено відповідними цифрами.

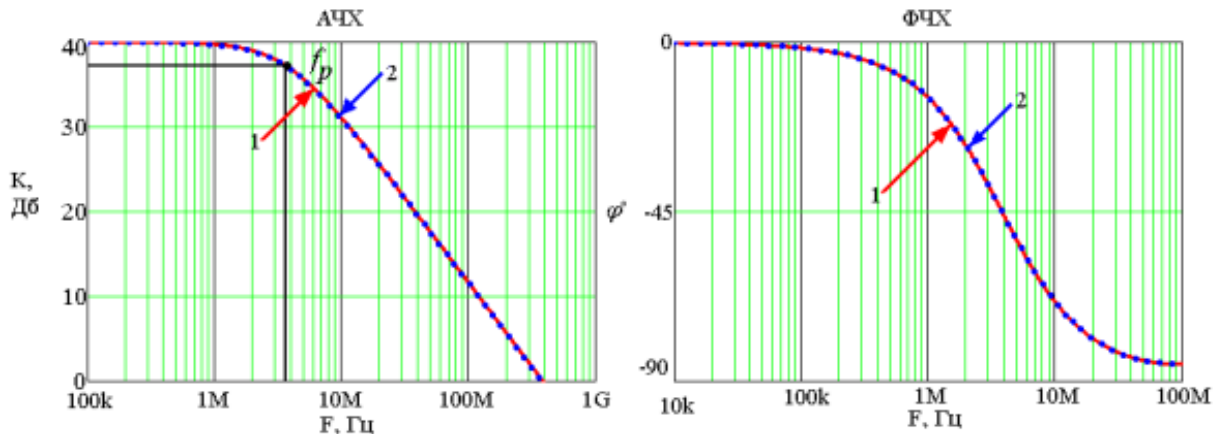


Рисунок 2.19 – Графіки АЧХ і ФЧХ каскаду ЗК: 1 – за методом Кірхгофа; 2 – за спрощеними формулами

Враховуючи частоти полюсів схеми отримаємо такі рівняння функцій:

$$k_{ЗК}(f) = \frac{\beta}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.8 \cdot 10^8}\right)^2}}$$

$$\varphi_{ЗК}(f) = -\arctg\left(\frac{f}{3.8 \cdot 10^6}\right) + \arctg\left(\frac{f}{2.5 \cdot 10^9}\right)$$

Відповідні графіки функцій  $k_{ЗК}(f)$  та  $\varphi_{ЗК}(f)$  показано на рис. 2.19.

При зміні робочої точки в моделі будуть змінюватися лише опори. Водночас варто вказати, що якщо  $r_e$  та  $r_k^*$  змінюються за розглянутими формулами, то  $r_{kk}$  змінюється нелінійно табл. 2.1.

Таблиця 2.1 – Залежність  $r_{kk}$  від рівня  $I_k$  ( $t = 27^\circ\text{C}$ )

$I_k$ (мкА)	$r_k^*$ (кОм)	$r_k$ (Мом)	$r_e$ (Ом)	$r_{kk}$ (Ом)	$R_H$ (кОм)
100	720	71,68	256	200	1
200	360	35,44	128	110	1
500	140	13,42	51,2	50	1
1000	72	6,6	25,6	30	1

Наведені теоретичні викладки використовуються для побудови малосигнальних моделей АЧХ і ФЧХ транзисторних підсилювачів постійного струму (ППС). Проаналізуємо найпростіший двотактний ППС, електронну та електричну схеми якого наведено на рис. 2.20, а і б відповідно.

Вона складається із двотактного входного фазороз-щиплювального каскаду на транзисторах  $T_2$  і  $T_3$ , на бази яких подається напруга зміщення  $-U_{3M}$  і  $+U_{3M}$ , та проміжного каскаду на транзисторах  $T_7$  і  $T_8$ . Джерела струму  $I_1$  та  $I_2$  забезпечують потрібну робочу точку підсилювальних транзисторів  $T_7$  і  $T_8$ .

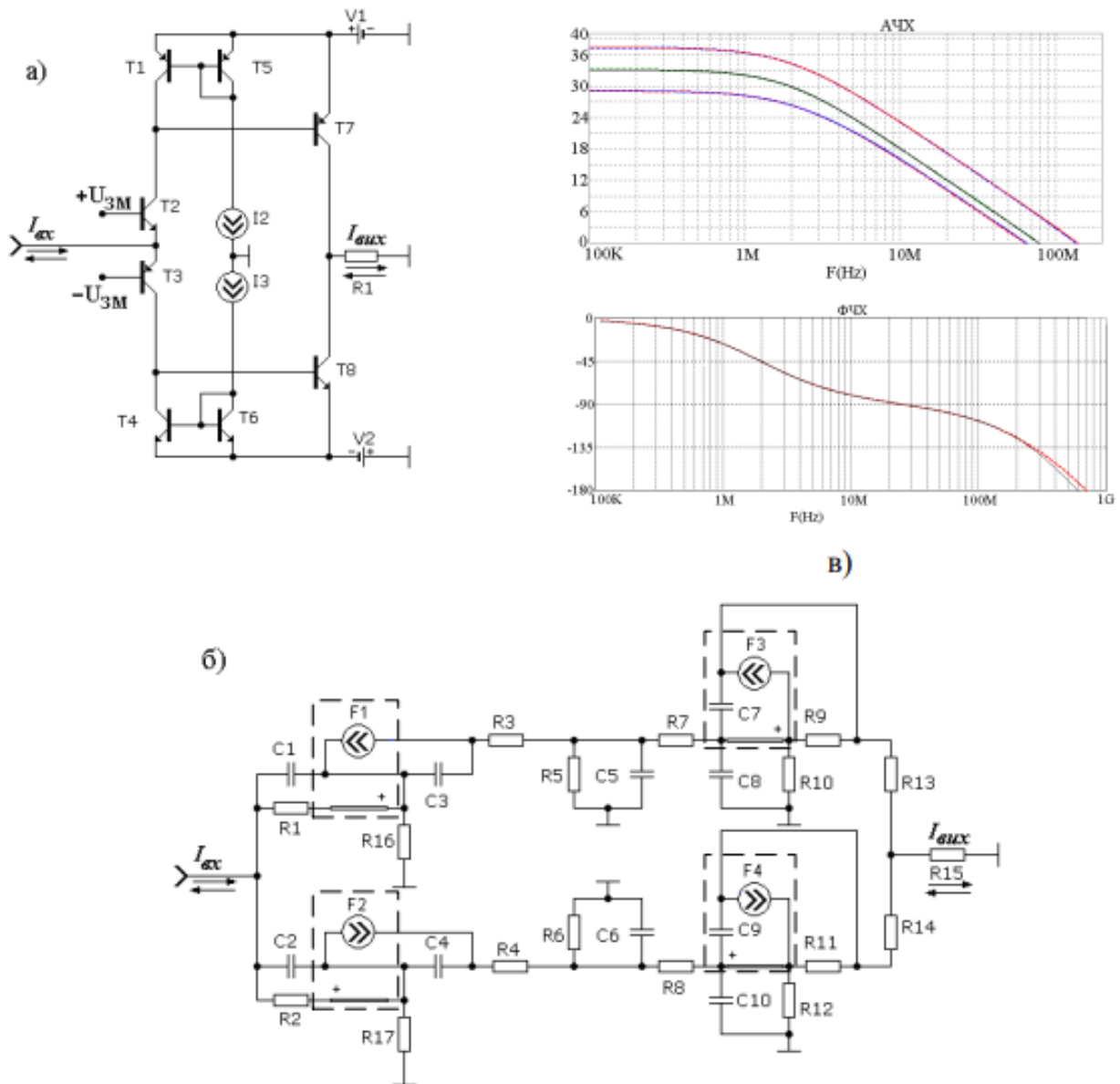


Рисунок 2.20 – Найпростіший двотактний ППС: принципова а) та еквівалентна б) схеми; в) АЧХ і ФЧХ

За наявності схем заміщення каскадів ЗБ, ЗЕ, ЗК можна скласти малосигнальну схему заміщення для ППС, що розглядається. Графіки АЧХ і ФЧХ схем заміщення і принципової ППС наведено на рис. 2.20, в, і, як видно з них, відповідні характеристики добре збігаються до частоти одиничного підсилення.

Проводити аналіз вказаних характеристик в рамках математичної моделі схеми двотактного ППС за загальним методом Кірхгофа досить складно, оскільки потрібно скласти систему рівнянь більш як з 20-ти рівнянь, причому, для обчислення визначників відповідних матриць потрібні значні обчислювальні ресурси (визначник складається з  $n!$  доданків, де  $n$  – кількість рівнянь, при  $n = 20$  кількість доданків приблизно дорівнює  $2,4 \cdot 10^{18}$  [33]). Доцільнішим є опис моделей АЧХ і ФЧХ підсилювача за спрощеними формулами [29]. У цьому випадку коефіцієнти передачі вхідного каскаду схеми ППС можна визначити за нижченаведеними формулами:

$$Ki'_{ex}(f) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\alpha_{p-n-p}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{pCB1}}\right)^2}},$$

$$Ki''_{ex}(f) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\alpha_{n-p-n}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{pCB2}}\right)^2}},$$

де  $f_{pCB1}$  та  $f_{pCB2}$  – полюси транзисторів  $T_2$  та  $T_3$ . На виході проміжного каскаду будемо мати такі значення коефіцієнтів передачі для верхнього і нижнього трактів:

$$Ki'_{np}(f) = Ki'_{ex} \cdot \frac{\beta_{n-p-n}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{pCE1}}\right)^2}},$$

$$Ki''_{np}(f) = Ki''_{ex} \cdot \frac{\beta_{p-n-p}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{pCB2}}\right)^2}}.$$

Загальний коефіцієнт передачі  $Ki(f)$  для двотактного ППС можна отримати у вигляді суми коефіцієнтів передачі верхнього  $Ki'_{np}(f)$  та нижнього  $Ki''_{np}(f)$  ярусів. При цьому сумарний  $Ki(f)$  можна розглядати як вектор, отриманий додаванням векторів  $Ki'_{np}(f)$  та  $Ki''_{np}(f)$  (рис. 2.21, а),

$$\vec{Ki}(f) = \vec{Ki}'_{np}(f) + \vec{Ki}''_{np}(f).$$

Використавши теорему косинусів, маємо

$$Ki(f) = \sqrt{Ki'^2_{np}(f) + Ki''^2_{np}(f) - 2 \cdot Ki'_{np}(f) \cdot Ki''_{np}(f) \cdot \cos\left((108 - \Delta\varphi) \cdot \frac{\pi}{180}\right)}.$$

Знайдемо кут  $\varphi(f)$  як різницю між кутами векторів  $Ki(f)$  та  $Ki'_1(f)$

$$\varphi(f) = \varphi_{CE1}(f) - \varphi'(f).$$



Визначимо кут  $\Delta\varphi(f)$  між векторами  $Ki_1(f)$  та  $Ki_2(f)$  (рис. 2.21, а)

$$\Delta\varphi(f) = \varphi_{CE1}(f) - \varphi_{CE2}(f).$$

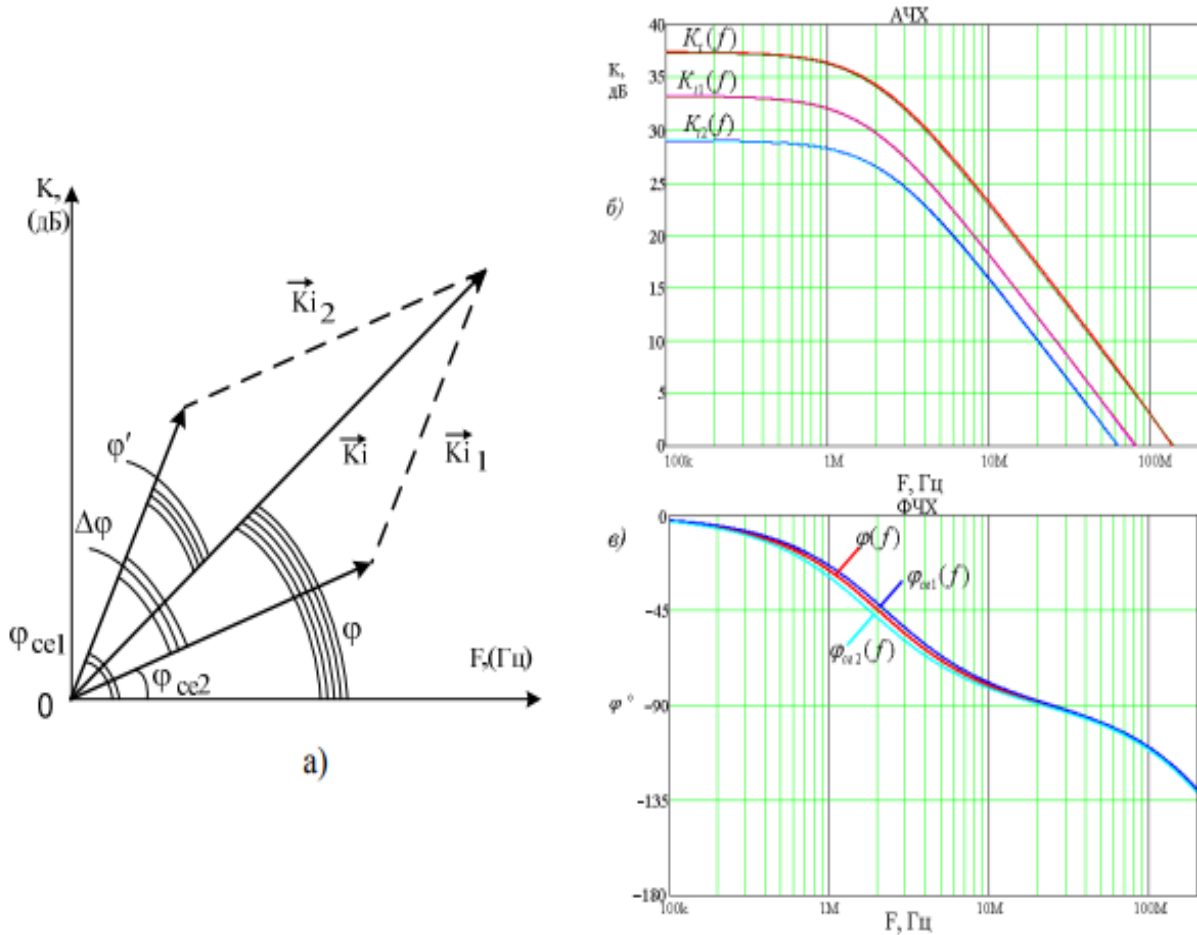


Рисунок 2.21 – Графічна інтерпретація коефіцієнтів передачі:

а) векторна діаграма; б) АЧХ; в) ФЧХ

У свою чергу,

$$\varphi_{CE1}(f) = \varphi_{CB1}(f) + \varphi_{CE1}(f),$$

$$\varphi_{CE2}(f) = \varphi_{CB2}(f) + \varphi_{CE2}(f),$$

де  $\varphi_{CB1}(f)$ ,  $\varphi_{CB2}(f)$  – фаза після каскаду ЗБ,  $\varphi_{CE1}(f)$ ,  $\varphi_{CE2}(f)$  – фаза після каскаду ЗЕ.

Щоб визначити кут  $\varphi'(f)$  потрібно застосувати теорему синусів, при цьому

$$\varphi'(f) = \frac{180}{\pi} \frac{K'_{np} \cdot \sin\left(\Delta\varphi(f) \cdot \frac{180}{\pi}\right)}{\sqrt{K'^2_{np}(f) + K''^2_{np}(f) - 2 \cdot K'_{np}(f) \cdot K''_{np}(f) \cdot \cos\left((180 - \Delta\varphi) \cdot \frac{\pi}{180}\right)}}$$

Отже, маючи коефіцієнти передачі на верхньому і нижньому тактах підсилення, отримаємо значення загального коефіцієнта підсилення та його фазову характеристику. Підставляючи параметри реальних електронних компонентів елементної бази [31] у вирази для коефіцієнта передачі та фази, будемо мати такі аналітичні співвідношення:

$$K_i(f) = \frac{\sqrt{\left(\frac{45.1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.4 \cdot 10^8}\right)^2}}\right)^2 + \left(\frac{28.2}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{2.2 \cdot 10^6}\right)^2}}\right)^2}}{-2 \cdot \left(\frac{45.1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.4 \cdot 10^8}\right)^2}}\right) \cdot \left(\frac{28.2}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{2.2 \cdot 10^6}\right)^2}}\right) \cdot \cos\left((180 - \Delta\varphi) \cdot \frac{\pi}{180}\right)}$$

$$\varphi(f) = \varphi_{ce1}(f) - \frac{1}{\pi} \cdot \frac{8114.4}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.4 \cdot 10^8}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{f}{2.2 \cdot 10^6}\right)^2}} \cdot \frac{\sin\left(\Delta\varphi(f) \cdot \frac{180}{\pi}\right)}{K_i(f)}$$

На рис. 2.21, б в наведено графіки АЧХ і ФЧХ відповідних коефіцієнтів.

### 2.1.4 Складені транзистори

У багатьох аналогових інтегральних схемах (ІС) застосовуються у вигляді комбінації з декількох транзисторів, з'єднаних між собою так, що їх можна розглядати як єдине ціле – складений транзистор.

Серед складених транзисторів найбільш поширеною є так звана пара Дарлінгтона (рис. 2.22). Її головна особливість – велике значення коефіцієнта підсилення базового струму.

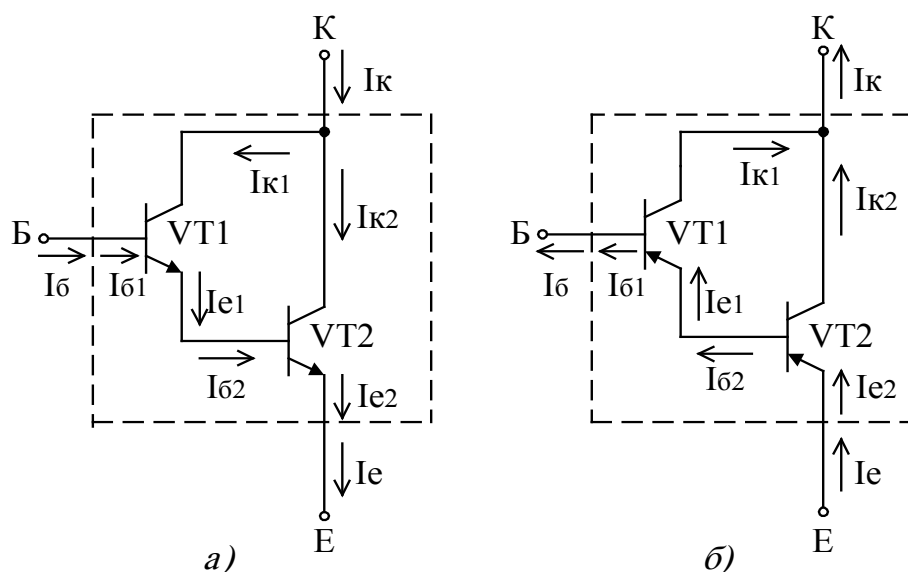


Рисунок 2.22 – Пара Дарлінгтона

Покажемо, що складений транзистор дійсно має коефіцієнт  $\beta$  значно більший, ніж у обох його компонентів. Задаючи приріст струму  $dI_{\sigma} = dI_{\sigma 1}$ , отримаємо

$$dI_{e1} = (1 + \beta_1) dI_{\sigma} = dI_{\sigma 2}, \quad (2.31)$$

$$dI_k = dI_{k1} + dI_{k2} = \beta_1 dI_{\sigma} + \beta_2 [(1 + \beta_1) dI_{\sigma}], \quad (2.32)$$

звідки, діленням  $dI_k$  на  $dI_{\sigma}$ , знаходимо підсумковий диференційний коефіцієнт передачі

$$\beta_{\Sigma} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \cdot \beta_2. \quad (2.33)$$

Оскільки завжди  $\beta \gg 1$ , то можна вважати, що

$$\beta_{\Sigma} \approx \beta_1 \cdot \beta_2. \quad (2.34)$$

Легко побачити, що значення  $\beta_{\Sigma}$  може складати декілька тисяч при використанні звичайних транзисторів. Для цього, однак, обидва транзистри мають знаходитись в нормальному режимі щодо сталих складових струмів і напруг. Втім очевидно (з рис. 2.22) співвідношення  $I_{e1} = I_{\sigma 2}$  означає, що два однотипних транзистори не можуть одночасно знаходитись у нормальному режимі, оскільки  $I_{e1} = I_{\sigma 2} \ll I_{e2}$ . Отже, транзистор  $VT_2$  працює зі значно більшими струмами, ніж транзистор  $VT_1$ , тому при використанні формул (2.33 і 2.34) потрібно враховувати залежність параметрів  $\beta$  від режиму.

На рис. 2.23 показана схема складеного транзистора, який називають складеним р-п-р транзистором Шиклаї. В даному випадку мова йде про з'єднання двох транзисторів різного типу р-п-р і п-р-п. Напрямок підсумкових струмів, як видно з рисунка, відповідає транзистору типу р-п-р. Що стосується коефіцієнта підсилення, то він визначається з виразу, який практично збігається з виразом для пари Дарлінгтона.

$$\beta = \beta_1 + \beta_1 \beta_2 \quad \text{або} \quad \beta \approx \beta_1 \times \beta_2.$$

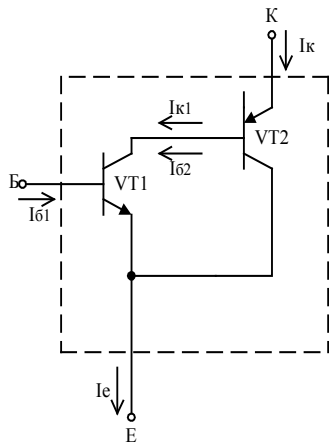


Рисунок 2.23 – Складений *p-n-p* транзистор Шиклаї

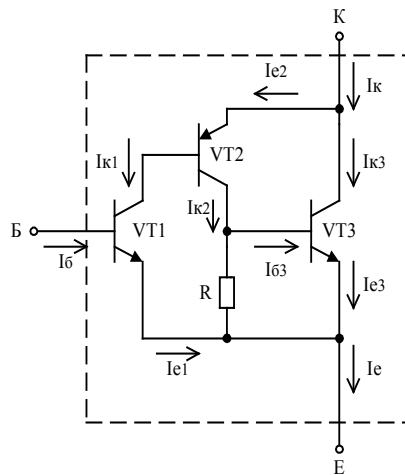


Рисунок 2.24 – Транзисторна схема Шиклаї

На рисунку 2.24 показана схема ще одного складеного транзистора. Для даної схеми справедливе рівняння  $\beta \approx \beta_1 \times \beta_2 \times \beta_3$ .

## 2.2 Теоретичні відомості та розрахункові співвідношення в польових транзисторах

Польовими транзисторами називаються напівпровідникові елементи, які, на відміну від звичайних біполярних транзисторів, керуються електричним полем, тобто практично без затрат потужності сигналу керування у статичному режимі.

Розрізняють шість різних типів польових транзисторів [6–8]. Їх умовні позначення в електричних схемах наведені на рис. 2.25. Керувальним електродом транзистора є заслін 3. Він дозволяє керувати значенням опору між стоком С і витокom В. Напругою керування є напруга  $U_{зв}$ . Більшість польових транзисторів є симетричними, тобто, їх властивості не змінюються, якщо електроди С і В поміняти місцями. У транзисторі з керуючим переходом затвор відокремлено від каналу СВ n-p- чи p-n-переходом. При правильній полярності напруги  $U_{св}$  діод, створений переходом затвор-канал, замикається та затвор ізолюється від каналу; при зміненій полярності він відмикається. В польових транзисторах з ізольованим затвором, чи у МДН-транзисторах, затвор відокремлений від каналу СВ тонким шаром ізоляції окислом  $SiO_2$ . При такому виконанні транзистора струм через затвор не буде протікати за будь-якої полярності напруги на затворі. Реальні струми затворів польових транзисторів з керуючим переходом змінюються від 1пА до 1нА, а для МДН-транзисторів вони, в середньому, менші в  $10^3$  раз. Вхідні опори для транзисторів з керуючим переходом змінюються від  $10^{10}$  до  $10^{13}$  Ом, а для МДН-транзисторів – від  $10^{13}$  до  $10^{15}$  Ом.

Аналогічно розподілу біполярних транзисторів на р-п-р і п-р-п, польові транзистори діляться на р-каналні та п-каналні. У п-каналних польових транзисторах струм каналу стає тим меншим, чим суттєвіше знижується потенціал затвора. У р-каналних польових транзисторах спостерігається обернене явище. Нижче будуть розглядатися, в основному, п-каналні транзистори.

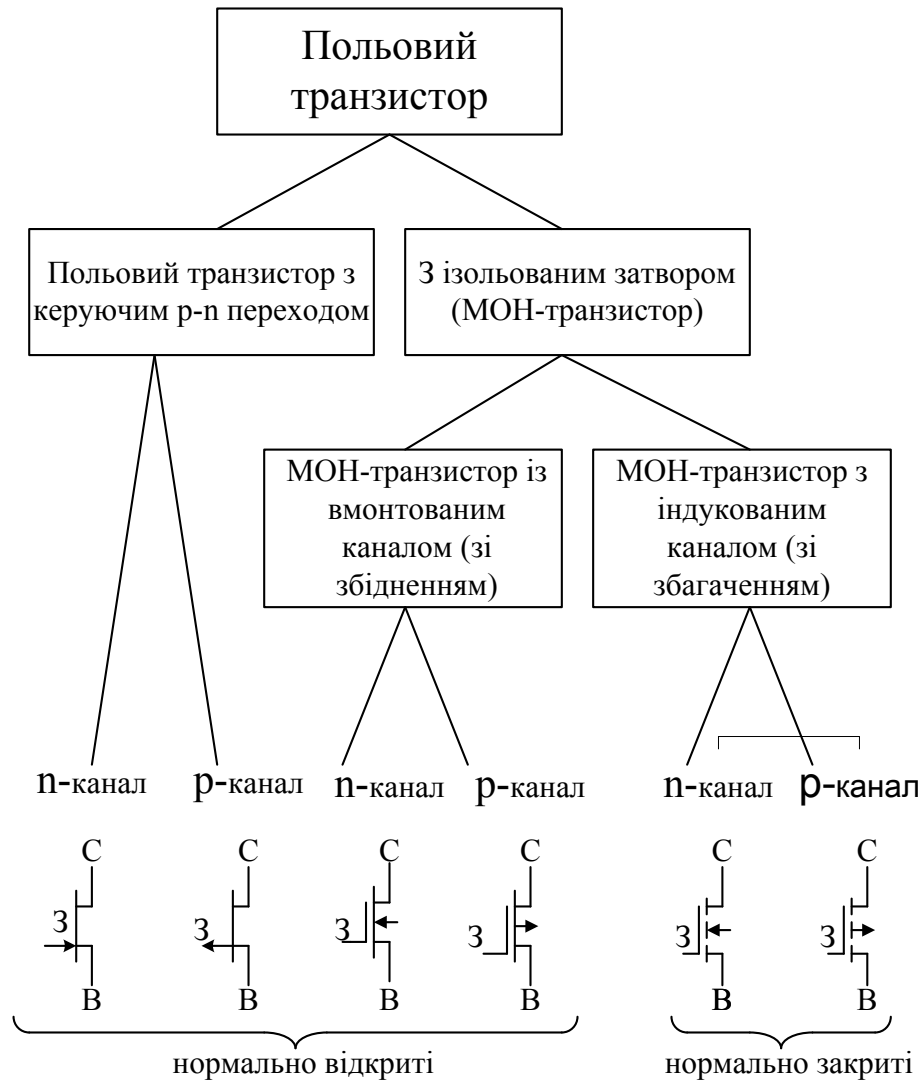


Рисунок 2.25 – Схемні позначення польових транзисторів

Через польові транзистори з керувальним переходом при напрузі  $U_{зв} = 0$  протікає невеликий струм стоку. Такі транзистори називаються *нормально відкритими*. Аналогічні властивості мають МДН-транзистори збідненого типу. МДН-транзистори збагаченого типу, навпаки, закриваються при значеннях  $U_{зв}$ , близьких до нуля. Їх називають *нормально закритими*. Струм стоку протікає через п-каналні МДН-транзистори з індукованим каналом тоді, коли  $U_{зв}$  перевищує деяке додатне значення.

У n-канальних польових транзисторах до виводу витоку потрібно подати негативний потенціал напруги, більший за величиною, ніж до виводу стоку. В симетричному n-канальному транзисторі будь-який з виводів каналу, до якого підведений більш низький потенціал, може служити як вивід витоку.

В МДН-транзисторах часто роблять четвертий вивід від так званої підложки. Цей електрод, як і затвор, також може виконувати функції керування, але він відокремлений від каналу тільки р-n-переходом. Властивості керування підкладки зазвичай не використовують, а її виводи з'єднують з виводами витоку.

На рис. 2.26 і 2.27 зображено сім'ю характеристик типового польового транзистора з керуючим р-n-переходом в області малих сигналів [7]. Можна відзначити, що зовні ці характеристики подібні до характеристик біполярного транзистора. При цьому стік відповідає колектору, витік – емітеру, а затвор – базі біполярного транзистора.

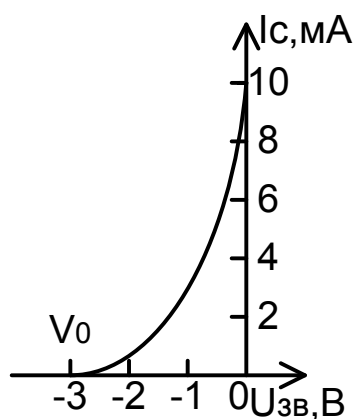


Рисунок 2.26 – Передатна характеристика нормально відкритого транзистора

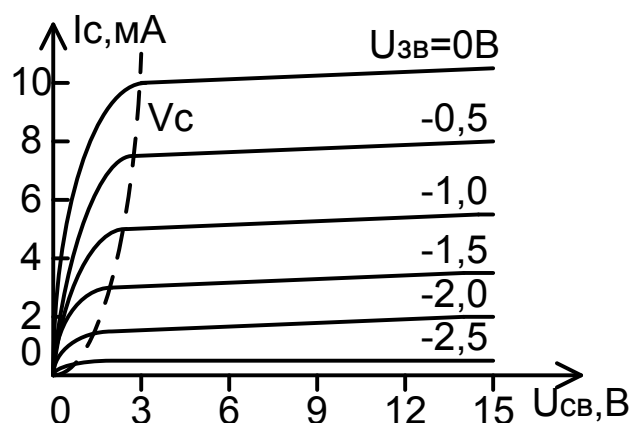


Рисунок 2.27 – Вихідні характеристики

Характеристики польового транзистора відрізняються від відповідних характеристик n-p-n-транзистора робочим діапазоном напруг затвір-витік. Напруга, при якій струм стоку  $I_c$  набуває мінімального значення, називається пороговою напругою  $U_0$ .

Стокові характеристики являють собою залежність струму стоку  $I_c$  від напруги стоку  $U_{св}$  при декількох від'ємних значеннях напруги затвор-витік  $U_{зв}$ . Найбільше значення струм стоку має при  $U_{зв} = 0$ . Із збільшенням

від'ємного значення  $U_{зв}$  струми відсічки зменшуються, і при  $U_{зв}$  приблизно дорівнюють напрузі відсічки,  $I_c \approx 0$ .

На рис. 2.26 наведена стоко-затвірна характеристика транзистора, ввімкненого за схемою зі спільним джерелом. Це залежність струму стоку  $I_c$  від напруги затвір-витік  $U_{зв}$ . Після відсікання струм стоку  $I_c$  майже постійний, так що зміна  $U_{св}$  майже не чинить на нього впливу, і характеристику можна використати практично при будь-яких значеннях  $U_{св}$  вищих напруги відсікання. Однією з найбільш важливих характеристик польового транзистора з керуючим р-п-переходом є  $I_{свв}$ . Це значення струму, який протікає від стоку до витіку після відсікання при  $U_{зв} = 0$ .

При значеннях напруг  $U_{зв}$ , більших  $U_0$ , передатна характеристика транзистора описується рівнянням

$$I_c = I_{св}(1 - U_{зв}/U_0)^2, \quad (2.35)$$

де  $I_{св}$  – струм стоку при  $U_{зв} = 0$ .

Даний вираз можна використати також і для опису передатних характеристик МДН-транзисторів як нормально відкритих, так і нормально закритих, якщо врахувати знаки  $U_{зв}$  і  $U_0$ . Для нормально закритих МДН-транзисторів вибирається значення  $I_{св}$  при  $U_{зв} = 2U_0$ . Зміст цього стає зрозумілим при порівнянні передатних характеристик МДН-транзисторів збідненого та збагаченого типів (рис. 2.28, 2.29).

За передатною характеристикою транзистора можна визначити такий його параметр, як крутизна

$$S = dI_c/dU_{зв} \text{ при } U_{св} = \text{const}. \quad (2.36)$$

Другим і третім параметрами МДН-транзистора є, відповідно, внутрішній опір  $r_c = dU_{св}/dI_c$  при  $U_{зв} = \text{const}$ , коефіцієнт підсилення  $K = dU_{св}/dU_{зв}$  при  $I_c = \text{const}$ .

Ці три параметри пов'язані співвідношенням

$$K = S r_c. \quad (2.37)$$

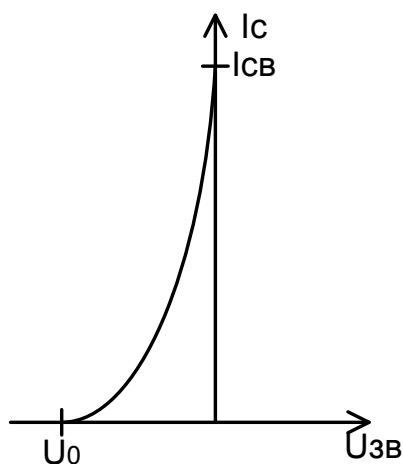


Рисунок 2.28 – Передатна характеристика нормального відкритого польового транзистора

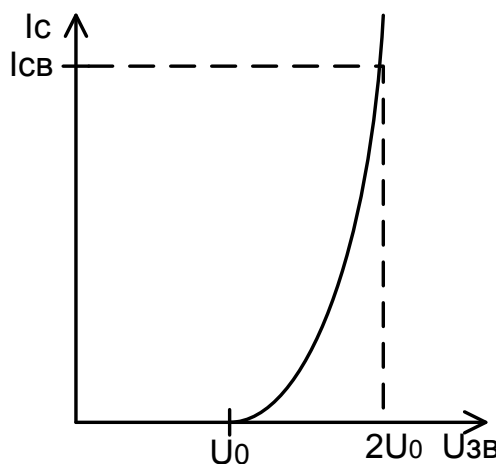


Рисунок 2.29 – Передатна характеристика нормального закритого польового транзистора

МДН-транзистор є польовим транзистором з іншою структурою і з деякими відмінностями характеристик порівняно з польовим транзистором з керуючим р-п-переходом. МДН-транзистори іноді використовуються в схемах підсилювачів, але, в основному, вони знаходять застосування в цифрових і ключових схемах.

Однією з головних відмінностей між польовим транзистором з керуючим р-п-переходом і МДН-транзистором є те, що заслін МДН-транзистора відокремлений від підкладки дуже тонким шаром (2,54 мкм чи навіть менше) діоксида кремнію  $\text{SiO}_2$ , (окис у структурі метал-окис-напівпровідник), який ізолює заслін від підкладки. Таким чином, високий вхідний опір МДН-транзистора забезпечується оксидним діелектриком, а не зворотнозміщеним р-п-переходом, як у польовому транзисторі з керуючим р-п-переходом. А це означає також, що заслін може мати і додатний потенціал відносно витоків.

МДН-транзистори виготовляються або з індукованим каналом, або з вмонтованим каналом. МДН-транзистор із вмонтованим каналом має вмонтований n-канал між витоків і стоком, а МДН-транзистор з індукованим каналом такого каналу не має. Якщо коло затвора розімкнено, а між витоків і стоком прикласти напругу, то в МДН-транзисторі з вмонтованим каналом протікає струм, а в МДН-транзисторі з індукованим каналом струм протікати не буде, тому що він має два р-п-переходи між стоком і витоків, і один з них зміщений у зворотному напрямку.

Малосигнальна керувальна схема заміщення МДН-транзистора зображена на рис. 2.30 при  $U_{\text{пв}} = 0$ .



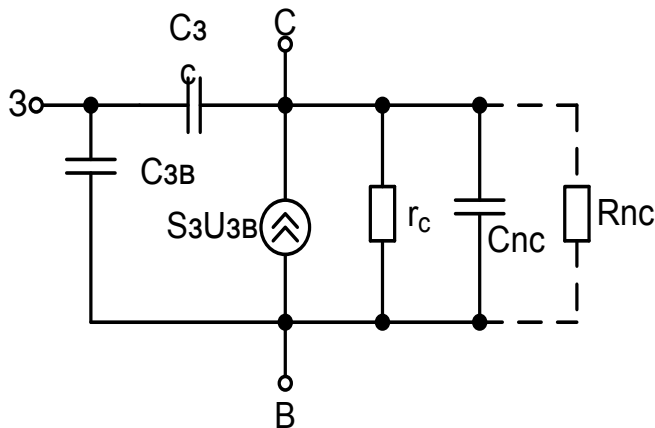


Рисунок 2.30 – Спрощена малосигнальна схема МДН-транзистора

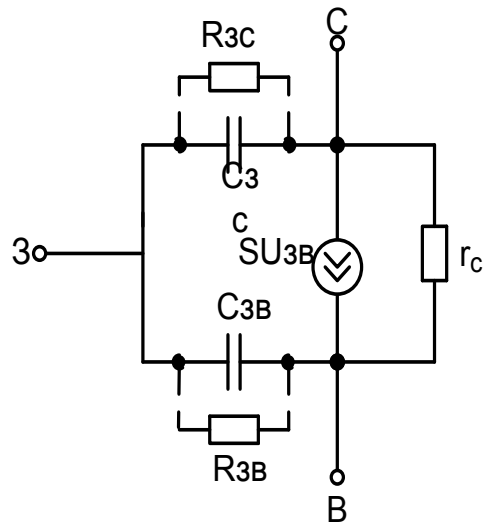


Рисунок 2.31 – Малосигнальна еквівалентна схема польового транзистора

Оскільки ми маємо на увазі роботу транзистора на пологих ділянках ВАХ, то опір каналу задається значенням  $r_c$ . Елементом, що відображає підсилювальну здатність транзистора, є кероване джерело струму  $S_3U_{зв}$ . Опір  $R_{пс}$  – це обернений опір стоку. Ємність  $C_{зв}$  і  $C_{зс}$  – це ємність металевих електродів затвора відносно шарів витоку і стоку.

Малосигнальна еквівалентна схема польового транзистора у режимі збудження з р-п переходом зображена на рис. 2.31. Елементи цієї схеми насправді ті ж, що і в МДН-транзисторі:

$r_c$  – диференційний опір каналу;

$SU_{зв}$  – джерело струму, яке відображає підсилювальні властивості транзистора;

$R_{зв}$  і  $R_{зс}$  – зворотні опори р-п-переходу;

$C_{зв}$  і  $C_{зс}$  – бар'єрні ємності бокових частин п-р-переходу.

При моделюванні електричних схем в системі програм PSpice польові транзистори з керуючим р-п переходом описується моделлю Шихмана-Ходжеса [29] згідно з еквівалентною схемою для транзистора з каналом n-типу. В системі PSpice польові транзистори з ізольованим затвором (МДН-транзистори) описуються чотирма різними системами рівнянь, вибір яких визначається точністю моделювання вольт-амперних характеристик. Всі моделі мають одну і ту ж еквівалентну схему [26].

## 2.3 Контрольні запитання до розділу 2

1. Що таке транзистор?
2. Які основні класи транзисторів?
3. Який принцип роботи біполярного транзистора?
4. Як називаються виводи біполярного транзистора?
5. Які існують режими роботи біполярного транзистора?
6. Наведіть основні схеми під'єднання біполярних транзисторів.
7. Які властивості вмикання транзистора за схемою ЗБ?
8. Які властивості вмикання транзистора за схемою ЗЕ?
9. Які властивості вмикання транзистора за схемою ЗК?
10. Що таке коефіцієнт підсилення?
11. Що характеризує коефіцієнт підсилення?
12. Які існують схеми під'єднання біполярного транзистора в діодному з'єднанні?
13. Наведіть та поясніть фізичну модель біполярного транзистора.
14. Напишіть формули моделі Еберса-Молла.
15. Чому модель Гуммеля-Пуна більш досконала?
16. Які програми комп'ютерного моделювання електронних схем застосовуються нині?
17. Який формат електронних схем застосовується, які його переваги?
18. Що таке схеми заміщення і для чого вони застосовуються?
19. Що таке КГС?
20. Наведіть схему заміщення каскаду з загальною базою.
21. Наведіть схему заміщення каскаду з загальним емітером
22. Наведіть схему заміщення каскаду з загальним колектором.
23. Що таке малосигнальна схема заміщення?
24. Наведіть малосигнальні схеми заміщення для транзисторних каскадів із КГС для схем ЗБ, ЗК і ЗЕ.
25. Що таке складені транзистори?
26. Опишіть складений транзистор за схемою Дарлінгтона.
27. Опишіть складений транзистор за схемою Шиклаї.
28. Наведіть класифікацію польових транзисторів.
29. Наведіть схемні позначення польових транзисторів.
30. В чому різниця між польовим транзистором з керуючим р-п-переходом і МОН-транзистором з ізольованим затвором?

31. Чому в польовому n-канальному транзисторі з керуючим р-n-переходом напруга  $U_{зв}$  не має бути додатною? Чи справедливе це твердження для МОН-транзистора?
32. Яка напруга є напругою відсікання польового транзистора?
33. В чому різниця між МОН-транзистором з індукованим каналом і МОН-транзистором із вмонтованим каналом?
34. Структура польового транзистора з керуючим р-n-переходом.
35. Принцип дії польового транзистора з керуючим р-n-переходом.
36. Стокові характеристики польового транзистора з керуючим р-n-переходом.
37. Стокові та стоконатворні характеристики МОН-транзисторів.
38. Еквівалентні схеми заміщення польових і МОН-транзисторів зі збідненням.
39. Еквівалентні схеми заміщення польових і МОН-транзисторів зі збагаченням.
40. Схеми вмикання нормально відкритих польових і МОН-транзисторів.
41. Схеми вмикання нормально закритих польових і МОН-транзисторів.

### РОЗДІЛ 3 ДЖЕРЕЛА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Ідеальне джерело постійного струму – це елемент електричної схеми, який забезпечує стабільне значення струму в навантаженні, незалежно від падіння напруги в навантаженні чи від опору навантаження. Джерело постійного струму може бути керованим, в такому випадку струм джерела є функцією іншої напруги чи струму в системі й не залежить від напруги на навантаженні або його опору.

В електронних пристроях, особливо реалізованих на інтегральних схемах, часто застосовуються джерела постійного струму і, частково, струму, змінного за певною функцією в часі. Хоча в реальному електронному приладі неможливо реалізувати ідеальне джерело постійного струму, існують способи, що дозволяють отримати дуже близьку апроксимацію такого ідеального джерела.

Джерела постійного струму (ДПС) є основними функціональними підсхемами, що використовуються для задання статичного режиму аналогових інтегральних схем. При цьому складні інтегральні аналогові пристрої можуть містити десятки ДПС. Ідеальне ДПС забезпечує заданий струм у навантаженні  $R_H$ , який не залежить від значення опору  $R_H$ , тобто, вихідний опір  $R_{\text{вих}}$  такого ДПС наближається до нескінченності. В аналоговій мікросхемотехніці реальні ДПС, як правило, реалізуються на біполярних або польових транзисторах. При цьому використовується та властивість транзистора, що колекторний або стоковий струм мало залежить від напруги колектор-емітер, або стік-витік.

Еквівалентна схема джерела струму наведена на рис. 3.1. Ідеальне джерело струму має горизонтальну вольт-амперну характеристику, показану на рис. 3.2 штриховою лінією 1. Характеристики реальних джерел струму (крива 2) відрізняються від ідеальної обмеженою робочою ділянкою і кінцевим диференціальним опором ( $R_i$ ). Як правило, опір  $R_i$  залежить від напруги  $U_T$ . Проте враховування такої нелінійності не завжди виправдано на практиці. Тому під  $R_i$  завжди розуміють деяке середнє значення.

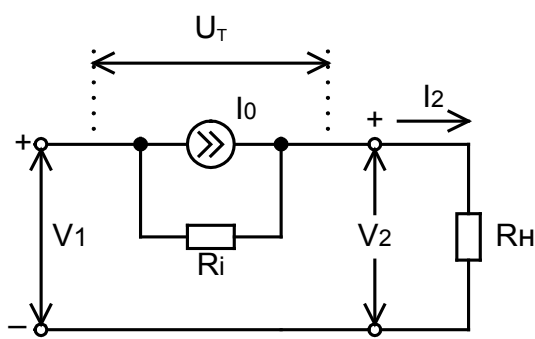


Рисунок 3.1 – Еквівалентна схема джерела струму

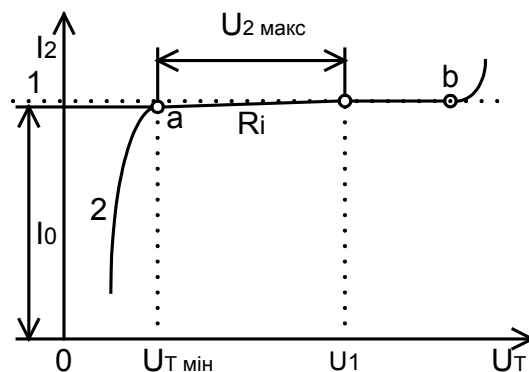


Рисунок 3.2 – Вольт-амперна характеристика джерела струму

Робоча ділянка обмежена точками а і b, в яких з'являється помітне зменшення опору  $R_i$ . У біполярних транзисторах точка а відповідає переходу в режим насичення, а в МДН-транзисторах – на круту ділянку характеристики. Точка b в обох типах транзисторів відповідає початку пробою.

Напруга  $U_{T \min}$  в точці а відповідає тому мінімальному значенню на стабілізувальному елементі, при якій він ще виконує свої функції. В біполярних n-p-n-транзисторах мінімальну напругу можна вважати такою, що дорівнює 0,3 В для вмикання ЗЕ і – 0,5 В для вмикання ЗБ. В МДН-транзисторах мінімальна напруга близька до напруги насичення  $U_{св}$ . Остання, залежно від струму і крутизни транзистора, знаходиться в межах від часток вольт до декількох вольт.

У більшості електронних схем навантаження джерел струму нелінійне. Для нелінійних елементів опір є лише умовною величиною, що характеризується відношенням напруги до струму. Тому нелінійне вихідне коло зручно характеризувати не опором  $R_n$ , а вихідною напругою  $U_2$  при заданому струмі.

Номінальним режимом джерела струму є режим короткого замикання, коли  $U_2 = 0$ . При цьому, як видно з рис. 3.1, на стабілізувальному елементі падає максимальна напруга, що дорівнює напрузі  $U_1$ . Зрозуміло, що напруга  $U_1$  має лежати в межах робочої ділянки (рис. 3.2).

Струм короткого замикання вважається номінальним струмом джерела. Цей струм складається зі струму  $I_0$  і струму  $U_1/R_i$ , зумовленого кінцевим опором стабілізувального елемента (рис. 3.1). У всіх реальних джерелах другою складовою можна знехтувати, оскільки вона дуже мала, тому номінальний вихідний струм  $I_2$  вважають рівним струму ідеального стабілізувального елемента  $I_0$ .

В режимі, що відрізняється від короткого замикання, на виході джерела струму є кінцева напруга  $U_2$ . Чим вона більша, тим менша напруга  $U_T$  на стабілізувальному елементі. Максимальна напруга на навантаженні відповідає значенню  $U_{T \max}$ .

Значення  $I_0$ ,  $U_1$  і  $U_2$  у загальному випадку некорельовані, тобто змінюються незалежно один від одного. Тому для найгіршого випадку приріст вихідного струму є арифметичною сумою трьох приростів (рис. 3.1)

$$\Delta I_2 = \Delta I_0 + \Delta U_1/R_i + \Delta U_2/R_i.$$

Поділивши ліву частину виразу на струм  $I_2$ , а праву – на близький до нього струм  $I_0$ , запишемо відносну нестабільність у вигляді

$$\Delta I_2/I_2 = \Delta I_0/I_0 + \Delta U_1/E_i + \Delta U_2/E_i.$$

Тут  $E_i = I_0 R_i$  – еквівалентна напруга, що визначає якість стабілізації за вихідною та вхідною напругами. Чим більше значення  $E_i$ , тим вища якість джерела струму.

На практиці роль стабілізуювальних елементів виконують транзистори.

У випадку біполярних транзисторів, ввімкнених за схемою ЗБ, струм  $I_0$  є колекторним струмом, а опір  $R_i$  – опором колекторного переходу  $r_k$ . Як відомо, опір  $r_k$  обернено пропорційний струму  $I_k$ . Тому їх добуток, тобто напруга  $E_i$ , не залежить від струму і може розглядатися як параметр транзистора. Для ввімкнення ЗЕ, при якому опір  $r_k^* = r_k(1-\alpha)$ , значення  $E_i$  в десятки разів менше.

У випадку МДН-транзисторів добуток  $I_c r_c$  також є параметром.

Як джерело струму в монолітних інтегральних схемах частіше використовується транзисторний каскад, ввімкнений за схемою з ЗЕ. Головними параметрами джерел струму є: коефіцієнт стабілізації за струмом ( $K_I$ ), вихідний опір ( $R_{\text{вих}}$ ), коефіцієнт температурної нестабільності вихідного струму ( $K_T$ ) і коефіцієнт ( $K_U$ ), що характеризує змінення вихідного струму від зміни напруги живлення.

### 3.1 Найпростіші джерела постійного струму

Схему ідеального джерела струму можна побудувати на базі джерела напруги з послідовно ввімкненим високим омичним опором  $R_i$ , значення якого наближається до нескінченності.

Розглянемо найпростіше реальне джерело постійного струму (рис. 3.3). В даній схемі

$$I = E/(R_i + R_H). \quad (3.1)$$

Напруга на навантаженні дорівнює

$$U_H = E - I_a R_i. \quad (3.2)$$

Оскільки джерело напруги має внутрішній опір  $R_i$ , то при збільшенні струму напруга на навантаженні зменшується. Відповідно, найбільшим недоліком даної схеми є те, що, як правило, не завжди вдається витримати співвідношення  $R_i \ll R_H$ .

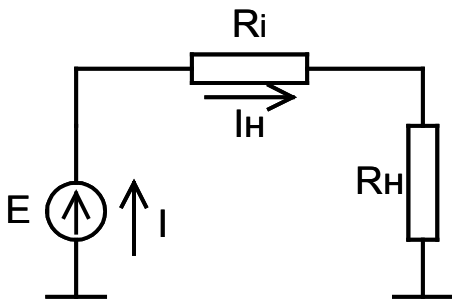


Рисунок 3.3 – Еквівалентна схема реального джерела напруги

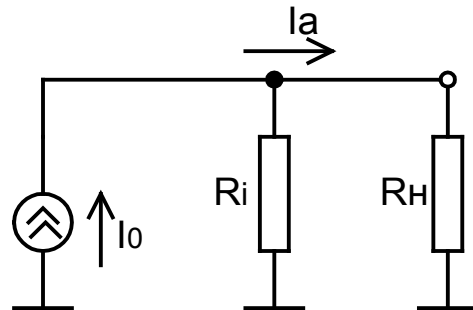


Рисунок 3.4 – Еквівалентна схема реального джерела струму

Друга еквівалентна схема для реального джерела струму отримується в результаті перетворення рівняння (3.2)

$$I_a = (E - U_H) / R_i = I_o - (U_H / R_i), \quad (3.3)$$

де  $I_o = E/R_i$  – струм короткого замикання.

Ця схема наведена на рис. 3.4.

Відомо, що вихідний струм тим менше залежить від вихідної напруги, чим більшим є опір  $R_i$ . Граничне значення  $R_i$  прямує до нескінченності й наближає до ідеального джерела струму.

Джерела струму на біполярних транзисторах. На практиці використовуються активні джерела струму на транзисторах. Відомо, що для транзистора в активному режимі струм колектора відносно незалежний від напруги на колекторі. Для транзистора в активній області напруга між колектором і емітером  $U_{ке}$  має бути більша 0,3 В, але менша напруги пробою між колектором і емітером. В цьому діапазоні напруг струм колектора майже не залежить від напруги між колектором і емітером.

На рис. 3.5 наведено просте однострижорне джерело незмінного постійного струму. Дослідження схеми показують, що емітерний струм незмінний, доки опір колекторного резистора, що є еквівалентом навантаження, залишається доволі низьким, тобто таким, щоб транзистор не входив в режим насичення, тоді  $I_e \approx I_k$  і колекторний струм залишаються постійними:

$$I_e = (U_{бе} - U_{ее}) / R_e.$$

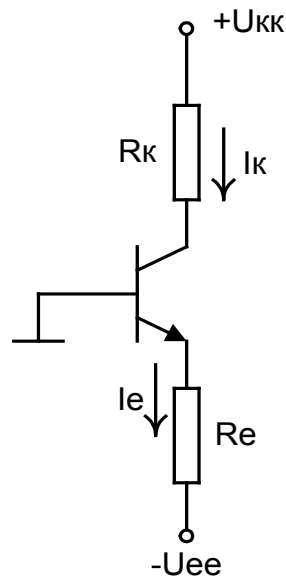


Рисунок 3.5 – Схема активного джерела струму

Транзистор, проте, може перейти в область насичення при збільшенні  $R_k$ . Якщо протікає постійний струм, а  $R_k$  збільшується, колекторна напруга буде зменшуватись доти, поки вона не стане нижча за напругу на базі, й транзистор перейде в режим насичення. Далі колекторний струм буде швидко зменшуватись, і схема перестане функціонувати як джерело незмінного постійного струму.

Розглянемо *приклад*. Для схеми на рис. 3.5 за заданими значеннями  $U_{кк} = 30 \text{ В}$ ;  $U_{ее} = -10,7 \text{ В}$ ;  $R_e = 200 \text{ Ом}$  визначити діапазон значень опору  $R_k$ , в якому схема буде працювати як джерело постійного струму. Струм емітера

$$I_e = (U_{бe} - U_{еe})/R_e = [(-0,7\text{В}) - (-10,7\text{В})]/200 \text{ Ом} = 10 \text{ В}/200 \text{ Ом} = 50 \text{ мА}.$$

Схема буде служити джерелом незмінного постійного струму, доки транзистор не перейде в область насичення. Тому спад напруги на  $R_c$  має бути меншим  $30 \text{ В}$ , щоб перехід база-колектор був зміщений у зворотному напрямку (додатному) і щоб транзистор не входив до області насичення.

$$R_k I_k \leq 30\text{В}; \quad R_k \leq 30 \text{ В}/50 \text{ мА} = 600 \text{ Ом}.$$

Таким чином, струм через  $R_k$  буде незмінним і таким, що дорівнює  $50 \text{ мА}$  для значень  $R_k$  між нулем і  $600 \text{ Ом}$ .

Основними характеристиками джерела незмінного постійного струму є фіксована напруга бази  $U_b$  і фіксована напруга емітера  $U_{еe}$ , створювана поточним струмом. Іноді фіксована напруга на базі джерела постійного



струму задається напівпровідниковим стабілітроном або подільником напруги.

На рисунку 3.6 наведена найпростіша схема активного джерела струму. Для даної схеми

$$I_{\text{вих}} = I_{\text{к}} = I_{\text{е}} - I_{\text{б}} \approx I_{\text{е}}, \quad (3.4)$$

оскільки  $I_{\text{е}} \gg I_{\text{б}}$ .

Перетворивши формулу (3.4), отримуємо

$$I_{\text{вих}} = I_{\text{е}} = U_{\text{е}} / R_{\text{е}} = (E - U_{\text{бе}}) / R_{\text{е}}. \quad (3.5)$$

Якщо виконується умова  $R_{\text{вих}} \gg R_{\text{н}}$ , то вихідний опір в даному випадку визначається як

$$R_{\text{вих}} = R_{\text{е}} \cdot \beta, \quad (3.6)$$

де  $\beta$  – коефіцієнт передання струму у схемі з загальним емітером.

Якщо  $R_{\text{е}} = R_{\text{н}}$ , то  $R_{\text{вих}}$ , орієнтовно, на два порядки вищий. Вхідний опір визначається за формулою (3.7)

$$R_{\text{вх}} = r_{\text{б}} + (r_{\text{е}} + R_{\text{е}}) (1 + \beta). \quad (3.7)$$

Проаналізуємо роботу схеми рис. 3.6. В цій схемі і базовий струм  $I_{\text{б}}$ , і відповідний йому колекторний струм  $\beta I_{\text{б}}$  протікають через емітер. Якщо з деякої причини базовий струм збільшиться, падіння напруги на резисторі в колі також збільшиться, що заважає збільшенню базового струму і обмежує його.

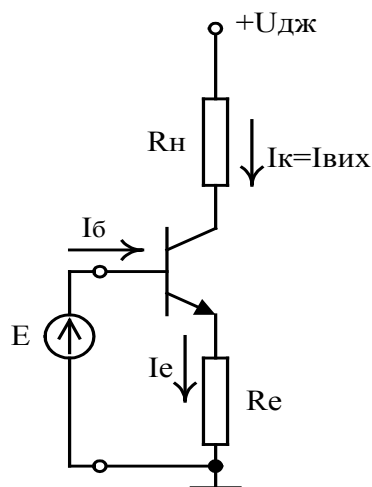


Рисунок 3.6 – Найпростіше джерело струму на n-p-n-транзисторі

Визначимо струм  $I_e$

$$I_e = I_k + I_b = \beta I_b + I_b = I_b(\beta + 1).$$

За законом Кірхгофа для контуру в колі бази можна записати

$$U_b = U_{be} + I_e R_e = U_{be} + (\beta + 1) I_b R_e,$$

звідки отримаємо

$$I_b = (U_b - U_{be}) / (\beta + 1) R_e.$$

Якщо прийняти  $\beta + 1 \approx \beta$ , що справедливо при великих значеннях  $\beta$  і  $\beta \cdot R_e \gg R_e$ , то можна записати

$$I_b \approx (U_b - U_{be}) / \beta \cdot R_e.$$

Відзначимо, що струм бази  $I_b$  обернено пропорційний  $\beta$ , а  $I_{вих} = I_k = \beta I_b = (U_b - U_{be}) / R_e$ , тобто,  $I_{вих}$  не залежить від  $\beta$ . Тому, з урахуванням вказаних припущень,  $I_{вих}$  і  $U_{вих}$  будуть постійними і незалежними від  $\beta$ .

Отже, від'ємний зворотний зв'язок за струмом викликає стабілізацію  $U_{be}$  і зменшення коефіцієнта підсилення напруги. З цієї причини знижується вхідний струм  $dI_b$  і збільшується вхідний опір, причому, в те ж число разів, в котре зменшується коефіцієнт підсилення за напругою. З урахуванням співвідношення  $r_{ке} \gg R_n$ , отримаємо

$$r_{вх} = r_{be} (1 + \beta R_e) = r_{be} + \beta R_e = \beta (1/\beta + R_e).$$

Внаслідок від'ємного зворотного зв'язку за струмом вихідний опір зростає мало і наближається (у випадку глибокого від'ємного зворотного зв'язку) до  $R_n$ .

На практиці схема на рис. 3.6 використовується рідко, оскільки тут потрібні два джерела живлення.

Схема джерела струму, зображеного на рис. 3.7, є джерелом струму з подільником напруги і побудована на основі схеми з загальним емітером та від'ємним зворотним зв'язком за струмом. Вихідний струм залишається незмінним, доки транзистор ненасичений, тобто, доки  $U_{ке} > U_{ке.нас}$ .

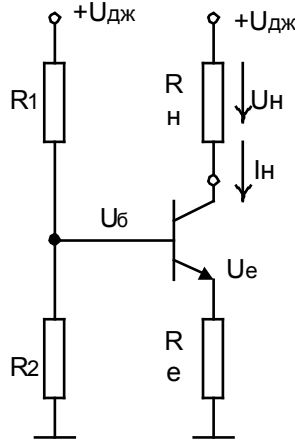


Рисунок 3.7 – Джерело струму з подільником напруги

При аналізі схеми передбачається, що напруга на базі транзистора  $U_{\text{б}}$  визначається резисторами  $R_1$  і  $R_2$ , які виконують роль подільника напруги. Вона дорівнює  $U_{\text{б}} = U_{\text{н}}(R_2 / R_1 + R_2)$ .

Напруга на емітері –  $U_{\text{е}} = U_{\text{б}} - U_{\text{бe}}$ .

Струми колектора та емітера –  $I_{\text{е}} = U_{\text{е}}/R_{\text{е}} = (U_{\text{б}} - U_{\text{бe}})/R_{\text{е}}$ .

Опори подільника визначаються з'єднаними паралельно резисторами  $R_1$  і  $R_2$  –  $R_{\text{б}} = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$ .

Тоді струм бази буде дорівнювати  $I_{\text{б}} = (U_{\text{б}} - U_{\text{бe}}) / [R_{\text{б}} + (\beta + 1)R_{\text{е}}]$ .

Струм колектора –  $I_{\text{к}} = \beta I_{\text{б}}$ .

Напруга на колекторі –  $U_{\text{к}} = U_{\text{ке}} + U_{\text{е}}$ .

Струм емітера –  $I_{\text{е}} = I_{\text{б}} + I_{\text{к}}$ .

Напруга на емітері –  $U_{\text{е}} = I_{\text{е}}R_{\text{е}}$ .

Напруга між колектором та емітером в статичному режимі

$$U_{\text{кеQ}} = U_{\text{к}} - U_{\text{е}}$$

Напругу на базі можна визначити як  $U_{\text{б}} = I_{\text{б}}R_{\text{б}} + U_{\text{бe}} + U_{\text{е}}$  або  $U_{\text{б}} \approx U_{\text{бe}} + U_{\text{е}}$ .

Струми через опори  $R_1$  і  $R_2$  та базовий струм, що є різницею цих струмів, –  $I_{R_2} = U_{\text{б}}/R_2$ ;  $I_{R_1} = (U_{\text{н}} - U_{\text{б}})/R_1$ ;  $I_{\text{б}} = I_{R_1} - I_{R_2}$ .

Для розрахунку внутрішнього опору запишемо такі співвідношення:

$$dI_{\text{н}} = dI_{\text{к}}, \quad dU_{\text{ке}} = -dU_{\text{н}}, \quad dI_{\text{е}} = dI_{\text{к}} + dI_{\text{б}}, \quad dU_{\text{бe}} = -dI_{\text{б}}(R_1 \parallel R_2) - dI_{\text{е}}R_{\text{е}} \quad (3.8)$$

Внутрішній опір джерела струму визначається як

$$r_i = -dU_{\text{н}}/dI_{\text{н}} = r_{\text{ке}}[1 + (\beta \cdot R_{\text{е}}) / ((R_1 \parallel R_2) + r_{\text{бe}} + R_{\text{е}})]. \quad (3.9)$$

Для визначення параметрів джерела при струмі, що дорівнює 1 мА, можна вибрати, наприклад,  $R_e = 5 \text{ кОм}$  і  $U_e = 5 \text{ В}$ . Загальний опір подільника напруги, що об'єднаний з базою, складає  $R_1 || R_2 = 10 \text{ кОм}$ . З урахуванням параметрів транзистора  $r_{ке} = 50 \text{ кОм}$ ,  $\beta = 100$ ,  $r_{бе} = 300 \cdot 26 \text{ мВ/1 мА} = 7,8 \text{ кОм}$  отримаємо

$$r_i = 100 \text{ кОм} [1 + (300 \cdot 5 \text{ кОм}) / (10 \text{ кОм} + 7,8 \text{ кОм} + 5 \text{ кОм})] = 6,7 \text{ Мом}.$$

Це значення є надзвичайно великим, якщо врахувати, що напруга живлення складає всього декілька вольт.

З формули (3.9) видно, що загальний опір подільника напруги погано впливає на внутрішній опір джерела струму. Тому опір  $R_2$  доцільно замінити стабілітроном, як показано на рис. 3.8, а; при цьому потенціал бази стає суттєво незалежним від коливань напруги живлення.

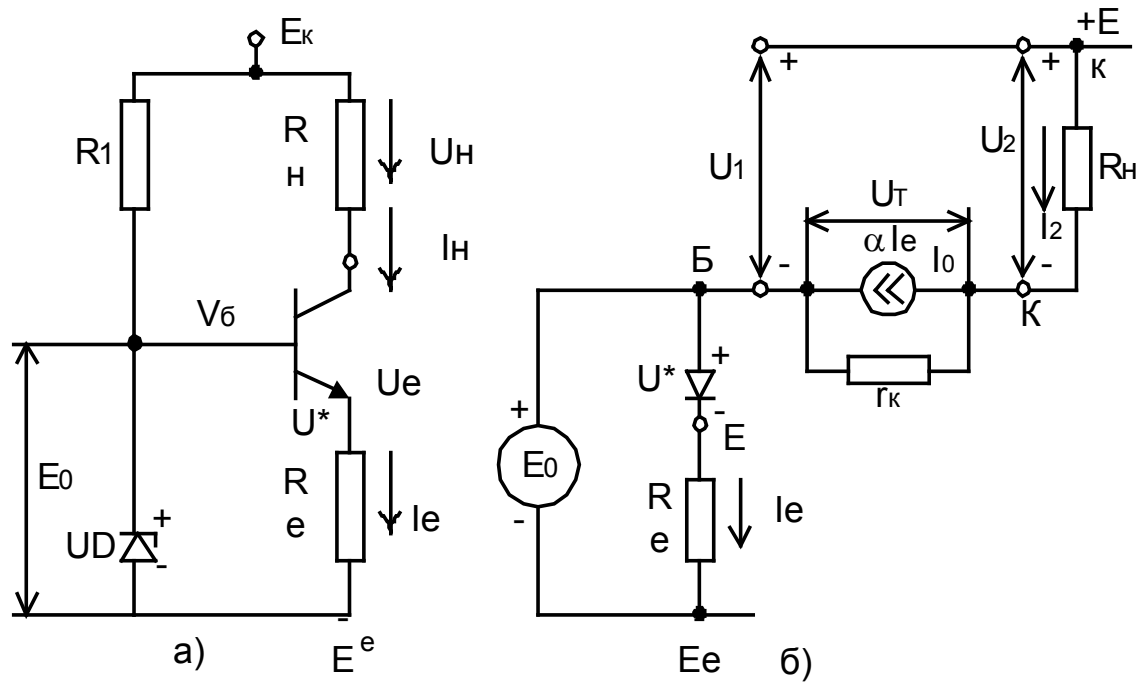


Рисунок 3.8 – Джерело струму: а) зі стабілітроном; б) його еквівалентна схема

На рис. 3.8, б показана еквівалентна схема джерела струму. Позначення основних значень ті ж самі, що й на рис. 3.1. Порівнюючи вихідне коло на рис. 3.8, б зі схемою на рис. 3.1, отримаємо:

$$I_0 = \alpha I_e = \alpha (E_0 - U^*) / R_e; \quad (3.10)$$

$$R_i = r_k; \quad (3.11)$$

$$U_1 = E_k + E_e - E_0. \quad (3.12)$$

З виразів (3.10, 3.11, 3.12) можна зробити такі висновки. Стабілізований струм  $I_0$  задається колом  $E_0, R_e$ . Стабільність струму визначається насамперед стабільністю значень  $E_0$  і  $U^*$ . Зокрема, якщо температурні чутливості цих величин мають різні знаки, то температурна чутливість струму буде перевищувати кожен з них. Внутрішній опір  $R_i$  зростає зі зменшенням струму. Значення  $R_i$ , наведене в (3.11), відповідає абсолютно незмінному струму емітера. В реальних випадках, коли опір  $R_e$  має кінцеве значення, приріст  $\Delta I_2$  розподіляється між емітерним і базовим колами. В емітерному колі отримуємо приріст струму

$$\Delta I_e = \gamma_e \Delta I_2,$$

де коефіцієнт струморозподілу  $\gamma_e$  визначається за формулою [3]

$$\gamma_e = (R_\Gamma + r_\delta) / (R_e + r_e + R_\Gamma + r_\delta).$$

Роль опору  $R_\Gamma$  в даному випадку відіграє опір опорного елемента UD на рис. 3.8, а. Таким чином приріст вихідного струму складається з двох складових.

$$\Delta I_2 = \Delta U_2 / r_k + \alpha \gamma_e \Delta I_2. \quad (3.13)$$

Звідси легко отримати вихідний опір у загальному вигляді

$$R_i = \Delta U_2 / \Delta I_2 = r_k (1 - \alpha \gamma_e). \quad (3.14)$$

Максимальна вихідна напруга в цій схемі може бути близька до значення  $U_1$  (3.12), оскільки транзистор зберігає підсилювальні властивості майже до значень  $V_{кб}$ , близьких до нуля. Нестабільність струму  $I_2$  можна оцінити за загальною формулою (3.1), використовуючи вирази (3.10–3.12). Якщо навантаження приєднується не до додатного, а до від'ємного джерела живлення чи «до землі», то джерело струму будується на основі р-п-р-транзистора.

На практиці зустрічається варіант джерела струму, показаний на рис. 3.9, а. Цей варіант характеризується однополярним живленням і нульовим потенціалом бази (з точністю до невеликого падіння напруги  $I_\delta r_\delta$ ). В результаті потенціал колектора виявляється додатним відносно бази, тобто колекторний перехід зміщено в прямому напрямку. Формально транзистор працює у режимі подвійної інжекції. Проте, як відомо, невеликі прямі зміщення колекторного переходу (менше, ніж  $U^* - 0,1$  В) не призводять до помітного зменшення колекторного струму. Отже, у області достатньо малих вихідних напруг (десяті частки вольт) дане джерело струму працює нормально.

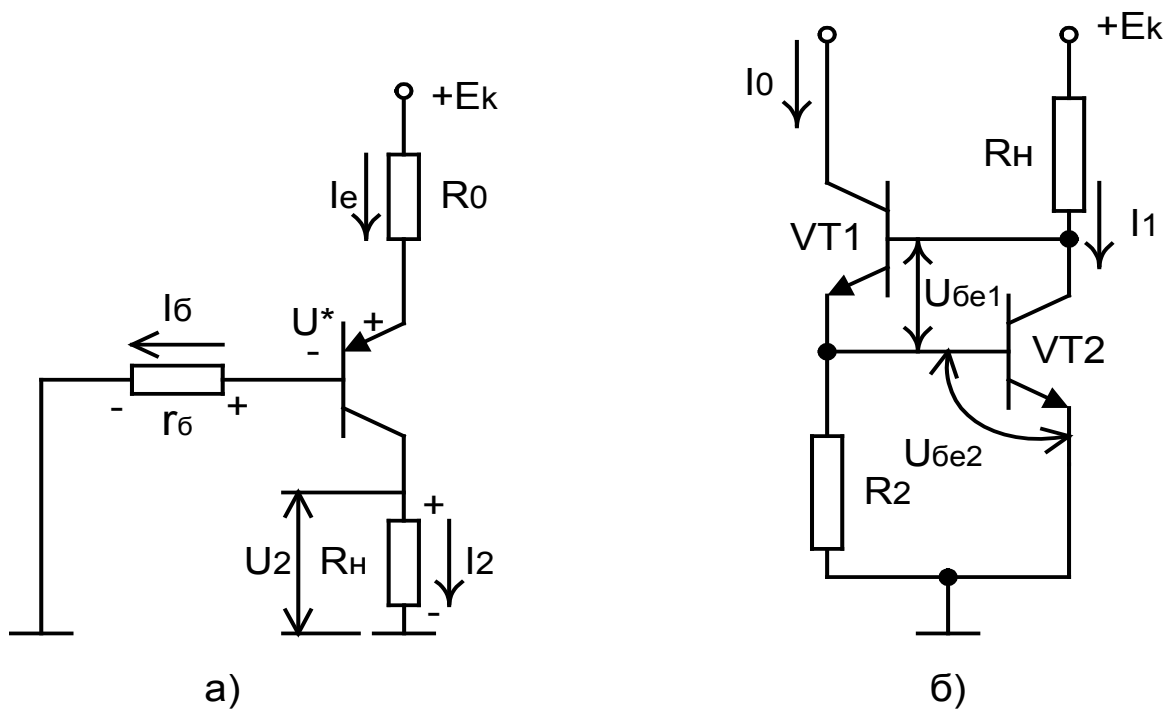


Рисунок 3.9 – Схеми джерел постійного струму

На рис. 3.9, б показана схема джерела постійного струму, яка зручна тим, що транзистор, генератор струму цього каскаду, не переходить в режим насичення, якщо його колекторна напруга стає малою. Таке джерело струму використовується у схемах з низьковольтним ( $\pm 2 \dots 3$  В) живленням. При температурі, близькій до  $25^\circ\text{C}$ , струм  $I_0$  визначається виразом

$$I_0 = U_{бe2} / R_2 \approx 0,6 / R_2 [\text{В/кОм}].$$

Резистор  $R_2$  служить для запуску джерела струму і для встановлення напруги  $U_{бe2}$ . Допоміжний струм  $I_1 = (E_k - 2 U_{бe}) / R_H$  може бути вибрано на рівні десятих часток міліампера. Особливість цієї схеми у тому, що струм  $I_0$  майже не залежить від напруги живлення схеми, проте сильно змінюється зі зміною температури.

*Джерела струму на польових транзисторах.* Розглянемо найпростіші джерела струму на польових транзисторах. Схема, зображена на рис. 3.10, працює аналогічно транзисторному джерелу струму, що показаний на рис. 3.7. У нормально відкритого польового транзистора струм стоку тече навіть тоді, коли допоміжна напруга  $U_B$  дорівнює нулю. Цей режим роботи транзистора викликає особливий інтерес, оскільки схема джерела струму може бути виконана у вигляді двополюсника, як показано на рис. 3.11.

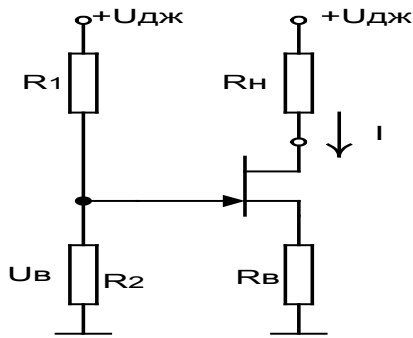


Рисунок 3.10 – Пільовий транзистор як джерело стабільного струму

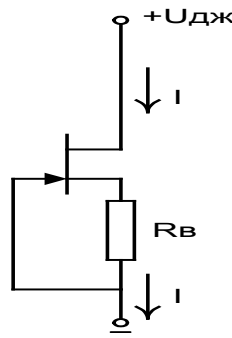


Рисунок 3.11 – Джерело струму на польовому транзисторі

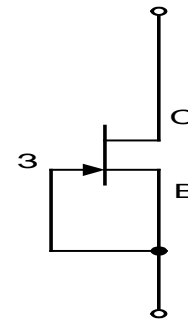


Рисунок 3.12 – Пільовий транзистор в діодному вмиканні

Щоб знайти опір зворотного зв'язку  $R_{\text{в}}$ , потрібно визначити значення  $U_{\text{зв}}$  для заданого струму стабілізації  $I$  за предатною характеристикою транзистора. Тоді

$$R_{\text{в}} = (U_{\text{зв}} + |U_{\text{п}}|) / I = [U_{\text{зв}} + |U_{\text{п}}| \cdot (1 - \sqrt{I_{\text{св}} / I})] / I \quad (3.15)$$

де  $U_{\text{п}}$  – напруга затвор-витік, при якій  $I_{\text{св}} = 0$ , тобто, напруга відсікання. Для визначення внутрішнього опору джерела струму можна використати вираз (3.9) для біполярного транзистора, замінивши  $\beta$  та  $r_{\text{бe}}$ , що наближаються до нескінченності, та решту параметрів на відповідні:  $r_{\text{кe}} \rightarrow r_{\text{св}}$ ,  $S \rightarrow S$ ,  $\beta \rightarrow S r_{\text{св}} \approx \infty$ ,  $r_{\text{бe}} \rightarrow r_{\text{зв}} \approx \infty$

$$r_{\text{i}} = r_{\text{св}}(1 + S R_{\text{в}}) = r_{\text{св}} + \mu R_{\text{в}} \quad (3.16)$$

На числовому прикладі можна проілюструвати порядок одержаних значень. Для польового транзистора, який має струм стоку 1 мА ( $I_{\text{с}} = 1 \text{ мА}$ ), параметри будуть такими:  $r_{\text{св}} = 80 \text{ кОм}$  і  $S = 2 \text{ мА/В}$ , отримаємо при  $R_{\text{в}} = 2 \text{ кОм}$  внутрішній опір джерела струму  $r_{\text{i}} = 400 \text{ кОм}$ . Це значення помітно нижче, ніж в аналогічній схемі джерела струму на біполярному транзисторі.

Порівнявши вирази (3.16) та (3.9), можна вказати на принципові відмінності між джерелом струму на польовому транзисторі та біполярному, а саме: якщо неперервно збільшувати опір  $R_{\text{e}}$  або опір  $R_{\text{с}}$ , то внутрішній опір джерела струму, виконаного на польовому транзисторі, буде набли-

жатися до нескінченності, а на біполярному – до межного значення, що дорівнює  $\beta r_{ке}^*$ . Потрібно вказати, що при більших значеннях опору зворотного зв'язку найкращі характеристики характерні для джерел струму на польових транзисторах.

Розглянемо джерела струму на польових транзисторах при діодному вмиканні. Польовий транзистор з керуючим р-n переходом при діодному вмиканні (рис. 3.12) можна використовувати як стабілізатор або джерело струму. Польовий транзистор з р-n переходом керування використовується як діод із затвором, закороченим на витік, тому  $U_{зв} = 0$ . На рис. 3.13 показана вольт-амперна характеристика; насправді це стокова характеристика залежності  $I_{св}$  від  $U_{св}$  при  $U_{зв} = 0$ .

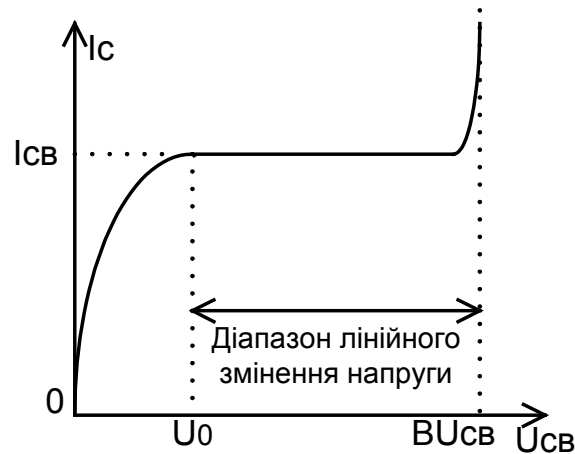


Рисунок 3.13 – Вольт-амперна характеристика діодного джерела струму

Відзначимо, що коли напруга між стоком та витоким  $U_{св}$  перевищує напругу відсікання  $U_H$ , струм між стоком та витоким  $I_{св}$  фіксується на рівні  $I_{свн}$ . Це неповне насичення, оскільки, якщо  $U_{св}$  продовжує збільшуватись, струм стоку буде повільно зростати. Однак, починаючи з точки  $U_{св} = U_H$  і до  $U_c = \beta \cdot U_{св}$ , що відповідає напрузі пробою між стоком та витоким, струм стоку залишається приблизно постійним, тобто, ця область є діапазоном лінійного змінення напруги даного приладу. Диференційна провідність в цій області визначається провідністю між стоком та витоким і характеризує нахил кривої  $g_{св} = dI_{св}/dU_{св}$ . Для ідеального джерела струму цей нахил має дорівнювати нулю.

Для покращення параметрів джерела струму опір зворотного зв'язку джерела можна виконати у вигляді окремого джерела струму. Якщо для цього використовувати джерело струму на біполярному транзисторі, як



зображено на рис. 3.14, то, згідно з числовим прикладом, який розглянуто вище, при струмі  $I = 1$  мА диференційний опір такого джерела  $r_b$ , що використовується як опір зворотного зв'язку, складатиме приблизно 7 МОм. Внутрішній опір джерела струму з під'єднаним верхнім (у схемі польовим) транзистором визначається за формулою  $r_i = S_2 r_{св} r_{ке} (1 + S_1 R_e)$  і складатиме біля 1,1 ГОм.

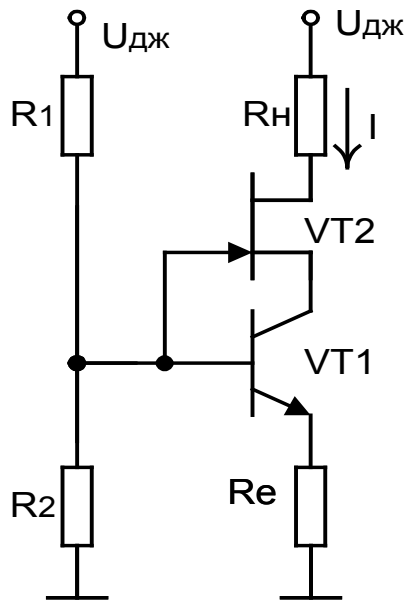


Рисунок 3.14 – Каскадування джерел струму

### 3.2 Відбивачі струму

Значного поширення в аналогових інтегральних схемах отримало джерело струму, відоме як «струмове дзеркало» або відбивач струму. Нижче будуть розглянуті типові схеми джерел постійного струму, в яких, в основному, використовується схема струмового дзеркала. Спочатку дослідимо основну схему, показану на рис. 3.15. Насамперед розглянемо випадок, коли обидва транзистора повністю ідентичні. Оскільки бази обох транзисторів з'єднані і емітери підключені до загальної точки, можна записати, що  $U_{б1} = U_{б2}$  і  $U_{е1} = U_{е2}$ , звідки  $U_{бe1} = U_{бe2}$ . Таким чином, обидва транзистори мають абсолютно однакові падіння напруг між базою і емітером. Q1 – транзистор в діодному вмиканні, оскільки його колектор закорочено на базу, звідси витікає,  $U_{кб} = 0$ . Емітерний перехід транзистора Q1 зміщено в прямому напрямі струмом  $I_1$ , що тече через нього. Оскільки  $U_{кб} = 0$ , колекторний перехід замкнено, тому Q1 працює в активній області.

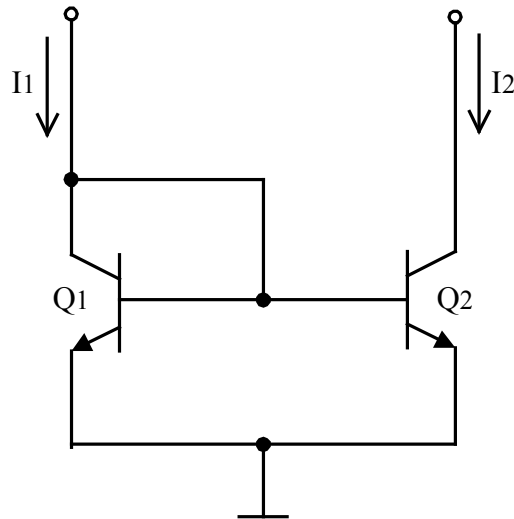


Рисунок 3.15 – Схема струмового дзеркала

Транзистор Q2 буде працювати в активній області весь час, доки напруга на ньому  $U_{кe2}$  не більша 0,3 В, але менша напруги пробоя  $\beta U_{кe0}$ . Оскільки транзистори ідентичні, обидва вони знаходяться в активній області з однаковими напругами між базою і емітером, і колекторні струми обох транзисторів приблизно рівні:  $I_{к2} = I_{к1}$ .

Оскільки  $I_1 = I_{к1} + I_{б1} + I_{б2} = I_{к1} + 2I_{к1}/\beta = I_{к1}(1 + 2/\beta)$ , маємо  $I_{к2} = I_{к1} = I_1/(1 + 2/\beta)$ . Підсилення за струмом  $\beta$  для ІС-транзисторів набагато більше одиниці, тому можна сказати, що  $I_{к2} = I_{к1} \approx I_1$ . Для типового підсилення за струмом  $\beta = 100$  врахування впливу базового струму дасть лише двовідсоткову різницю між  $I_{к1}$  і  $I_1$ . Навіть таке низьке підсилення за струмом, як 50, приведе лише до чотиривідсоткової різниці між  $I_{к1}$  і  $I_1$ . Тому на практиці у більшості випадків можна знехтувати впливом базового струму і вважати, що  $I_{к2} = I_{к1} \approx I_1$ . Розглянута схема називається струмовим дзеркалом, оскільки струм, що тече через ліву частину схеми, насправді є дзеркальним відбиттям струму у правій частині. Ця схема служить основою більшості схем джерел струму, які будуть тут розглядатися, а також більшості схем активного навантаження диференціального підсилювача, котрі досліджуються нижче.

Щоб отримати джерело струму протилежного напрямку, можна використовувати ту ж конфігурацію головної схеми, але замість напруги живлення  $+U$  потрібно взяти від'ємну напругу  $-U$  і n-p-n-транзистори замінити p-n-p-транзисторами.

Розглянемо схему відбивача струму, що наведена на рис. 3.16. Легко встановити формальну подібність між схемою відбивача струму і схемою найпростішого джерела струму: замість стабілітрона (див. рис. 3.8) в даному випадку використовується резистор  $R_1$  і прямозміщений р-п-перехід; роль останнього відіграє транзистор VT1, під'єднаний за діодною схемою БК-Е. Така трансформація джерела  $E_0$  приводить до підвищення гнучкості схеми і покращення низки параметрів.

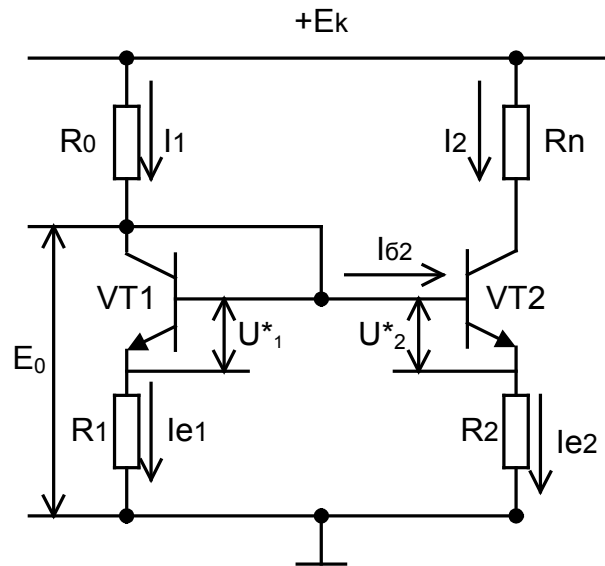


Рисунок 3.16 – Відбивач струму

З рис. 3.16 витікає рівність

$$U_1^* + I_e R_1 = U_2^* + I_e R_2. \quad (3.17)$$

На цій рівності базується робота відбивача струму. Другий доданок в (3.17) зазвичай не перевищує значень  $U^* \approx 0,7$  В (для струмів 0,1–1 мА для кремнієвих транзисторів). Тому, залежно від робочих струмів,  $R_1$  і  $R_2$  лежать в межах від сотень омів до  $10 \div 20$  кОм.

Знехтуємо, для простоти, малим струмом  $I_{62}$ ; тоді  $I_{e1} = I_1$  і  $I_{e2} = I_2$ . Крім того, припустимо, що опори  $R_1$  і  $R_2$  однакові, а транзистори VT1 і VT2 ідентичні (в інтегральних схемах ідентичність транзисторів легко забезпечується завдяки близькому розташуванню елементів на одному кристалі). За таких умов доданки в лівій і правій частинах рівності (3.17) будуть однакові, звідки витікає, що  $I_2 = I_1$ . Отже, в розглянутому варіанті схеми вихідний струм  $I_2$  повторює чи відбиває вхідний струм  $I_1$ , тобто, дана схема є відбивачем струму.

Вхідний струм, згідно з рис. 3.16, виражається формулою  $I_1 = (E_K - E_0)/R_0$ . Якщо  $E_K \gg E_0$ , то струм  $I_1$  визначається зовнішніми параметрами  $E_K$  і  $R_0$ . У багатьох випадках струм  $I_1$  надходить від тих чи інших каскадів, що входять до складу складного пристрою, а значить може вважатися значенням заданим. Якщо опори  $R_1$  і  $R_2$  зробити неоднаковими, то неоднаковими будуть і емітерні струми.

Оскільки напруга  $U_{eб}$  несуттєво залежить від струму, будемо продовжувати вважати  $U_1^* = U_2^*$ . Тоді з (3.17) маємо, що

$$I_2 = I_1 (R_1 / R_2). \quad (3.18)$$

Як бачимо, струм  $I_2$  може «відбивати» струм  $I_1$  як у «збільшеному», так і у «зменшеному» масштабі, залежно від співвідношення опорів. Цей масштаб звичайно не перевищує декількох одиниць, інакше резистор з великим номіналом займає занадто значну площу.

З (3.18) витікає, що вихідним струмом  $I_2$  можна керувати, змінюючи вхідний струм  $I_1$  у той чи інший спосіб. Така можливість – один з проявів гнучкості відбивачів струму.

Врахування  $I_{б2}$  приводить до того, що емітерні струми не точно дорівнюють струмам  $I_1$  і  $I_2$ . А саме:  $I_{e1} = I_1 - I_{б2}$ ;  $I_{e2} = I_2 + I_{б2}$ . При цьому у вираз (3.18) потрібно внести відповідні поправки. При великих значеннях  $\beta$ , коли  $I_{б2} \ll I_{e2}$ , такі поправки несуттєві. Потрібно підкреслити, що у вираз (3.18) не входять ні напруга  $U^*$ , ні коефіцієнт підсилення  $\beta$ . Це значить, що робота відбивача струму в першому наближенні не залежить від змінення цих параметрів, тобто, перш за все – від змінення температури. Насправді така залежність (хоч й вельми слабка) має місце, оскільки коефіцієнт  $\beta$  увійде у вираз (3.18) при врахуванні струму  $I_{б2}$ , а напруга  $U^*$  – при врахуванні різниці  $U_1^* - U_2^*$ , зумовленої різницею емітерних струмів.

Щоб забезпечити особливо малі вихідні струми (наприклад, при роботі диференційних підсилювачів у мікрорежимі) опір  $R_1$  роблять таким, що дорівнює нулю. Для такого варіанта відбивача струму (рис. 3.17, а) формула (3.18) неправильна, оскільки нехтувати різницею напруг  $U_1^*$  і  $U_2^*$  у цьому випадку не можна. Скористаємося для напруг  $U_1^*$  і  $U_2^*$  виразом

$$U_e = \varphi_T \ln (I_e / I_{e0}). \quad (3.19)$$

Тоді з (3.17) при  $R_1 = 0$  легко отримати таку трансцендентну залежність між вихідним і вхідним струмами

$$I_2 = (\varphi_T / R_2) \ln(I_1 / I_2). \quad (3.20)$$

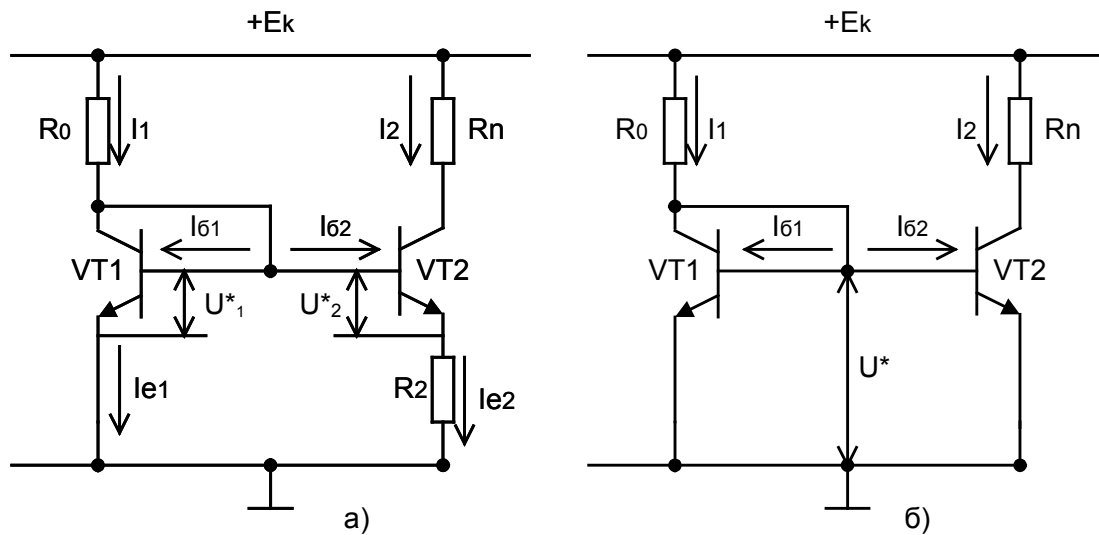


Рисунок 3.17 – Варіанти відбивачів струму:  
а) однорезисторний, б) безрезисторний

Більш наочною є апроксимація, що виражає зв'язок струмів у явному вигляді,

$$I_2 \approx \sqrt{(\varphi_T / R_2) \cdot I_1}. \quad (3.21)$$

Як бачимо, в даній схемі залежність струму  $I_2$  від  $I_1$  значно слабша, ніж в попередній, тобто керування вихідним струмом ускладнене.

Вирази (3.20, 3.21) легко використати для розрахунку потрібного опору  $R_2$ , якщо задатися бажаними значеннями струмів. Нехай, наприклад,  $I_1 = 0,5$  мА і  $I_2 = 10$  мкА; тоді з (3.20)  $R_2 \approx 10$  кОм. При цьому падіння напруги  $I_2 R_2$  (тобто різниця  $U_1^* - U_2^*$ ) складе біля 100 мВ.

З виразів (3.20, 3.21) видно, що залежність відношення струмів від коефіцієнта  $\beta$  все ще відсутня, але має місце безпосередня залежність струму  $I_2$  від температури через температурний коефіцієнт  $\varphi_T$ . Для зменшення цієї залежності бажано, щоб резистор  $R_2$  мав такий самий температурний коефіцієнт, як і  $\varphi_T$ , а саме:  $0,33\%/^{\circ}\text{C}$ . Такі значення температурного коефіцієнта легко забезпечити в інтегральних резисторах.

Ще один варіант відбивача струму (рис. 3.17, б) характерний відсутністю резисторів, тобто мінімальною площею на кристалі. Проте якщо  $I_1 \neq I_2$ , то один із транзисторів доводиться робити з великою площею, і тоді суттєво втрачається економія порівняно з резисторним варіантом. Вважа-

ючи  $R_1 = R_2 = 0$  у виразі (3.17) і підставляючи значення  $U_1^*$  і  $U_2^*$  (3.17), легко побачити, що відношення струмів  $I_2 / I_1$  пропорційне відношенню теплових струмів  $I_{e02}/I_{e01}$ .

Теплові струми [7] за інших рівних умов пропорційні площам переходів. В інтегральних схемах «інші рівні умови» (тобто ідентичність параметрів) забезпечуються близьким розташуванням транзисторів.

Враховуючи все сказане, можна записати для схеми на рис. 3.17, б

$$I_2 = I_1 (S_2 / S_1), \quad (3.22)$$

де  $S_1$  і  $S_2$  – площі емітерних переходів.

В даному варіанті, як і в основному (див. рис. 3.16), вплив змін коефіцієнта  $\beta$  і напруги  $U^*$  в першому наближенні відсутній. Такий (несуттєвий) вплив має місце, якщо врахувати струм  $I_{\beta 2}$ , про що мова йшла вище. Чим більша площа  $S_2$ , а значить і струм  $I_2$ , тим більший базовий струм і тим більша похибка при використанні виразу (3.22). На практиці відношення струмів і площ рідко перевищують декілька одиниць, тоді похибка лежить в межах до 2–5%.

Нарешті відзначимо, що вихідний опір  $R_{\text{вих}}$  у відбивача струму може помітно відрізнитися від опору  $r_k$ , який було прийнято для найпростішого джерела струму (3.11). Річ у тім, що опір емітерного кола найпростішого джерела струму завжди трохи більший, ніж базовий, оскільки в емітерне коло ввімкнено достатньо великий опір  $R_e$ . Тому коефіцієнт струморозподілу  $\gamma_e$  звичайно не перевищує 0,1–0,2. У відбивачах струму опори емітерного та базового кіл транзистора VT2 можуть знаходитися в різних співвідношеннях, частково може мати місце нерівність  $R_{\beta} > R_e$ . В такому випадку вихідний опір транзистора VT2, а значить, і внутрішній опір відбивача струму потрібно розраховувати за формулою (3.14).

Наприклад, у схемі на рис. 3.17, б під  $R_{\beta}$  потрібно розуміти опір  $r_{e1}$ , а під  $R_e$  – опір  $r_{e2}$ . Обидва вони, згідно з формулою визначення диференційного опору емітерного переходу  $r_e = \varphi_T/I_e$  [7], обернено пропорційні відповідним емітерним струмам, практично – струмам  $I_1$  і  $I_2$ . Тому, якщо для простоти вважати  $\alpha = 1$  і  $r_{\beta 2} = 0$ , то внутрішній опір (3.23) після простих перетворень набуває вигляду

$$R_{\text{вих}} \approx [r_k / (1+I_2/I_1)]. \quad (3.23)$$

Як бачимо, зі зростанням відношення  $I_2/I_1$  опір  $R_{\text{вих}}$  суттєво зменшується. Цей висновок носить загальний характер. Оскільки струм  $I_1 = (U_1 - U_{\beta e}) / R_1$ ,  $I_2 \approx I_1$ , розрахунок схеми (рис. 3.17, б) порівняно простий.

Якщо, наприклад, потрібно, щоб це джерело давало струм  $I_2 = 1,0$  мА, то струм  $I_1$  має дорівнювати 1,0 мА. Якщо  $U_1 = 15$  В, то  $R_1 = (15 - 0,7) \text{ В} / 1,0 \text{ мА} = 14,3 \text{ кОм}$ . У даній схемі  $R_{\text{вих}} \approx r_{\text{к}}^*$ , де  $r_{\text{к}}^*$  визначається за вольт-амперною характеристикою  $r_{\text{к}}^* = \Delta U_{\text{кє}} / \Delta I_{\text{к}}$ . Недоліком цієї схеми є низький вихідний опір  $R_{\text{вих}} \approx 40 \div 50 \text{ кОм}$  при струмі  $I = 1 \text{ мА}$ .

Схема струмового дзеркала Уїлсона. Розглянемо схему, яка називається струмовим дзеркалом Уїлсона (рис. 3.18).

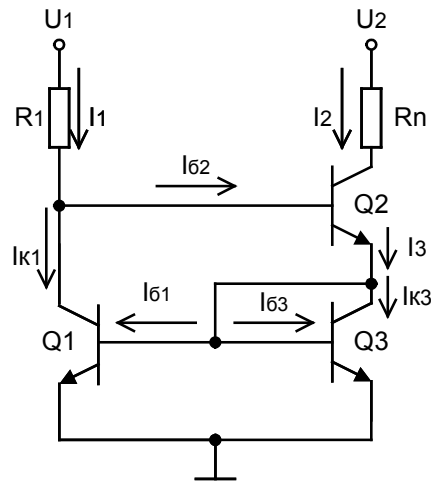


Рисунок 3.18 – Струмове дзеркало Уїлсона

Ця схема має значні переваги порівняно з простою схемою струмового дзеркала, яка розглядалась раніше. Вона забезпечує більш слабку залежність узгодження струмів  $I_1$  та  $I_2$  від значення  $\beta$ . В такій схемі струм бази  $Q_2$  віднімається від опорного струму, а потім повертається у базу опорного транзистора  $Q_1$ , тим самим підтримуючи на постійному рівні струми  $Q_1$  та  $Q_2$  при зміні базового струму. Спад напруги  $U_{\text{бе}}$  на транзисторі  $Q_3$  у діодному вмиканні фіксує зміщення бази опорного транзистора  $Q_1$ , який також фіксує рівень струму в  $Q_2$ . Струм  $I_2$  пов'язаний з опорним струмом  $I_1$  співвідношенням

$$I_2 = I_1 + (I_{\text{б1}} + I_{\text{б3}} - 2I_{\text{б2}}).$$

Зазначимо, що додатковий член у дужках являє собою поправку третього порядку, пов'язану з неузгодженням базових струмів, та перетворюється в нуль при повному узгодженні значень  $\beta$  даних транзисторів. Оскільки в даному випадку практично відсутні похибки, викликані базовими струмами, температурні залежності  $I_1$  та  $I_2$  майже збігаються.  $Q_1$  і  $Q_3$  мають однакові напруги база-емітер, тому  $I_{\text{к1}} = I_{\text{к3}}$ . Базові струми дуже

малі порівняно з колекторними, значить  $I_2 \approx I_3 \approx I_{к3}$ , тобто, всі базові струми приблизно рівні між собою. Звідси витікає, що вузлові рівняння мають вигляд:

$$I_1 = I_{к1} + I_{б}, \quad (3.24)$$

$$I_3 = I_{к3} + 2I_{б}, \quad (3.25)$$

$$I_3 = I_2 + I_{б}, \quad (3.26)$$

окрім того,

$$I_{к1} = I_{к3}. \quad (3.27)$$

Підставивши формулу (3.25) в (3.26) отримаємо

$$I_2 = I_3 - I_{б} = I_{к3} + 2I_{б} - I_{б} = I_{к3} + I_{б} = I_{к1} + I_{б}. \quad (3.28)$$

Із порівняння останньої рівності з формулою (3.24) витікає, що  $I_2 = I_1$ . Відзначимо взаємну компенсацію дії базових струмів. В реальній схемі повної взаємної компенсації базових струмів не відбувається через неузгодження транзисторів, але різниця між  $I_2$  і  $I_1$  буде дуже мала. Для правильної роботи цієї схеми усі три транзистора мають знаходитися в активній області. Оскільки падіння напруги на  $Q_3$  дорівнює  $U_{бe}$  (тобто,  $\sim 0,6$  В), і напруга, потрібна для того, щоб попередити насичення транзистора  $Q_2$ , складає приблизно  $+0,2$  В, на  $Q_3$  і на  $Q_2$  сумарна напруга буде дорівнювати приблизно  $0,8$  В. Наприклад, якщо  $U = 15$  В, то нижня межа діапазона лінійної зміни напруги складе  $-14,2$  В. Визначимо вихідний опір даної схеми. Позначимо опір між колектором і емітером транзистора  $Q_2$  через  $r_{ке}$ . Вважаючи, що вихідна напруга змінилась на  $\Delta U_0$ , визначимо відповідну зміну вихідного струму  $\Delta I_0$ . Тоді відношення  $\Delta U_0$  до  $\Delta I_0$  визначить вихідний опір:  $R_{вих} = \Delta U_0 / \Delta I_0$ . Зміна вихідного струму  $\Delta I_0$ , який проходить через  $Q_3$ , викличе таку ж зміну струму через  $Q_1$ . Якщо вважати, що струм живлення  $I_1$  залишається постійним, то зміна базового струму транзистора  $Q_2$  дорівнює  $-\Delta I_0$ . Ця зміна базового струму транзистора  $Q_2$  викличе зміну струму колектора на  $-\beta \Delta I_0$ . Зміна вихідної напруги  $\Delta U_0$  викличе зміну струму через  $r_{ке}$  на  $\Delta U_0 / r_{ке}$ . Додавши струми на колекторі  $Q_2$ , отримаємо  $\Delta I_0 = -\beta \Delta I_0 + (\Delta U_0 / r_{ке})$ .

Звівши подібні члени при  $I_0$  у лівій частині, отримаємо

$$\Delta I_0(1 + \beta) = \Delta U_0 / r_{ке},$$



звідки диференційний вихідний опір дорівнює

$$R_{\text{вих}} = \Delta U_0 / \Delta I_0 = r_{\text{ке}}(1+\beta) \approx r_{\text{ке}} \beta.$$

Роботу схеми, зображеної на рис. 3.18, можна зрозуміти, розглядаючи її як особливий випадок схеми з паралельно-послідовним зворотним зв'язком при коефіцієнті зворотного зв'язку в шунтувальній гілці, що дорівнює одиниці. Внаслідок глибокого зворотного зв'язку вихідний опір такої схеми суттєво зростає

$$R_{\text{вих}} = r_k^* \beta.$$

Дана схема має погіршені динамічні характеристики. Для збільшення  $R_{\text{вих}}$  в емітерне коло транзисторів  $Q_1$  та  $Q_3$  схеми (див. рис. 3.18) вводять резистори  $R_3$  та  $R_4$  та для фіксації струмів використовують їх співвідношення (рис. 3.19). Різницю спадів напруг база-емітер для двох ідентичних транзисторів, при даних колекторних струмах  $I_1$  та  $I_2$ , можна записати у вигляді  $\Delta U_{\text{бе}} = U_{\text{бе}1} - U_{\text{бе}3}$ .

Якщо спад напруги на  $R_3$  одного порядку з  $U_{\text{бе}}$ , то співвідношення струмів приблизно дорівнює співвідношенню опорів  $I_2/I_1 \approx R_3/R_4$ .

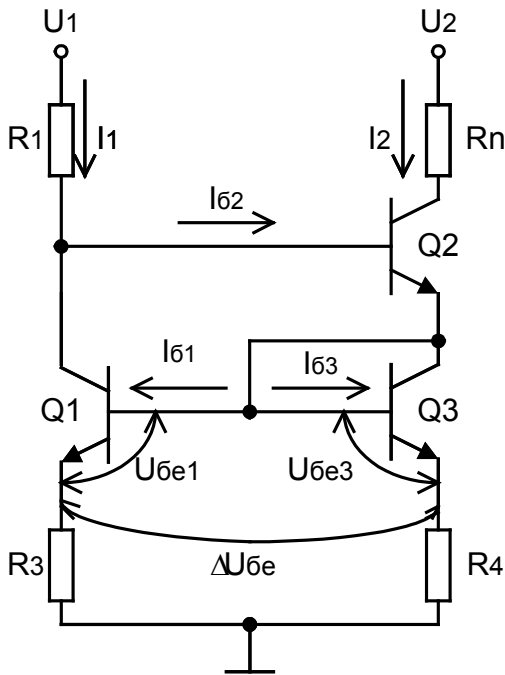


Рисунок 3.19 – Модифікована схема струмового дзеркала Уілсона

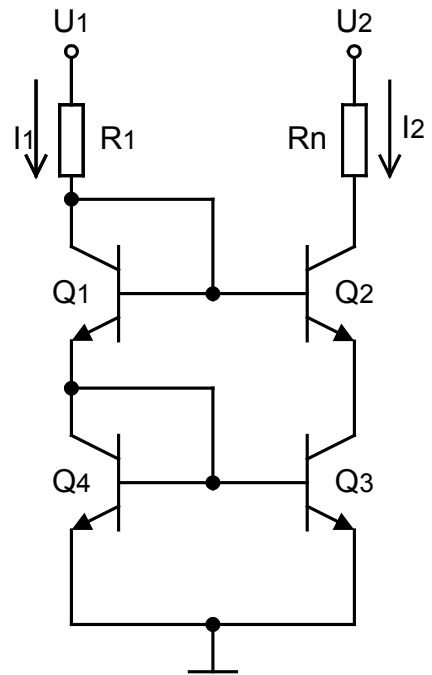


Рисунок 3.20 – Схема двоярусного струмового дзеркала

З цього співвідношення витікає, що вихідним струмом  $I_2$  можна керувати, змінюючи вхідний струм  $I_1$  у той чи інший спосіб. Така можливість – один з проявів гнучкості відбивача струму. За умовою  $R_3 = R_4$ , статичний коефіцієнт передання струму  $K_I = I_2/I_1$  близький до одиниці. Похибка стабілізації струму в даній схемі виражається відношенням

$$\Delta I = \Delta U_{\text{бе}} / R_3.$$

Крім того, що в даній схемі збільшується  $R_{\text{вих}}$ , в ній здійснюється параметрична компенсація температурних змін напруг емітер-база відповідних транзисторів.

Розглянемо схему двоярусного струмового дзеркала (див. рис. 3.20). В даній схемі струм  $I_2$  пов'язаний зі струмом  $I_1$  співвідношенням

$$I_2 = I_1 (1 - 4/\beta).$$

Вихідний опір цієї схеми приблизно такий же, як і схеми на рис. 3.17. Якщо є резистори в емітерному колі, то вихідний опір не залежить від колекторного струму. Він в даному випадку залежить від  $R_e$ , тому  $R_{\text{вих}} = R_e \cdot \beta$ .

На рис. 3.21 зображено схему струмового дзеркала кільцевого типу.

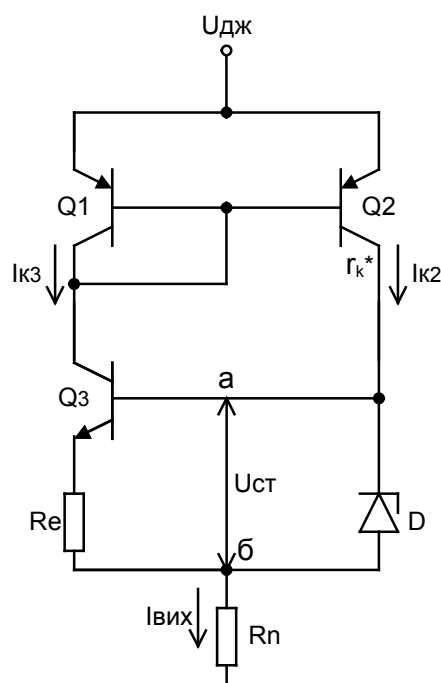


Рисунок 3.21 – Схема струмового дзеркала кільцевого типу

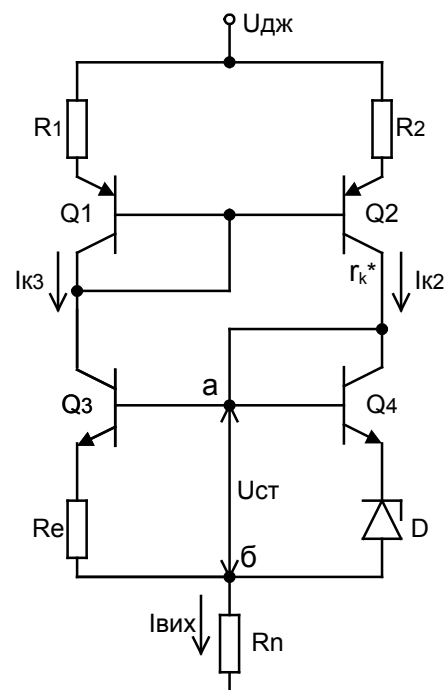


Рисунок 3.22 – Схема джерела струму з підвищеним вихідним опором

Принцип роботи схеми побудовано на введенні додаткового зворотного зв'язку. При подачі живлення на схему на стабілітроні з'являється напруга  $U_{ст}$ . Транзистор  $Q_3$  починає відкриватися, оскільки  $I_{к2}$  протікає в базу транзистора  $Q_3$ . Струм  $I_{к3}$  «відбивається» та починає протікати  $I_{к2}$  через стабілітрон і з'являється напруга на стабілітроні (в точках а та б)  $I_{к3} = (U_{ст} - U_{бe2})/R_e$ .

Вихідний струм можна записати у вигляді

$$I_{вих} = 2I_{e3} = 2(U_{ст} - U_{бe2})/R_e.$$

Вихідний опір визначається як  $R_{вих} = R_H \Delta U_{дж} / \Delta U_H$  або  $R_{вих} \approx r_K^*$ .

Недоліком даної схеми є високий температурний дрейф, який зумовлений дрейфом напруги  $U_{бe}$  транзистора  $Q_3$ . Для зменшення температурного дрейфа та збільшення  $R_{вих}$  використовується схема джерела живлення, наведена на рис. 3.22. Вихідний опір  $R_{вих} = R_1 \beta_1 / 2$ .

Потрібно вказати, що схеми кільцевого типу можуть мати тригерний ефект, який спостерігається при малих  $\beta$ . У цьому випадку для запуску схеми треба використовувати спеціальні прискорювальні ланцюжки.

Для ще більшого зростання вихідного опору транзистори  $Q_1$ ,  $Q_2$  та  $Q_3$ ,  $Q_4$  роблять складеними. Для багатьох ІС треба забезпечити струми порядку мікроампер або менше. У даному випадку використовується схема джерела струму для низьких рівнів струму, яка зображена на рис. 3.23.

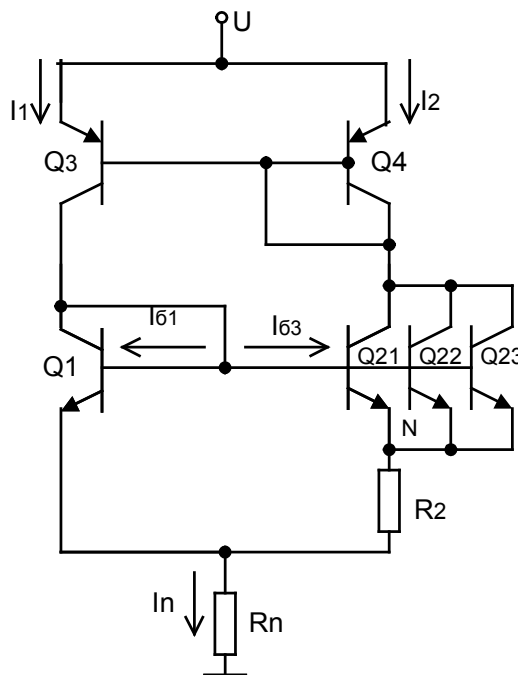


Рисунок 3.23 – Джерело низьких рівнів струму

У даній схемі послідовно з емітерами транзисторів  $Q_{2i}$  вмикається резистор  $R_2$ . При цьому більше не виконується рівняння  $U_{\beta e2} = U_{\beta e1}$  через спад напруги на  $R_2$ . У даному випадку для транзисторів  $Q_1, Q_2$  справедливо

$$U_{\beta e1} = U_{\beta e2} + U_{R2}, \text{ або } U_{R2} = I_2 R_2 = KT/q \ln(I_2/N I_1),$$

де  $I_1, I_2$  – струми колектора відповідних транзисторів,

$N$  – кількість відповідних площин емітерів  $Q_2$ .

Для двох ідентичних транзисторів співвідношення струмів колектора визначається виразом

$$I_{k1}/I_{k2} = \exp(U_{\beta e1}/U_T) / \exp(U_{\beta e2}/U_T) = \exp(\Delta U_{\beta e}/U_T),$$

де  $U_{\beta e} = U_{\beta e1} - U_{\beta e2}$ .

У цьому випадку  $\Delta U_{\beta e} = I_2 R_2$ , звідки  $I_1/I_2 = I_{k1}/I_{k2} = \exp(I_2 R_2/U_T)$ . Завдяки введенню резистора  $R_2$  до схеми струм  $I_2$  більше не дорівнює  $I_1$ , тому можна отримати  $I_2$  менший, ніж  $I_1$ .

Розглянемо характерний приклад. Оскільки у схему входить багато-емітерний транзистор  $Q_2$ , то відношення площин емітера  $Q_2$  і  $Q_1$  приблизно дорівнює 3,5. Враховуючи, що  $I_H = I_1 + I_2$ , для попереднього розрахунку можна прийняти  $I_1 \approx I_2$ , тоді  $I_2 \approx I_H/2$ . Розрахунок будемо вести для  $I_H = 10 \text{ мкА} = 0,01 \text{ мА}$ . Оскільки відношення струмів  $I_1/I_2 = 3,5 = \exp(I_2 R_2/U_T)$ , маємо  $I_2 R_2/U_T = \ln 3,5 = 1,25$ , звідки

$$R_2 = 1,25 U_T/I_2 = 1,25 \cdot 25 \text{ мВ} / 0,005 \text{ мА} = 6,25 \text{ кОм}.$$

Таким чином, в цій схемі можлива реалізація рівнів струму в мікроамперному діапазоні з прийнятним значенням опору емітера (менше 50 кОм).

*Джерела струму на МДН-транзисторах.* У джерелах струму використовують і МДН-транзистори. На рис. 3.24 показана вихідна (чи стокова), характеристика МДН-транзистора при фіксованій напрузі між затвором і витоком  $U_{зв}$ , яка перевищує порогову напругу  $U_0$ .

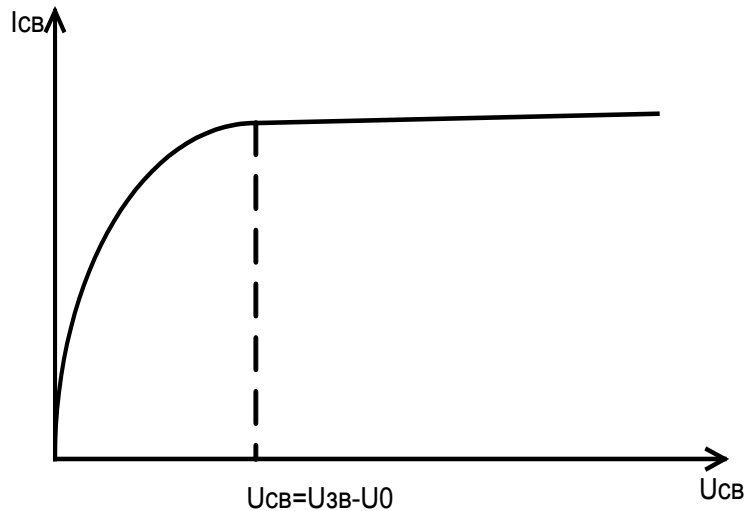


Рисунок 3.24 – Вихідна характеристика МДН-транзистора

При збільшенні напруги між стоком та витком  $U_{CB}$  струм стоку  $I_{CB}$  зростає. Проте, зі збільшенням  $U_{CB}$ , напруга на оксидному шарі затвора стокового кінця каналу зменшується. Це зумовлено зменшенням числа рухомих носіїв заряду поверхневого інверсійного шару на стоковому кінці каналу. У зв'язку з цим відповідно зменшується провідність каналу, тому при збільшенні  $U_{CB}$  зменшується швидкість зростання стокового струму  $dI_{CB}/dU_{CB}$ , якою визначається нахил характеристики. Коли  $U_{CB}$  досягне значення  $U_{CB} = U_{зв} - U_0$ , напруга на оксидному шарі затвора стокового кінця каналу буде дорівнювати  $U_{зс} = U_{зв} - U_{CB} = U_0$ .

Подальше збільшення  $U_{CB}$  викличе спад  $U_{зс}$  нижче порогової напруги  $U_0$ , і канал «зімкнеться» до дуже невеликого проміжку на стоковому кінці. Це приведе до вирівнювання чи насичення стокового струму при значенні, що визначається формулою  $I_{CB} = K(U_{зв} - U_0)^2$ . У цьому співвідношенні  $K = (\mu C_{OX} / 2)(W/L)$  [3], де  $\mu$  – рухомість носіїв в каналі поверхневого інверсійного шару,  $C_{OX}$  – ємність на одиницю площі МОН-конденсатора оксидного шару затвору і  $W/L$  – відношення ширини каналу до його довжини. В області «насичення» стоковий струм зростає, але дуже повільно, зі зростанням стокової напруги. Нахил кривої залежності  $I_{CB}$  і  $U_{CB}$  в області насичення визначає динамічну провідність між стоком та витком  $g_{CB}$ .

Існує багато схем джерел струму на МДН-транзисторах, схожих на схеми джерел на біполярних транзисторах, розглянутих вище. Простий приклад – схема на рис. 3.25, яка використовує струмове дзеркало на МДН-транзисторі.

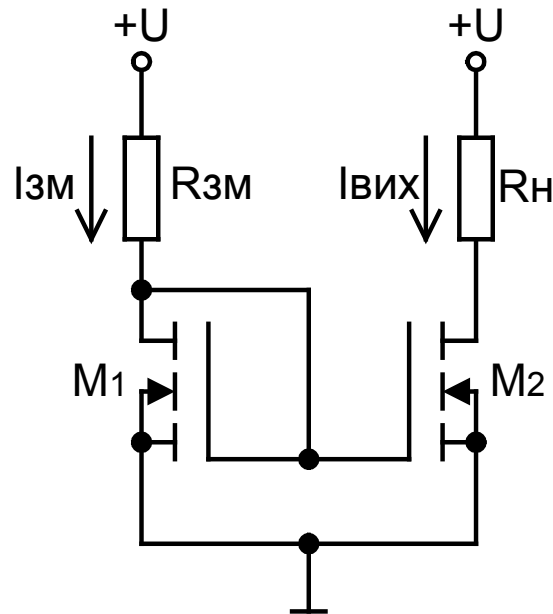


Рисунок 3.25 – Джерело струму на МДН-транзисторі

Для струму  $I_1$  маємо  $I_1 = (U^* - U_{зв}) / R_1$ . Якщо транзистори  $M_1$  і  $M_2$  узгоджені, то  $I_2 = I_1$ , причому має виконуватись умова, що транзистор  $M_2$  працює в області насичення. Ця умова задовольняється при  $U_{св2} \geq U_{зв} - U_0$ , звідки визначається нижня межа діапазону лінійної зміни напруги. Якщо транзистори  $M_2$  і  $M_1$  ідентичні, за винятком ширини каналів, то відношення струмів має підпорядковуватися рівності  $I_2/I_1 = W_2/W_1$ , де  $W_1$  і  $W_2$  – ширини каналів. Це асоціюється зі схемою струмового дзеркала на біполярному транзистрі, де підбираються активні площі транзисторів  $S_2$  і  $S_1$ , щоб виконувалась рівність  $I_2/I_1 = S_2/S_1$ . Другий приклад джерела струму на МДН-транзисторах показано на рис. 3.26. Це схема (див. рис. 3.17, б), в якій біполярні транзистори замінено МДН-транзисторами. Головна перевага цього джерела, порівняно з попередньою більш простою схемою, полягає у суттєво більш низькій диференційній вихідній провідності, відповідно, у значно більш якійсній стабілізації струму.

Для побудови ДПС можуть бути використані всі типи польових транзисторів. На рис. 3.25, 3.26 показані схеми джерел струму на МДН-транзисторах з n-каналом.

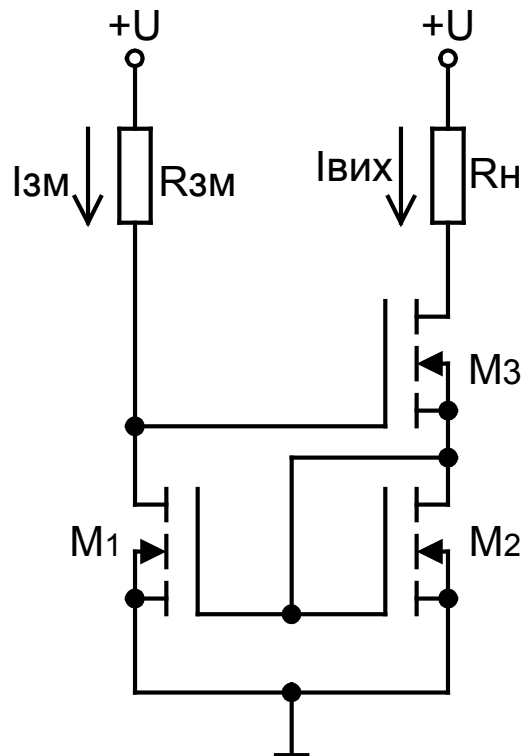


Рисунок 3.26 – Джерело струму на МДН-транзисторах з n-каналом

Для струму  $I_1$  (див. рис. 3.24, 3.25)  $I_1 = (U_1 - U_{св})/R_{3M}$ . Якщо транзистори  $M_1$  та  $M_2$  узгоджені, то  $I_{вих} = I_1$ .

Розрахунок схем, наведених на рис. 3.25, 3.26, порівняно простий.

Наприклад, щоб джерело на рис. 3.25 давало струм  $I_{вих} = 2$  мА, потрібно, щоб  $I_1 = 2$  мА. Напруга живлення  $U_1 = 25$  В.

За ВАХ транзистора (рис. 3.27), ввімкненого в діодному режимі, знаходимо напругу  $U_{св}$ . В нашому випадку вона дорівнює  $\approx 13$  В.

Визначаємо  $R_{3M} = (U_1 - U_{св})/I_1 = (25 - 12)/(2 \cdot 10^{-3}) = 6,5$  кОм.

Для схеми на рис. 3.26 виконується рівність

$$I_{R_{3M}} = U_{R_{3M}}/R_{3M} = (U_1 - U_{3B3} - U_{3B2})/R_{3M}$$

Звідки  $R_{3M} = (U_1 - U_{3B3} - U_{3B2})/I_{R_{3M}}$ .

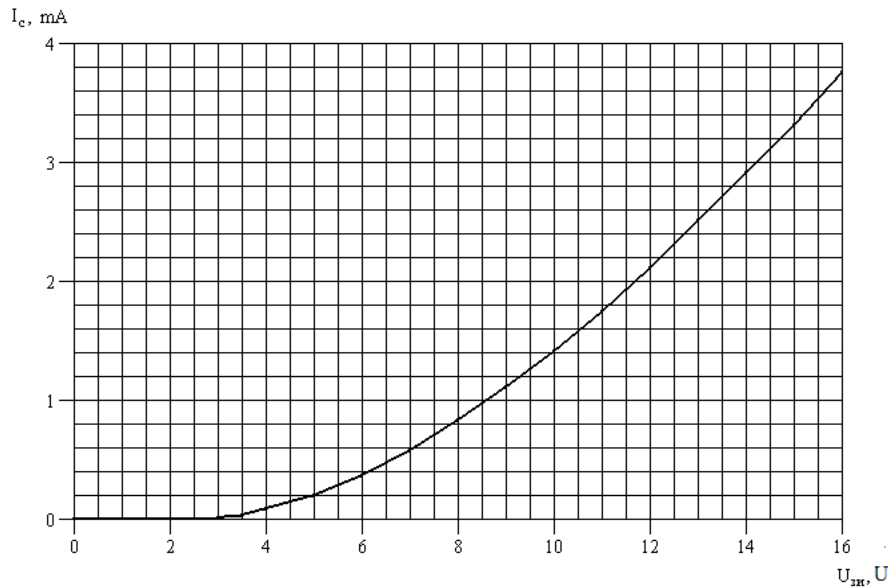


Рисунок 3.27 – ВАХ МДН-транзистора, ввімкненого в діодному режимі

При першому наближенні можна вважати, що  $U_{зв3} \approx U_{зв2}$ , і тоді останню формулу можна спростити, а саме:  $R_{зм} = (U_1 - 2U_{зв2})/I_{R_{зм}}$ . За ВАХ транзистора (рис. 3.27) знаходимо напругу  $U_{зв2}$  і визначаємо  $R_{зм}$ .

### 3.3 Схеми джерел струму на базі підсилювачів постійного струму

Вище були розглянуті схеми джерел струму, виконаних на біполярних і польових транзисторах. Недолік цих схем полягає в тому, що вихідний струм не можна точно визначити, оскільки він залежить від напруг  $U_{бє}$  і  $U_{зв}$ . Для усунення цієї залежності достатньо ввести в схему операційний підсилювач. На рис. 3.28 показані схеми джерел струму з біполярними й польовими транзисторами. Вихідна напруга операційного підсилювача встановлюється такою, що напруга на резисторі  $R_1$  дорівнює  $U_1$ . При цьому струм через резистор  $R_1$  буде дорівнювати  $U_1/R_1$ . Вихідний струм джерел (рис. 3.28, а, б) визначається співвідношеннями:

- для схеми з біполярним транзистором  $I_2 = (U_1/R_1)[1 - (1/\beta)]$ ,
- для схеми з польовим транзистором  $I_2 = U_1/R_1$ .

Різниця вихідних струмів пояснюється тим, що в біполярних транзисторах частина емітерного струму віддається у базу. Коефіцієнт підсилення за струмом  $\beta$  цих транзисторів залежить від напруги  $U_{ке}$ , і, відповідно, струм  $I_б$  змінюється залежно від  $U_2$ . Через це вихідний опір джерела обмежено значенням  $\beta_{гке}$ , тобто  $R_{вих} = R_1 * \beta_{гке}$ , якщо навіть вважати операційний підсилювач ідеальним. Вихідний опір при використанні польового



транзистора складає біля 15 ГОм. Проте через частотну залежність  $A_D$  це значення досягається лише при частотах, менших граничної частоти операційного підсилювача.

Якщо потрібно отримати великий вихідний струм, можна використати потужний польовий транзистор чи вихідний каскад за схемою Дарлінгтона, який в цьому випадку буде складатися з малопотужного польового і потужного біполярного транзисторів, як показано на схемі рис. 3.28, г. Вихідний струм  $I_2 = U_1/R_1$  при  $U_1 > 0$ . Вихідний опір  $R_{\text{вих}} = \mu_1 A_D R$ .

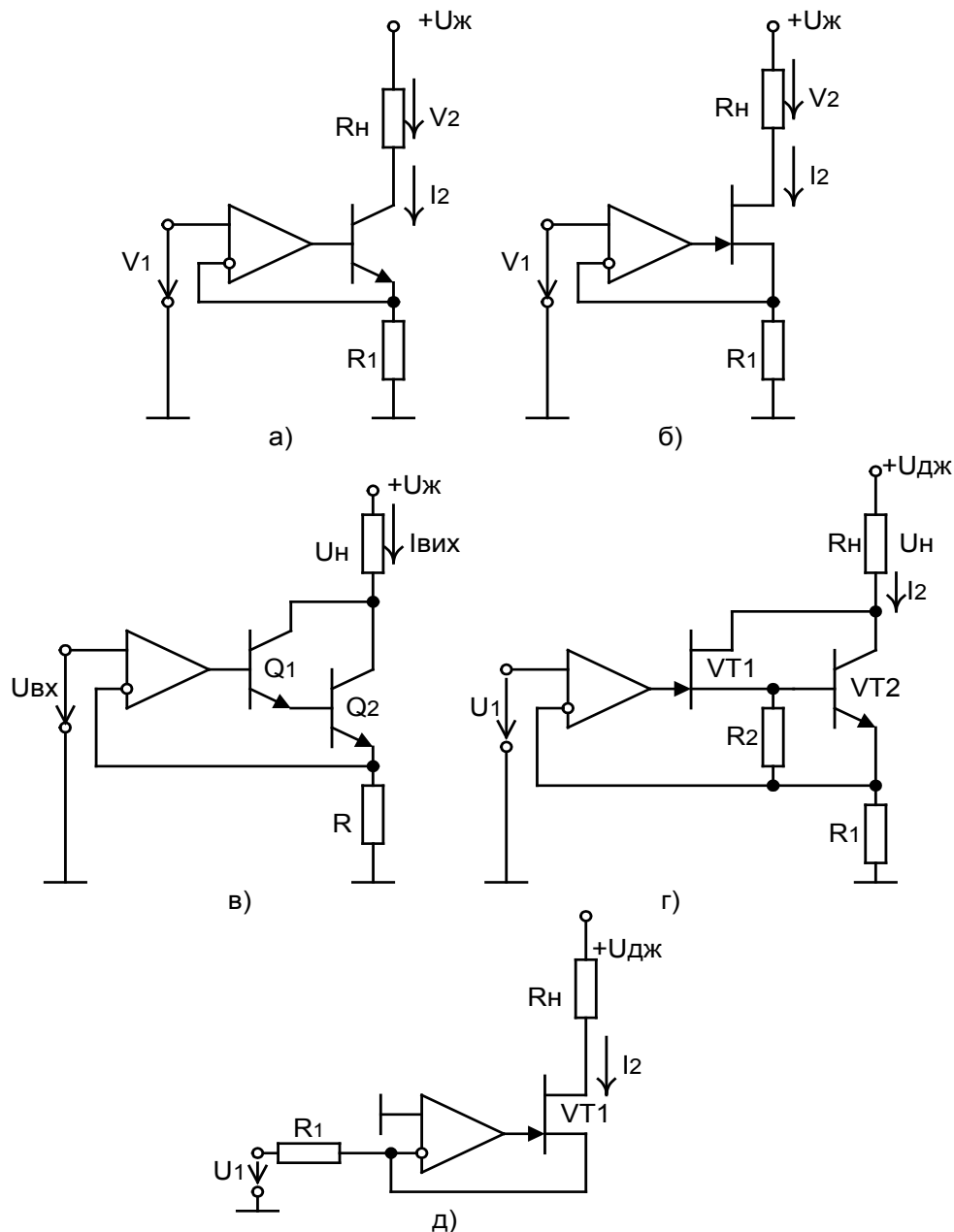


Рисунок 3.28 – Джерела струму: а) з біполярним; б) з польовим; в) зі складеним біполярним; г) з комбінованим; д) з інвертувальним польовим транзисторами

Вплив кінцевого підсилення за струмом може бути зменшено, якщо біполярний транзистор ввімкнути за схемою Дарлінгтона (рис. 3.28, в). В даній схемі вихідний струм дорівнює  $I_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}/R$ . Звідси витікає, що  $I_{\text{вих}}$  задається резистором  $R$ . Вихідний опір визначається як  $R_{\text{ви}} = R \cdot \beta_1 \cdot \beta_2$ .

Практично впливу кінцевого підсилення за струмом можна повністю позбутися, використовуючи польовий транзистор, оскільки струм затвора в ньому дуже малий. Вихідний опір схеми, наведеної на рис. 3.28, б обмежується тільки кінцевим підсиленням операційного підсилювача. Для розрахунку вихідного опору джерела струму на польовому транзисторі запишемо такі співвідношення (вважаючи, що  $U_1 = \text{const}$ ):

$$dU_{\text{св}} \approx -dU_2, \quad dU_{\text{зв}} = dU_3 - dU_{\text{в}} = -AdR_1 dI_2 - R_1 dI_2 \approx -AdR_1 dI_2,$$

де  $Ad$  – диференціальний коефіцієнт підсилення операційного підсилювача. Враховуючи основне рівняння польового транзистора, отримаємо формулу для оцінювання вихідного опору

$$r_{\text{вих}} = dU_2/dI_2 = r_{\text{св}}(1+AdSR_1) \approx \mu AdDR_1,$$

де  $\mu = S r_{\text{св}}$ .

Схему на рис. 3.28, б можна модифікувати, подавши вхідну напругу безпосередньо на резистор  $R_1$  і заземливши додатний вхід підсилювача. Така схема джерела струму наведена на рис. 3.28, д. Для того, щоб польовий транзистор був у лінійному режимі, вхідна напруга  $U_1$  має бути від'ємною. На відміну від схеми на рис. 3.28, б, у цьому випадку джерело напруги керування навантажено струмом  $I_2$ . Вихідний струм  $I_2 = -U_1/R_1$  при  $U_1 < 0$ . Вихідний опір  $R_{\text{вих}} = \mu AdR_1$ .

Розглянемо ще одну схему джерела струму на операційному підсилювачі (рис. 3.29). У даній схемі вхідною величиною є струм сигналу  $I_{\text{вх}}$ , а вихідною – струм  $I_{\text{вих}}$ , який протікає через опір навантаження  $R_{\text{н}}$ . В даній схемі вхідний струм, що надходить на інвертувальний вхід ОП, компенсується частиною вихідного струму, значення якого визначається співвідношенням опорів подільника  $R_1, R_2$  кола зворотного зв'язку. Лівий за схемою вивід резистора  $R_2$  потенційно заземлений, тому подільник струму працює на короткозамкнене коло, так що  $I_{\text{вх}} + I_{\text{вих}}[R_1 / (R_1 + R_2)] = 0$ .

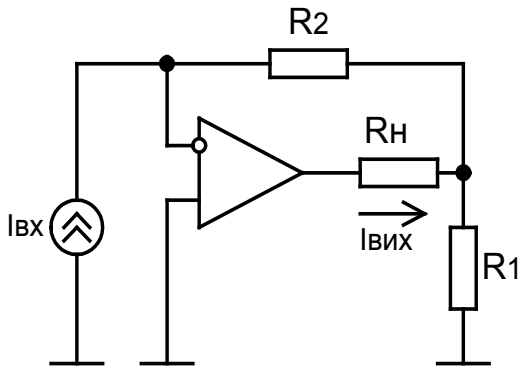


Рисунок 3.29 – Підсилювач струму

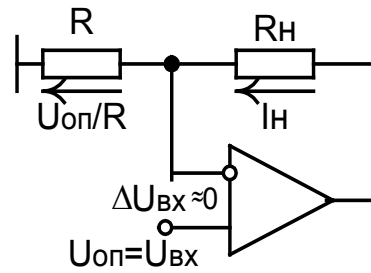


Рисунок 3.30 – Схема джерела струму на неінвертувальному підсилювачі

В ідеальному операційному підсилювачі в рівняння  $I_{ВИХ} = (R_2/R_1 + 1)I_{ВХ}$  опір навантаження  $R_H$  не входить. Отже, операційна схема працює як ідеальне джерело струму з нескінченно великим внутрішнім опором щодо навантаження, тобто,  $R_{ВИХ} = \infty$ . Безрозмірний коефіцієнт пропорційності між вхідним і вихідним струмами є коефіцієнтом підсилення за струмом  $K_I = - (R_2/R_1 + 1)$ .

Існує множина різних схем джерел струму, побудованих на операційних підсилювачах [7]. На рис. 3.30 зображено схему джерела стабільного струму, що протікає через незаземлене навантаження. Якщо врахувати, що  $U_{ВХ} = U_{ОП}$ , то струм через резистор  $R$  (він же струм навантаження) визначається за формулою

$$I_H = U_{ВХ}/R = U_{ОП}/R.$$

Цей струм не залежить від номіналу резистора навантаження  $R_H$ . Точність задання  $I_H$  залежить від стабільності номіналу  $R$  і напруги  $U_{ОП}$ , а також від рівня вхідного струму  $I_{ВХ}$ , який має бути мінімальним. Ідеальний коефіцієнт підсилення даної схеми дорівнює  $K_{ід} = (R_H/R) + 1$ .

Вхідний опір даного джерела струму великий. Недолік схеми в тому, що на входах ОП присутній синфазний сигнал  $U_{ОП}$ .

Схема інвертувального джерела стабільного струму, що протікає через незаземлене навантаження, наведена на рис. 3.31. У цій схемі  $I = U_{ОП}/R_1 = I_H - I_3$ ;  $-IR_2 + I_3R_3 = 0$ ;  $I_3 = U_{ОП}[R_2/(R_1R_3)]$ . Отже,  $I_H = I + I_3 = (U_{ОП}/R_1)(1 + R_2/R_3)$ .

Дана схема є паралельним перетворювачем напруга-струм. Ідеальний коефіцієнт підсилення схеми дорівнює

$$K_{ід} = -1/R_1(R_2/R_3 + 1).$$

Вхідний опір  $R_{\text{вх.ід.}} = R_1$ . Вихідний опір  $R_{\text{вих.ід.}} = \infty$ .

Схема, зібрана на ОП (рис. 3.32), генерує стабільний струм, який протікає через заземлене навантаження. Передатну функцію цієї схеми можна вивести таким чином. Струм від джерела сигналу  $U_{c1}$  пов'язаний з вихідною напругою  $U_{\text{вих}}$  пропорцією

$$(U_{c1} - U_{\text{вх}}^-)/R_1 = (U_{\text{вх}}^- - U_{\text{вих}})/R'_1. \quad (3.29)$$

Струм, використаний від джерела  $U_{c2}$ , пов'язаний з  $U_{\text{вх}}^+$  (тобто, з напругою на навантаженні  $I_{\text{H}}R_{\text{H}}$ ) і з  $U_{\text{вих}}$  співвідношенням

$$(U_{c2} - U_{\text{вх}}^+)/R_2 + (U_{\text{вих}} - U_{\text{вх}}^+)/R'_2 = U_{\text{вх}}^+/R_{\text{H}} = I_{\text{H}}. \quad (3.30)$$

Враховуючи, що  $U_{\text{вх}}^+ = U_{\text{вх}}^-$  як результат спільного розв'язання рівнянь (3.29) і (3.30), отримаємо

$$I_{\text{H}} = -[(U_{c1} - U_{c2})/R_2] = [(U_{c2} - U_{c1})/R_2].$$

Перетворювач напруга-струм, показаний на рис. 3.33, перетворює вхідну напругу у вихідний струм. У результаті дії кола зворотного зв'язку вхідна напруга  $U_{\text{вх}}$  проходить також на інверсний вхід і виділяється на заземленому резисторі  $R$ . Підсумковий струм  $U_{\text{вх}}/R$  надходить з виходу підсилювача через опір навантаження  $R_{\text{H}}$ , оскільки струм, що втікає в інвертувальний вхід, дорівнює нулю  $I_{\text{вих}} = (1/R)U_{\text{вх}}$ . Величина, обернена опорі  $R$ , має значення крутизни.

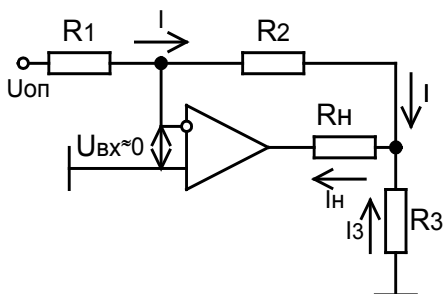


Рисунок 3.31 – Схема джерела струму побудована на інвертувальному підсилювачі

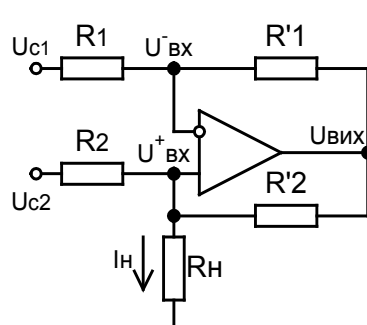


Рисунок 3.32 – Схема джерела струму побудована на диференційному підсилювачі

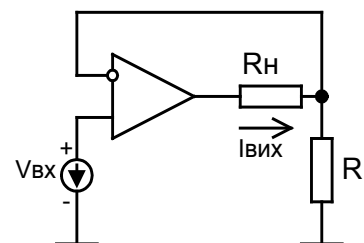


Рисунок 3.33 – Перетворювач напруга-струм

Перетворювач струм-напруга є ідеальним джерелом струму, керованим напругою; його вхідний та вихідний опори практично нескінченно великі:  $R_{вх.ід.} = \infty$ ,  $R_{вих.ід.} = \infty$ . Коефіцієнт підсилення схеми дорівнює  $K_{ід} = 1/R$ .\*

### 3.4 Двополюсні кільцеві джерела постійного струму з термокомпенсацією

Джерела постійного струму (ДПС) широко розповсюджені в пристроях електроніки: АЦП, ЦАП [1–5], операційних підсилювачах [19], у пристроях дискретизації та запису аналогового сигналу, джерелах постійної напруги та ін. При цьому характеристики температурної стабільності та точності останніх значною мірою залежать від відповідних властивостей ДПС.

Існує особлива потреба в термокомпенсованих біполярних ДПС. Їх перевагою є внутрішня закритість конструкції, тобто незалежність від статичних характеристик схем, в яких вони використовуються, а також можливість використання у різних конфігураціях схем. У окремих випадках ДПС висуває досить жорсткі вимоги до температурної стабільності і вихідного опору, які мають бути якомога вищими. У науково-технічній літературі [7, 8] описано принципи побудови заданих елементів. У той же час є небагато публікацій, в яких розглядається конструкція біполярних схем кільцевих джерел живлення, здатних працювати з низькими напругами живлення ( $\sim 2,5 \dots 4U_{p-n}$ ) і забезпечувати автономність [3, 5]. Потрібно також додати, що існує дуже мало досліджень щодо підвищення їх температурної стабільності.

Одним із підходів до побудови біполярних схем найпростіших ДПС є використання кільцевої структури на основі стабілітронів [34, 35]. Однак такі пристрої є неекономічними, оскільки використовуються два окремих елемента, опорна напруга яких знаходиться на рівні 5,5 ... 9,0 В. Таким чином, мінімальний рівень напруги живлення становить не менше 12 В, що призводить до великого споживання електроенергії.

Добре відомим підходом до побудови опорних генераторів напруги та опорного струму є використання схем із забороненою зоною. Однак характерною рисою таких систем є дискретне задання напруги або струму. У зв'язку з цим виникає проблема створення нових кільцевих біполярних систем ДПС тільки за умови зниження напруги живлення та споживаної потужності. Крім того, важливими властивостями є внутрішній опір джерела і його термостабільність. Далі будуть розглянуті методи побудови температурно стабільних ДПС. Схема реалізації першого способу наведена на рис. 3.34, а. До його складу входять: джерело опорної напруги (ДОН), датчик опорного струму (ДОС) і відбивач струму (ВС).

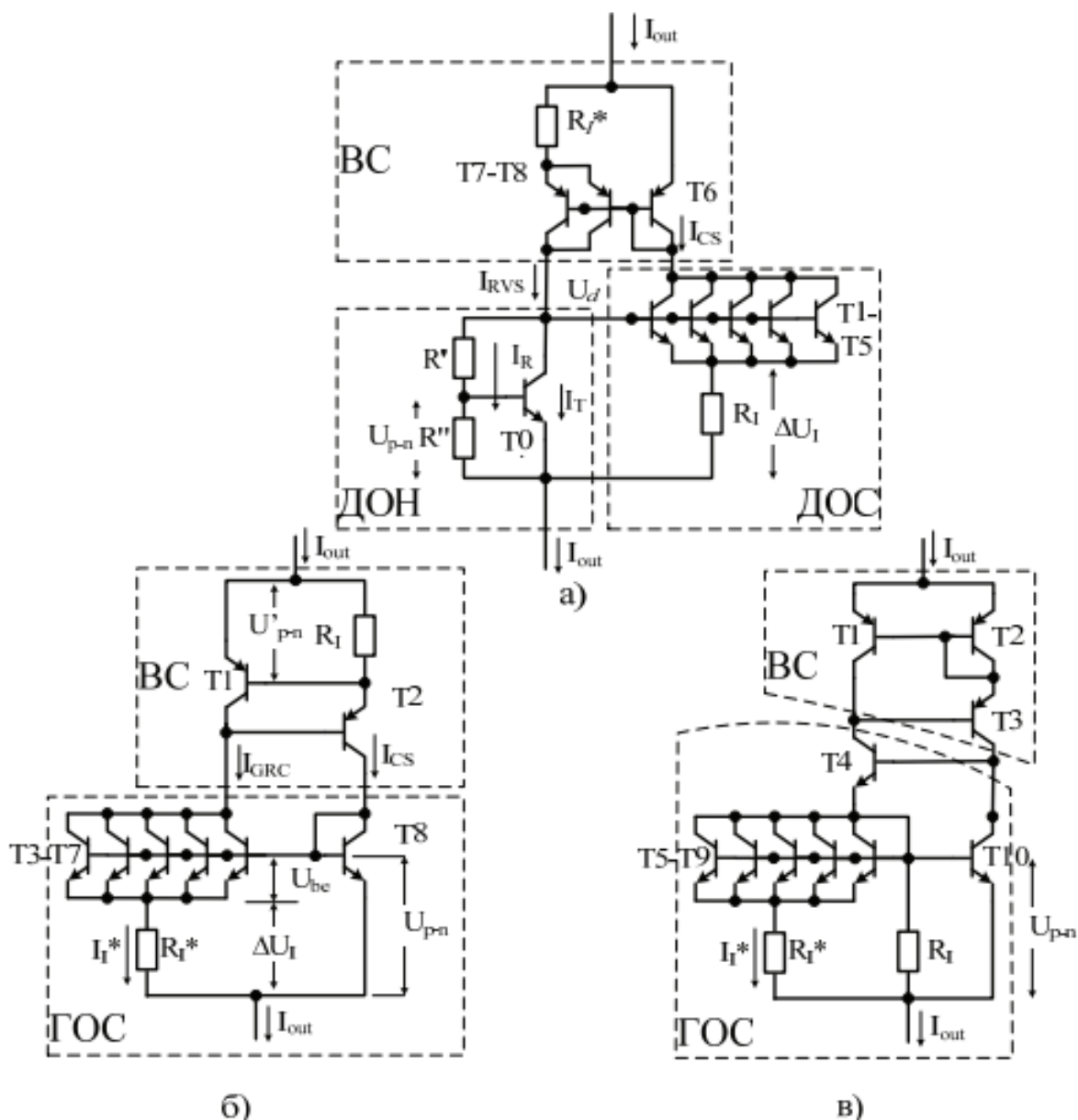


Рисунок 3.34 – Схеми кільцевих термокомпенсованих джерел постійного струму з низькою напругою живлення:

а)  $U_{ж} \geq 2,0$  В; б)  $U_{ж} \geq 2,3$  В; в)  $U_{ж} \geq 2,8$  В

Вищевказані елементи з'єднані послідовно в однокільцеву схему, яка має додатний зворотний зв'язок. Потрібно вказати, що майже всі кільцеві схеми використовують додатний зворотний зв'язок, тому потрібно стежити, щоб глибина зворотного зв'язку  $\chi$  була менша 1, інакше це призведе до тригерних ефектів і автоматичного відключення схеми. ДОН складається з транзистора  $T_0$  і ділянки напруги, побудованою з резисторів  $R'$  і  $R''$ . На резисторі  $R''$  створюється напруга  $U_{p-n} = U_{be}T_0$  і протікає струм  $I_R'' = U_{p-n}/R''$ . Через з'єднання колектор-емітер  $T_0$  протікає струм  $I_T$ , внаслідок чого, згідно з моделлю Еберса - Молла,

$$U_{beT0} = \varphi_T \cdot \ln \frac{I_T}{I_0},$$

де  $\varphi_T = kT/q \approx 26$  мВ – термопотенціал;

$k$  – стала Больцмана;

$T = T_0 + t^\circ$  – абсолютна температура;

$Q$  – заряд електрона;

$I_0$  – початковий струм транзистора.

Напруга на колекторі  $T0$  та на базах транзисторів  $T1$ – $T4$   $U_{дон} = (R' + R'')I_d$ . Спад напруги в з'єднаннях база-емітер цих транзисторів менший, ніж для транзистора  $T0$ , на різницю  $\Delta U_i$ . За умови рівності  $I_T$  і  $I_i$  (умова рівноваги)

$$\Delta U_i = -\varphi_T \cdot \ln \frac{I_i}{4I_e} = 26 \ln \frac{1}{4} = 36 \text{ мВ},$$

де  $I_e$  – струми емітерних переходів  $T1$ – $T5$ . Таким чином можна створити опорний струм  $I_i = \Delta U_i/R_i$ , який проходить через діод, сформований на  $T6$ . Тоді на резисторі  $R_i^*$  утворюється різниця напруг

$$\Delta U_{R_i^*} = -\varphi_T \cdot \ln \frac{1}{2} = 18 \text{ мВ}.$$

Струм через резистор  $R_i^*$  складатиме  $I_i(R_i^*) = \Delta U_{R_i^*}/R_i^*$ . За такої умови можна припустити, що  $I_i(R_i^*) \approx I_{RVS}$ . Склад елементів будується так, щоб виконувалося рівність  $I_{RVS} = I_i$ , але температурні коефіцієнти були протилежні за знаком, тому рівняння має вигляд  $\Delta I_{RVS}(t^\circ) = -\Delta I_i(t^\circ)$ . Конфігурація блоків схеми теоретично створює умови для виконання цього, але на практиці потрібно узгодити значення  $R_i$  та  $R_i^*$ , щоб мінімізувати відхилення вихідного струму  $\Delta I_{out}(t^\circ)$  у вибраному діапазоні температур. Використовуючи інтегральні транзистори типу HFA3046/3096/3127/3128 фірми Intersil [31] та  $\Delta I_{out} \approx 1$  мА, потрібно відрегулювати значення опору:  $R' = 394$  Ом;  $R'' = 3$  кОм;  $R_i = 580$  Ом;  $R_i^* = 439$  Ом. За цих умов  $U_d = 1052$  мВ і відхилення температури, отримане шляхом комп'ютерного моделювання за допомогою пакета MicroCAP, показано графічно на рис. 3.35, перша (I) крива. Аналіз результату в діапазоні  $-50 \dots 50$  °С демонструє, що  $\delta I_{out}(t^\circ) = (\Delta I_{out}(t^\circ)/I_{out}) \leq 0,55\%$ , що дозволяє використовувати це ДПС в прецизійних схемах.

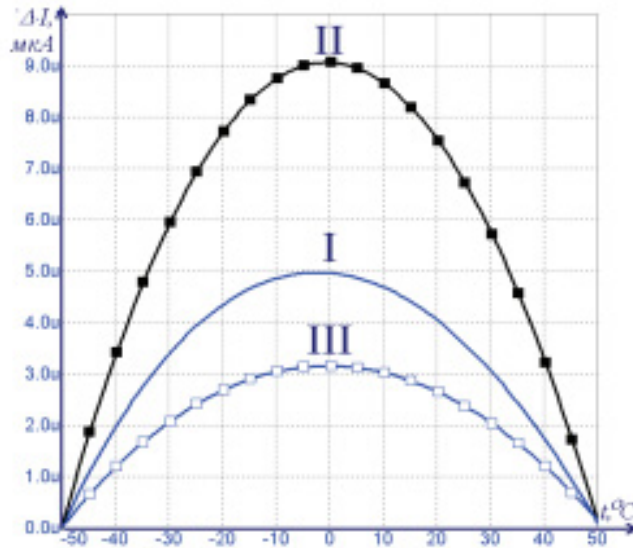


Рисунок 3.35 – Діаграми абсолютного відхилення температури  $\Delta I_{\text{вих}}(t^\circ)$  термокомпенсованих джерел струму:  
 I –  $U_{\text{Smin}} \geq 2,0 \text{ В}$ ; II –  $U_{\text{Smin}} \geq 2,3 \text{ В}$ ; III –  $U_{\text{Smin}} \geq 2,8 \text{ В}$

Ще однією важливою статичною характеристикою ДОС є вихідний опір. Його значення для схеми (див. рис. 3.34, а) визначається, в цілому, вихідним опором струмового дзеркала і глибиною  $\chi$  додатнього зворотного зв'язку. Вихідний опір ВС становить [11]

$$r_{outCS}^* = r_{c.p-n-p}^* \cdot (1 + \beta_{p-n-p} \cdot \gamma_b^*),$$

де  $\gamma_b^* = R_I^* / (R_I^* + \beta_{p-n-p} \cdot r_e)$ ,

$\beta_{p-n-p}$  – коефіцієнт передачі струму р-п-р транзистора;

$r_e$  – диференційний опір переходу емітер-база;

$r_{c.p-n-p}^*$  – низький опір колектора паралельно з'єднаних р-п-р транзисторів. Враховуючи додатний зворотний зв'язок

$$r_{outCS} = r_{c.p-n-p}^* \cdot (1 - \chi), \quad \text{де } \chi \approx \chi_{CS} \cdot \chi_{SRC},$$

$$\chi_{SRC} = \frac{R'}{R_I + r_{eT1-T4}} \cdot \frac{R'}{R' \parallel r_{in0}}, \quad \chi_{CS} = \frac{r_d}{r_d^* + R_I}$$

Конкретні значення  $r_{outCS}^*$ ,  $\beta_{p-n-p}$ ,  $r_e$  знаходяться залежно від струмів транзисторів ВС, і точне значення можна визначити за допомогою комп'ютерного моделювання, оскільки воно залежить від багатьох факторів. Для схеми (див. рис. 3.34, а)  $r_{outCS}^* \approx 64 \text{ кОм}$ ;  $\chi \approx 0,25$ ;  $r_{outCS} \approx 44 \text{ кОм}$ .



Загалом метод побудови виглядає так:

а) знаходиться сукупність функціонально розв'язуваних пристроїв у вигляді ДОН, ДОС і БС;

б) з цих вузлів задається конфігурація суцільної системи ДПС за кільцевою схемою, що задає самоналаштування робочих точок активних елементів;

в) знаходиться наскрізний коефіцієнт передачі струму від виходу ДОС до виходу ДОН, також встановлюється додатня глибина зворотного з'єднання  $\chi$ , щоб не досягати значення 1,0; інакше схема втратить стабільність;

г) комп'ютерне моделювання розраховує значення  $R_I$  та  $R_I^*$ , а також встановлення рівня з заданими номінальними значеннями  $U_d$ ,  $R'$  та  $R''$ , глибина зворотного зв'язку  $\chi$  також розраховується;

д) використовуючи програму моделювання, аналізують дрейф струму на виході ДОН у певному діапазоні температур;

е) на основі отриманих результатів дослідження визначається зміна параметрів елементів або доцільність схеми.

Другий спосіб побудови ДОС з мінімальною напругою  $U_{Smin} \sim 3U_{p-n} \approx 2,1$  В буде таким. Схема реалізації наведена на рис. 3.34, б. Вона містить опорний генератор струму  $I_I^*$ , який підвищується з поточною температурою, оскільки має додатню температурну залежність струму (ТКС). У той же час струмове дзеркало ВС створює струм  $I_{CS}$  з негативним ТКС. Повний вихідний струм  $I_{out}$  схеми складається з двох компонентів з протилежними ТКС, що забезпечує його незалежність від температури в першому наближенні.

Генератор опорного струму (ГОС) складається з опорного джерела напруги  $U_{p-n}$  на транзисторі Т8 і каскаду транзисторів з паралельно встановлених транзисторів Т3–Т7, до яких під'єднаний емітерний резистор  $R_I^*$ . Завдяки різній густині струмів емітера напруга  $U_{be}$  є меншою за  $U_{p-n}$ , що створює диференційний  $\Delta U_I$ , який змушує струм  $R_I^*$  проходити через резистор  $R_I$

$$\Delta U_I \approx \varphi_T \cdot \ln \frac{I_{CS}}{5I_{CS}} \approx -42 \text{ мВ}, \quad a \quad I_I^* = \frac{\Delta U_I}{R_I^*}.$$

Утворений струм  $I_I^*$  подається на вхід ВС, з виходу якого надходить струм  $I_{CS} = U'_{p-n}/R_I$ , де  $U'_{p-n}$  – напруга на базо-емітерному переході p-n-p транзистора Т1, а  $R_I$  – це резистор, величина якого може масштабувати струм

колектора T2. Потрібно зазначити, що фрагмент, зібраний з T1, T2 і R<sub>I</sub>, є вдосконаленою схемою Уілсона з вихідним опором, близьким до  $r_c = r_{c.p-n-p}^* \cdot \beta_{p-n-p}$ , тобто, значно більшим, ніж у першій системі.

Температурне відхилення переходу база-емітер негативне, тобто напруга U<sub>be</sub> зменшується з підвищенням температури. У той же час, якщо струм через перехід колектор-емітер зменшується, температурне відхилення напруги U<sub>be</sub> зростає. Отже, значення ΔU<sub>I</sub> зростає з підвищенням температури, тому ТКС ГОС є додатним. Водночас, оскільки U'<sub>p-n</sub> має від'ємний ТКН, I<sub>CS</sub> також має від'ємний ТКС. За допомогою комп'ютерного моделювання можна знизити ТКС системи до мінімуму шляхом визначення значень R<sub>I</sub> та R<sub>I</sub>\*. Крива функціональної залежності ΔI<sub>out</sub>(t°) для цього випадку наведена на рис. 3.35, крива II. В діапазоні -50 ... 50 °C ΔI<sub>вих</sub>(t°) ≈ 9 мкА та відносна похибка через відхилення від уставки I<sub>вих</sub> < 1%.

Загальний вихідний опір схеми залежить від величини паралельного з'єднання резисторів ГОС і ВС. Однак, оскільки на рівні значень r<sub>c.p-n-p</sub>, пріоритетом є ГОС, то

$$r_{outGRT}^* = r_{c.n-p-n}^* \cdot \left( 1 + \beta_{n-p-n} \cdot \frac{R_I^*}{\beta \cdot r_e + R_I^*} \right) \approx r_{c.n-p-n}^* \cdot \left( 1 + \frac{R_I^*}{r_e} \right).$$

Від коефіцієнта залежить глибина додатнього зворотного зв'язку (див. рис. 3.34, б).

$$\chi = \frac{R_I^*}{R_I^* + r_{c.p-n-p}}.$$

Звідки загальний вихідний опір складе

$$r'_{out} = r_{c.n-p-n}^* \cdot \left( 1 + \frac{R_I^*}{r_e} \right) \left( 1 - \frac{r_{e.n-p-n}}{R_I^* + r_{e.n-p-n}} \right). \quad (3.31)$$

Якщо I<sub>I</sub>\* = 0,5 мА, то, підставляючи у (3.31) величину r<sub>c.p-n-p</sub>\* = 150 кОм, r<sub>e.p-n-p</sub> = 52 Ом, R<sub>I</sub>\* = 87,5 Ом, отримаємо r'<sub>out</sub> ≈ 270 кОм. Точне значення отримано шляхом комп'ютерного моделювання.

Розглянемо третій спосіб побудови термокомпенсованого ДОС. Схема має такі ж вузли, як і в попередньому випадку, але внутрішній опір ГОС значно вищий, оскільки вона реалізована у вигляді гібридного підсилювача струму (див. рис. 3.34, в). Для цього також використовується один транзистор Т4. ГОС зібрано за збалансованою схемою, яка охоплює групу паралельно з'єднаних транзисторів Т5-Т9 і резистор  $R_I^*$ , що задає струм через ці транзистори, і резистор  $R_I$ , струм через який має протилежний ТКН. Можна знайти таке співвідношення опорів, щоб загальний температурний коефіцієнт дорівнював нулю. Залежність вихідного струму від температури (див. рис. 3.34, в) наведена на рис. 3.35, графік III. Вихідний опір визначається паралельним з'єднанням  $r_{outGRC}$  та  $r_{outCS}$ , і глибиною зворотного зв'язку  $\chi$ , а

$$r_{out} = \frac{r_{outGRC} \cdot r_{outCS}}{r_{outGRC} + r_{outCS}} \cdot (1 - \chi)$$

$$\text{де } r_{outGRC} = \frac{1}{2} \cdot r_{k.n-p-n}, \quad r_{outCS} = r_{k.n-p-n}, \quad \chi = \frac{2 \cdot r_{e.n-p-n}}{R_I^* + r_{e.n-p-n}} \quad (3.32)$$

$$r_{out} = \frac{1}{2} \cdot \frac{r_{c.n-p-n} \cdot r_{c.p-n-p}}{r_{c.n-p-n} + r_{c.p-n-p}} \cdot \left( 1 - \frac{r_{e.n-p-n}}{R_I^* + r_{e.n-p-n}} \right)$$

Підстановка відповідних значень змінних в (3.32) дає значення  $r_{out} \approx 610$  кОм. Точне значення  $r_{out} = 622$  кОм отримано шляхом комп'ютерного моделювання. Статичні характеристики показаних схем термокомпенсованих двополюсних ДПС наведені в таблиці.

Потрібно вказати, що на початковому етапі перевірки працездатності схеми можна обмежитися аналізом схеми в програмі MicroCAP. Це пов'язано з тим, що фізичні моделі транзисторів, за допомогою яких складені схеми, були детально розроблені виробником Intersil [31], тому результат можна вважати цілком імовірним.

Таблиця 3.1 – Характеристики пропонованих джерел живлення постійного струму

Схема	$U_{Smin}$ , В	$I_{out}$ , мА	$\Delta I_{out}(t^\circ)$ , мкА	$\delta I_{out}(t^\circ)$ , %	$r_{out}$ , кОм
1	2,0	1,004	5,05	0,5	94
2	2,3	1,007	9	0,9	161,7
3	2,8	1,007	3,14	0,3	622

Графіки залежності  $I_{out} = f(U_S)$  показано на рис. 3.36.

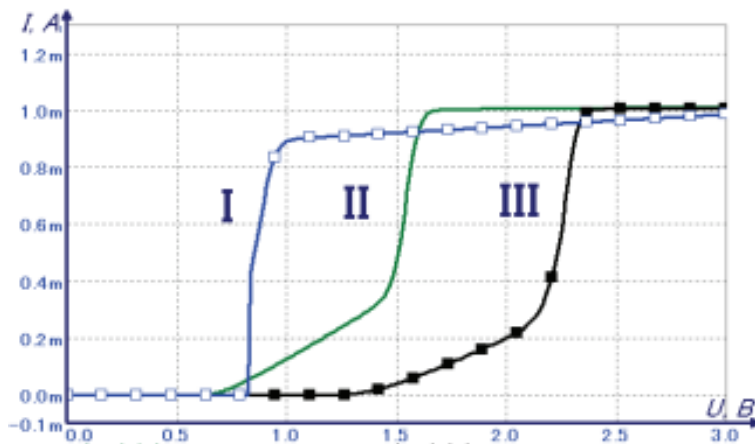


Рисунок 3.36 – Вольт-амперні характеристики розроблених ДПС

### 3.5 Контрольні запитання до розділу 3

1. Принцип роботи схеми ДПС.
2. У чому особливості схем типових ДПС?
3. Якими основними статичними параметрами характеризуються ДПС?
4. Переваги та недоліки різних схем ДПС.
5. Які схеми ДПС є «струмовими дзеркалами» і чому?
6. Проблеми, що виникають при проєктуванні ДПС та їх реалізації.
7. Чому на практиці використовують активні джерела струму на біполярних, польових транзисторах?
8. Як визначити внутрішній опір найпростішого джерела струму на біполярному та польовому транзисторах?
9. Вкажіть основні відмінності між джерелами струму на біполярних і польових транзисторах.
10. Накресліть, по одній схемі джерел струму на біполярних і польових транзисторах.
11. Як визначаються коефіцієнт стабілізації й вихідний опір джерела струму?
12. Накресліть схему відбивача струму. Як визначити її параметри?
13. Вкажіть особливості схеми струмового дзеркала Уілсона.
14. Коротко викладіть принцип дії джерела струму на МОН-транзисторах.
15. Поясніть принцип дії джерела струму на ОП.
16. Вкажіть основні відмінності схем джерел струму на транзисторах і ОП.
17. Що таке термокомпенсоване двополюсне ДПС?
18. Навіщо потрібні термокомпенсовані двополюсні ДПС?
19. Які основні переваги термокомпенсованих двополюсних ДПС?
20. Наведіть схему термокомпенсованих ДПС кільцевого типу з низькою напругою живлення.
21. Поясніть принцип роботи термокомпенсованого ДПС.

## РОЗДІЛ 4 ДЖЕРЕЛА ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

Джерело постійної напруги – компонент електричної схеми, котрий створює вихідну напругу  $U_{вих.}$ , що не залежить від опору навантаження джерела напруги, чи, що те ж саме, від вихідного струму. На рис. 4.1 наведена вихідна характеристика джерела напруги. Не дивлячись на те, що практично неможливо створити ідеальне джерело напруги, як ідеальн джерело струму, можна проєктувати електронні схеми, характеристики яких близько апроксимують ідеальні джерела напруги. Існує два основних способи реалізації джерела напруги, які використовуються окремо або разом.

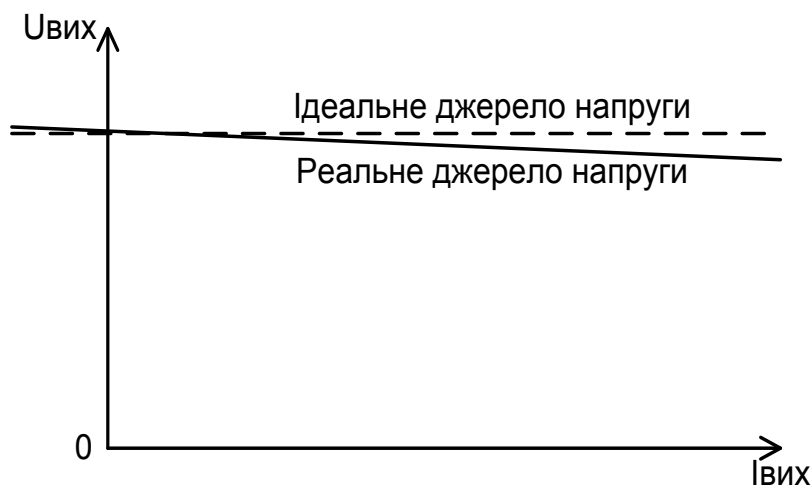


Рисунок 4.1 – Вихідна характеристика джерела напруги

Один спосіб базується на використанні властивості транзистора перетворювати опір, що пов'язано з властивістю підсилення транзистора за струмом. Другий спосіб базується на властивостях підсилювача з від'ємним зворотним зв'язком.

В різних електричних схемах потрібно мати коло з низьким імпедансом, яке могло б слугувати внутрішнім джерелом напруги. В ідеалі таке джерело опорної напруги має мати дуже низький імпеданс для змінного струму та стабільну постійну напругу, котра не залежить від потужності навантаження і змін температури. У більшості випадків лише одна з цих вимог – низький імпеданс чи стабільність постійної напруги – має першочергове значення. Прилади, які насамперед задовольняють вимогу низького імпеданса, відомі як джерела напруги, тоді як прилади, спеціально спроектовані для створення напруги, незалежної від потужності навантаження і змін температури, називаються схемами опорної напруги.

Джерело опорної напруги має бути незалежним від змін температури, тобто, генерувати вихідну напругу незалежно від температури. Звичайно, практично неможливо досягти повної незалежності від температури, особливо у широкому температурному діапазоні.

Зміна вихідної напруги схеми джерела опорної напруги відносно зміни температури, називається температурним коефіцієнтом напруги (ТКН)  $\text{TKN}_V = dV/dT$ . Схему, яка має постійний рівень напруги, та є корисною для багатьох практичних використань, називають стабілізатором напруги. Стабілізатор напруги, відповідно, має низький ТКН, низький вихідний опір (тобто хорошу стабільність щодо навантаження) і гарне послаблення коливань вхідної напруги (тобто, лінійну стабілізацію).

Оскільки всі електронні компоненти, що використовуються в схемах опорної напруги, мають ненульовий ТКН, основні компоненти підбираються так, щоб мали місце компенсувальні ефекти, що приводять, щонайменше, до  $\text{TKN}_V = 0$  при даній температурі.

Джерела напруги характеризуються такими основними параметрами: коефіцієнтом стабілізації  $K_{CT}$  і вихідним опором  $R_{\text{вих}}$ . Крім цих залежностей має місце температурний та часовий дрейфи вихідної напруги. Зазвичай збільшення вихідного струму ( $I_{\text{вих}} > 0$ ) супроводжується зменшенням вихідної напруги ( $U_{\text{вих}} < 0$ ). Нижче будуть розглянуті різні схеми побудови постійних джерел напруги.

#### 4.1 Найпростіші джерела напруги

Для *реального джерела напруги* справедливе співвідношення

$$U_a = U_0 - R_i I_a, \quad (4.1)$$

де  $U_0$  – напруга холостого ходу (е.р.с. джерела);

$R_i = -dV_a/dI_a$  – внутрішній опір джерела.

Це співвідношення пояснює еквівалентна схема, наведена на рис. 4.2. У ідеального джерела напруги  $R_i = 0$ , тобто, його вихідна напруга не залежить від струму.

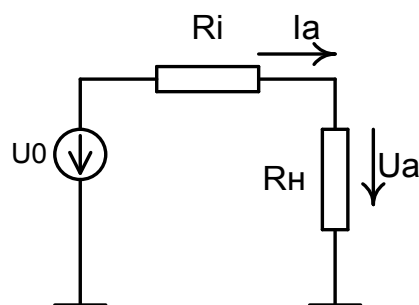


Рисунок 4.2 – Еквівалентна схема реального джерела напруги

*Джерела напруги на стабілітроні.* Найпростішим джерелом постійної напруги є стабілізатор напруги на стабілітроні. Коротко пригадаємо їх властивості. Вольт-амперна характеристика стабілітрона наведена на рис. 4.3, а р-п перехід стабілітрона майже завжди зміщений в зворотному напрямку. Коли обернена напруга менша номінальної напруги стабілітрона  $U_{ст}$ , стабілітрон не проводить струм. Коли обернена напруга досягає  $U_{ст}$ , стабілітрон починає проводити струм; при цьому напруга на ньому дорівнює  $U_{ст}$  і несуттєво залежить від проходження струму через стабілітрон.

Оскільки на стабілітроні підтримується постійна напруга, його можна вмикати паралельно з навантаженням, і він буде підтримувати постійну напругу. На рис. 4.3, б наведена схема джерела напруги на стабілітроні. Струм  $I_1$  тече через  $R_1$  і ділиться на струм стабілізації  $I_{ст}$  і струм навантаження  $I_H$ . Вихідна напруга дорівнює  $U_{ст}$  і приблизно постійна.

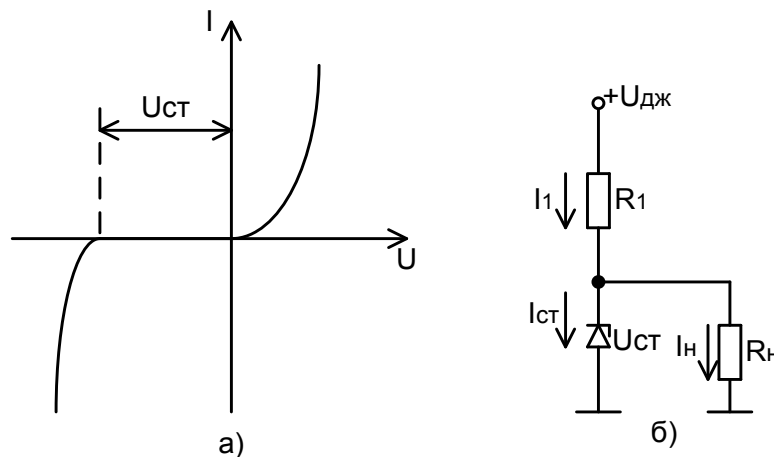


Рисунок 4.3 – Джерело постійної напруги на стабілітроні: а) вольт-амперна характеристика стабілітрона (параметричний стабілізатор); б) схема джерела напруги на стабілітроні

Для обмеження струму та потужності на виході випрямляча в схему вводиться резистор  $R_1$  і хоча він вносить додаткове розсіювання потужності, робити це потрібно. Значення  $R_1$  має обиратись з умови виконання такої нерівності

$$U_{дж} R_H / (R_H + R_1) \geq U_{ст}.$$

Якщо нерівність не виконується, то спад напруги на навантаженні буде менше  $U_{ст}$ , струм стабілітрона різко зменшується, і, відповідно, стабілізація напруги не здійснюється. З нерівності можна отримати максимальне значення опору  $R_1$

$$R_H (U_{дж} - U_{ст}) / U_{ст} > R_1.$$

Струм через  $R_1$  дорівнює  $I_1 = (U_{дж} - U_{ст})/R_1$ .

Якість стабілізації оцінюється коефіцієнтом  $K_{ст} = \Delta U_{дж} / \Delta U_{вих}$ . Він носить назву «коефіцієнт стабілізації» змінної складової і часто вимірюється в децибелах. Для схеми рис. 4.3, б коефіцієнт стабілізації складає від 10 до 100.

$$K_{ст} = 1 + R_1/r_d \approx R_1/r_d.$$

В цій формулі  $r_d$  – диференційний опір стабілітрона. Він обернено пропорційний струму, що тече через нього. Таким чином, при заданій входній напрузі збільшенням  $R_1$  досягти підвищення коефіцієнта стабілізації неможливо.

Суттєвого підвищення коефіцієнта стабілізації можна досягти, якщо резистор  $R_1$ , що обмежує струм, замінити джерелом постійного струму (рис. 4.4). Існують й інші методи підвищення коефіцієнта стабілізації [7, 8].

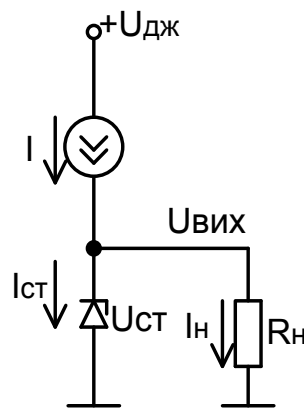


Рисунок 4.4 – Схема джерела напруги з джерелом струму

З урахуванням диференційного опору стабілітрона  $r_d$ , струм, який протікає через стабілітрон, дорівнює  $I_{ст} = U_{ст}(R_1 + r_d)$ . Спад напруги на стабілітроні буде визначатися як напруга стабілізації плюс спад напруги на диференційному опорі.

$$U_{ст} = U_{ст0} + I_c \cdot r_d.$$

Коли обернена напруга стабілітрона стає рівна  $U_{ст}$  (див. рис. 4.3, а), струм різко зростає, динамічний опір після зламу характеристики  $r_d = dU_{ст}/I_{ст}$  стає невеликим. У більшості практичних випадків значенням опору в режимі пробую можна знехтувати, а при розрахунках враховувати лише напругу пробую, тобто стабілітрон можна зобразити джерелом незмінної постійної напруги, що має невеликий внутрішній опір. На жаль,



потужні схеми характеризуються великими струмами і незначними струмами навантажень. В таких випадках опір стабілітрона стає відчутним і може вплинути на якість стабілізації.

Більшість стабілітронів має тенденцію до додатного температурного коефіцієнта, що означає збільшення вихідної напруги при збільшенні температури. Для зменшення температурного дрейфу вихідної напруги стабілітрона використовуються різні компенсаційні схеми. Найпростіша з них – це прямо зміщений діод, увімкнений послідовно зі стабілітроном. Зміщений в прямому напрямку діод має від’ємний температурний коефіцієнт, тому при збільшенні температури напруга на діоді зменшується в той час, як напруга на стабілітроні збільшується, і прирости зрівноважують один одного.

*Діодні стабілізатори.* Найпростіша схема діодного стабілізатора з використанням джерела струму й напівпровідникового стабілітрона показана на рис. 4.5, а. На рис. 4.5, б показана малосигнальна еквівалентна схема. З рисунку витікає, що вихідна напруга визначається номінальною напругою стабілітрона  $U_2 = U_D$ . Звичайно  $U_D > 5-6$  В при лавинному пробії і  $U_D = 2-5$  В при тунельному пробії [6].

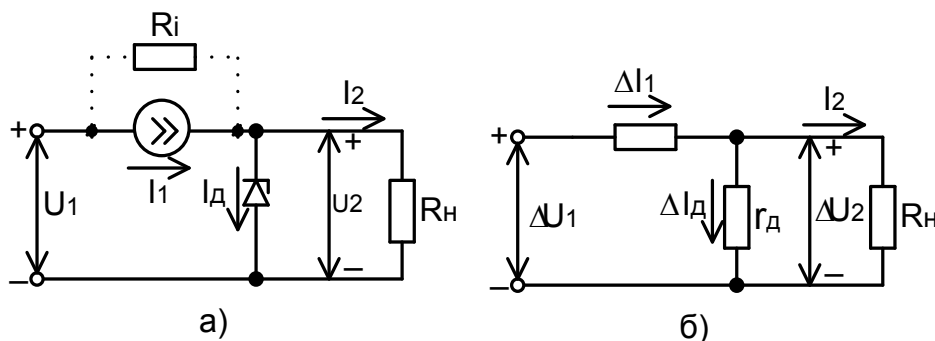


Рисунок 4.5 – Діодний стабілізатор з використанням стабілітрона

Оскільки струм  $I_1$  задано, збільшення вихідного струму супроводжується зменшенням струму діода. При короткому замиканні вихідних зажимів ( $R_n=0$ ) отримаємо  $I_D=0$ , тобто, діодний стабілізатор «не боїться» коротких замикань на виході. Ця особливість характерна для стабілізаторів паралельного типу, у яких регульовальний елемент ввімкнено паралельно навантаженню.

Оскільки вихідний опір визначається загальним виразом

$$R_{\text{вих}} = (U_{\text{вих}})_{\text{ХХ}} / (I_{\text{вих}})_{\text{КЗ}},$$

то вихідний опір діодного стабілізатора дорівнює

$$R_{\text{вих}} = r_D || R_i \approx r_D. \quad (4.2)$$

Значення  $r_d$  зазвичай складає 10–20 Ом при номінальному струмі 5–10 мА і дещо зростає зі зменшенням струму.

Коефіцієнт стабілізації у випадку ідеального джерела струму ( $R_i = \infty$ ) виявляється нескінченно великим, оскільки у цьому випадку зміна вхідної напруги  $\Delta U_1$  не передається на вихід. При кінцевому значенні  $R_i$  прирости  $\Delta U_2$  і  $\Delta U_1$  пов'язані коефіцієнтом передачі резистивного подільника напруги (див. рис. 4.5, б)

$$\Delta U_2 = \Delta U_1 [r_d / (R_i + r_d)] \approx \Delta U_1 r_d / R_i. \quad (4.3)$$

Коефіцієнт стабілізації визначається як

$$K_{ст} = (U_2 / U_1) \cdot (\Delta U_1 / \Delta U_2). \quad (4.4)$$

Визначивши з (4.3)  $\Delta U_2$  через  $\Delta U_1$  і, підставивши результат в (4.4), отримуємо

$$K_{ст} = (U_2 / U_1) (R_i / r_d). \quad (4.5)$$

Наприклад, якщо  $U_2 / U_1 = 0,8$ ;  $R_i = 50$  кОм і  $r_d = 10$  Ом, то  $K_{ст} = 4000$ .

Таке значення коефіцієнта стабілізації припустиме у більшості випадків. Основною проблемою є порівняно великий вихідний опір стабілізатора.

Замість стабілітрона (тобто діода, який працює у режимі пробую) можна використовувати діод, який працює в режимі прямого струму (рис. 4.6).

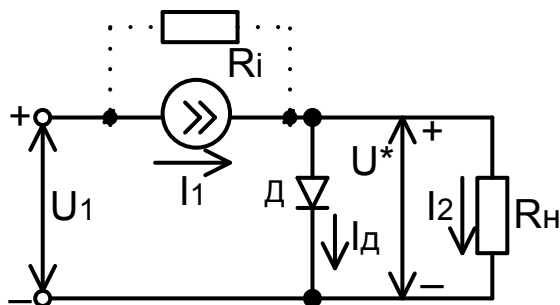


Рисунок 4.6 – Діодний стабілізатор з використанням прямого вмикання діода

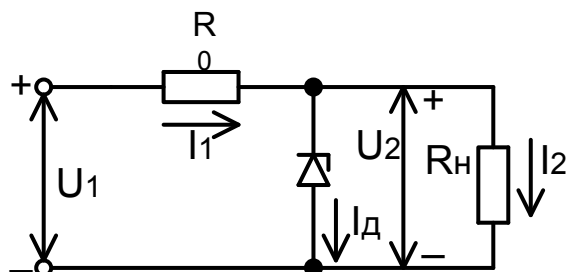


Рисунок 4.7 – Діодний стабілізатор з баластним резистором

В цьому випадку вихідна напруга  $U_2=U^*$ , а вихідний опір

$$R_{\text{вих}} = r_d = (\varphi_T/I_d)+r_b, \quad (4.6)$$

де перший доданок – диференційний опір переходу [29], а другий – опір базового шару.

Із зростанням струму навантаження струм  $I_d$  зменшується, й вихідний опір суттєво збільшується. Мінімальне значення  $R_{\text{вих}}$  відповідає режиму холостого ходу ( $I_2=0$ ), але в такому випадку воно обмежене значенням  $r_b$  (звичайно не менше 2–5 Ом).

Коефіцієнт стабілізації отримаємо, підставляючи в (4.5) значення з (4.6) і  $U_2=U^*$ ,

$$K_{\text{ст}} = (U^*/U_1)[(R_i/\varphi_T)/(I_d+r_b)]. \quad (4.7)$$

Наприклад, якщо  $R_i=50$  кОм,  $I_d=1$  мА,  $r_b=5$  Ом і  $U_1=5$  В, то  $K_{\text{ст}}\approx 220$  і  $R_{\text{вих}}=30$  Ом.

Порівняно з параметрами попередньої схеми вихідний опір одержали в 3 рази більший, а коефіцієнт стабілізації в 20 разів менший.

В обох розглянутих схемах замість джерела струму можна використовувати резистор, який називають баластним (див. рис. 4.7). Вихідний опір у цьому разі практично не відрізняється від попередніх, але коефіцієнт стабілізації має свою специфіку. Вона зумовлена тим, що у цьому випадку вхідна та вихідна напруги пов'язані одна з одною рівністю

$$U_1 = U_2 + I_1 R_0.$$

Підставляючи значення  $U_1$  в (4.5) і замінюючи  $R_i$  на  $R_0$ , отримаємо

$$K_{\text{ст}} = [U_2/(U_2 + I_1 R_0)](R_0/r_d). \quad (4.8)$$

Як бачимо, зі збільшенням опору  $R_0$  коефіцієнт стабілізації даної схеми, на відміну від попередніх, наближається до граничного значення

$$K_{\text{ст.мах}} = U_2/(I_1 r_d). \quad (4.9)$$

Нехай значення  $V_2$  і  $r_d$  такі ж, як і в попередньому прикладі (0,7 В і 30 Ом) і нехай  $I_1=2$  мА. Тоді  $K_{ст.мах} \approx 12$ , тобто, набагато менший, ніж при використанні джерела струму.

Температурна чутливість вихідної напруги в діодних стабілізаторах визначається температурною чутливістю діодів. Комбінуючи стабілітрони, що працюють в режимі лавинного пробою (в яких  $TКН_V > 0$ ) з діодами, що працюють при прямому зміщенні (у яких  $TКН_V < 0$ ), можна забезпечити температурну чутливість до 0,01% / °С і менше.

Стабілізатор на стабілітроні простий та дешевий і використовується в деяких схемах, але йому характерні наведені нижче недоліки.

Безпосереднє використання часто неефективно. Потужність, що розсіюється на  $R_1$ , збиткова і може досягати великих значень.

Струм, що протікає через стабілітрон, може змінюватися в широкому діапазоні при зміні навантаження, й відповідно змінювати вихідні напруги стабілітрона.

Вихідна напруга має фіксоване значення (напруга пробою стабілітрона у робочій точці) й не регулюється.

Зміна напруги стабілітрона від температури може бути небажаною.

Більш ефективними є транзисторні стабілізатори, описані в наступному розділі.

#### 4.2 Джерела напруги та опорної напруги, побудовані на активних елементах

При дослідженні джерел напруги, в схемах яких використовується транзистор, проведемо спочатку аналіз характеристик транзистора з перетворення імпеданса. Розглянемо схему на рис. 4.8.

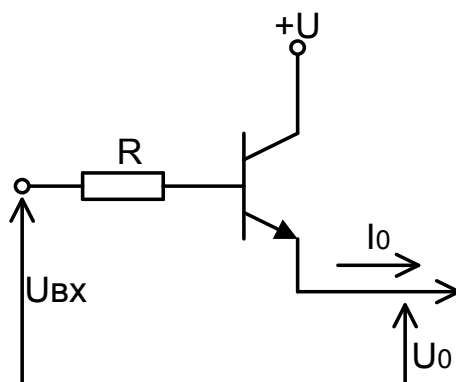


Рисунок 4.8 – Джерело напруги з перетворенням імпеданса транзистора

База транзистора через резистор  $R$  під'єднана до джерела напруги  $U_{ВХ}$ . Прослідкуємо, що відбувається з  $U_0$  зі збільшенням  $I_0$ . Допустимо, що  $I_0$  зростає на  $dI_0$ . Це викликає збільшення базового струму на  $dI_б = dI_e / (\beta + 1) = dI_0 / (\beta + 1)$ , що призведе до спаду напруги на опорі джерела на  $dI_б R = dI_0 R / (\beta + 1)$ . Зросте і спад напруги між базою та емітером транзистора за формулою  $dU_{бe} = (dU_{бe} / dI_e) dI_e$ . Значення  $dU_{бe} / dI_e$  є диференційним опором переходу емітер-база транзистора. Його легко визначити з наведених нижче співвідношень. Для транзистора в активному режимі маємо  $I_e \approx I_k = I_{T0} \exp(U_{бe} / U_T)$ , звідки  $dI_e / dU_{бe} \approx dI_k / dU_{бe} = I_e / U_T$  і, відповідно,  $dU_{бe} / dI_e = r_{eб} = U_T / I_e$ . Тоді повна зміна вихідної напруги буде визначатися за формулою

$$dU_0 = -dI_б R - dU_{бe} = - [dI_0 R / (\beta + 1)] - dI_0 r_{eб}.$$

Вихідний опір цієї схеми буде дорівнювати

$$R_{ВИХ} = - dU_0 / dI_0 = R / (\beta + 1) + r_{eб}.$$

Значить, у зв'язку з наявністю підсилення транзистора за струмом значення  $R$  ніби зменшується в  $(\beta + 1)$  раз і стає рівним  $R / (\beta + 1)$ . Оскільки підсилення транзистора за струмом  $\beta$  доволі велике, як правило, порядку 100, зміна імпеданса буде суттєвою.

Для ілюстрації приймемо  $R = 1000$  Ом,  $I_0 = 5$  мА при  $U_0 = 10$  В,  $\beta = 100$ . Тоді вихідний опір буде дорівнювати

$$R_{ВИХ} = 1000 / (\beta + 1) + 25 \text{ мВ} / 5 \text{ мА} = 10 \text{ Ом} + 5 \text{ Ом} = 15 \text{ Ом}.$$

Відповідно, збільшення  $I_0$  на 1 мА викликає спад напруги  $U_0$  на 15 мВ, або на  $(15 \text{ мВ} / 1 \text{ мА}) / 10 \text{ В} \cdot 100\% = 0,15\% / \text{мА}$ .

Задані співвідношення справедливі лише для невеликих змінень вихідного струму. Зміни  $U_0$ , викликані великими змінами вихідного струму, аналізуються в [29]. Принципова схема найпростішого транзисторного стабілізатора напруги показана на рис. 4.9, а, а його малосигнальна еквівалентна схема – на рис. 4.9, б.

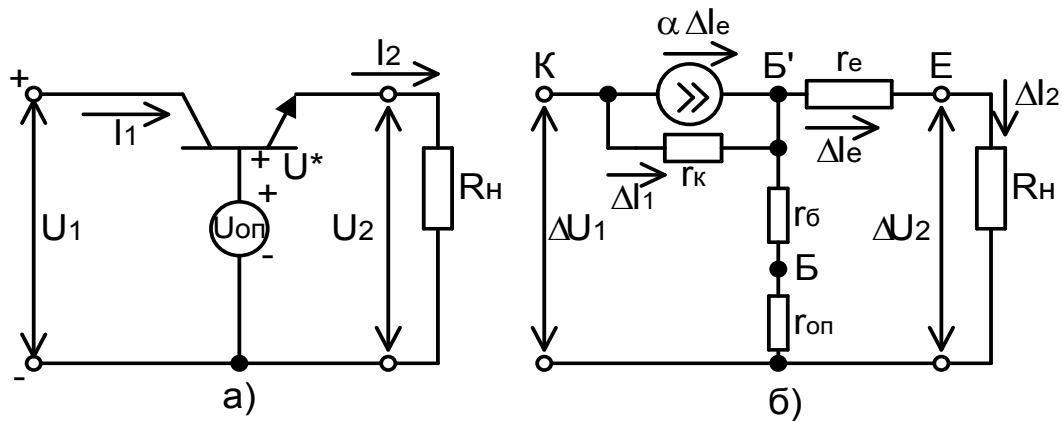


Рисунок 4.9 – Схеми транзисторного стабілізатора на основі повторювача:  
а) принципова; б) еквівалентна

Стабілізатор має структуру емітерного повторювача: навантаження ввімкнено в коло емітера, а на базу замість змінного сигналу подано постійну опорну напругу  $U_{оп}$ .

З рис. 4.9, а витікає:  $U_2 = U_{оп} - U^*$ , тобто, вихідна напруга визначається з опорної напруги.

Якщо знехтувати базовим струмом, то вхідний та вихідний струми практично однакові  $I_k \approx I_2$ . Отже, збільшення струму навантаження викликає таке ж збільшення колекторного струму і, тим самим, – потужності, що розсіюється в транзисторі. Очевидно, що коротке замикання на виході неприпустиме, оскільки призводить до перевантаження транзистора. Цей висновок стосується всіх стабілізаторів послідовного типу, у яких підсумковий елемент ввімкнений послідовно з навантаженням. Для запобігання перевантаження у потужні стабілізатори послідовного типу додають спеціальну систему захисту.

Вихідний опір даного стабілізатора такий самий, як в емітерного повторювача. Враховуючи, що роль опору  $R_r$  (опору генератора) відіграє малий опір опорного елемента  $r_{оп}$ , можна прийняти вираз:  $R_{вих} = r_e$ . Звідси витікає, що вихідний опір зростає зі зменшенням струму і з наближенням до режиму холостого ходу може досягати неприйнятних значень. Щоб зменшити залежність вихідного опору від струму навантаження, можна під'єднати паралельно навантаженню (до вихідних затискачів) постійний навантажувальний шунт. Цей шунт забезпечує деякий залишковий емітерний струм навіть при холостому ході (тобто, при  $I_H = 0$ ).

Якщо знехтувати опором колекторного переходу, тобто вважати  $r_k = \infty$ , то приріст  $\Delta U_1$  не буде проходити в базове і емітерне кола транзис-

тора, оскільки в колекторному колі знаходиться ідеальне джерело струму (див. рис. 4.9, б) ( $\Delta I_e$  дуже мале, оскільки  $U_2 = \text{const}$ ).

$$\Delta U_2 = \Delta U_6 R_H / (R_H + r_e) \approx \Delta U_6;$$

$$\Delta U_6' = \Delta U_1 (r_6 + r_{оп}) / (r_k + r_6 + r_{оп}) \approx \Delta U_1 (r_6 + r_{оп}) / r_k,$$

де в правих частинах стоять коефіцієнти передачі відповідних резистивних ділянок напруги.

Підставивши відношення  $\Delta U_2 / \Delta U_1$  в (4.4), отримаємо коефіцієнт стабілізації

$$K_{ст} = (U_2 / U_1) [r_k / (r_6 + r_{оп})]. \quad (4.10)$$

Нехай, наприклад,  $U_2 / U_1 = 0,8$ ;  $r_k = 250 \text{ кОм}$ ;  $r_6 = 150 \text{ Ом}$ ;  $r_{оп} = 20 \text{ Ом}$ . Тоді  $K_{ст} \approx 1200$ .

Таким чином, простий однострижорний стабілізатор забезпечує достатньо високий коефіцієнт стабілізації, але не дозволяє кардинально розв'язувати проблему зменшення вихідного опору. Сучасне рішення цієї проблеми з використанням підсилювача постійного струму розглянуто нижче.

*Джерела напруги з паралельним зворотним зв'язком.* Джерело напруги з потрібним імпедансом можна також отримати, використовуючи транзистор з паралельним зворотним зв'язком, як видно з рис. 4.10.

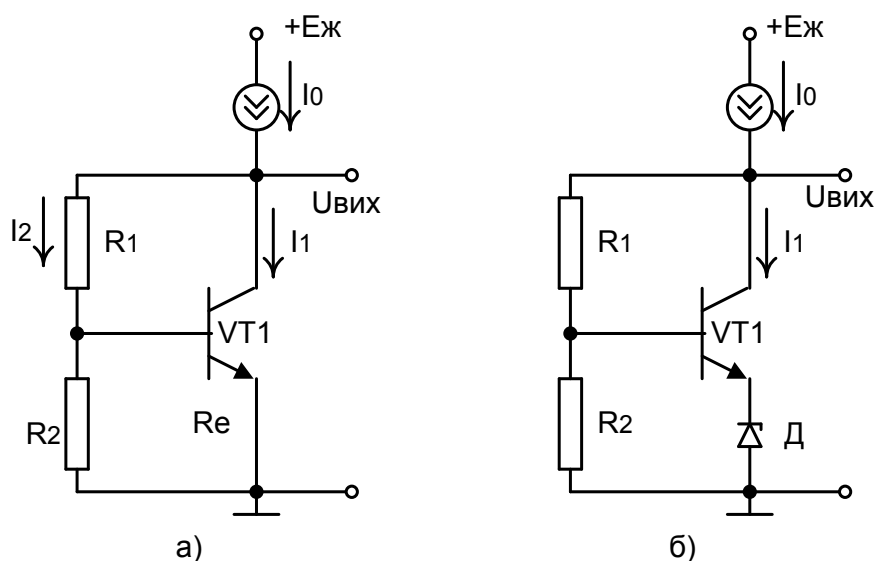


Рисунок 4.10 – Схеми джерел напруги з паралельним зворотним зв'язком

Принцип роботи такої схеми найлегше можна зрозуміти на прикладі основної схеми (рис. 4.10, а). Спад напруги на  $R_2$  дорівнює напрузі база-емітер  $U_{\text{бе}}$  транзистора VT1. Нехтуючи базовим струмом VT1, можна вважати, що струми, які проходять через  $R_1$  та  $R_2$ , рівні між собою. Тому вихідна напруга виражається через  $U_{\text{бе}}$  згідно зі співвідношенням

$$U_{\text{вих}} = I_2(R_1 + R_2) = U_{\text{бе}}(1 + R_1/R_2). \quad (4.11)$$

Відзначимо, що, завдяки зворотному зв'язку через  $R_1$  струм транзистора  $I_1$  автоматично підтримується таким чином, щоб значення  $I_2$  і  $U_{\text{вих}}$  були відносно незалежні від напруги живлення. Вихідний опір даної схеми можна отримати за формулою

$$R_{\text{вих}} = R_1/\beta_0 + (R_1 + R_2)/S_T R_2, \quad (4.12)$$

де  $S_T$  – крутизна характеристики транзистора VT1. Значення  $R_{\text{вих}}$  лежить в діапазоні 50–200 Ом.

Щоб зменшити до мінімуму вплив базового струму, потрібно задавати струм через  $R_1$  і  $R_2$  хоча б в 10, а ще краще в 20 раз більшим від максимального очікуваного базового струму. Струм джерела  $I_0$  має бути таким, щоб забезпечити необхідний струм через  $R_1 + R_2$  разом зі струмом колектора транзистора та максимально необхідний струм навантаження.

Вихідна напруга цього джерела практично не залежить від напруги живлення внаслідок невеликої диференційної провідності джерела струму, а залежить від змін температури.

На рис. 4.10, б зображено модифікований варіант основної схеми з паралельним зворотним зв'язком, який можна використати для отримання великої постійної напруги без використання стабілітронів з високою напругою пробою. Вважаючи, що обернено зміщений перехід база-емітер має напругу пробою  $U_{\text{пр}}$ , вихідну напругу можна зобразити як

$$U_{\text{вих}} = (U_{\text{пр}} + U_{\text{бе}})(1 + R_1/R_2).$$

Схема на рис. 4.10, б особливо корисна для високовольтних інтегральних схем, де її можна використовувати або як джерело високої напруги ( $20\text{В} < U_{\text{вих}} < 100\text{В}$ ), або для заміни високовольтного стабілітрона в колах захисту від перенапруги.



*Найпростіша реалізація послідовного стабілізатора.* Найпростішим послідовним стабілізатором напруги є емітерний повторювач, база транзистора якого під'єднана до джерела опорної напруги. Опорна напруга може бути отримана, наприклад, як показано на рис. 4.11, за допомогою стабілітрона з нестабілізованою вхідною напругою  $U_{ВХ}$ .

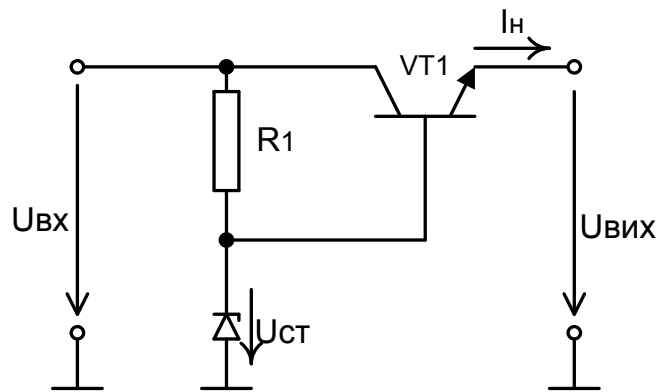


Рисунок 4.11 – Стабілізатор напруги на базі емітерного повторювача

Завдяки негативному зворотному зв'язку за напругою вихідна напруга стабілізатора встановлюється рівною значенню  $U_{ВИХ} = U_{СТ} - U_{бe}$ . Зміна вихідної напруги залежно від струму навантаження визначається вихідним опором стабілізатора

$$R_{ВИ} = - dU_{ВИХ}/dI_H = 1/S = U_T/I_H.$$

При  $U_T \approx 26$  мВ і  $I_H = 100$  мА отримуємо значення порядку 0,3 Ом.

Коливання вхідної напруги згладжується завдяки малому диференціальному опору стабілітрона  $r_{СТ}$ . Зміна вихідної напруги при цьому складає

$$\Delta U_{ВИХ} = \Delta U_{СТ} = r_{СТ} \Delta U_{ВХ} / (R_1 + r_{СТ}) \approx r_{СТ} \cdot \Delta U_{ВХ} / R_1.$$

Величина  $\Delta U_{ВХ} / \Delta U_{ВИХ} = R_1 / r_{СТ}$  називається коефіцієнтом стабілізації. Для схеми, що розглядається, він лежить в межах  $K_{СТ} = 10 \div 100$ .

*Найпростіші схеми паралельних стабілізаторів.* На рис. 4.12 наведено два варіанти схем стабілізаторів з покращеними динамічними характеристиками. Обидві ці схеми генераторів опорної напруги, що дозволяють удосконалити властивості інтегрального стабілізатора: зменшити його внутрішній динамічний опір  $R_d$  і термокомпенсувати напругу  $U_{дж}$ .

Простий спосіб покращення коефіцієнта стабілізації  $V_{дж}$  напруги, яка виділяється на стабілітроні, показано на рис. 4.12, а. В цій схемі до стабілітрона під'єднується буферний підсилювальний транзистор, тому струм через стабілітрон постійний і дорівнює  $I_{ст} = U_{бe}/R_1$ . Напруга на стабілітроні змінюється мало навіть при великих змінах колекторного струму транзистора, якщо вибрати  $(U_{бe}/R_1) \gg I_б$  транзистора VT1.

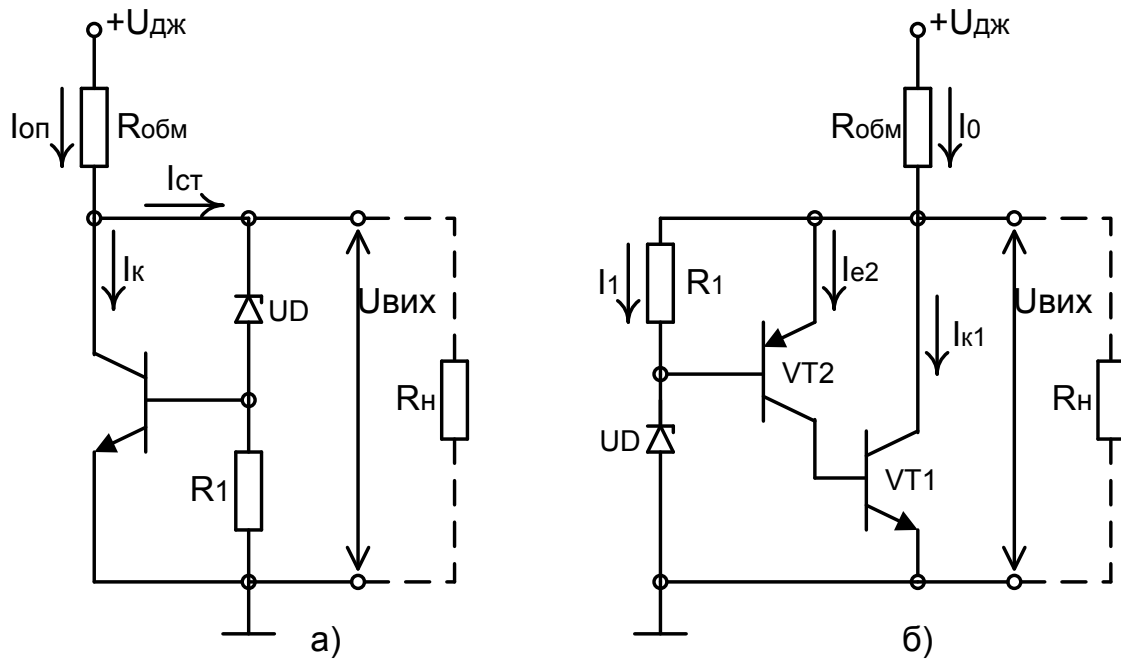


Рисунок 4.12 – Схеми паралельних стабілізаторів напруги

Вихідний опір даної схеми дорівнює

$$R_{вих} = r_{e1} + (r_{б1} + r_{cm}) / (1 + \beta_1). \quad (4.13)$$

У схемі 4.12, а використана комбінація р-п-р і п-р-п транзисторів, а опорна напруга, що задається стабілітроні, подається на базу транзистора (VT2). Полярність напруг і характеристики такої схеми відповідають р-п-р транзистору з більш високим підсиленням за струмом. Підсилення за струмом  $\beta_T$  такої схеми пов'язано з  $\beta_p$  і  $\beta_n$  для р-п-р і п-р-п транзисторів відповідно. Коефіцієнт підсилення складає

$$\beta_T = \beta_p \beta_n.$$

В схемному з'єднанні на рис. 4.12, б використані n-p-n-транзистор і р-n-p-транзистор у вмиканні із загальною базою. Зміщення на базі р-n-p-транзистора задається через фіксовану напругу  $U_{ст}$ . Вихідну постійну напругу можна виразити у вигляді

$$U_{вих} = U_{ст} + U_{бе2}.$$

Струм через резистор  $R_{обм}$  дорівнює

$$I_0 = (U_{дж} - U_{вих})/R_{обм}.$$

Колекторний струм  $I_{к1}$  можна визначити як

$$I_{к1} = I_0 - I_{е2} - I_1 - I_{н}.$$

Вихідний опір орієнтовно дорівнює

$$R_{вих} \approx r_{е2}/\beta_1. \quad (4.14)$$

З порівняння формул (4.13) і (4.14) випливає, що вихідний опір схеми рис. 4.12, б набагато менший, ніж вихідний опір схеми рис. 4.12, а.

*Польовий транзистор як джерело опорної напруги.* Температурний коефіцієнт напруги затвор-витік польового транзистора при великих струмах стоку додатний, а при малих – від'ємний. При деякому середньому значенні струму стоку  $I_c$  він проходить через нуль. При цьому польовий транзистор можна використовувати як джерело опорної напруги. На рис. 4.13 показано, що за допомогою струмового зворотного зв'язку можна отримати бажану напругу затвор-витік, яка й використовується як опорна напруга.

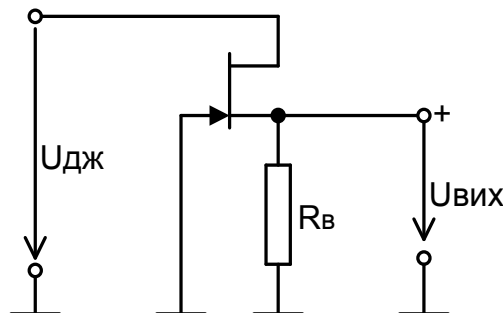


Рисунок 4.13 – Польовий транзистор з автоматичним зміщенням як джерело напруги

Значення  $R_B$  визначимо з передатної характеристики польового транзистора  $I_C = I_{CB}(1-U_{3B}/U_0)^2$  і співвідношення  $U_{3B} = -R_B I_C$ . При цьому для величини  $R_B$  отримаємо

$$R_B = U_0/I_C(\sqrt{I_C/I_{CB}} - 1)$$

Кільцеві схеми стабілізаторів напруги. На рис. 4.14 наведено схеми джерел напруги кільцевого типу. Вихідний опір схем на рис. 4.14 дорівнює  $R_{вих} = r_{СТ}$ , тобто, вихідний опір дорівнює внутрішньому опору стабілітрона. Коефіцієнт стабілізації для схеми рис. 4.14, а дорівнює  $K_{СТ} \approx r_{к2}^* / r_{СТ}$ , а для схеми рис. 4.14, б –  $K_{СТ} \approx (\beta_2 R_2 + r_{к2}^*)/r_{СТ}$ .

Недоліком даних схем джерел постійної напруги є те, що в них за джерело опорної напруги використовується стабілітрон. Якщо використовувати в даних схемах складені транзистори, то коефіцієнт стабілізації збільшиться.

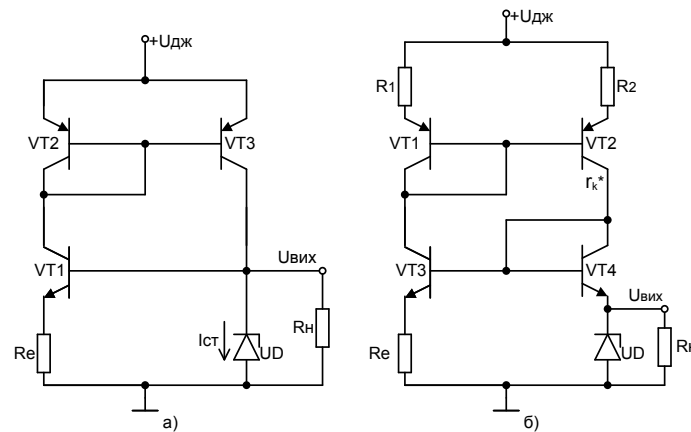


Рисунок 4.14 – Прецизійні джерела постійної напруги

### 4.3 Джерело опорної напруги, що визначається шириною забороненої зони

На рис. 4.15 зображена схема, в якій за джерело опорної напруги використовується біполярний транзистор. В цій схемі напруга база-емітер біполярного транзистора використовується як опорна напруга. Температурний коефіцієнт напруги складає, переважно, біля 2 мВ/К, тобто достатньо великий. Його можна зменшити, якщо до цієї напруги додати іншу напругу, що має додатний температурний коефіцієнт. Практично таку напругу отримують як різницю напруг база-емітер двох транзисторів, що працюють при різних струмах колектора.

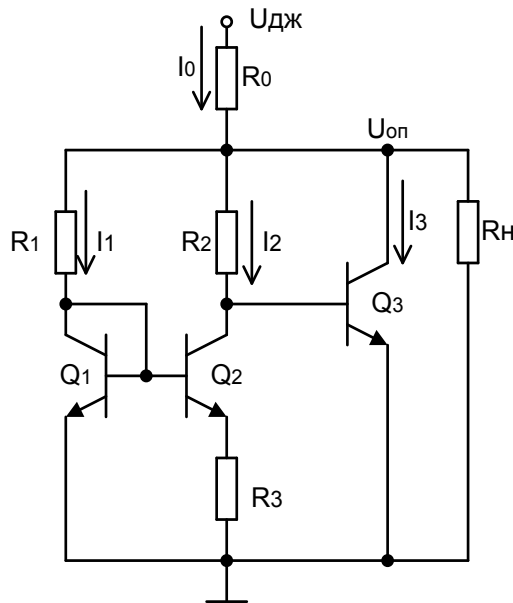


Рисунок 4.15 – Схема джерела опорної напруги з використанням ширини забороненої зони

В схемі на рис. 4.15 для цієї мети слугують транзистори  $Q_1$  і  $Q_2$ . Перейдемо до аналізу цієї схеми. Для цього запишемо  $U_{оп} = U_{бе3} + I_2 R_2$ .

Вважаємо, що всі транзистори ідентичні. Відповідно, для визначення відповідності між  $I_1$  та  $I_2$  отримуємо  $I_1 = I_2 \exp(I_2 R_3 / U_T)$ . Будемо вважати базові струми настільки малими, що ними можна знехтувати. Із співвідношення для  $I_1$  знайдемо  $I_2 R_3 = U_T \ln(I_1 / I_2)$ .

Звідки

$$I_2 R_2 = (R_2 / R_3) I_2 R_3 = (R_2 / R_3) U_T \ln(I_1 / I_2).$$

Підставивши отриманий вираз у формулу для  $U_{оп}$ , маємо

$$U_{оп} = U_{бе3} + (R_2 / R_3) U_T \ln(I_1 / I_2).$$

Тепер звернемо увагу на той факт, що  $U_{бе}$  буде мати від'ємний температурний коефіцієнт (тобто зменшується зі збільшенням температури), а останній член цього виразу буде мати додатний температурний коефіцієнт, бо  $U_T = kT/q$ . Відповідно, підбиранням відношення опорів і відношення струмів можна компенсувати два температурних коефіцієнти і досягти того, що  $TKH = 0$ . В цьому випадку має виконуватись рівність

$$(R_2 / R_3) (k/q) \ln(I_1 / I_2) = -dU_{бе} / dT,$$

з якої отримуємо відповідне значення  $U_{оп}$

$$U_{оп} = U_{бe} + (R_2/R_3) U_T \ln(I_1/I_2) = U_{бe} - T dU_{бe}/dT = U_{бe} + (E_{G0} - U_{бe}) + 3(k/q)T = \\ = E_{G0} + 3U_T = 1205 \text{ мВ} + 78 \text{ мВ} = 1283 \text{ мВ} = 1,283 \text{ В}.$$

Отже, вихідна напруга схеми джерела опорної напруги при  $T_{КН} = 0$  складає 1,28 В. Відзначимо, що  $U_{оп}$  визначається шириною забороненої зони ( $E_{G0} = 1205$  мВ для кремнія). Запишемо отриману вище основну умову, за якої температурний коефіцієнт дорівнює нулю, у вигляді

$$(R_2/R_3) (k/q) \ln(I_1/I_2) = -dU_{бe}/dT = (E_{G0} - U_{бe})/T + 3k/q.$$

Помноживши обидві частини на  $T$ , матимемо

$$(R_2/R_3) U_T \ln(I_1/I_2) = E_{G0} - U_{бe} + 3U_T = 1283 \text{ мВ} - U_{бe}.$$

В результаті ділення на  $U_T = 25,9$  мВ при 300 К маємо

$$(R_2/R_3) \ln(I_1/I_2) = (1283 \text{ мВ} - U_{бe})/25,9 \text{ мВ}.$$

Для типового значення  $U_{бe} = 650$  мВ маємо

$$(R_2/R_3) \ln(I_1/I_2) = 24,5.$$

В схемі діють два кола зворотних зв'язків: додатний (база  $Q_3$ - $R_1$  - база  $Q_2$  - база  $Q_3$ ) і від'ємний (база  $Q_3$  -  $R_2$  - база  $Q_3$ ).

Для транзисторів  $Q_1$ ,  $Q_2$  справедливо

$$U_{eб1} = U_{eб2} + U_{R3}.$$

У встановленому режимі знехтуємо значеннями базових струмів

$$I_1 = (U_{оп} - U_{eб1})/R_1,$$

$$I_2 = (U_{оп} - U_{eб2})/R_2.$$

Для працездатності схеми потрібно задати струм  $I_0$  більший за  $I_1 + I_2 + I_3$ .

Розглянемо вплив навантаження на опорну напругу. Зміни напруги  $U_{оп}$  пов'язані зі змінами струмів  $I_1$ ,  $I_2$  і  $I_3$ . Іншими словами, зміни струму  $I_0$  будуть врівноважені майже рівними, але протилежними за знаком, змінами  $I_3$ . Зміна  $I_3$  викликає зміну напруги між базою та емітером транзистора  $Q_3$ ,  $dI_3/dU_{бe3} = g_{m3} = I_3/T$ . Як результат можна записати

$$dU_{оп}/dI_0 = -dU_{оп}/dI_3 = -dU_{бe3}/dI_3 = 1/g_{m3}.$$

Відповідно, маємо  $r_0 = -dU_{оп}/dI_0 = 1/g_{m3} = U_T/I_3$ .

Значить, якщо  $I_3 = 1,0$  мА, як у прикладі, що розглядався вище, то  $r_0 = 25$  Ом. Якщо, наприклад, потрібно обмежити коливання  $U_{оп}$ , зумовлені коливаннями вихідного струму, так, щоб вони склали не більше 1,0 мВ, потрібно накласти відповідні обмеження на коливання  $I_0$  згідно зі співвідношенням  $\Delta U_{оп}/\Delta I_0 = 25$  Ом. Звідси,

$$\Delta I_{0(max)} = 1 \text{ мВ}/25 \text{ Ом} = 40 \text{ мкА}.$$

Відповідно, щоб покращити характеристики джерела опорної напруги, потрібно під'єднати високоімпедансну буферну схему між ним та навантаженням.

Бажано використовувати одне джерело струму, щоб зменшити небажаний вплив коливань напруги живлення  $U_{пв}$  на  $U_{оп}$ . Для ілюстрації можливості використання джерела струму з низькою динамічною вихідною провідністю розглянемо коливання  $U_{оп}$  відносно напруги живлення у вигляді

$$dU_{оп}/dU_{пв} = dU_{оп}/dI_3 \cdot dI_3/dI_Q \cdot dI_Q/dU_{пв}.$$

Тут знову враховується той факт, що зміни струму  $I_Q$  викликані, переважно, змінами струму через  $Q_3$ , звідки,  $dI_3/dI_Q \approx 1$ . Оскільки  $dU_{оп}/dI_3 = 1/g_{m3} = U_T/I_3$  і  $dI_Q/dU_{пв} = g_0$ , маємо

$$dU_{оп}/dU_{пв} \approx g_0 \cdot 1/g_{m3} = g_0 U_T/I_3.$$

Якщо, наприклад,  $I_3 = 1,0$  мА,  $g_0 = 100$  нСм =  $1 \cdot 10^{-7}$  См, то маємо  $dU_{оп}/dU_{пв} = 25 \text{ Ом} \cdot 10^{-7} \text{ См} = 2,5 \cdot 10^{-6} = 2,5$  мкВ/В, так що зміна  $U_{оп}$  складає всього лише 2,5 мкВ при зміні напруги живлення на 1 В. Цей результат

підтверджує той факт, що дана схема надійно захищена від двох різновидів зовнішніх впливів – коливань температури та коливань напруги живлення. Цей опорний елемент базується на точно розрахованих за співвідношеннями струмів значеннях напруг  $U_{\text{бe}}$  інтегральних транзисторів. За опорний вибрано рівень напруги, що дорівнює енергетичній зоні кремнію  $U_{\text{оп}} = \Delta\varepsilon_0 = 1,205 \text{ В}$ .

Можна показати, що в такій схемі температурний коефіцієнт напруги дорівнює нулю, якщо правильно підібрані опори  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  [7], спочатку підбирається  $R_2$ , а потім  $R_1$  і  $R_3$ . Для збільшення коефіцієнта стабілізації джерела напруги можна транзистор  $Q_3$  замінити складеним.

*Приклад розрахунку.* Розглянемо приклад розрахунку джерела опорної напруги, значення якої визначається шириною забороненої зони. Виберемо такі значення параметрів:  $I_1 = I_3 = 1,0 \text{ мА}$ ,  $I_1/I_2 = 5$ . Оскільки  $I_2 R_3 = U_T \ln(I_1/I_2) = 41,6 \text{ мВ}$ , маємо  $R_3 = 41,6 \text{ мВ} / 0,2 \text{ мА} = 208 \text{ Ом}$ . Відношення опорів дорівнює  $R_2/R_3 = 24,5$ .  $\ln(I_1/I_2) = 15,2$ , звідки  $R_2 = 15,2 \cdot 208 \text{ Ом} = 3166 \text{ Ом}$ . Для  $R_1$  маємо  $R_1 = (U_{\text{оп}} - U_{\text{бe}}) / I_1 = (1283 \text{ мВ} - 650 \text{ мВ}) / 1,0 \text{ мА} = 633 \text{ Ом}$ .

Тепер визначені три номінали опорів. Всі вони мають значення, що притаманні для інтегральних схем резисторів, не надто великі і не надто малі. Отримані значення струмів також знаходяться в дозволених межах. Значення струму джерела має бути таким, щоб виконувалась рівність  $I = I_1 + I_2 + I_3 + I_{\text{оп(max)}} = 2,2 \text{ мА} + I_{\text{оп(max)}}$ , де  $I_{\text{оп(max)}}$  – максимальний вихідний струм, який це джерело опорної напруги має генерувати. Звичайно, для того, щоб звести до мінімуму вплив навантаження на джерело опорної напруги, цей вихідний струм має бути досить малим (приблизно 40 мкА).

*Опорний діод.* Розглянемо двополюсник, в основу якого покладена схема джерела опорної напруги з використанням ширини забороненої зони. Це джерело опорної напруги генерує постійну температурно скомпенсовану напругу. Прилад є схемою з постійним спадом напруги і дуже низьким температурним коефіцієнтом, називається опорним діодом.

Схема опорного діода показана на рис. 4.16. Транзистори  $Q_1$ – $Q_3$  і резистори  $R_1$ – $R_3$  виконують ті ж функції, що й в основній схемі джерела опорної напруги (див. рис. 4.15).



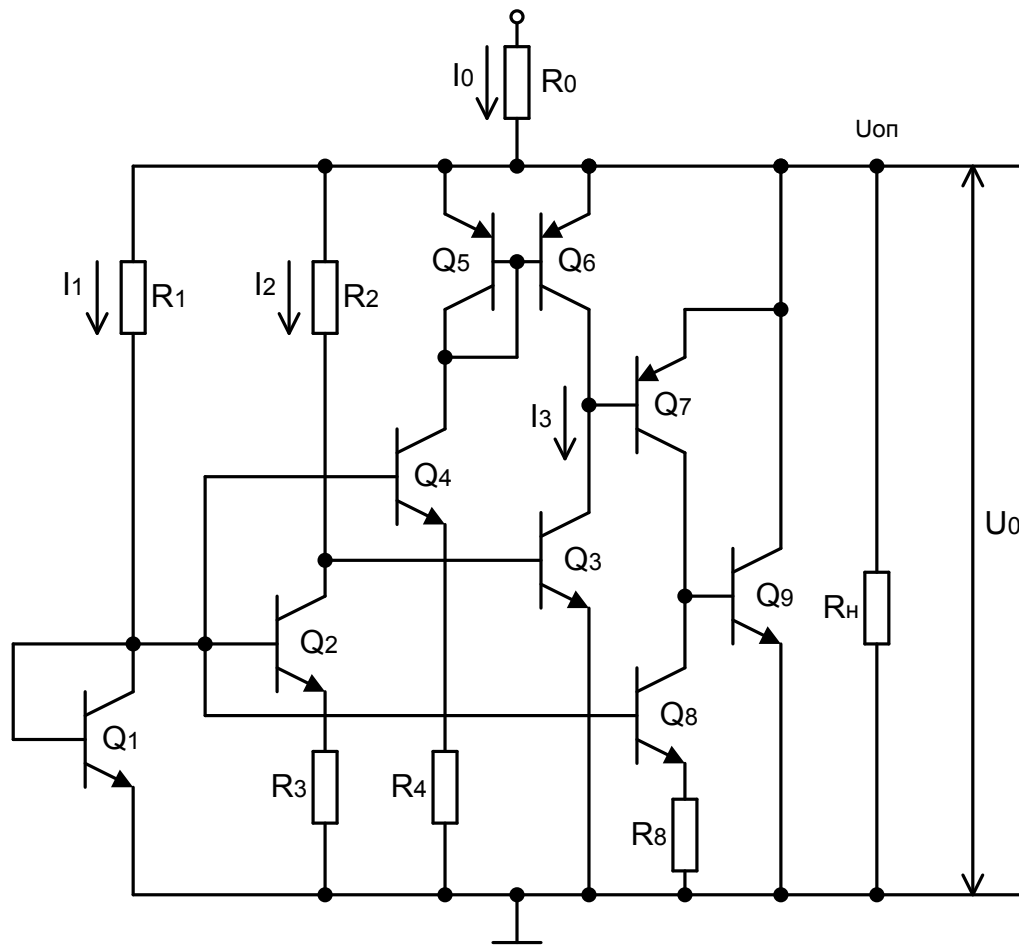


Рисунок 4.16 – Принципова схема опорного діода

Основна функція іншої частини схеми полягає в тому, щоб забезпечити низький вихідний опір і відносно великий струм діода. Транзистор  $Q_4$  і резистор  $R_4$  реалізують джерело струму й формують дзеркало, що складається з  $Q_5$  і  $Q_6$ . Транзистор  $Q_6$  функціонує як джерело струму та є навантаженням для  $Q_3$ . Транзистор  $Q_3$ , увімкнений за схемою з загальним емітером, є джерелом струму для транзистора  $Q_7$ , який також увімкнений за схемою з загальним емітером. Транзистор  $Q_8$  і резистор  $R_8$  реалізують джерело струму від'ємної полярності й забезпечують активне навантаження для  $Q_7$ . Транзистор  $Q_9$  є навантаженням для транзистора  $Q_7$  і генерує більшу частину струму, що проходить через діод.

Принцип роботи цього діода, що складається з транзисторів  $Q_4$ – $Q_9$  і резисторів, можна пояснити так. Збільшення  $U_D$  викличе відповідне зростання напруги між базою й емітером транзистора  $Q_3$ , бо спад напруги на  $R_3$  залишається відносно постійним. Збільшення струму через  $Q_3$  дорівнює  $\Delta I_3 = g_{m3} \Delta U_{be3} = g_{m3} \Delta U_D$ . Оскільки  $Q_6$  є джерелом струму, струм  $I_6$  не змінюється і, отже, зміна струму через  $Q_3$  викличе таку ж зміну базового

струму транзистора  $Q_7$ , тобто  $\Delta I_{67} = \Delta I_3$ . Зміна базового струму транзистора  $Q_7$  викличе зміну його колекторного струму  $\Delta I_7 = \beta_7 \Delta I_{67} = \beta_7 \Delta I_3$ . Оскільки  $Q_8$  – джерело постійного струму протилежного напрямку, зміна колекторного струму транзистора  $Q_7$  викличе таку ж зміну базового струму транзистора  $Q_9$ , так що  $\Delta I_{69} = \beta_7 \Delta I_3$ . Ця зміна базового струму транзистора  $Q_9$  викличе зміну колекторного струму на  $\Delta I_9 = \beta_9 \beta_7 \Delta I_3$ . Струм  $\Delta I_3$ , пов'язаний з  $\Delta U_D$  рівністю  $\Delta I_3 = g_{m3} \Delta V_D$ , тому  $\Delta I_9 = \beta_9 \beta_7 g_{m3} \Delta V_D$ . Як наслідок підсилення струму транзисторами  $Q_7$  та  $Q_9$  струм через  $Q_9$  буде набагато більшим, ніж струм через  $Q_7$  та  $Q_3$ . Тому зміна діючого струму буде відбуватись переважно завдяки змінам струму через  $Q_9$ , звідки отримаємо  $\Delta I_D \approx \Delta I_9 = \beta_9 \beta_7 g_{m9} \Delta U_D$ . Отже, вихідний опір діода можна записати у вигляді

$$R_{\text{вих}} = \Delta U_D / \Delta I_D = 1 / \beta_9 \beta_7 g_{m3}.$$

Оскільки  $g_{m3} = I_3 / U_T$ , цей вираз доцільно переписати так:  $r_{\text{вих}} = (U_T / I_3) / \beta_9 \beta_7$ . Оскільки у знаменник цього виразу входить добуток коефіцієнтів підсилення за струмом, можна отримати дуже низьке значення вихідного опору діода, як буде видно з прикладу.

*Приклад розрахунку опорного діода.* Для ілюстрації розрахунку опорного діода потрібно, щоб вихідний опір діода не перевищував 0,1 Ом. Будемо вважати, що всі транзистори мають мінімальне підсилення за струмом  $\beta = 50$ . Отже, маємо

$$r_{\text{вих}} = 0,1 \text{ Ом} = (25 \text{ мВ} / I_3) / (50 \cdot 50),$$

звідки для  $I_3$  маємо

$$I_3 = 25 \text{ мВ} / (0,1 \text{ Ом} \cdot 50 \cdot 50) = 100 \text{ мкА}.$$

Виходячи з цього значення для  $I_3$ , природно вибрати для  $I_1 = 200 \text{ мкА}$ , звідки, вважаючи, що  $U_{\text{бe}} = 600 \text{ мВ}$ , отримаємо

$$R_1 = (1,283 - 0,6) \text{ В} / 0,2 \text{ мА} = 3,415 \text{ кОм}.$$

Вибираємо відношення струмів  $I_1 / I_2 = 5$  і для  $R_3$  отримаємо співвідношення

$$I_2 R_3 / U_T = \ln(I_1 / I_2) = \ln 5,$$

звідки

$$R_3 = (25 \text{ мВ}/40 \text{ мкА}) \ln 5 = 1,006 \text{ кОм.}$$

Тепер легко знайти  $R_2$

$$R_2 = (U_D - U_{\text{бe}})/I_2 = (1,283 - 0,6) \text{ В}/40 \text{ мкА} = 17,1 \text{ кОм.}$$

Оскільки  $I_3 = I_6 = I_5 = I_4 = 100 \text{ мкА}$ , для  $R_4$  маємо  $I_4 R_4 / U_T = \ln(I_1 / I_4) = \ln 2$ .  
Звідки  $R_4 = 25 \text{ мВ} \ln 2 / 100 \text{ мкА} = 173 \text{ Ом}$ .

Виходячи зі значень для інших струмів, прийmemo припустиме значення  $I_8 = 100 \text{ мкА}$ , звідки  $R_8 = R_4 = 173 \text{ Ом}$ . Якщо скласти всі струми зміщення, то отримаємо повний струм спокою  $I = I_1 + I_2 + I_5 + I_6 + I_8 = (200 + 40 + 100 + 100 + 100) \text{ мкА} = 540 \text{ мкА}$ . Відповідно, щоб діод працював у температурно скомпенсованому режимі постійної напруги, через нього має проходити струм  $I = 540 \text{ мкА}$ . Якщо рівень струму нижчий, схема не буде правильно функціонувати, вона буде мати великий вихідний опір та значний вихідний температурний коефіцієнт. Характерною рисою цих джерел опорних напруг (див. рис. 4.15 і 4.16) є те, що їх можна реалізовувати в інтегральному виконанні.

#### **4.4 Джерела напруги з використанням підсилювачів постійного струму**

Розглянемо методи побудови джерел напруги на ОП. Як правило, джерело напруги містить первинне зразкове джерело і розв'язувальний підсилювач потужності, до якого висувається вимога точного передання напруги. Як первинні джерела використовуються кремнієві стабілітрони. Для високоякісних джерел напруги прийнятні термокомпенсовані стабілітрони чи нормальні елементи. Нормальні елементи мають високостабільні напруги, проте можуть працювати лише у вузькому діапазоні температур, малостійкі до механічних впливів і мають великі габарити. Тому основними первинними джерелами є кременієві стабілітрони.

*Джерело опорної напруги з підсилювачем зі зворотним зв'язком.* На рис. 4.17 показано об'єднання джерела опорної напруги та підсилювача зі зворотним зв'язком. Ця схема може служити для підвищення опорної напруги до значення, потрібного у конкретній практичній ситуації, а також для ізоляції джерела опорної напруги від навантаження. Завдяки останньому, зміни вихідного струму не змінюють опорну напругу, а лише

викликають незначні зміни вихідної напруги через дуже низьке значення вихідного опору підсилювача зі зворотним зв'язком.

В цій схемі частина вихідної напруги, одержана діленням у відношенні  $R_2/(R_1+R_2)$ , повертається на інвертувальний вхід підсилювача.

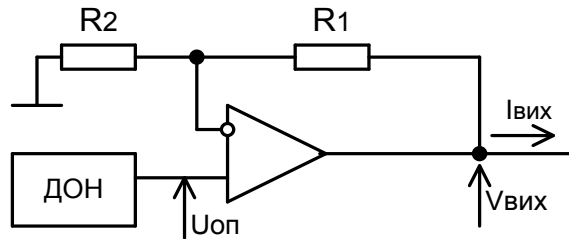


Рисунок 4.17 – Джерело опорної напруги з підсилювачем зі зворотним зв'язком

В підсилювачі ця напруга порівнюється з опорною напругою, що подається на неінвертувальний вхід. Завдяки зворотному зв'язку підсилювач працює так, щоб напруга на виході задовольняла відношення

$$U_{\text{вих}} R_2 / (R_1 + R_2) = U_{\text{оп}}. \text{ Отже, } U_{\text{вих}} = U_{\text{оп}} (1 + R_1 / R_2).$$

В результаті  $U_{\text{оп}}$  можна збільшити до будь-якого значення, що відповідає умовам реалізації схеми. Відзначимо, що яким би не був залишок від ТКН схеми для  $U_{\text{оп}}$ , він також буде підвищуватись з таким самим множником, що й  $U_{\text{оп}}$ . Звідси,

$$\text{ТКН}_{U_{\text{вих}}} = dU_{\text{вих}}/dT = (dU_{\text{оп}}/dT)(1 + R_1/R_2).$$

Проте в процентному чи відносному виразі ТКН для  $U_{\text{вих}}$  буде таким самим, як і для  $U_{\text{оп}}$ ,

$$1/U_{\text{оп}} \cdot (dU_{\text{вих}}/dT) = 1/U_{\text{оп}} \cdot (dU_{\text{оп}}/dT).$$

Цей результат базується на припущенні, що відношення опорів  $R_1/R_2$  не змінюється з температурою. Щоб воно виконувалось, обидва резистори мають мати добре узгоджені температурні коефіцієнти, і вони мають бути розміщені в схемі так, щоб мати однакову температуру, тоді коливання опору обох резисторів будуть повторювати одне одного.

*Повторювач напруги.* Його схема наведена на рис. 4.18. Коефіцієнт підсилення визначається як  $K_{\text{п}} = 1 + R_{33}/R_{\text{вх}}$ .

В даній схемі, якщо  $R_{33} = 0$ , то  $K_{\text{п}} = 1$ .

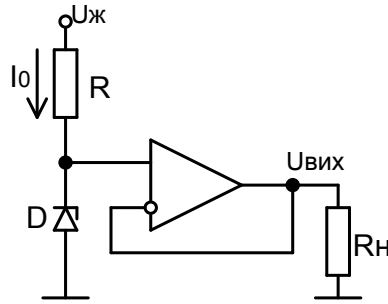


Рисунок 4.18 – Повторювач напруги

Схема носить назву «повторювач напруги», тому що вихідна напруга ППС повністю повторює вхідну. Спочатку може здатись, що таке під'єднання підсилювача недоцільне, оскільки коефіцієнт підсилення дорівнює одиниці. Однак повторювач напруги має широке практичне застосування. Причина цього полягає в досить великому вхідному опорі ( $R_{вх}$ ) і досить малому вихідному опорі ( $R_{вих}$ ), тобто ППС виконує роль трансформатора опору

$$R_{вих} = R_{вих\text{ ппс}}/k_{п.}$$

Зазвичай  $k_{п} = 10^5, 10^6 \dots$ ;  $R_{вих} \approx 10 \dots 100$  Ом.

Така властивість повторювача напруги дозволяє розв'язати задачу узгодження відносно низького навантаження з високоомним джерелом сигналу без суттєвого зменшення амплітуди сигналу.

Опір  $R$  (див. рис. 4.18) можна обчислити за формулою

$$R = (U - U_{ст})/I_{ст},$$

де  $U_{ст}$ ,  $I_{ст}$  – напруга та струм стабілітрона.

Недоліком даної схеми є неможливість регулювати  $U_{вих}$ . Цього недоліку позбавлені схеми, наведені на рис. 4.19–4.21.

*Джерело напруги на ОП ( $U_{вих} > U_{ст}$ ).* На рис. 4.19 показано поширений варіант джерела напруги. У цьому варіанті вихідна напруга підбирається так, щоб з точністю до статистичної похибки виконувалась умова

$$U_{вих}[R_3 / (R_3 + R_2)] = U_{ст},$$

де  $U_{ст}$  – напруга на стабілітроні  $D$ . Припускається, що  $R_{вих}$  підсилювача набагато більший, ніж  $R_3$ .

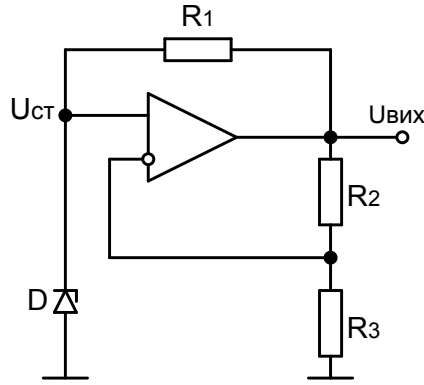


Рисунок 4.19 – Варіант реалізації джерела напруги зі стабілітроном у колі додатного зв'язку

У цій схемі  $U_{\text{вих}}$  може бути більшою за  $U_{\text{ст}}$ , але ніколи не може бути меншою за  $U_{\text{ст}}$ . Опорами зворотного зв'язку  $R_3$ ,  $R_2$  регулюється вихідна напруга  $U_{\text{вих}}$ .

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{ст}}(1 + R_2/R_3).$$

Струм через стабілітрон  $D$  визначається за формулою

$$I_{\text{ст}} = I_{R1} = U_{\text{вих}}R_2/(R_3 + R_2)R_1,$$

тобто, він практично не залежить від напруги живлення. В результаті вихідна напруга відносно незалежна від змін напруги живлення (забезпечується лінійна стабілізація) доти, доки напруга живлення буде вищою будь-якого мінімального значення, що потрібне для працездатності цієї схеми.

Опір  $R_1$  визначається за формулою  $R_1 \approx (U_{\text{вих}} - U_{\text{ст}})/I_{\text{ст}}$ .

Опір  $R_2$  приймають таким:  $R_2 \approx (5 - 10) R_1$ .

Недоліком даної схеми є те, що  $U_{\text{вих}}$  завжди більша за  $U_{\text{ст}}$ .

Приклад розрахунку схеми. Потрібно отримати вихідну напругу  $U_{\text{вих}} = 5$  В. Використовуємо в схемі стабілітрон типу HS033В, для якого  $U_{\text{ст}} = 3$  В,  $I_{\text{ст}} = 5$  мА, підсилювач типу SN72741L (Texas Ins.).

Опір  $R_1 = (U_{\text{вих}} - U_{\text{ст}})/I_{\text{ст}} = (5 \text{ В} - 3 \text{ В})/5 \text{ мА} = 400$  Ом. Тоді  $R_2 = 5R_1 = 5 \cdot 400 \text{ Ом} = 2$  кОм.

Оскільки  $U_{\text{вих}} = U_{\text{ст}}(1 + R_2/R_3)$ , звідси  $R_3 = U_{\text{ст}}R_2/(U_{\text{вих}} - U_{\text{ст}}) = 3 \text{ В} \cdot 2 \text{ кОм}/(5 \text{ В} - 3 \text{ В}) = 3$  кОм.

Оскільки високоякісні сучасні стабілітрони мають  $U_{CT} \approx 9,5$  В, а вітчизняні ОП мають максимальну вихідну напругу, не більшу 10 В, побудова джерела напруги за варіантом рис. 4.19 ускладнена.

Джерело напруги, де  $U_{ВИХ} > U_{CT}$ . На рис. 4.20 наведена схема джерела напруги, в якій так, як і в схемі рис. 4.19, вихідна напруга завжди більша за  $U_{CT}$ . Для такої схеми справедлива рівність  $U_{ВИХ} = U_{CT}(1 + R_2/R_1)$ .

Приклад розрахунку схеми. Початкові дані візьмемо такі ж, як і для схеми рис. 4.19.

Опір  $R_0 = (U_{ВИХ} - U_{CT})/I_{CT} = (5 \text{ В} - 3 \text{ В})/5 \text{ мА} = 400 \text{ Ом}$ . Опір  $R_1$  має бути в 5, 6 разів менший за вхідний опір підсилювача. Для підсилювача SN72741L він дорівнює 0,4 МОм. Тоді  $R_1 = R_{ВХ.підс}/5 = 0,4 \text{ МОм}/5 = 80 \text{ кОм}$ . Опір  $R_2 = R_1(U_{ВИХ} - U_{CT})/U_{CT} = 80 \text{ кОм}(5 \text{ В} - 3 \text{ В})/3 \text{ В} = 53,6 \text{ кОм}$ .

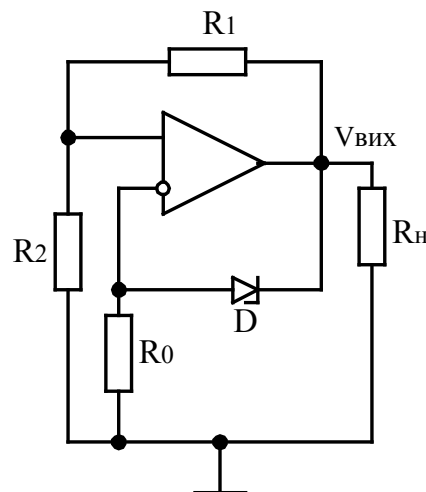


Рисунок 4.20 – Джерело напруги зі стабілітроном у колі негативного зворотного зв'язку ( $U_{ВИХ} > U_{CT}$ )

*Джерела напруги на ОП ( $U_{ВИХ} < U_{CT}$  або  $U_{ВИХ} > U_{CT}$ ).* Інші варіанти джерела напруги (рис. 4.21) не мають недоліків попереднього, проте мають інші. Для варіанта (рис. 4.21, а)  $U_{ВИХ} = U_{CT}R_3/(R_3 + R_2)$ , тобто,  $U_{ВИХ} < U_{CT}$ , а для варіанта (рис. 4.21, б)  $U_{ВИХ} = -U_{CT}R_3/R_2$ , тобто, вихідна напруга за абсолютним значенням може бути як більшою за  $U_{CT}$ , так і меншою за  $U_{CT}$ . Діапазон змін вихідної напруги знаходиться приблизно в межах  $0 \text{ В} < U_{ВИХ} < \text{максимальної вихідної напруги підсилювача}$ .

*Приклад розрахунку схеми,* наведеної на рис. 4.21, а. Нехай  $U_{ДЖ} = 12 \text{ В}$ ,  $I_{ДЖ} = 5,5 \text{ мА}$ ,  $U_{ВИХ} = 8 \text{ В}$ ,  $I_{CT} = 5 \text{ мА}$  і  $U_{CT} = 9 \text{ В}$ . Струм, що тече

через опір  $R_1$ , визначається як  $I_{R1} = U_{R1}/R_1 = (U_{дж} - U_{ст})/R_1$ . Звідки,  $R_1 = (U_{дж} - U_{ст})/I_{R1} = (12 \text{ В} - 5 \text{ В})/5,5 \text{ мА} = 7 \text{ В}/5,5 \text{ мА} = 1,273 \text{ кОм}$ . Струм через подільник  $R_3$  і  $R_2$  дорівнює  $I_{д} = I_{R1} - I_{ст} = 5,5 \text{ мА} - 5 \text{ мА} = 0,5 \text{ мА}$ . Тоді опір  $R_2 = U_{вих}/I_{д} = 8 \text{ В}/0,5 \text{ мА} = 16 \text{ кОм}$ . Опір  $R_3 = R_2(U_{ст}/U_{вих} - 1) = 16 \text{ кОм}(9 \text{ В}/8 - 1) = 16 \text{ кОм} \cdot 0,125 = 2 \text{ кОм}$ .

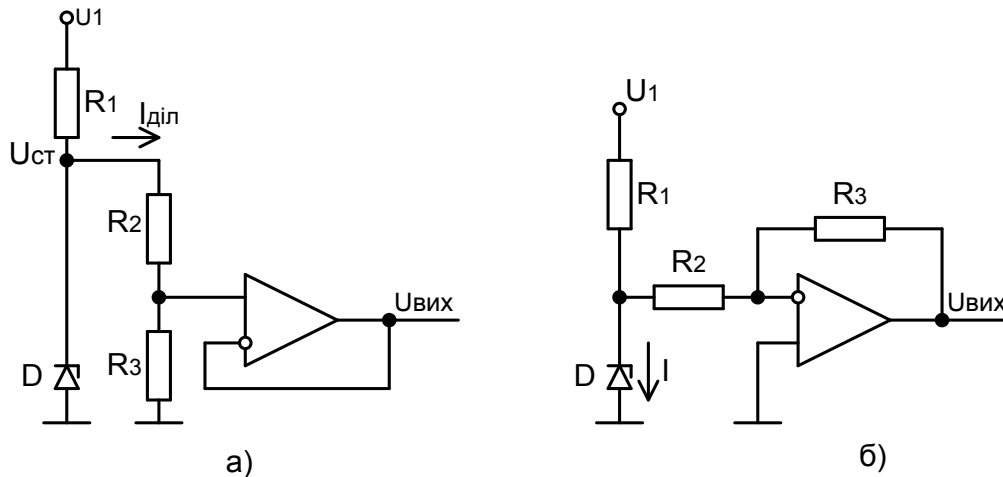


Рисунок 4.21 – Джерела напруги, в яких вихідна напруга може бути малою

*Приклад розрахунку схеми, наведеної на рис. 4.21, б.*

Задано:  $U_1 = 15 \text{ В}$ ,  $I_0 = 5,5 \text{ мА}$ ,  $U_{ст} = 5 \text{ В}$ ,  $U_{вих} = 6 \text{ В}$ ,  $I_{ст} = 5 \text{ мА}$ , підсилювач К140УД7А.

Опори:  $R_1 = (U_1 - U_{ст})/I_0 = (15 \text{ В} - 5 \text{ В})/5,5 \text{ мА} = 1,8 \text{ кОм}$ .

$R_2 = U_{ст}/(I_0 - I_{ст}) = 5 \text{ В}/(5,5 \text{ мА} - 5 \text{ мА}) = 10 \text{ кОм}$ .

$R_3 = U_{вих}R_2/U_{ст} = 6 \text{ В} \cdot 10 \text{ кОм}/5 \text{ В} = 12 \text{ кОм}$ .

Якщо  $U_{вих} = 2 \text{ В}$ , тобто менша за  $U_{ст}$ , то  $R_3 = 2 \text{ В} \cdot 10 \text{ кОм}/5 \text{ В} = 4 \text{ кОм}$ .

Недолік схем, наведених на рис. 4.21, полягає у складності забезпечення для стабілітрона строго постійного робочого струму. Нестабільність робочого струму стабілітронів в обох схемах практично однакова й дорівнює  $\Delta I \approx \Delta U_1/R_1$ , а нестабільність напруги  $U_{ст}$  через непостійність робочого струму складатиме

$$\Delta U_{ст} = \Delta I r_{ст} = \Delta U_1 r_{ст}/R_1,$$

де  $r_{ст}$  – диференційний опір стабілітрона в робочій точці.



Для високоякісного джерела опорної напруги похибка  $\Delta U_{\text{ст}}/\Delta I$  може виявитись неприпустимо великою. Наприклад, при  $r_{\text{ст}} = 15 \text{ Ом}$ ,  $I = 10 \text{ мА}$ ,  $U_{\text{ст}} = 10 \text{ В}$  і  $U_1 = 27 \text{ В}$ ,  $R_2 = R_3 = 10 \text{ кОм}$  маємо  $R_1 = (U_1 - U_{\text{ст}})/(I + I_{\text{діл}}) \approx 1,6 \text{ кОм}$ .

Якщо напруга  $U_1$  задається з точністю  $\pm 10\%$ , то  $\Delta U_1 = \pm 2,7 \text{ В}$  і  $\Delta U_{\text{ст}} \approx \pm 25 \text{ мВ}$ , що дає відносну похибку напруги стабілітрона  $\delta U_{\text{ст}} \approx 0,25 \%$ .

Можна жити коло  $R_1$ - $D_1$  не зовнішньою напругою  $U_1$ , що має недостатню стабільність, а стабілізованою напругою, що виробляється у самій схемі джерела напруги (рис. 4.22).

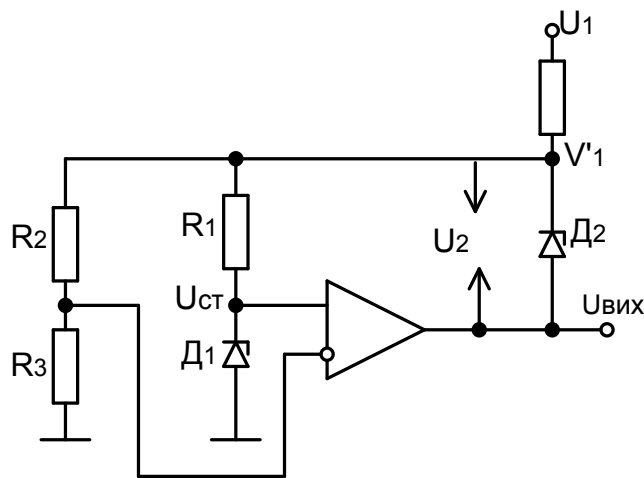


Рисунок 4.22 – Джерело напруги зі стабілізованою напругою, що створюється в самій схемі

Тут вихідна напруга  $U_{\text{вих}}$  визначається зі співвідношень

$$U_1 R_3 / (R_2 + R_3) \approx U_{\text{ст}},$$

$$U_{\text{вих}} = U_1 - U_2,$$

де  $U_2$  – напруга на стабілітроні  $D_2$ .

Звідси

$$U_{\text{вих}} \approx U_{\text{ст}}(1 + R_2/R_3) - U_2,$$

тобто, вихідна напруга може бути більша чи менша напруги стабілізації на  $D_1$  та  $D_2$ .

Основним недоліком схеми рис. 4.22 є велике значення синфазної напруги на вході підсилювача.

На рис. 4.23 зображена схема джерела напруги, що не має недоліків попередніх варіантів.

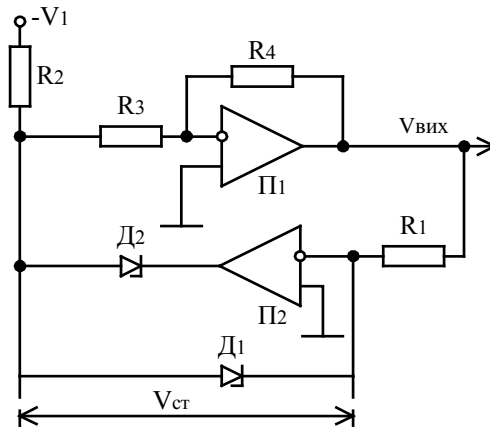


Рисунок 4.23 – Структурна схема джерела напруги високої якості

Підсилювач П1 стабілізує струм стабілізатора Д1, який є первинним джерелом еталонної напруги. Стабілітрон Д2 зміщує вихідну напругу П2 і має від’ємний зворотний зв’язок, тому значення напруги на ньому і, отже, вплив змін значення  $R_2$  і  $U_1$  на еталонну напругу  $U_{ст}$  при достатньо великому коефіцієнті підсилення підсилювача П1 можна мінімізувати. Підсилювач П1 входить до складу інвертора-масштабатора. Схема рис. 4.23 використовується для створення джерела напруги високої якості. Якщо вважати вхідну клему підсилювача П2 потенційно заземленою, то напругу  $U_{вих}$  можна вважати вихідною напругою інвертора П1, що має на вході напругу  $-U_{ст}$ , тобто,  $U_{вих} \approx U_{ст}R_4/R_3$ , причому напруга  $U_{ст}$  знімається зі стабілітрона, що має строго постійний робочий струм  $I_1 = U_{вих}/R_1$ .

При проектуванні джерел напруги за структурами рис. 4.22 чи 4.23 потрібно враховувати, що вихідні каскади підсилювача, крім струму зовнішнього навантаження, мають навантаження і струми стабілітронів.

*Джерела напруги, що керуються напругою.* Джерело напруги, що керується напругою, характеризується тим, що його вихідна напруга  $U_{вих}$  пропорційна вхідній напрузі  $U_{вх}$ . Це значить, що джерело напруги, є, насправді підсилювачем напруги. Передбачається, що в ідеалізованому джерелі вихідна напруга не залежить від вихідного струму, а вхідний струм дорівнює нулю. Якщо вихідний опір джерела напруги менший 1 Ом, його можна вважати близьким до ідеального. На рисунку 4.24 показані прості джерела напруг на ОП, керовані напругою.

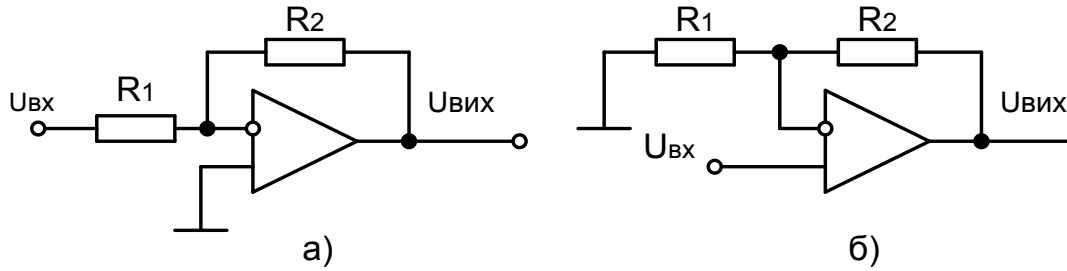


Рисунок 4.24 – Джерела напруги, що керуються напругою

Вхідний опір ОП дуже великий, практично нескінченно великий. Для схеми, наведеної на рис. 4.24, а, вихідна напруга  $U_{\text{вих}} = -U_{\text{вх}}R_2/R_1$ , вхідний опір  $R_{\text{вх.ід}} = R_1$ ,  $R_{\text{вих.ід}} = 0$ .

Для схеми на рис. 4.24, б вихідна напруга  $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}[1 + (R_2/R_1)]$ , вхідний опір  $R_{\text{вх.ід}} = \infty$ , а вихідний опір  $R_{\text{вих.ід}} = 0$ . Великий вхідний (диференційний) опір не дозволяє, проте, стверджувати, що при постійному вхідному струмі  $I_{\text{вх}}$  не виникає додаткових похибок, якщо вихідний опір джерела сигналу достатньо великий. Тому в окремих випадках потрібно використовувати підсилювач з польовим транзистором на вході.

Для низькоомних джерел сигналу можна використовувати інвертувальний підсилювач за схемою на рис. 4.24 тому, що його низький вхідний опір  $R_1$  не викличе похибок. Водночас, використовуючи синфазне регулювання, можна повністю уникнути похибки.

*Джерело напруги, що керується струмом* (рис. 4.25). Відмінність даного джерела напруги від попереднього (рис. 4.24) полягає лише в тому, що зараз сигналом керування є вхідний струм, проте він має здійснювати якомога менший вплив на останню частину схеми. Якщо знехтувати зворотним зв'язком, то  $U_{\text{вих}} = RI_1 - r_a I_2$ , де  $r_a$  – вхідний опір підсилювача,  $I_2$  – вхідний струм підсилювача.

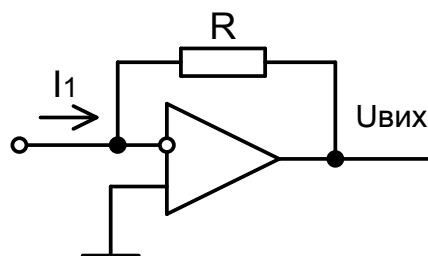


Рисунок 4.25 – Джерело напруги, що керується струмом

Оскільки додатний вхід підсилювача заземлено, то точка підсумовування є нулем (землею) схеми. Тому й можна отримати бажаний низький вхідний опір. Для вихідної напруги джерела можна записати  $U_{\text{вих}} = -RI_1$ , якщо знехтувати вхідним струмом підсилювача порівняно з  $I_1$ . Якщо ж для керування джерелом потрібно мати малі значення вхідних струмів  $I_1$ , то використовують подільник з польовим транзистором на вході. В реальній схемі джерела можуть виникнути додаткові помилки, зумовлені змінами вхідної напруги. Вони будуть тим більші, чим менший внутрішній опір  $R_d$  джерела вхідного сигналу, оскільки зсув вхідної напруги підсилюється в  $(1 + R/R_d)$  разів.

Співвідношення для повного вихідного опору таке ж, як і для попередньої схеми. Коефіцієнт підсилення кола зворотного зв'язку  $g$  залежить від внутрішнього опору джерела сигналу  $R_d$

$$g = [R_d/(R + R_d)]A_D.$$

Повний вхідний опір визначається як  $R_{\text{вх}} = R/A_D$ , а повний вихідний –  $R_{\text{вих}} = r_a/g$ .

#### **4.5 Джерело опорної напруги на основі генератора термостабільного струму**

ДОН є складовою частиною різних електронних пристроїв, які використовуються в електроніці. На відміну від традиційних джерел живлення, до перших висуваються суворі вимоги щодо встановлення значення вихідної напруги з якомога меншою похибкою, низькою температурою та часовими відхиленнями.

Дотепер існує кілька різних підходів до побудови систем ДОН. Найбільш відомі з них пов'язані з використанням термокомпенсованих стабілітронів, що використовують режим зворотного пробоя [6–8]. Однак пристрої на їх основі відрізняються високим енергоспоживанням і надмірним рівнем шуму. Системи з використанням двох послідовно з'єднаних діодних ланцюгів, особливо система Хельбібера, дають значно менше шуму. Однак такий підхід вимагає великої напруги живлення, а сам ДОН має низький ККД з точки зору ефективності використання  $U_{\text{ж}}$ . У деяких випадках використовується система ДОН на фіксованому транзисторі, де має місце

зворотний пробій базо-емітерного переходу [29]. Однак компенсацію температурних відхилень важко реалізувати через широкий розкид температурних характеристик.

З 70-х років ХХ століття поширились схеми бандгап – транзисторні ДОН, опорне значення напруги яких визначається шириною забороненої зони напівпровідника [6–8, 29]. Найбільш поширеними є бандгапи Відлара і Брокау. Недоліком систем Відлара є складність налаштування та наявність операційного підсилювача для Брокау з окремим джерелом напруги. Специфікою всіх бандгап є суворе дотримання ширини забороненої зони (~1205 мВ) або її кратності.

Запропоновано альтернативний підхід до побудови ДОН, в якому використовуються схеми, де опорна напруга  $U_{оп}$  формується множенням величини опорного струму  $I_{оп}$  термостабільного генератора на опір еталонного опору  $U_{оп} = I_{оп}R_{оп}$ . Це дозволяє встановлювати значення  $U_{оп}$  у досить великих межах і, за потреби, плавно коригувати його.

Температурна стабільність запропонованого ДОН визначається насамперед тепловими характеристиками активних і пасивних компонентів схеми і спроможністю компенсувати їх температурні коливання. На рисунку. 4.26 зображена схему базового вузла – перетворювача опорної напруги  $U_{оп}$ .

Схема джерела містить первинний датчик напруги  $U_d$  (рис. 4.26, а), який складається з транзистора датчика  $T_d$ , генератора термостабільного опорного струму, опорного резистора  $R_{оп}$  і генератора робочого струму  $I_p$ . Напруга  $U_d$  на виході датчика в точці А буде

$$U_A = U_{be\delta} + (I_{on} + I_{\delta\delta}) \cdot R_{on}.$$

Тут  $I_{on}$  – значення струму термостійкого ГОС,  $I_{\delta\delta}$  – базовий струм транзистора  $T_d$ ,  $U_{be\delta}$  – напруга база-емітер  $T_d$ , що дорівнює

$$U_{be\delta} = \varphi_T \ln \frac{I_k}{I_0},$$

де  $\varphi_T$  – термопотенціал,  $I_0$  – початковий тепловий струм вибраного типу транзистора,  $I_k$  – колекторний струм  $T_d$ . Ось що ми маємо

$$U_A = \varphi_T \ln \frac{I_k}{I_0} + (I_{on} + I_{\delta\delta}) \cdot R_{on}. \quad (4.15)$$

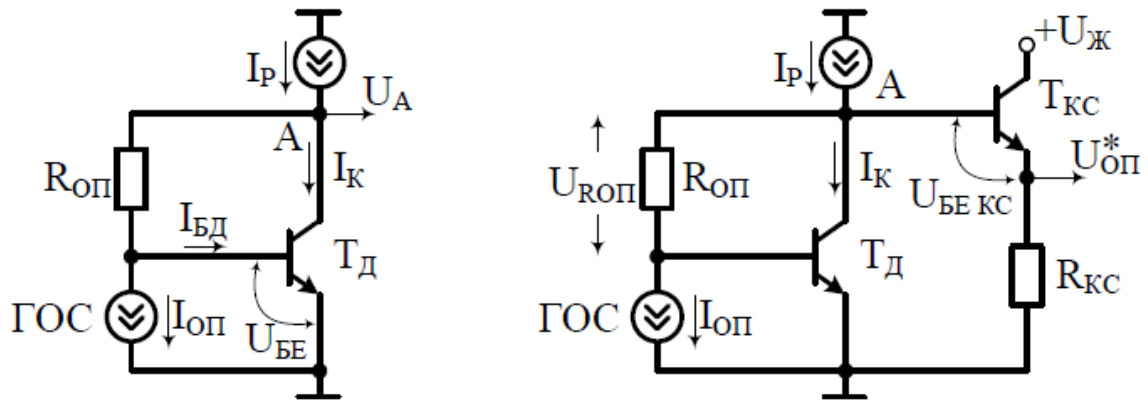


Рисунок 4.26 – Базовий вузол ДОН: первинний передавач напруги  $U_d$  та термокомпенсований генератор опорної напруги

Компенсація відхилення напруги  $U_{бед}$  виконується формувачем, схема якого показана на рисунку 4.26, містить транзистор-компенсатор  $T_{КС}$  і резистор  $R_{КС}$  для встановлення струмів колектора та емітера. На виході формувача отримується напруга

$$U_{on}^* = U_A - U_{бекс}.$$

Підставляючи сюди значення (4.15), отримаємо

$$U_{on}^* = \varphi_T \ln \frac{I_k}{I_0} + (I_{on} + I_{бд}) \cdot R_{on} - U_{бекс}.$$

Для опису температурного дрейфу  $U_{on}^*$  доцільно використати вираз [37]

$$\Delta U_{бе}(t) = -\frac{(U_3 - U_{бе})}{T} - 0,26 \text{ мкВ}/^\circ\text{C},$$

де  $U_3 = 1205$  мВ – ширина забороненої зони,

$T = T_0 + t$  – абсолютна температура.

Коли в першому приближенні ГОС вважати ідеальною, то відхилення температури в точці А дорівнює

$$\Delta U_A(t) = -\frac{(U_3 - U_{бед})}{T} - 0,26 \text{ мкВ}/^\circ\text{C} - \Delta I_{бд}(t) \cdot R_{on}.$$

де  $\Delta I_{бд}(t)$  – базовий дрейф  $T_d$ . Так само можна оцінити температурне відхилення напруги база-емітер транзистора  $T_{КС}$

$$\Delta U_{беке}(t) = -\frac{(U_3 - U_{бе})}{T} - 0,26 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}.$$

Температурне відхилення напруги  $U_{оп}^*$  визначається як різниця між  $\Delta U_A(t)$  та  $\Delta U_{беке}(t)$ . Враховуючи дрейф струму бази  $T_{КС}$ , ми маємо

$$\Delta U_{он}^* = \Delta U_A(t) - \Delta U_{беке}(t) - \Delta I_{б\delta}(t) \cdot R_{он}.$$

Дрейф струмів баз біполярних транзисторів залежить від теплових властивостей коефіцієнтів посилення струму бази  $\beta$ . Відомо [29], що у  $\beta$  рівень нестабільності становить  $0,5\%/^{\circ}\text{C}$ . Враховуючи це, ми нарешті маємо

$$\Delta U_{он}^*(t) = \Delta U_{бед}(t) + 0,005 \cdot \frac{I_{к\delta}}{\beta_{\delta}} \cdot R_{он} - \Delta U_{бед}(t) - 0,005 \cdot \frac{I_{к\delta}}{\beta_{\delta}} \cdot R_{он}. \quad (4.16)$$

Потрібно вказати, що, оскільки схема містить однотипні біполярні p-p-n транзистори, а компоненти  $T_D$  і  $T_{КС}$  відхилень струму бази входять у вираз (4.16) з різними знаками і є наближеними, то вплив їх буде незначним.

Загальна схема ДОН показана на рисунку 4.27 на основі компенсованого ГОС. До його складу входять термостійкий ГОС, генератор опорної напруги  $U_{оп}^*$ , робота якого розглянута вище, і буферний пристрій (БП).

Температурні характеристики ДОН визначаються, загалом, характеристиками генератора опорного струму, спрощений варіант якого показана на рисунку 4.28, п. До його складу входить первинний перетворювач напруги, встановлений на транзисторі  $T'_D$  і резисторах-подільниках напруги  $R'$  та  $R''$ , а також генератор опорного струму. Він складається з  $m$  паралельно з'єднаних транзисторів  $T_1-T_M$  і резистора  $R_{КС}$ , який регулює температурний дрейф  $\Delta I_{оп}(t)$  опорного струму  $I_{оп}$ . Пристрій працює так. На колекторі транзистора  $T_D$  формується напруга  $U_K$ , яка становить

$$U_K = U_{бед} \cdot K_M,$$

де  $U_{бед}$  – напруга база-емітер давача  $U_{бед} = \varphi_T \ln \frac{I_K}{I_0}$ ,

$$K_M - \text{коефіцієнт масштабу. } K_M = 1 + \frac{R'}{R''}$$

При цьому потрібно пам'ятати, що відхилення температури  $U_K$  визначається за формулою

$$\Delta U_K(t) = \Delta U_{бед}(t) \cdot K_M,$$

і, відповідно, є трохи більшим за  $\Delta U_{бед}(t)$ . Струми колектора  $I_1, \dots, I_M$  – як сума  $I_{он}$ , тобто,

$$I_{он} = \sum_{i=1}^m I_{Ki}.$$

Оскільки значення окремого  $I_{Ki}$  менше загального  $I_K$ , то відхилення температури напруги база-емітер кожного  $i$ -го транзистора  $U_{\delta ei} > U_{\delta ed}$ . Змінюючи  $R_{кс}$ , можна досягти однаковості дрейфів  $\Delta U_K(t^\circ) = \Delta U_{\delta ei}(t^\circ)$ , а також стабілізації  $U_{PG}$  і майже незмінності його значення від температури. Виконання таких умов дозволяє звести відхилення  $\Delta I_{op}(t^\circ)$  до мінімуму. Абсолютне значення  $I_{on}$  буде

$$I_{on} = \frac{U_K - U_{\delta em}}{R_{p2}} = \frac{U_{\delta ed} \left(1 + \frac{R'}{R''}\right) - U_{\delta em}}{R_{p2}}$$

де  $U_{\delta em}$  – напруга база-емітер паралельно з'єднаних транзисторів.

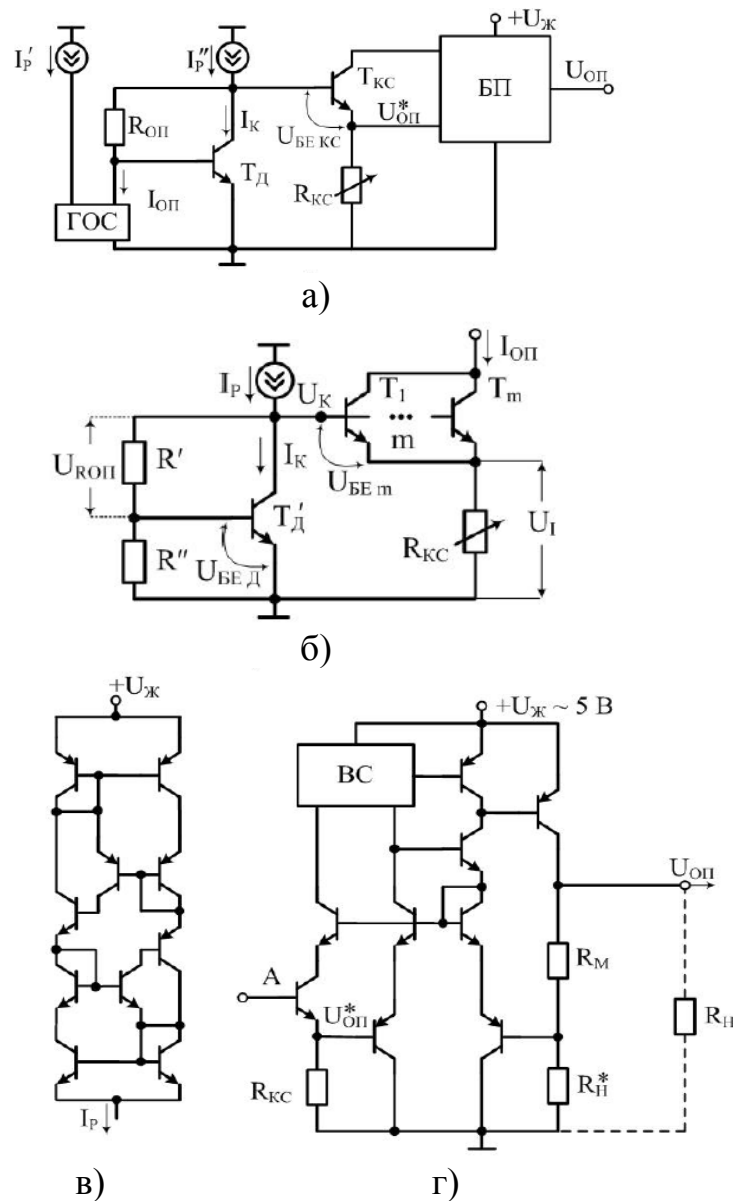


Рисунок 4.27 – Джерело опорної напруги: а) схема роботи; б) схема генератора опорного струму; в) схема генератора робочого струму; г) буферна схема



Встановлюючи значення  $R'$ ,  $R''$  і  $R_{pr}$  при комп'ютерному моделюванні, можна зменшити дрейф  $\Delta I_{оп}(t^\circ)$ . Використовуючи транзистори при  $t = 27^\circ\text{C}$  і  $I_p = 1\text{ мА}$ , маємо  $U_{бе д} = 757\text{ мВ}$ ,  $U_k = 864.4\text{ мВ}$ ,  $U_{pr} = 160\text{ мВ}$ . Значення резисторів  $R' = 393,5\text{ Ом}$ ,  $R'' = 6,01\text{ кОм}$ ,  $R_{КС} = 148,6\text{ Ом}$ . Також  $I_{оп} = 500\text{ мкА}$ ,  $\Delta I_{оп}(t^\circ) = 5,2\text{ нА}$  в діапазоні  $-50^\circ \leq t \leq 50$ . Відносна похибка при встановленні  $I_{оп}(t^\circ)$  на  $100^\circ\text{C}$  становить  $0,0005\%$ , або  $52\text{ пА}$  на градус Цельсія.

Залежність відхилення температури  $\Delta U_{оп}^*(t^\circ)$  на обраному резисторі  $R_{КС}$  з ідеальним ГОС і фактичним термокомпенсованим ГОС показана на графіку, зображеному на рисунку 4.28. При цьому потрібно вказати, що при ідеальному ГОС ми маємо температурне відхилення реального формувача  $U_{оп}^*$ .

Потрібно також вказати, що для нормальної роботи ДОН вихід генератора  $U_{оп}^*$  має бути ізольованим від навантаження, особливо від пасивного  $R_n$ . Для цього використовується буферний пристрій (БП), який зображений на рисунку 4.27, в. У його складі підсилювач постійного струму (ППС) з диференціальними входами, навантажувальний резистор для вихідного каскаду ППС  $R_n^*$ , відбивач струму (ВС) і масштабувальний резистор  $R_m$ . Вихідна напруга ДОН визначається зі співвідношення

$$\Delta U_{он}^* = \Delta U_A(t) - \Delta U_{беке}(t) - \Delta I_{од}(t) \cdot R_{он}.$$

Змінюючи  $R_m$ , можна змінювати  $U_{оп}$ . При цьому потрібно враховувати, що це пропорційно збільшує відхилення температури  $\Delta U_{оп}(t^\circ)$ . У цьому випадку компромісом може бути збільшення  $U_{оп}^*$  за допомогою вибору потрібних значень  $R_{оп}$  та  $I_{оп}$ .

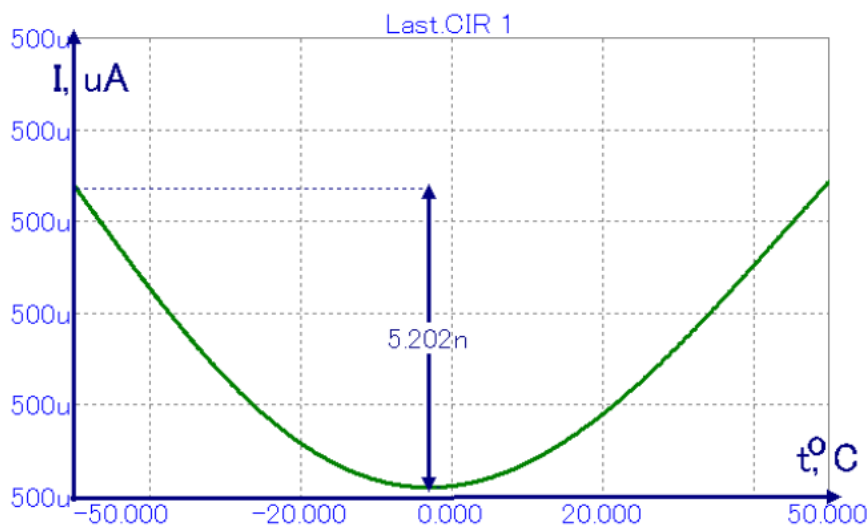


Рисунок 4.28 – Залежності  $I_{вих}$  від температури

Для встановлення робочих точок вузлів ДОН потрібно використовувати двополюсні генератори струмів  $I_p'$  та  $I_p''$  за схемою на рис. 4.27, г. Точність визначення  $I_p$  і його температурного відхилення  $\Delta I_p(t^\circ)$  не обов'язково є такими критичними, як для  $I_{оп}$ . Отже, для  $I_p' \sim 1$  мА,  $\Delta I_p'(t^\circ) = 11,3$  мкА,  $I_p'' \sim 1$  мА,  $\Delta I_p''(t^\circ) = 1,6$  мкА при зміні  $-50^\circ \leq t \leq 50^\circ$ .

Коефіцієнт стабілізації ДОН при напругах  $U_{оп} = 5,0$  В та  $U_{ж} = 6,0$  В становить  $K_{СТ} \approx 1500$ . Навантажувальна здатність залежить від максимального струму, який можна спрямувати в навантаження без погіршення роботи ДОН. Параметри досліджуваного кола ДОН для  $I_{оп} = 0,5$  мА,  $R_{оп} = 2$  кОм,  $U_{оп}^* = 1,0$  В наведені в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 Залежність ДОН від опорної напруги

$U_{оп}, \text{В}$	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0
$\Delta U_{оп}(t^\circ), \text{В}$	$1,5 \cdot 10^{-6}$	$4,2 \cdot 10^{-6}$	$6,4 \cdot 10^{-6}$	$7,8 \cdot 10^{-6}$	$9,7 \cdot 10^{-6}$

Температурне відхилення еталонної напруги схем виробництва відомих компаній, особливо Analog Devices, відповідає  $3 \div 9$  мкВ/°С у схемах ADR01/02/03/06.

#### 4.6 Інтегральні схеми в приладах стабілізації напруги живлення

Підвищена точність роботи електронної системи може бути досягнена лише в тому випадку, якщо всі компоненти, що входять до цієї системи, будуть мати стабільні передатні функції. В попередніх розділах було відзначено, що низка параметрів підсилення й рівні похибок ЛІС певною мірою залежать від напруг живлення. Як показує досвід, для апаратури, побудованої на великій кількості ЛІС, при зміні напруг живлення можуть виникати значні похибки. Чим складніша електронна схема, тим суттєвіше її параметри залежать від напруг живлення.

Аналогічна ситуація має місце й для приладів, виконаних на цифрових інтегральних схемах, не дивлячись на стандартність їх логічної функції. В цифрових приладах при значних коливаннях напруг живлення може зменшуватись завадостійкість. Цей ефект визначається нестабільністю лінійного режиму, в якому знаходиться ключова схема в момент зміни станів.

Велика потреба в стабілізаторах живлення для обслуговування апаратури, виконаної на інтегральних схемах, привела до того, що були розроблені й втілені спеціальні ЛІС – стабілізатори напруги. Відзначимо, що

ЛІС підвищеної складності (типу ОП, компараторів, радіочастотних схем) мають власні внутрішні стабілізатори напруг живлення чи струмів.

*Особливості інтегральних стабілізаторів.* Інтегральні схеми, що працюють в режимі стабілізації напруг живлення, мають нижчеописані особливості. В інтегральному виконанні переважають так звані послідовні стабілізатори напруги. Стабілізатори можуть будуватися для додатних чи від'ємних напруг живлення. Вони можуть мати неперервний чи імпульсний режим керування. Від різних систем живлення вимагаються різні напруги, струми й коефіцієнти стабілізації. В той же час рівні струмів, які генеруються монолітними ІС, обмежені, оскільки для потужних структур потрібні кристали збільшених розмірів (відповідно, потрібні складні багатовивідні корпуси зі збільшеною потужністю розсіювання). Схемотехніка такої ІС за складністю відповідає ОП, причому всередині кристала стабілізатора існує сильний тепловий зворотний зв'язок. Ці стабілізатори змонтовані в корпусах потужних транзисторів, що мають два чи три ізольовані виводи.

*Інтегральні опорні елементи.* Структура принципової схеми стабілізатора багато в чому визначається типом опорного елемента – стабілітрона. Тепер для інтегральних стабілізаторів використовуються три види опорних елементів: пробивний стабілітрон з напругою приблизно 6,3 В, низьковольтне термокомпенсоване джерело з напругою 1,8 В, також базується на пробивному стабілітроні, і опорний елемент без пробивного діода, що базується на генераторах стабільних струмів.

Найпростіше як стабілітрон використовувати перехід база-емітер стандартного інтегрального транзистора [37]. При зворотному зміщенні цей перехід пробивається при напрузі 6,2 ... 6,5 В, причому температурний коефіцієнт опорної напруги  $TKV_{оп} \approx +2\text{мВ}/^\circ\text{С}$ .

#### **4.7 Джерело напруги з активною температурною компенсацією**

В джерелі опорної напруги зі стабілізацією температура встановлюється і підтримується на постійному рівні. В результаті цього напруга практично не залежить від зовнішньої температури і можна отримати температурний коефіцієнт  $TKN_V \approx 0$ .

В будь-якій схемі джерела опорної напруги в процесі роботи неминуче з'являються відхилення параметрів компонентів від розрахункових

середніх значень, внаслідок чого температурний коефіцієнт відхиляється від нуля. Один із способів зменшення температурного коефіцієнту полягає в тому, щоб ізолювати прилад від змін зовнішньої температури, підтримуючи температуру кристала на деякому постійному рівні. Тоді, не дивлячись на зміни зовнішньої температури, температура всередині джерела буде залишатися майже постійною, а відповідні зміни опорної напруги дуже малі. В результаті температурний коефіцієнт приладу, що визначається як швидкість зміни опорної напруги при зміні зовнішньої температури, відповідно також буде невисокою.

У всіх джерелах опорної напруги з тепловою стабілізацією температуру кристала підтримують вищою зовнішньої. За допомогою кола зворотного зв'язку, яке контролює потужність, що розсіюється на кристалі, і фіксує зростання температури кристала внаслідок цього розсіювання, як правило, доводять до рівня 90–100 °С. Схема теплової стабілізації й схема джерела опорної напруги завжди розміщені на одному кристалі, створюючи монолітну ІС.

На рис. 4.29 показана функціональна блок-схема давача температури й контрольного кола для стабілізації температури кристала. Всі елементи, потрібні для формування такої системи регулювання температури, можуть бути виконані у вигляді компонентів інтегральної схеми. Відома температурна залежність значень напруги  $U_{be}$  може бути використана для створення давача температури, а як нагрівач можна використати потужний транзистор. Для мінімізації температурного градієнта на пластинці стабілізована схема розміщується симетрично відносно нагрівача і давача температури, а найбільш критичні елементи розміщуються якнайближче до датчика.

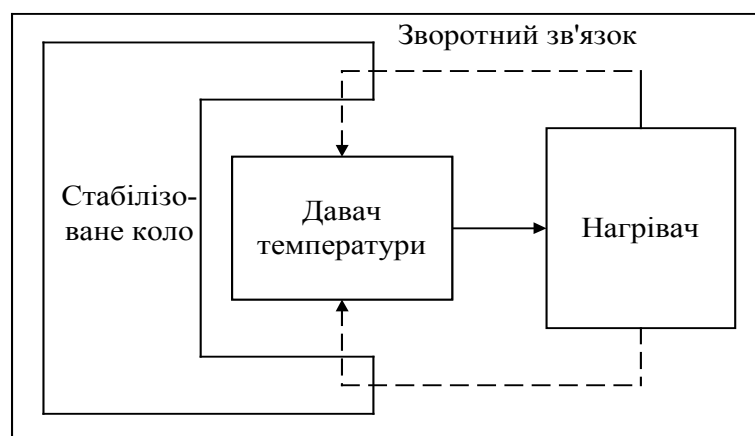


Рисунок 4.29 – Структурна схема джерела напруги з активною температурною стабілізацією

Пороговий рівень фіксується таким чином, щоб нагрівач діяв на всій ділянці температур, що цікавлять, і підтримував би температуру кристала на відносно постійному рівні, трохи вищому максимально можливої температури навколишнього середовища. Тут доцільно навести деякі оцінки, що стосуються значень теплового дрейфу й теплового розладу в інтегральних схемах, щоб мати уяву про ступінь теплового зв'язку між компонентами. При відсутності регулювання температури кристала тепловий дрейф різниці значень  $U_{be}$  сусідніх транзисторів на кристалі може складати всього лише  $10 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$ . Оскільки саме значення  $U_{be}$  змінюється з температурою зі швидкістю  $2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ , то різниця змін температури між двома сусідніми транзисторами підтримується в межах  $10^{-4} \text{ }^\circ\text{C}$  при зміні температури навколишнього середовища на  $1 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Вельми надійне узгодження інтегральних елементів, так само як і тісний тепловий контакт між ними, забезпечують конструктору інтегральних схем різноманітний вибір нових технічних засобів. При їх втіленні стає можливим конструювати монолітні аналогові схеми, що значно перевершують за своїми характеристиками схеми на дискретних елементах.

#### 4.8 Контрольні запитання до розділу 4

1. Для чого використовуються джерела опорної напруги?
2. Як визначається  $U_{оп}$  та від яких параметрів вона залежить?
3. Як визначити температурний коефіцієнт напруги стабілізації і від яких параметрів він залежить?
4. Як визначити вихідний опір ДОН?
5. За яких умов температурний коефіцієнт дорівнює 0?
6. Як впливає навантаження на  $U_{оп}$ ?
7. Які основні частини схеми опорного діода можна визначити і які функції вони виконують?
8. Від яких параметрів залежить вихідний опір опорного діода?
9. Від якого параметра джерела напруги залежить його стабільність при навантаженні?
10. Для чого використовується підсилювач з негативним зворотним зв'язком у джерелі напруги?
11. Які Ви знаєте схеми джерел напруги?

12. Від яких параметрів залежить вихідна напруга джерела напруги?
13. Якого приблизно значення має бути вихідний опір джерела напруги?
14. Яка головна ідея застосування термокомпенсованих стабілітронів в ДОН?
15. Що таке бандгап?
16. Які найпоширеніші бандгапи Ви знаєте?
17. Які недоліки існуючих бандгапів?
18. Що дозволяє досягнути застосування генератора термостабільного струму?
19. Наведіть схему базового вузла ДОН на основі генератора термостабільного струму.
20. Чим визначаються температурні характеристики ДОН?
21. Назвіть особливості інтегральних стабілізаторів.
22. Назвіть особливості інтегральних опорних елементів.
23. Яка головна ідея, що використовується в джерелах напруги з активною температурною компенсацією?
24. Наведіть структурну схему джерела напруги з активною температурною стабілізацією.

## РОЗДІЛ 5 ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

### 5.1 Теоретичні відомості та розрахункові співвідношення

Підсилювачем називається пристрій, призначений для підвищення потужності вхідного електричного сигналу. Структурна схема підсилювача показана на рисунку 5.1. На схемі підсилювач зображено у вигляді активних чотириполосників, до входів (1, 2) яких під'єднується джерело вхідного сигналу у вигляді джерела напруги (рис. 5.1, а) або джерела струму (рис. 5.1, б).

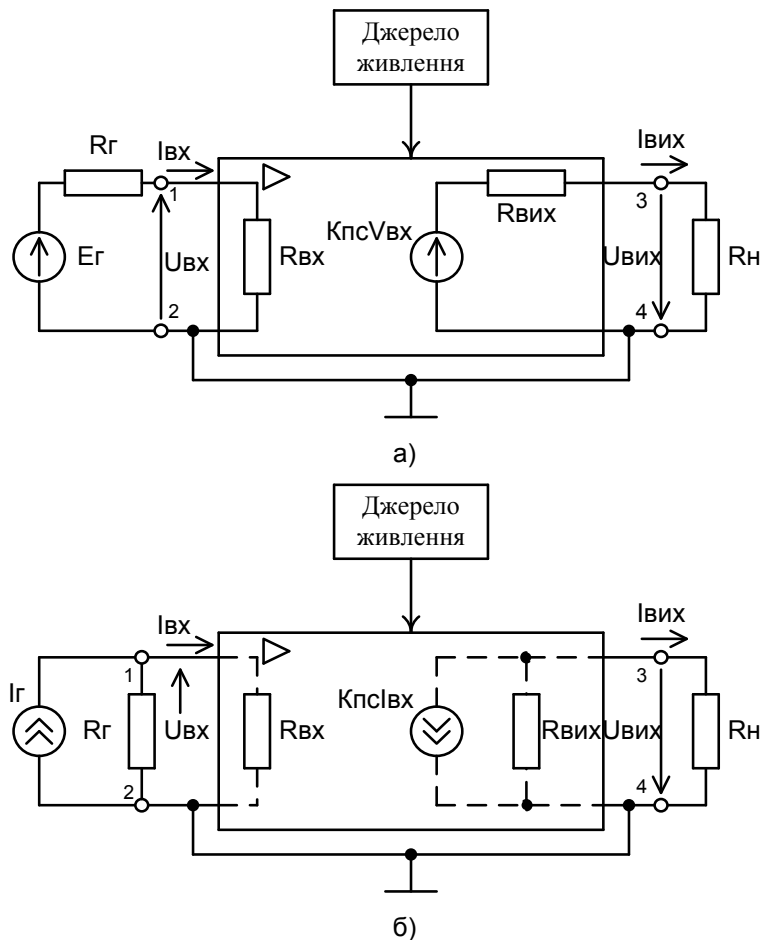


Рисунок 5.1 – Структурні схеми підсилювачів постійного струму

У наведеному вхідному колі (рис. 5.1, а, б) мають місце співвідношення

$$U_{\text{вх}} = E_{\Gamma} R_{\text{вх}} / (R_{\text{вх}} + R_{\Gamma});$$

$$I_{\text{вх}} = I_{\Gamma} R_{\Gamma} / (R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}),$$

де  $R_{\Gamma}$  – внутрішній опір генератора.

З формул витікає, що  $U_{\text{вх}} \approx E_{\Gamma}$  при  $R_{\text{вх}} \gg R_{\Gamma}$ , а  $I_{\text{вх}} \approx I_{\Gamma}$  при  $R_{\Gamma} \gg R_{\text{вх}}$ .

Вихідне коло підсилювача можна також зобразити у вигляді джерела напруги  $K_{\text{пс}}U_{\text{вх}}$  (рис. 5.1, а) або джерела струму  $K_{\text{пс}}I_{\text{вх}}$  (рис. 5.1, б) з внутрішнім опором для обох джерел  $R_{\text{вих}}$ .

Основними технічними параметрами підсилювача є: коефіцієнти підсилення (за напругою, струмом і потужністю), вхідний та вихідний опори, вихідна потужність, коефіцієнт корисної дії, номінальна вихідна напруга, діапазон підсилюваних частот, динамічний діапазон амплітуд і рівень власних завад, нелінійні, частотні та фазові спотворення сигналу, що підсилюється.

Коефіцієнт підсилення являє собою відношення напруги чи струму (потужності) на виході підсилювача до напруги чи струму (потужності) на його вході й у загальному випадку є комплексною величиною

$$\dot{K}_{\text{пс}} = \dot{A}_{\text{вих}} / \dot{A}_{\text{вх}} = (A_{\text{вих}} / A_{\text{вх}}) e^{j(\varphi_{\text{вих}} - \varphi_{\text{вх}})} = K_{\text{пс}} e^{j\varphi}, \quad (5.1)$$

де  $K_{\text{пс}} = A_{\text{вих}} / A_{\text{вх}}$  – модуль коефіцієнта підсилення;

$\varphi = \varphi_{\text{вих}} - \varphi_{\text{вх}}$  – фазовий зсув між вхідною та вихідною напругами чи струмами.

Відповідно до призначення підсилювача розрізняють коефіцієнти:

$$\dot{K}_{\text{пс.V}} = \dot{V}_{\text{вих}} / \dot{V}_{\text{вх}}; \dot{K}_{\text{пс.I}} = \dot{I}_{\text{вих}} / \dot{I}_{\text{вх}}; K_{\text{пс.P}} = P_{\text{вих}} / P_{\text{вх}} = \dot{K}_{\text{пс.I}} \cdot \dot{K}_{\text{пс.V}}. \quad (5.2)$$

Якщо підсилювач містить  $n$  каскадів, то

$$\dot{K}_{\text{пс.}} = \dot{K}_{\text{пс.1}} \cdot \dot{K}_{\text{пс.2}} \cdot \dots \cdot \dot{K}_{\text{пс.n}} = \prod_{i=1}^n \dot{K}_{\text{пс.i}}, \quad (5.3)$$

або в логарифмічному масштабі

$$L K_{\text{пс.p}} = 10 \lg(P_{\text{вих}}/P_{\text{вх}}) = 10 \lg K_{\text{пс.p}};$$

$$L K_{\text{пс.v}} \text{ (дБ)} = 20 \lg(U_{\text{вих}}/U_{\text{вх}}) = 20 \lg K_{\text{пс.v}};$$

$$L K_{\text{пс.i}} \text{ (дБ)} = 20 \lg(I_{\text{вих}}/I_{\text{вх}}) = 20 \lg K_{\text{пс.i}}.$$

Коефіцієнт підсилення в децибелах змінюється (зменшується чи збільшується) зі швидкістю 20 дБ на декаду (декада означає зміну частоти ( $f$ ) в 10 разів), що відповідає зміненню  $K_{\text{пс}}$  в 10 разів, а октава – у два рази, що відповідає зміні  $K_{\text{пс}}$  вдвічі.

При цьому коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача (дБ)

$$L K_{\text{пс}} = L K_{\text{пс1}} + L K_{\text{пс2}} + \dots + L K_{\text{пс n}} = \sum_{i=1}^n L K_{\text{пс i}}. \quad (5.4)$$



Вхідний опір  $R_{ВХ}$  підсилювача є опором між затискачами (1, 2) підсилювача (див. рис. 5.1).

$$R_{ВХ} = U_{ВХ}/I_{ВХ}. \quad (5.5)$$

Вихідний опір  $R_{ВИХ}$  визначають між вихідними затискачами (3,4) підсилювача (див. рис. 5.1) при відімкненому опорі навантаження ( $R_H = \infty$ ).

$$R_{ВИХ} = \Delta U_{ВИХ}/\Delta I_{ВИХ}. \quad (5.6)$$

Вхідна та вихідна потужності підсилювача визначаються, відповідно, виразами:

$$P_{ВХ} = 1/2 U_{m ВХ} \cdot I_{m ВХ} = 1/2 (U_{m ВХ}^2/R_{ВХ}) = 1/2 (I_{m ВХ}^2 \cdot R_{ВХ}); \quad (5.7)$$

$$P_{ВИХ} = 1/2 U_{m ВИХ} \cdot I_{m ВИХ} = 1/2 (U_{m ВИХ}^2/R_H) = 1/2 (I_{m ВИХ}^2 \cdot R_H). \quad (5.8)$$

Коефіцієнт корисної дії

$$\eta = (P_{ВИХ}/P_{СПОЖ}) \cdot 100\%, \quad (5.9)$$

де  $P_{СПОЖ}$  – потужність, що споживається підсилювачем від джерела живлення.

Залежність модуля коефіцієнта підсилення від частоти являє собою амплітудно-частотну характеристику підсилювача (рис. 5.2, а). Оскільки модуль коефіцієнта підсилення на різних частотах має різні значення, гармонічні складові складного вхідного сигналу підсилюються неоднаково й, відповідно, форма вихідного сигналу відрізняється від форми вхідного сигналу. Такі спотворення підсилюваного сигналу називаються частотними спотвореннями.

Причиною частотних спотворень є реактивні елементи підсилювача, опори яких залежать від частоти, а також залежність від частоти фізичних параметрів напівпровідникових приладів як активних елементів схеми підсилювача.

Мірою частотних спотворень, котрі вносить підсилювач на частоті  $f$ , слугує коефіцієнт частотних спотворень  $M$ , що дорівнює відношенню модулів коефіцієнтів підсилення на середній та заданій частотах

$$M = K_{ПС 0}/K_{ПС f}. \quad (5.10)$$

На практиці смуга пропускання підсилювача змінюється, коли  $K_{ПС} = (1/\sqrt{2}) K_{ПС 0} = 0,707K_{ПС 0}$ . В ідеальному випадку, при якому підсилювач не вносить частотних спотворень ( $M = 1$ ), амплітудно-частотна характеристика являє прямою, паралельну вісі частот (рис. 5.2, а).

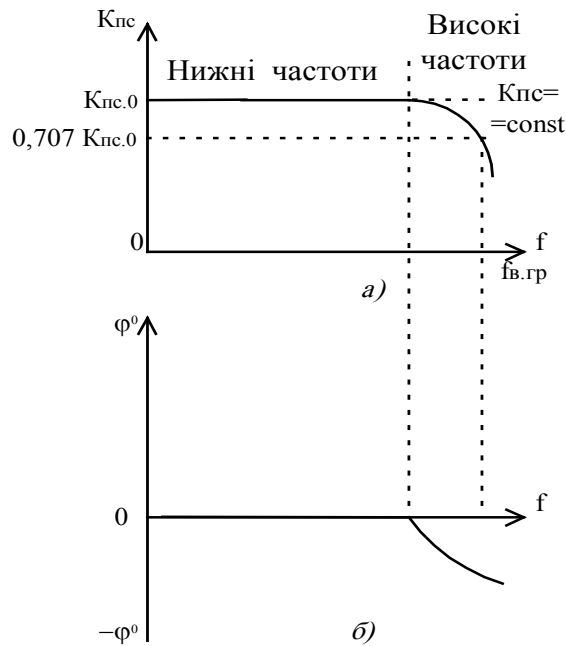


Рисунок 5.2 – Амплітудно-фазова частотна характеристика

Фазочастотна характеристика відображає залежність кута зсуву фази між вхідною і вихідною напругами. Нелінійний характер реальної фазочастотної характеристики вказує на різні часові зсуви для окремих гармонік сигналу складної форми.

Використовуючи амплітудну характеристику, можна приблизно оцінити нелінійні спотворення. Коефіцієнт нелінійності визначається відношенням

$$K_n = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\hat{V}_n^2}{\hat{V}_0^2}}$$

Це відношення усередненої амплітуди вищих гармонік до амплітуди першої гармоніки на виході.

Характер роботи підсилювального каскаду і його параметри істотно визначаються режимом роботи активного елемента підсилювача постійного струму.

В тих випадках, коли параметри підсилювача не задовольняють вимоги щодо стабільності підсилення значень вхідного та вихідного опорів, рівня лінійних і нелінійних спотворень тощо, використовують зворотні зв'язки.

Основним показником кола зворотного зв'язку за напругою є коефіцієнтом передачі кола зворотного зв'язку  $\chi$ , який показує, яка частина напруги з виходу підсилювача передається на його вхід:

$$\chi = U_{зз}/U_{вих}. \quad (5.11)$$

Якщо напруга зворотного зв'язку  $U_{33}$  протилежна за фазою напрузі підсилюваного сигналу в тих точках кола, куди підводиться зв'язок, то  $U_{33}$  віднімається з напруги сигналу, зменшуючи його. Тоді коефіцієнт підсилення підсилувача зі зворотним зв'язком дорівнює

$$K_{\text{пс } 33} = K_{\text{пс}} / (1 + \chi K_{\text{пс}}). \quad (5.12)$$

Таким чином, якщо сигнал зворотного зв'язку надходить на вхід підсилувача у протифазі зі вхідним сигналом, то коефіцієнт підсилення підсилувача зменшується в  $(1 + \chi K_{\text{пс}})$  разів. Такий зв'язок називають від'ємним зворотним зв'язком. Не дивлячись на зменшення підсилення, від'ємний зворотний зв'язок широко використовують в підсилувачах, оскільки з його введенням значно покращується низка параметрів підсилувача. Так, зменшення коефіцієнта підсилення супроводжується збільшенням його стабільності, що підвищує стійкість роботи підсилувача.

При  $\chi K_{\text{пс}} \gg 1$  (глибокий зворотний зв'язок) з (5.12) маємо

$$K_{\text{пс } 33} = 1/\chi,$$

тобто, загальний коефіцієнт підсилення схеми не залежить від коефіцієнта підсилення підсилувача.

Послідовний від'ємний зворотний зв'язок збільшує вхідний опір підсилувача [7]

$$R_{\text{вх } 33} = R_{\text{вх}}(1 + \chi K_{\text{пс}}).$$

Введення від'ємного зворотного зв'язку за напругою в  $(1 + \chi K_{\text{пс}})$  разів зменшує вихідний опір підсилувача  $R_{\text{вих}}$ , а за струмом – збільшує його.

$$R_{\text{вих } 33} = R_{\text{вих}} + R_{33}(1 + \chi K_{\text{пс}}),$$

де  $R_{33}$  – опір, з якого знімається зворотний зв'язок.

Поряд з покращенням стабільності роботи підсилувача й параметрів його вхідного і вихідного кіл від'ємний зворотний зв'язок в  $(1 + \chi K_{\text{пс}})$  разів зменшує всі види лінійних і нелінійних спотворень підсилюваного сигналу, а також напруги шумів і завад. Таким чином, введення від'ємного зворотного зв'язку дозволяє впливати на значення вхідного та вихідного опорів, форму частотної, фазової й перехідної характеристик та інші параметри підсилувача, змінюючи їх у потрібному напрямку.

## 5.2 Найпростіші підсилювачі постійного струму

### 5.2.1 Найпростіші підсилювачі постійного струму на біполярному транзисторі

На рис. 5.3, а наведена схема підсилювача постійного струму на одному транзисторі. Для таких підсилювачів характерне двополярне живлення, тобто використання двох джерел живлення з напругами  $+E_k$  і  $-E_e$  відносно землі.

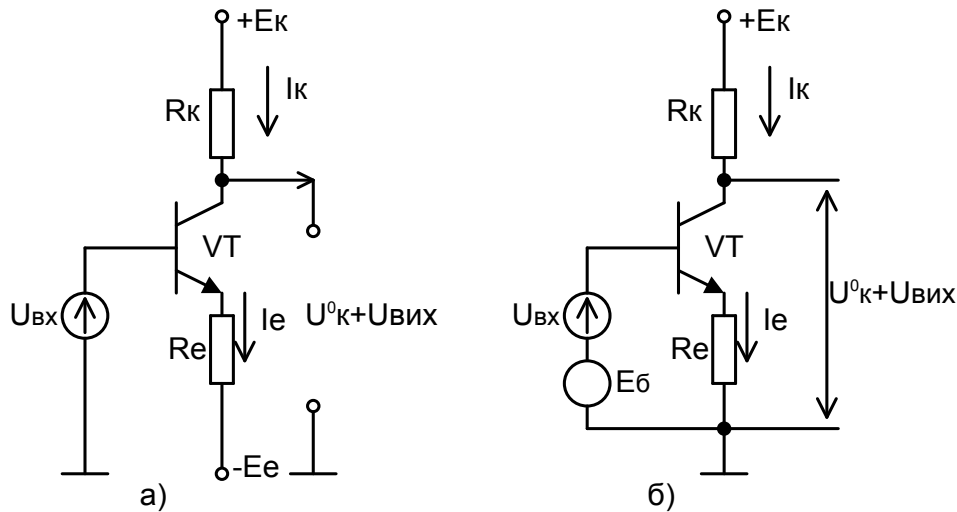


Рисунок 5.3 – Варіанти підсилювальних каскадів:

а) з двополярним живленням; б) з однополярним живленням

У принципі можна використовувати й однополярне живлення (рис. 5.3, б). однак в такому варіанті можуть виникати серйозні труднощі. По-перше, потрібне спеціальне джерело зміщення  $E_b$ . По-друге, джерело сигналу не має заземленої точки, що унеможливує використання більшості типових джерел сигналу і різко підвищує рівень паразитних наведень (завад) на вході підсилювача. Якщо поміняти місцями джерела сигналу і зміщення, то високий рівень завад залишається, а реалізувати схемним шляхом незаземлене джерело зміщення практично неможливо.

Нехай вхідний сигнал  $U_{вх} = 0$ . Тоді в схемі протікають постійні складові струмів, зумовлені джерелами  $E_k$  і  $E_e$ . Режим відсутності сигналу прийнято називати режимом спокою підсилювача.

За наявності вхідного сигналу до постійних складових додаються змінні складові, пропорційні значенню  $U_{вх}$ . В робочому режимі повні значення напруг і струмів можна записати у вигляді:  $U = U^0 + \Delta U$ ;  $I = I + \Delta I$ . Тут верхній індекс «0» присвоєно постійним складовим, а змінні складові позначені як прирости. Як уже відзначалось у розділі 1, аналіз постійних і змінних складових можна проводити незалежно. Розглянемо постійні складові, характерні режиму спокою.

Припустимо  $U_{\text{вх}} = 0$  та зобразимо еквівалентну схему підсилювача так, як показано на рис. 5.4. Тут для транзистора використана спрощена модель Еберса-Молла, що відповідає нормальному активному режиму, а в коло бази введено опір  $R_{\text{б}}$ . Вона містить внутрішній опір бази  $R_{\text{б}}$ , а також опір джерела сигналу або попереднього каскаду.

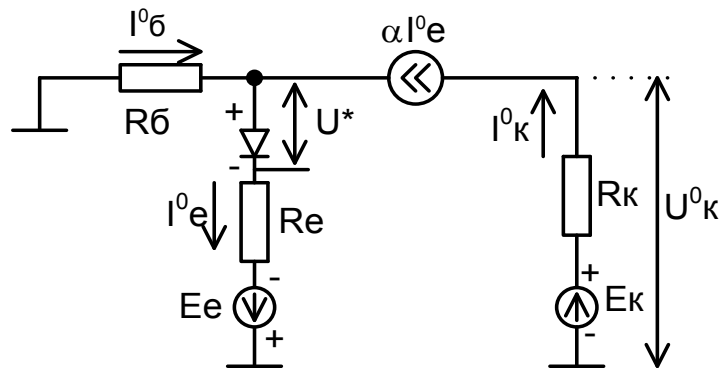


Рисунок 5.4 – Еквівалентна схема каскаду для постійних складових

Обійшовши вхідний контур схеми (рис. 5.4), отримаємо рівняння

$$I_{\text{б}}^{\circ} R_{\text{б}} + U^{*} + I_{\text{е}}^{\circ} R_{\text{е}} - E_{\text{е}} = 0. \quad (5.13)$$

Підставляючи  $I_{\text{б}}^{\circ} = (1 - \alpha)I_{\text{е}}^{\circ}$ , легко знайти струм емітера

$$I_{\text{е}}^{\circ} = (E_{\text{е}} - U^{*})[(R_{\text{е}} + (1 - \alpha)R_{\text{б}})]. \quad (5.14)$$

Потенціал колектора має вигляд

$$U_{\text{к}}^{\circ} = E_{\text{к}} - I_{\text{к}}^{\circ} R_{\text{к}}, \quad (5.15)$$

де  $I_{\text{к}}^{\circ} = \alpha I_{\text{е}}^{\circ}$ .

Значення  $I_{\text{е}}^{\circ}$  і  $U_{\text{к}}^{\circ}$  задаються заздалегідь. Їхня сукупність визначає, як кажуть, робочу точку транзистора в режимі спокою. Напругу живлення  $E_{\text{к}}$  також задано; тоді з виразу (5.16) однозначно отримаємо потрібне співвідношення  $R_{\text{к}}$ .

Щодо значень  $E_{\text{е}}$  і  $R_{\text{е}}$ , то обидві вони мають бути достатньо великими з тим, щоб зміни параметрів  $\alpha$  і  $U^{*}$  несуттєво впливали на струм  $I_{\text{е}}^{\circ}$ . Можна сказати, що вибір значень  $E_{\text{е}}$  і  $R_{\text{е}}$  визначається бажаною стабільністю робочої точки транзистора при змінах температури й інших чинників.

Опір  $R_{\text{е}}$  вибирають з умови

$$R_{\text{е}} \gg (1 - \alpha)R_{\text{б}}. \quad (5.16)$$

Наприклад, якщо  $R_б = 2\text{кОм}$  і  $\alpha = 0,99$  (тобто,  $\beta = 100$ ), то опір  $R_e$  має бути не менше  $200\text{ Ом}$ .

Вибравши опір  $R_e$ , легко знайти значення  $E_e$  з (5.14). Може виявитись, що значення  $E_e$  недостатньо велике, щоб потрібною мірою попередити вплив змін  $U^*$ . Тоді потрібно збільшити  $E_e$  і, відповідно,  $R_e$ . В основному,  $E_e > 2\text{--}3\text{В}$ .

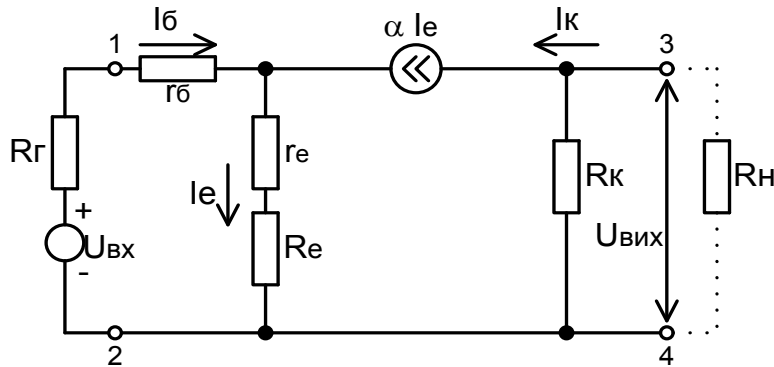


Рисунок 5.5 – Малосигнальна еквівалентна схема каскаду в області низьких частот

Припустимо  $U_{вх} \neq 0$ . В цьому випадку сигнал  $U_{вх}$  викликає зміни потенціалів і струмів в схемі, тобто «породжує» змінні складові. Щоб знайти ці складові, використаємо малосигнальну т-подібну схему заміщення транзистора (рис. 5.5). Обмежуючись областю достатньо низьких частот, будемо вважати  $\alpha$  дійсною величиною і знехтуємо колекторною ємністю. Знехтуємо також опором колекторного переходу  $r_к$ . Його врахування не вносить суттєвих поправок в результати аналізу. Тоді еквівалентна схема каскаду буде такою, як показано на рис. 5.5. Тут враховано внутрішній опір джерела сигналу  $R_Г$ , а значення струмів і напруг записані без знаку  $\Delta$ .

З рисунку 5.5 витікає, що

$$U_{вх} = I_б(R_Г + r_б) + I_e(R_e + r_e). \quad (5.17)$$

Підставляючи  $I_б = (1 - \alpha)I_e$ , легко знайти струм емітера

$$I_e = U_{вх} [R_e + r_e + (1 - \alpha)(R_Г + r_б)]. \quad (5.18)$$

Враховуючи умову (5.16), можна без великих похибок покласти  $I_e = U_{вх}/R_e$ . Знаючи струм  $I_e$ , легко визначити всі інші струми й напруги в схемі.

Коефіцієнти, що зв'язують змінні складові між собою й з вхідним сигналом, називають диференційними параметрами підсилювача. Голов-

ний з цих параметрів – коефіцієнт підсилення – визначається як відношення амплітуд вихідного і вхідного сигналів

$$K = U_{\text{вих}}/U_{\text{вх}}.$$

Із рис. 5.5 витікає  $U_{\text{вих}} = -\alpha I_e R_K$ . Підставляючи струм  $I_e$  з (5.18) і поділивши обидві частини на  $U_{\text{вх}}$ , знаходимо коефіцієнт підсилення у загальному вигляді

$$K = \alpha R_K [R_e + r_e + (1-\alpha)(R_T + r_b)]. \quad (5.19)$$

Нехтуючи, згідно з (5.16), двома останніми членами у знаменнику, отримуємо простий вираз, цілком придатний для всіх практичних розрахунків.

$$K = -\alpha (R_K / R_e). \quad (5.20)$$

Із виразу (5.20) витікає, що опір  $R_K$  бажано робити великим, а опір  $R_e$  – малим. Однак в реальній схемі опір  $R_K$  визначається напругою живлення й робочою точкою транзистора (5.15), а опір  $R_e$  має задовольняти умову стабільності (5.16). Тому коефіцієнт підсилення в розглянутому каскаді практично не перевищує значень 4–5.

Обмеженість коефіцієнта підсилення стає особливо очевидною, якщо перетворити вираз (5.18), підставивши в нього значення  $R_K$  і  $R_e$  з (5.14). Тоді, вважаючи  $r_e \ll R_e$ , отримуємо

$$K = -(E_K - U_{\text{к}}^{\circ}) / (E_e - U^*). \quad (5.21)$$

Нехай, наприклад,  $E_K = 12$  В,  $E_e = 3$  В і  $U_{\text{к}}^{\circ} = 2$  В; при цьому отримаємо  $K \approx 4,5$ . Корисно вказати, що коефіцієнт підсилення не залежить від робочих струмів і що при рівності напруг живлення  $E_K$  і  $E_e$  він стає близьким до одиниці.

Якщо на виході підсилювача ввімкнено зовнішнє навантаження, то в формулах (5.19 і 5.20) потрібно замінити  $R_K$  на еквівалентний опір  $R_K \parallel R_H$ , де  $\parallel$  – символ паралельного з'єднання.

Наступний важливий параметр підсилювача – вхідний опір – визначається виразом

$$R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}},$$

де  $I_{\text{вх}}$  – змінна складова базового струму, а напруга  $U_{\text{вх}}$  вважається поданою безпосередньо до бази. Таким чином, при розрахунку вхідного опору потрібно вважати  $R_T = 0$ .

Щодо джерела сигналу, то вхідний опір відіграє роль навантаження. Тому чим він більший, чим менше навантажено джерело сигналу, тим краще передається його напруга на вхід каскаду.

З рис. 5.5, вважаючи  $R_T = 0$ , отримаємо

$$U_{\text{вх}} = I_{\text{б}} r_{\text{б}} + I_{\text{е}}(R_{\text{е}} + r_{\text{е}}). \quad (5.22)$$

Підставляючи  $I_{\text{е}} = (\beta + 1)I_{\text{б}}$  і поділивши обидві частини на  $I_{\text{б}} = I_{\text{вх}}$ , знаходимо вхідний опір у загальному вигляді

$$R_{\text{вх}} = r_{\text{б}} + (\beta + 1)(R_{\text{е}} + r_{\text{е}}). \quad (5.23)$$

Практично, якщо опорами  $r_{\text{б}}$  і  $r_{\text{е}}$  можна знехтувати, то

$$R_{\text{вх}} \approx (\beta + 1)R_{\text{е}}. \quad (5.24)$$

Наприклад, якщо  $\beta = 100$  і  $R_{\text{е}} = 2$  кОм, то  $R_{\text{вх}} \approx 200$  кОм.

Відзначимо, що зі зростанням опору  $R_{\text{е}}$  вхідний опір не може зрости необмежено, як витікає з формули (5.24).

В перший момент після подання вхідного сигналу, коли  $I_{\text{к}} = 0$ , струм бази дорівнює струму емітера  $I_{\text{б}}(0) = I_{\text{е}}$ . Струм бази  $I_{\text{б}}(0)$  в  $\beta+1$  разів перевищує встановлене значення. Відповідно початкове значення вхідного опору в  $\beta+1$  разів менше встановленого значення (5.24). Далі базовий струм спадає, а вхідний опір зростає до встановлених значень. Однак, оскільки встановлене значення струму бази в  $\beta$  разів менше, ніж струм колектора, довжина перехідного процесу виявляється в стільки ж разів більшою, тобто, приблизно  $\beta t_{\text{ф}}$  ( $t_{\text{ф}}$  – тривалість фронту  $U_{\text{вих}}$ ).

Якщо опір  $R_{\text{е}}$  замінити на ідеальне джерело струму ( $R_{\text{і}} = \infty$ ), то, згідно з (5.24), отримаємо  $R_{\text{вх}} = \infty$ ). Насправді вхідний опір має кінцеве значення, зумовлене опором колекторного переходу  $r_{\text{к}}$ . Отже, максимальне значення вхідного опору підсилювача  $R_{\text{вх. макс.}} \approx r_{\text{к}}$ .

Третій важливий параметр підсилювача – вихідний опір – визначається виразом

$$R_{\text{вих}} = (U_{\text{вих}})_{\text{ХХ}} / (I_{\text{вих}})_{\text{КЗ}}, \quad (5.25)$$

де  $(U_{\text{вих}})_{\text{ХХ}}$  – вихідна напруга при холостому ході каскаду (тобто, за відсутності зовнішнього навантаження  $R_{\text{н}}$ ), а  $(I_{\text{вих}})_{\text{КЗ}}$  – вихідний струм при короткому замиканні вихідних затискачів (мається на увазі коротке замикання для змінних складових).



Вихідний опір характеризує навантажувальну здатність каскаду: чим він менший, тим більший струм можна відбирати на зовнішнє навантаження й тим меншим може бути зовнішній опір.

За фізичним змістом вихідний опір схеми – це диференційний опір, який можна виміряти з боку відімкненого зовнішнього навантаження ( $R_H = \infty$ ). За таких самих умов здійснюють і теоретичний розрахунок значення  $R_{\text{вих}}$ .

Для схеми на рис. 5.3 при  $U_{\text{вх}} = 0$  можна записати

$$R_{\text{вих}} = R_K \quad (5.26)$$

Врахування опору колекторного переходу (тобто внутрішнього опору генератора струму) практично не впливає на отриманий результат.

В [7, 8, 29, 37] докладно проаналізовано перехідні процеси, постійні часу, перехідні та частотні характеристики найпростіших підсилювачів, тому вони тут не розглядаються.

### 5.2.2 Найпростіші підсилювачі на польових транзисторах

На рис. 5.6 показано схему підсилювального каскаду на польовому транзисторі з затвором у вигляді р-n-переходу (з каналом n-типу), що використовує одне джерело живлення  $E_c$ . Початковий режим роботи польового транзистора забезпечується значенням постійного струму стоку  $I_{0c}$  і відповідною йому постійною напругою на стоці  $U_{0c}$ .

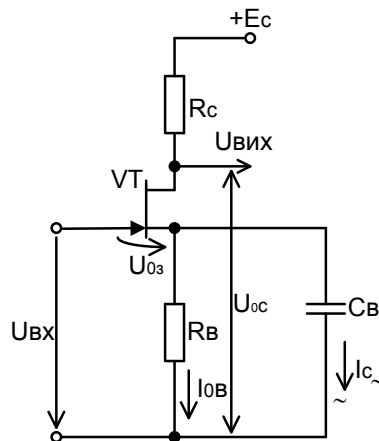


Рисунок 5.6 – Підсилювач на польовому транзисторі

Струм  $I_{0c}$  у вихідному (стоковому) колі встановлюється за допомогою джерела живлення  $E_c$  і початкової напруги зміщення на затворі  $U_{03}$ , від'ємної полярності відносно витoku (для польового транзистора з р-каналом – додатної полярності). Також напруга  $U_{03}$  забезпечується за рахунок того самого струму  $I_{03}$ , що протікає через резистор у колі витoku  $R_b$ , тобто,  $U_{03} = I_{03}R_b$ . Змінюючи опір  $R_b$ , можна змінювати напругу  $U_{03}$  і струм

стоку  $I_{0c}$ , встановлюючи їхнє потрібне значення. Напругу  $U_{0c}$  в подібній схемі можна знайти з виразу

$$U_{0c} = E_c - I_{0c} (R_B + R_C). \quad (5.27)$$

Резистор  $R_B$ , крім функції автоматичного зміщення на затворі, виконує функцію термостабілізації режиму роботи підсилювача за постійним струмом, стабілізуючи значення  $I_{0c}$ . Щоб на цьому опорі не виділялась напруга за рахунок змінної складової струму  $I_c$  (що призвело б до наявності від'ємного зворотного зв'язку за сигналом), його шунтують конденсатором  $C_B$ , ємність якого визначається з умови  $C_B \gg 1/(\omega R_B)$ , де  $\omega$  – кутова частота підсилюваного сигналу.

Активний режим роботи польового транзистора забезпечується резистором у колі стоку  $R_C$ , з якого знімається змінний вихідний сигнал за наявності вхідного підсилюваного сигналу. Як правило,  $R_C \approx R_{вх}$ . Тому, якщо навантаженням підсилювального каскаду на польовому транзисторі є вхідний опір аналогічного каскаду підсилення, то опори навантаження підсилювача постійної та змінної складових струму стоку для області середніх частот приблизно рівні, тобто,

$$R_c \approx R_{c\sim} = R_C R_B / (R_C + R_B). \quad (5.28)$$

Для розрахунку параметрів потрібно задати струм стоку транзистора. З передатної характеристики визначається відповідне цьому струму значення напруги  $U_{св}$ . Залежно від вибраного значення струму стоку вона може набувати значення від нуля до  $U_0$  (пробою). Тому тут не можна вибрати, як це робилось для біполярного транзистора, приблизно постійне значення цієї величини. Для обчислення  $U_{св}$  використаємо вираз (5.29):

$$U_{св} = U_0 (1 - \sqrt{I_c / I_{св}}). \quad (5.29)$$

З цього виразу можна визначити опір у колі витоку

$$R_B = |U_{св}| / I_c = |U_0| / I_c (1 - \sqrt{I_c / I_{св}}). \quad (5.30)$$

Як приклад задамо такі параметри польового транзистора:  $I_{св} = 10$  мА,  $U_0 = -3$  В і виберемо значення  $I_c = 3$  мА. При цьому

$$U_{св} = -3 \text{ В} (1 - \sqrt{3\text{ мА} / 10\text{ мА}}) = -1,36 \text{ В}.$$

Опір у колі витоку  $R_B$  складатиме  $R_B = 1,36 \text{ В} / 3 \text{ мА} = 452 \text{ Ом}$ .

Розглянемо найпростіші підсилювачі на МДН-транзисторах. Існує два схемних варіанти таких підсилювачів – з резистивним (пасивним) та з активним навантаженням (рис. 5.7). В підсилювальних каскадах МДН-транзистори завжди працюють на пологих ділянках характеристик, де крутизна й коефіцієнт підсилення транзистора мають максимальне значення.

В підсилювачі з резистивним навантаженням (рис. 5.7, а) режим спокою характеризується такими потенціалами

$$E^{\circ}_B = -E_B; \quad (5.31, \text{ а})$$

$$U^{\circ}_C = E_C - I^{\circ}_C R_C. \quad (5.31, \text{ б})$$

Для того, щоб транзистор був відкритим, напруга  $U^{\circ}_{зв}$  має перевищувати порогову напругу; значить, в даній схемі має виконуватись умова  $E_B > U_0$ . Потенціал  $U^{\circ}_C$  зручно робити рівним нулю. Це полегшує каскадування підсилювачів: можна безпосередньо з'єднати стік попереднього каскаду з затвором наступного.

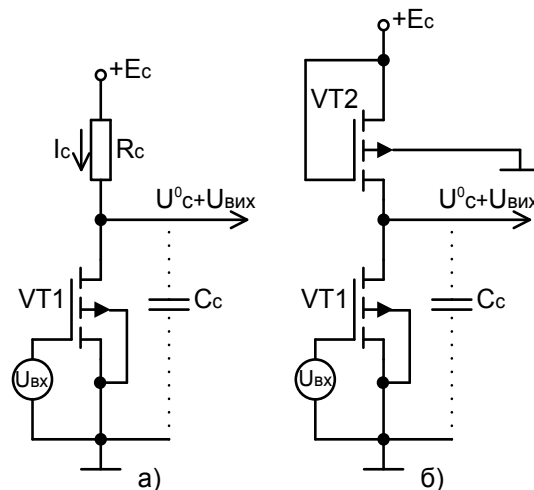


Рисунок 5.7 – Підсилювальні каскади на МДН-транзисторах:

- а) з лінійним навантаженням;
- б) з нелінійним навантаженням

Для області насичення, тобто для пологих ділянок ВАХ

$$I_C = 1/2b(U_{зв} - U_0)^2. \quad (5.32)$$

Струм спокою  $I^{\circ}_C$  легко записати, підставляючи  $U_{зв} = U^{\circ}_3 - U^{\circ}_B$  у формулу (5.32)

$$I^{\circ}_C = 1/2b(E_C - U_0)^2.$$

Звідси, задаючись струмом  $I^{\circ}_0$ , можна знайти потрібне значення  $E_C$ .

Якщо напруги живлення  $E_c$  і  $E_b$  стабілізовані, то дрейф постійних складових  $I_c^\circ$  і  $U_c^\circ$  зумовлені, насамперед, дрейфом параметрів  $U_0$  і  $b$ . Як відомо [29, 37], існує критичне значення струму  $I_c$ , при якому температурний дрейф мінімальний (у вузькому діапазоні температур він близький до нуля). При струмах, більших критичного, температурний коефіцієнт струму додатний, а при струмах, менших критичного, – від’ємний.

Перейдемо до оцінювання коефіцієнта підсилення. Якщо покласти диференціальний опір стоку на пологій ділянці нескінченно великим ( $r_c = \infty$ ), то з малосигнальної еквівалентної схеми на рис. 5.8 витікає  $I_c = S U_{вх}$  і, відповідно,

$$U_{вих} = -I_c R_c = -S R_c U_{вх}. \quad (5.33)$$

Тоді коефіцієнт підсилення буде мати вигляд

$$K = U_{вих} / U_{вх} = -S R_c. \quad (5.34)$$

Якщо ж опір  $r_c$  має кінцеве значення, порівнянне з  $R_c$ , то повний струм  $S U_{вх}$  розподіляється між  $R_c$  і  $r_c$ . При цьому струм стоку виявляється рівним

$$I_c = S U_{вх} r_c / (r_c + R_c).$$

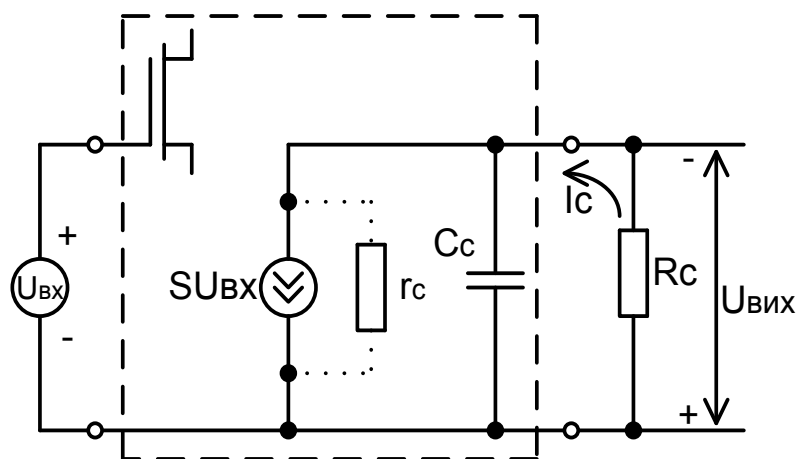


Рисунок 5.8 – Еквівалентна схема стокового кола підсилювального каскаду

Відповідно,  $U_{вих} = -I_c R_c = -S (r_c \parallel R_c) U_{вх}$ .

Тоді коефіцієнт підсилення можна записати у вигляді

$$K = -\mu / (1 + r_c / R_c), \quad (5.35)$$

де  $\mu = S r_c$  – власний коефіцієнт підсилення транзистора.

З виразу (5.35) видно, що максимальний коефіцієнт підсилення  $|K| = \mu$  отримується за умови  $R_c \gg r_c$ . На практиці ця умова не виконується; виникає суттєвий спад напруги  $I_c R_c$  і, відповідно, потрібна велика напруга живлення  $E_c$  (5.31, б). Тому, зазвичай,  $R_c \leq (0,2-0,3)r_c$  і, відповідно,  $|K| \leq 0,2\mu$ .

Наближений розрахунок елементів підсилювача можна провести за такими формулами:

$$R_b \leq (0,1 \div 0,3) E_c / I_{33}; R_c = (0,7 \div 0,9) E_c - U_{33} / I_{33}. \quad (5.36)$$

На рис. 5.7, б зображено схему підсилювача з активним навантаженням. В цій схемі навантажувальний транзистор UT2 працює на положистій ділянці характеристики. Тому його вхідний опір на малому сигналі можна знайти, диференціюючи струм  $I_{c2}$  за напругою  $U_{св2}$  [29]

$$R_c = dU_{c2} / dI_{c2} = 1/S_2, \quad (5.37)$$

де  $S_{c2}$  – крутизна транзистора UT2.

Внутрішній опір  $r_{c2}$  вважається таким, що прямує до нескінченності, тому його враховувати необов'язково.

Заміняючи у виразі (5.35) опір  $R_c$  на  $1/S_2$ ; коефіцієнт  $\mu$  – на  $\mu_1$  і підставляючи  $r_c = \mu_1/S_1$ , отримаємо

$$K = -\mu_1 / [\mu_1(S_2/S_1) + 1] \approx -S_1/S_2, \quad (5.38)$$

(бо  $\mu_1(S_2/S_1) \gg 1$ ).

Оскільки струми обох транзисторів однакові, відношення  $S_1/S_2$  можна записати так:

$$S_1/S_2 = \sqrt{b_1/b_2}. \quad (5.39)$$

Введемо коефіцієнт  $B$ , який характеризує геометрію транзисторів [29],

$$B = b_1/b_2 = (Z_1/L_1)/(Z_2/L_2). \quad (5.40)$$

При однакових довжинах каналів

$$B = Z_1/Z_2. \quad (5.41)$$

Тоді коефіцієнт підсилення можна записати у вигляді

$$K = -\sqrt{B}. \quad (5.42)$$

Отже, коефіцієнт підсилення визначається розмірами каналів активного й навантажувального транзисторів, перш за все, відношенням ширин каналів. Відношення  $Z_1/Z_2$  важко зробити більшим 50–100, тому коефіцієнт підсилення, як правило, складає всього декілька одиниць.

Відзначимо, що коефіцієнт підсилення пов'язаний з режимом спокою підсилювача. Дійсно, коли значення струмів обох транзисторів будуть дорівнювати один одному і, використовуючи коефіцієнт  $B$ , легко отримати співвідношення

$$(U_{зв2}^{\circ} - U_0)/(U_{зв1}^{\circ} - U_0) = \sqrt{B} = |K|. \quad (5.43)$$

Підставимо сюди значення  $U_{зв1}^{\circ} = E_B$  і  $U_{зв2}^{\circ} = E_C - U_c^{\circ}$ , (див. рис. 5.7, б). Тоді зв'язок між коефіцієнтом підсилення та режимом спокою можна зобразити у вигляді

$$[E_C - (U_c^{\circ} + U_0)]/(E_B - U_0) = |K|.$$

Цей вираз і за формою, і за змістом аналогічний виразу (5.20) для підсилювача на біполярних транзисторах. Зрозуміло, що напруга  $E_B$  має бути суттєво меншою  $E_C$ ; однак вона має помітно перевищувати  $U_0$ , щоб запобігти нестабільності.

### 5.3 Диференційні підсилювачі

Диференційний підсилювач – це підсилювач з двома входами. Він призначається для підсилення напруг, які прикладені у протифазі до двох входів, і в ідеалі не реагує на будь-яку напругу, подану одночасно на два входи.

Диференційний підсилювач – один з найважливіших різновидів транзисторних підсилювачів, які широко використовуються в аналогових ІС різного типу: ОП, компараторах і стабілізаторах напруги, відео-підсилювачах, балансних модуляторах і демодуляторах, пристроях вибирання та зберігання аналогових сигналів.

Диференційний підсилювач – це перший (вхідний) каскад ОП та інших інтегральних систем, тому він визначає більшість найважливіших робочих характеристик ІС: напругу зміщення ( $U_{зМ}$ ), вхідний струм зміщення ( $I_б$ ), вхідний струм зсуву ( $I_{зс}$ ), вхідний опір і коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу.

Цей підрозділ присвячено короткому вивченню основних принципів роботи диференційного підсилювача. Спочатку розглянемо диференційні підсилювачі на біполярних транзисторах, а далі – диференційні підсилювачі, побудовані на основі МДН-транзисторів і польових транзисторів з керуванням р-п-переходом.

### 5.3.1 Диференційний підсилювальний каскад з резисторним навантаженням

Диференційний підсилювальний каскад являє собою балансну підсилювальну схему, призначену для підсилення різниці між двома вхідними напругами. На рис. 5.9 показано принципову схему диференційного підсилювального каскаду на біполярних транзисторах і з резисторами навантаження. Оскільки диференційний підсилювач служить першим каскадом фактично всіх ОП, корисно коротко описати властивості

Диференційний підсилювач має підсилювати різницю напруг, що подаються на два його входи ( $U_{\text{б}1} - U_{\text{б}2}$ ), але не має підсилювати рівні сигнали  $U_{\text{б}1} = U_{\text{б}2}$  при  $\Delta U_{\text{вх}} = U_{\text{б}1} - U_{\text{б}2} = 0$ . Якщо припустити, що резистори  $R_1 = R_2$  і транзистори в обох плечах схеми точно узгоджені, тобто мають однакові параметри, то струми  $I_1$  і  $I_2$  в кожному плечі схеми будуть однаковими і складатимуть половину струму  $I_0$  при нульовій різниці вхідних напруг

$$I_1 = I_2 = I_0/2. \quad (5.44)$$

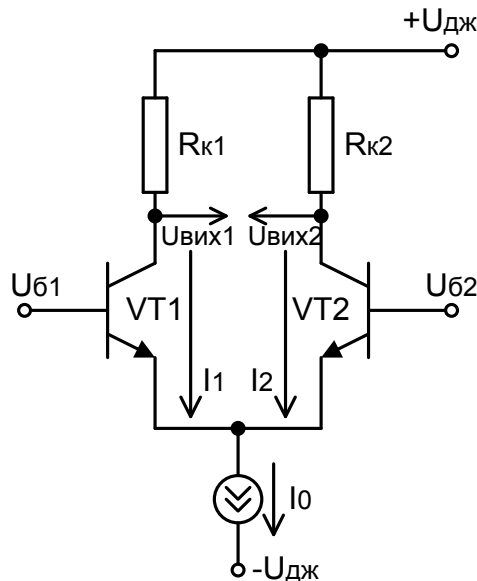


Рисунок 5.9 – Основна схема диференційного підсилювача

Так само при точному узгодженні в обох плечах схеми вихідні напруги будуть дорівнювати:

$$U_{\text{вих}1} = U_{\text{вих}2} \approx E_{\text{д}} - I_0 R_{\text{к}}/2, \quad (5.45)$$

а 
$$\Delta U_{\text{вих}1} = U_{\text{вих}1} - U_{\text{вих}2} = 0.$$

Використання джерела струму  $I_0$  забезпечує стабільність робочої точки – струмів  $I_{\text{е}}^{\circ}$  і напруг  $U_{\text{к}}^{\circ}$ .

Розглянемо принцип дії ДП. В основі роботи ДП лежить ідеальна симетрія обох його плечей, тобто ідентичність параметрів VT1, VT2 і рівність опорів  $R_{к1}$ ,  $R_{к2}$ . При цьому при  $\Delta U_{вх} = 0$  струми й колекторні потенціали будуть однаковими, і вихідна напруга буде дорівнювати нулю. В силу симетрії нульове значення  $\Delta U_{вх}$  зберігається при одночасній й однакою зміні струмів в обох плечах, якими б причинами такі зміни не викликалися. Отже, в ідеальному ДП дрейф вихідної напруги відсутній, хоча в кожному з плечей він може бути порівняно великим.

Подамо на бази однакові прирости напруг ( $\Delta U_{б1} = \Delta U_{б2}$ ). Такі сигнали називають синфазними. Під дією синфазних сигналів потенціал емітерів змінюється на таке ж саме значення, що й потенціали баз  $\Delta U_e = \Delta U_b$  (оскільки напруги на емітерних переходах ( $U^*$ ) можна вважати незмінними). Якщо джерело струму  $I_0$  ідеальне (тобто,  $R_i = \infty$ ), то приріст  $\Delta U_e$  не викликає змін струмів у плечах ДП. Колекторні потенціали не змінюються, і вихідна напруга залишиться рівною нулю. Якщо ж  $R_i \neq \infty$ , то з'явиться приріст струму  $\Delta I_0$ , але він порівну розподілиться між обома плечами ДП і колекторні потенціали зміняться однакою. Отже, й в цьому випадку  $\Delta U_{вх} = 0$ . Значить, в ідеальному ДП синфазні сигнали не впливають на вихідну напругу.

Тепер подамо на бази напруги рівні за модулем, але з протилежними за полярністю значеннями ( $\Delta U_{б1} = -\Delta U_{б2}$ ). Такі сигнали називають диференціальними. Їхня різниця, за означенням, саме і є вхідним сигналом ДП

$$\Delta U_{вх} = \Delta U_{б1} - \Delta U_{б2}.$$

В силу симетрії сигнал  $\Delta U_{вх}$  поділиться порівну між обома емітерними переходами: на одному з них напруга  $U^*$  збільшиться на  $1/2 U_{вх}$ , а на іншому зменшиться на те ж саме значення. Отже, прирости колекторних потенціалів в плечах ДП будуть однаковими за значенням, але різного знаку. В результаті з'явиться вихідна напруга

$$\Delta U_{вх} = \Delta U_{к1} - \Delta U_{к2}. \quad (5.46)$$

Як бачимо, ідеальний ДП реагує тільки на диференціальний сигнал, звідси і назва цього типу підсилювачів.

Оскільки диференціальний сигнал ділиться порівну між емітерними переходами, потенціал середньої точки, тобто потенціал емітерів, залишається незмінним. Отже, при аналізі диференціальних сигналів можна вважати потенціал  $U_e$  заданим, а точку Е заземленою для змінних складових.

Будь-яку комбінацію напруг  $\Delta U_{б1}$  і  $\Delta U_{б2}$  можна зобразити у вигляді суми синфазної й складових:



$$\Delta U_{\text{б1}} = U_{\text{вх с}} + 1/2 U_{\text{вх д}}; \quad (5.47, \text{ а})$$

$$\Delta U_{\text{б2}} = U_{\text{вх с}} - 1/2 U_{\text{вх д}}. \quad (5.47, \text{ б})$$

Зручність такого зображення полягає в тому, що дію кожної зі складових можна аналізувати окремо.

Синфазна й диференціальна складові вхідного сигналу виражаються формулами:

$$U_{\text{вх с}} = 1/2(\Delta U_{\text{б1}} + \Delta U_{\text{б2}}); \quad (5.48, \text{ а})$$

$$U_{\text{вх д}} = \Delta U_{\text{б1}} - \Delta U_{\text{б2}}. \quad (5.48, \text{ б})$$

Вихідну напругу також можна зобразити як суму синфазної і диференційної складових:

$$U_{\text{вих с}} = 1/2(\Delta U_{\text{к1}} - \Delta U_{\text{к2}}); \quad (5.49, \text{ а})$$

$$U_{\text{вих д}} = \Delta U_{\text{к1}} - \Delta U_{\text{к2}}, \quad (5.49, \text{ б})$$

де  $\Delta U_{\text{к}}$  – приріст колекторних потенціалів відносно потенціалу спокою  $U_{\text{к}}^{\circ}$ .

На рис. 5.9 диференційні складові  $U_{\text{вх.д}}$  і  $U_{\text{вих.д}}$  записані без індексу «д».

Важливу роль в роботі ДП відіграє постійність струму  $I_0$ . Якщо джерело струму ідеальне (тобто  $R_i = \infty$ ), то синфазна складова сигналу викликає приріст тільки емітерного потенціалу  $\Delta U_e = \Delta U_{\text{б}} = \Delta U_{\text{вх с}}$ . Струми в плечах та колекторні потенціали залишаються незмінними.

Якщо ж джерело струму неідеальне, тобто має кінцевий опір  $R_i$ , то приріст  $\Delta U_e$  викликає приріст струму  $\Delta I_0 = \Delta U_e / R_i$ . Цей приріст ділиться між обома плечами ДП і викликає приріст колекторних потенціалів  $\Delta U_{\text{к1}}$  і  $\Delta U_{\text{к2}}$ . У випадку, коли плечі ідентичні, ці прирости однакові  $\Delta U_{\text{к1}} = \Delta U_{\text{к2}}$ ; тоді на виході, згідно з (5.49), отримуємо лише синфазну складову. А у випадку, коли плечі неідентичні, прирости колекторних потенціалів неоднакові  $\Delta U_{\text{к1}} \neq \Delta U_{\text{к2}}$ ; тоді на виході поряд з синфазною з'являється паразитна диференціальна складова.

У загальному випадку співвідношення між синфазними і диференціальними складовими можна записати за допомогою двох рівнянь

$$U_{\text{вих с}} = K_{\text{сс}} U_{\text{вх с}} + K_{\text{сд}} U_{\text{вх д}}; \quad (5.50, \text{ а})$$

$$U_{\text{вих д}} = K_{\text{дс}} U_{\text{вх с}} + K_{\text{дд}} U_{\text{вх д}}. \quad (5.50, \text{ б})$$

Тут коефіцієнти  $K$  є коефіцієнтами передачі відповідних складових з входу на вихід. В ідеальному ДП взаємні коефіцієнти  $K_{cd}$  і  $K_{dc}$  дорівнюють нулю.

Розглянемо основні параметри ДП, зокрема коефіцієнт підсилення диференційної складової  $K_{dd}$ . Його часто називають просто коефіцієнтом підсилення і позначають через  $K$ .

Коефіцієнт підсилення кожного плеча визначається як відношення вихідного і вхідного сигналів.

$$K = U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}}. \quad (5.51)$$

Вихідним сигналом прийнято вважати змінну складову колекторної напруги  $\Delta U_K$  (тому потенціал колектора рівний  $U_K + U_{\text{вих}}$ ). Оскільки

$$\begin{aligned} U_{\text{вих}} &= -\alpha I_e R_K, \\ I_e &= U_{\text{вх}} / [r_e + (1-\alpha)(R_T + r_b)]. \end{aligned} \quad (5.52)$$

Коефіцієнт підсилення кожного плеча можна отримати з (5.19), вважаючи  $R_e = 0$ . Оскільки в кожному плечі підсилюється сигнал  $1/2 U_{\text{вх}}$ , а на виході підсилені сигнали додаються, коефіцієнт підсилення ДП дорівнює коефіцієнту підсилення окремого плеча.

Якщо у вираз (5.19) підставити значення  $R_e = 0$ , то отримаємо

$$K = -\alpha R_K / [r_e + (1-\alpha)(R_T + r_b)], \quad (5.53)$$

або

$$K = -R_K \beta / [r_e(1 + \beta) + R_T + r_b].$$

Очевидно, що коефіцієнт підсилення ДП більший, ніж у найпростішого підсилувача. Отже, окрім відсутності (чи набагато меншого) дрейфу, ДП характерний більший коефіцієнт підсилення, що є його другою важливою перевагою.

У випадку низькоомних джерел сигналу ( $R_T$  менше 1 кОм) і невеликих робочих струмів (менше 1 мА) другим доданком в знаменнику (5.53) можна знехтувати; тоді

$$K = -\alpha(R_K/r_e), \quad (5.54)$$

або

$$K = -\beta R_K / r_e(1 + \beta) \approx -R_K / r_e.$$

Підставляючи сюди значення  $R_K$  з (5.45) і значення  $r_e = \phi_T / I_e^\circ$ , отримаємо коефіцієнт підсилення у формі

$$K = -(E_{дж} - U_K^\circ) / \phi_T. \quad (5.55)$$

Як бачимо, коефіцієнт підсилення ДП, як і в найпростіших підсилювачах, пов'язаний з напругою живлення та колекторною напругою в режимі спокою. Знаменник  $\varphi_T$  у виразі (5.55) має мале значення і залежить безпосередньо від температури.

Коефіцієнт підсилення синфазної складової, згідно з (5.50), визначається як

$$K_{cc} = U_{вих\ c} / U_{вх\ c} \text{ при } U_{вх\ д} = 0.$$

Для аналізу роботи схеми у цьому режимі треба у схемі з'єднати обидві бази і подати на них сигнал  $U_{вх\ c}$ . Допускаючи, що  $U^* = \text{const}$ , отримуємо  $\Delta U_e = \Delta U_{вх\ c}$ . При цьому, якщо опір джерела струму дорівнює  $R_i$ , струм  $I_0$  змінюється на  $\Delta I_0 = \Delta U_{вх\ c} / R_i$ , а колекторні потенціали – на  $\alpha(\frac{1}{2} \Delta I_0)R_k$ . Тоді

$$K_{cc} = -(\alpha R_k) / 2R_i. \quad (5.56)$$

Зазвичай  $R_k / R_i < 1$ , а значить, і  $K_{cc} < 1$ .

Коефіцієнт  $K_{cd}$ , згідно (5.50), характеризує вплив диференційної складової сигналу на синфазну складову вихідної напруги

$$K_{cd} = U_{вих\ c} / U_{вх\ д} \text{ при } U_{вх\ c} = 0.$$

Оскільки диференційний сигнал розподіляється між обома емітерними переходами порівну, головною причиною зміни середнього колекторного потенціалу є неідентичність коефіцієнтів підсилення плечей  $K_1$  і  $K_2$ . Можна вважати, що

$$K = 1/2(K_1 + K_2).$$

Однак, головною причиною неідентичності коефіцієнтів підсилення є різниця опорів  $R_k$ , припустимо що  $\Delta K / K = \Delta R_k / R_k$ . Тоді

$$K_{cd} = K(\Delta R_k / R_k).$$

Наприклад, якщо  $\Delta R_k / R_k = 0,02$ , то  $K_{cd} = 0,02$ .

Значить, зміни постійної складової колекторних потенціалів під дією диференційного сигналу в десятки разів менші вихідної напруги.

Той факт, що робота ДП тримається на ідентичності його плечей, пояснює популярність саме інтегральних підсилювачів (та створених на них схемах) в мікроелектроніці. Тільки в ІС, де елементи розміщені один від одного на відстані десятків або одиниць мікрон, можна забезпечити ідентичність параметрів, температурних коефіцієнтів і т. п.

Розглянемо вхідний опір диференційного підсилювача. Розрізняють вхідні опори ДП для диференційної та синфазної складових сигналу. Ці опори суттєво різні.

Для диференційної складової вхідний опір дорівнює подвоєному вхідному опору кожної половини ДП

$$R_{\text{вх д}} = 2[(\beta + 1)r_e + r_{\text{б}}]. \quad (5.57)$$

Нехай, наприклад,  $\beta = 100$ ,  $r_e = 25 \text{ Ом}$  і  $r_{\text{б}} = 150 \text{ Ом}$ , тоді  $R_{\text{вх д}} = 5,35 \text{ кОм}$ .

Опір  $r_e$  обернено пропорційний струму спокою  $I_e^\circ$ . Тому для збільшення вхідного опору доцільно використовувати ДП в режимі малих струмів – у мікрорежимі. Крім того, доцільно використовувати транзистори з високим значенням  $\beta$ , наприклад, пари Дарлінгтона (рис. 5.10). Водночас кожні два транзистори на вході схеми VT1, VT3 і VT2, VT4 виявляються еквівалентними одному транзистору з ефективним коефіцієнтом підсилення за струмом  $\beta_0$ , що визначається співвідношенням

$$\beta_0 = \beta_1\beta_3 = \beta_2\beta_4.$$

Для синфазної складової вхідний опір визначається опором джерела струму  $R_i$ . Припускаючи, що  $\Delta U_e = U_{\text{вхс}}$ , отримаємо приріст струму. Перейшовши від коефіцієнта  $\alpha$  до  $\beta$ , знаходимо синфазний вихідний опір

$$R_{\text{вх с}} = (\beta + 1)R_i. \quad (5.58)$$

Оскільки  $R_i \gg r_e$ , опір  $R_{\text{вх с}}$  набагато перевищує  $R_{\text{вх д}}$ .

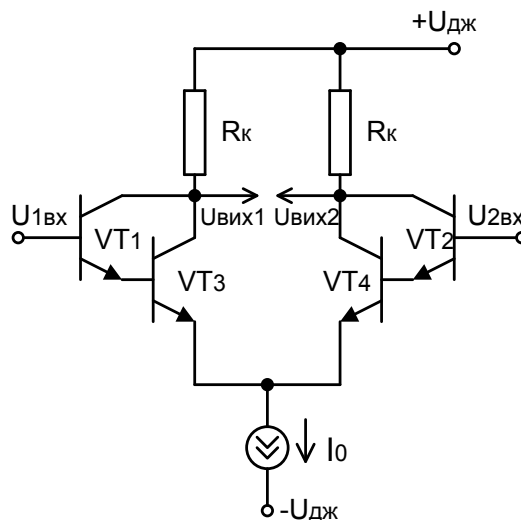


Рисунок 5.10 – Диференційний каскад із вхідними транзисторами, з'єднаними за схемою Дарлінгтона

Використання схеми Дарлінгтона дозволяє підвищити вхідний опір диференційного підсилювача до 10–20 МОм при вхідних струмах порядку 5–10 нА. На жаль, базові струми і спад напруг на переході база-емітер  $U_{бе}$  в складеному транзисторі, з'єднаному за схемою Дарлінгтона, виявляються узгодженими не настільки добре, як в окремих транзисторах. З цієї причини напруга зміщення та її температурний дрейф збільшуються, як правило, до  $\pm 3$  мВ і  $\pm 15$  мкВ/°С, відповідно. Крім того, зміни коефіцієнта підсилення  $\beta$  складеного транзистора при змінах температури приводять до суттєвих змін вхідних струмів і вхідних опорів.

Інші параметри диференційного підсилювача розглянуто в [10, 29].

### 5.3.2 Диференційний підсилювальний каскад з активним навантаженням

Використання активного навантаження в диференційних підсилювачах дозволяє збільшувати коефіцієнт підсилення за напругою до 60 дБ і більше. На рис. 5.11 наведено практичну схему диференційного каскаду, в якій немає жодного резистора.

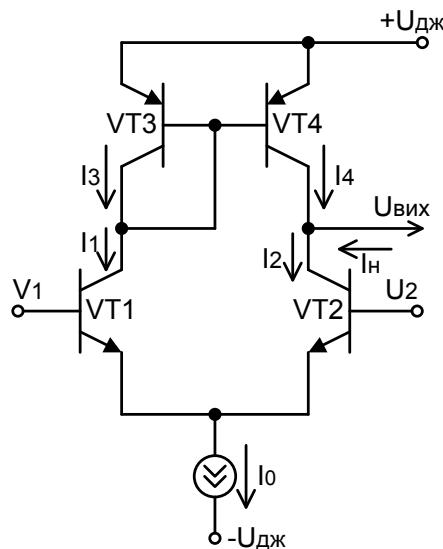


Рисунок 5.11 – Схема диференційного каскаду з активним навантаженням

Транзистор VT3, ввімкнений як діод, задає рівень зміщення на транзистор VT4 р-n-p-типу і викликає появу різниці струмів в колекторних колах транзисторів VT1 і VT2, яка визначає значення вихідної напруги  $U_{вих}$  на єдиному виході. Джерело струму VT3 служить як опір навантаження транзистора VT2. Струм цього стабілізованого джерела, проте, не є незмінним, оскільки транзистор VT4 разом із транзистором VT3 створюють, відносно колекторного струму транзистора VT1, так звану схему струмового дзеркала. Припустимо, що транзистори VT3 і VT4 зовсім ідентичні й напруги база-емітер у них рівні. У цьому випадку колекторні струми обох транзисторів однакові, тобто,  $I_3 = I_4$ . Отже, будь-який струм через VT3 буде «дзер-

кальним відображенням» струму через VT4. Коефіцієнт підсилення каскаду визначається вихідним опором другого транзистора VT2 і вхідним опором каскаду й зазвичай знаходиться в межах від 50 до 60 дБ. Вихідний опір даної схеми дорівнює  $R_{\text{вих}} = R_{k4} * || R_{k2} * \approx R_{k4} *$ . Як правило,  $R_{k4} * = 15 \div 20 \text{ кОм/мА}$  (оскільки  $R_{k2} * > R_{k4} *$ ). Основною перевагою схеми є більш широкий динамічний діапазон напруги додатної амплітуди, що подається на симетричний вхід, котрий складає значення, що приблизно дорівнює  $(U_{\text{впс}} - U_{\text{бе}})$ . Основний недолік даної схеми: при балансі вхідних напруг – напруги на колекторах транзисторів VT1 і VT2 будуть різними, що, в кінцевому підсумку, призводить до збільшення напруги зміщення через ефект модуляції ширини базової області. Невелике значення коефіцієнта підсилення  $\beta$  транзистора р-п-р-типу, що використовується як навантаження, також є причиною додаткової розбіжності колекторних струмів, що, також збільшує напругу зміщення. Типове значення напруги зміщення для схеми (див. рис. 5.11) не менше 3 мВ.

На рисунку 5.12 показана ще одна схема диференційного підсилювача з більшим коефіцієнтом підсилення, яка використовується у більшості сучасних операційних підсилювачів у вигляді вхідного каскаду. Хоча ця схема трохи складніша за схему, наведену на рис. 5.11, але її суттєвою перевагою є відсутність впливу модуляції ширини бази на напругу зміщення. Це пояснюється тим, що вхідні транзистори в цій схемі весь час працюють при тій самій напрузі на колекторі й через них протікає однаковий струм.

Крім того, наявність у схемі каскаду з загальною базою на транзисторі р-п-р-типу, ввімкненого послідовно з вхідними транзисторами VT1 і VT2, зумовлює більш високий вхідний опір. В цій схемі зазвичай в ролі транзисторів VT9, VT4 і VT5 використовуються бокові р-п-р-транзистори.

Роботу схеми можна пояснити так. Дві пари транзисторів VT1, VT3 і VT2, VT4, емітери яких з'єднані між собою, еквівалентні двом транзисторам р-п-р типу зі з'єднаними емітерними виводами, що мають еквівалентний коефіцієнт підсилення за струмом на низькій частоті, який дорівнює коефіцієнту підсилення п-р-п транзисторів VT1 і VT2. На транзистори VT3 і VT4 р-п-р типу зміщення подається з загального джерела постійного струму  $I_6$ . Якщо припустити, що напруги між базою й емітером транзисторів VT1 і VT2, VT7 і VT8 добре узгоджені, то колекторні струми, через кожен з цих транзисторів, будуть приблизно рівними. Транзистор VT6 задає рівень зміщення на транзистори VT7 і VT8, а також служить каскадом, який має коефіцієнт підсилення, що дорівнює одиниці, й перетворює напругу на колекторі транзистора VT7 у базову напругу (тим самим збільшується його коефіцієнт підсилення  $\beta$ ), що керує транзистором VT8. Таким чином диференційний вихід каскаду перетворюється в єдиний вихід з колектора транзистора VT8. В схемі такого типу, що наведена на рис. 5.12, можна отримати коефіцієнт підсилення напруги, що перевищує 60 дБ.

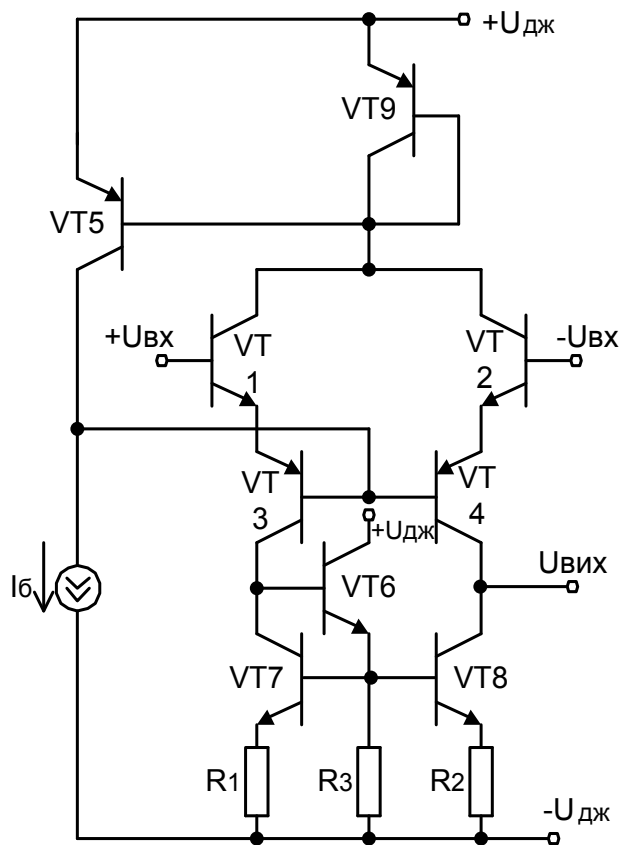


Рисунок 5.12 – Схема диференційного підсилювача з активним навантаженням, що має більш високий коефіцієнт підсилення

Реальний коефіцієнт підсилення за напругою визначається значенням вхідного опору другого каскаду й опором колекторних кіл транзисторів VT4 і VT8. Рівень постійної напруги на виході наближається до потенціалу від'ємної шини джерела живлення. Остання обставина усуває потребу мати додатковий транзистор для зсуву рівня постійної напруги при з'єднанні з наступним каскадом.

Оскільки при одночасному виготовленні на одному кристалі транзисторів p-n-p і p-n-p типів не вдається отримати точно задані абсолютні значення характеристик транзисторів p-n-p типу, в схемі для стабілізації робочої точки транзисторів VT3 і VT4 передбачене коло зворотного зв'язку. У схемі на рис. 5.12 коло зворотного зв'язку створене транзисторами p-n-p типу VT5 і VT9. Транзистор VT9 визначає рівні струмів, що протікають через транзистори VT1 і VT2. Він також визначає значення струму через транзистор VT5, який також регулює базові струми транзисторів VT3 і VT4 шляхом додавання чи віднімання струмів транзистора VT5 і джерела постійного струму  $I_6$ . В диференційному підсилювачі такий зворотний зв'язок, ще й покращує стабільність рівня зміщення й придушення синфазних сигналів. При цьому не виявляється ніякого впливу на підсилення диференційного сигналу.

Як видно зі схеми (рис. 5.12) диференційний підсилювач має складне вмикання транзисторів (з ЗК-ЗБ-ЗЕ). Вхідний опір складних диференційних каскадів визначається так [29, 37]:

$$R_{вхд} = 2m\varphi_T/I_{см} = 4m\varphi_T(\beta_{п-п-п} + 1)/[(\beta_{п-п-п} + 1)I_б].$$

Отже, використання активних навантажень (каскади з ЗЕ) дало принциповий вииграш у коефіцієнті підсилення, причому без високоомних резисторів. Опори  $R_1$  і  $R_3$  ввімкнені для підвищення внутрішнього опору джерел навантаження стабільного струму (каскади з ЗЕ). Ці самі опори використовуються для балансування схеми.

Щоб зменшити вхідний струм (похибки), використовують складені транзистори за схемою Дарлінгтона.

Використання схеми Дарлінгтона дозволяє підвищити вхідний опір диференційного підсилювача до 10–20 МОм при вхідних струмах порядку 5–10 нА. На жаль, базові струми й спад напруги на переході база-емітер  $U_{бе}$  в складеному транзисторі, з'єднаному за схемою Дарлінгтона, виходять узгодженими не так добре, як в окремих транзисторах. З цієї причини, напруга зміщення та її температурний дрейф збільшуються, як правило, до  $\pm 3$  мВ і  $\pm 15$  мкВ/°С відповідно.

Нарешті вкажемо, що при використанні активного навантаження рівень напруги на колекторах двох транзисторів диференційного підсилювача залишається практично постійним і однаковим. З цієї причини зменшується частина напруги зміщення, викликана різницею колекторних напруг пари транзисторів.

### 5.3.3 Диференційний підсилювач на польових транзисторах

Для багатьох областей використання потрібен диференційний підсилювач з високим вхідним опором. В принципі для цього можна використовувати біполярні транзистори, ввімкнені за схемою Дарлінгтона, як було розглянуто в попередньому підрозділі. Проте набагато кращі результати для вхідного струму можуть бути досягнуті при використанні польових транзисторів.

Типова схема диференційного підсилювача, виконаного на польових транзисторах, зображена на рис. 5.13. Для визначення параметрів схеми в режимі малого сигналу можна скористатись співвідношеннями, наведеними в підрозділі 5.1. При розрахунку схеми потрібно також мати на увазі, що сумарний струм обох плечей  $I_K$  має вибиратися за умови  $I_K \ll I_{св}$  з тим, щоб р-п-переходи затвор-канал залишались ненасиченими навіть при максимальних вхідних сигналах.



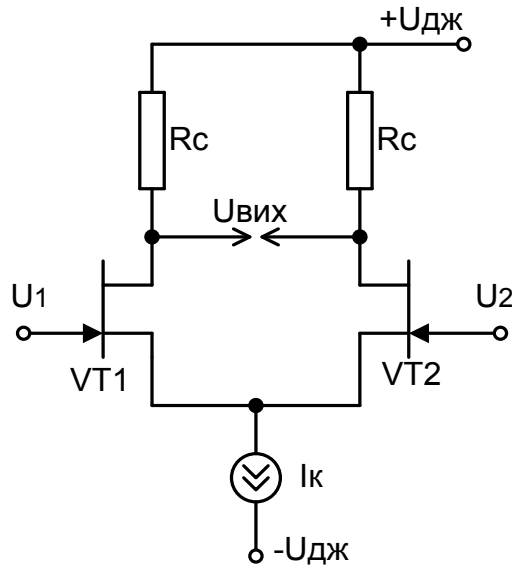


Рисунок 5.13 – Диференційний підсилювач на польових транзисторах

На відміну від біполярних транзисторів передатна характеристика підсилювача на польових транзисторах в режимі великих сигналів залежить від струму  $I_K$ . Для її визначення запишемо для обох транзисторів вирази:

$$U_c = U_{зв1} - U_{зв2} \quad \text{і} \quad I_{c1} + I_{c2} = I_K.$$

Отримаємо залежність

$$\frac{U_c}{|U_0|} = \sqrt{\frac{I_K}{I_{CB}}} \cdot \left( \sqrt{\frac{I_{C1}}{I_K}} - \sqrt{\frac{1 - I_{C1}}{I_K}} \right).$$

Коефіцієнт підсилення диференційного сигналу

$$A_d = dU_{вих1}/dU_c = -dU_{вих2}/dU_2 = -1/2S(R_c || r_{св}) \quad \text{при} \quad U_c = U_1 - U_2.$$

Коефіцієнт підсилення синфазного сигналу

$$A_{сc} = dU_{вих1}/dU_{сe} = dU_{вих2}/dU_{сe} = -1/2 R_c/rR \quad \text{при} \quad U_{c1} = 1/2(U_{вх1} + U_{вх2}).$$

Диференційний вхідний опір  $r_d \approx \infty$ . Синфазний вхідний опір  $r_{сe} \approx \infty$ . Вихідний опір  $r_{вих} = R_c || r_{св}$ . Вхідний струм при відсутності сигналу  $I_c \approx 0$ .

Температурний коефіцієнт напруги затвор-витік польового транзистора має значення того ж порядку, що температурний коефіцієнт напруги база-емітер біполярного транзистора (-2 мВ/К), проте він значно суттєвіше залежить від струму каналу. Як впливає з рис. 5.14, при малих струмах коефіцієнт від'ємний [37], а при великих – додатний. При струмі каналу  $I_{cz}$

він дорівнює нулю. Саме це значення струму транзистора є найбільш придатним для транзисторів диференційного підсилювача, оскільки дрейф робочих точок мало залежить від неточності підбору ідентичної пари польових транзисторів. Струм  $I_{CZ}$  визначається зі співвідношення

$$I_{CZ} \approx (0,4V)^2 (I_{CB}/U_0^2) \approx 100 \div 600 \text{ мкА.}$$

При таких параметрах робочої точки для монолітної пари польових транзисторів можна досягти значень температурного дрейфу порядку  $1 \div 50 \text{ мкВ/К}$ .

Крутизна польового транзистора при струмі  $I_{CZ}$  може бути безпосередньо визначена як  $S_Z = I_{CZ}/0,32 \text{ В}$ .

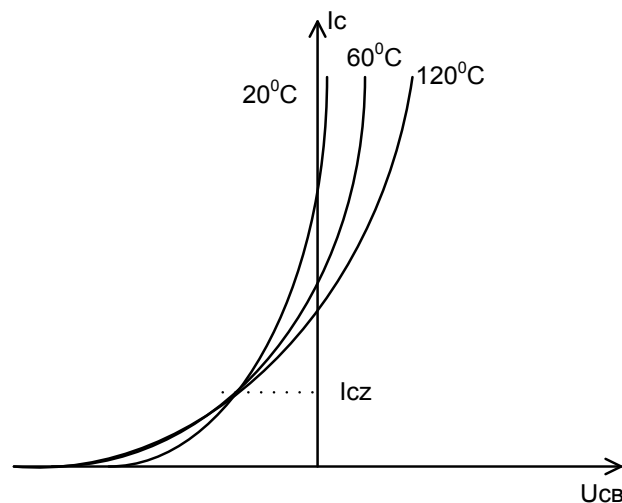


Рисунок 5.14 – Залежність передатної характеристики польового транзистора від температури

Розглянемо диференційний підсилювач на МДН-транзисторах з резистивним навантаженням (рис. 5.15). Знову припустимо, що обидва транзистори мають ідентичні характеристики. В активному режимі роботи передатна характеристика МДН-транзистора має вигляд

$$I_{CB} = K(U_{CB} - U_0)^2,$$

де  $U_0$  – порогова напруга відкриття каналу. Розв’язуючи це рівняння відносно  $U_{CB}$ , отримаємо

$$U_{CB} = U_0 + (I_{CB}/K)^{1/2}.$$

При подачі диференційної вхідної напруги  $U_{вх}$  два стоки будуть визначатись формулами:

$$I_1 = I_{CB1} = I_0/2 + \Delta I \quad \text{і} \quad I_2 = I_{CB2} = I_0/2 - \Delta I,$$

так що

$$U_{зв} = U_0 + [(I_0/2 + \Delta I)/K]^{1/2}, \quad U_{зв} = U_0 + [(I_0/2 - \Delta I)/K]^{1/2}.$$

Таким чином, вираз, що пов'язує  $\Delta I$  і диференційну вхідну напругу  $U_{вх}$ , можна записати у вигляді

$$\begin{aligned} U_{вх} &= U_{з1} - U_{з2} = U_{зв1} - U_{зв2} = [(I_0/2 + \Delta I)/K]^{1/2} - [(I_0/2 - \Delta I)/K]^{1/2} = \\ &= (I_0/K)^{1/2} [(1/2 + \Delta I/I_0)^{1/2} - (1/2 - \Delta I/I_0)^{1/2}]. \end{aligned}$$

Легко помітити, що цей вираз за формою схожий на вираз для передатної характеристики диференційного підсилювача на польових транзисторах з керованим р-п-переходом.

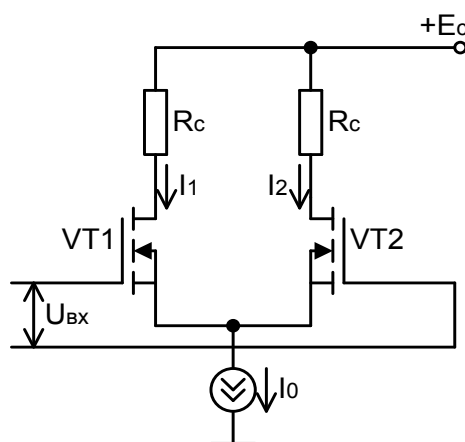


Рисунок 5.15 – Диференційний підсилювач на МДН-транзисторах з резистивним навантаженням

Синфазна передатна провідність диференційного підсилювача на МДН-транзисторах, як і для диференційного підсилювача на біполярних транзисторах, буде визначатися повною вихідною провідністю джерела струму  $I_0$ . За аналогією з диференційним підсилювачем на біполярних транзисторах розраховується вхідний та вихідний опори, але замість струму колектора потрібно брати струм каналу (підрозділ 5.2.1).

Розглянемо диференційний підсилювач на МДН-транзисторах з активним навантаженням. Схема найпростішого МДН-транзисторного ДП показана на рис. 5.16. Плечима цього ДП служать найпростіші каскади з активним навантаженням.

Оскільки диференційний сигнал  $U_{вх}$  ділиться порівну між ділянками затвор-витік активних транзисторів (VT1 і VT3), можна вважати, що коефіцієнт підсилення ДП такий самий, як і окремого плеча,  $K = -S_1/S_2 = -\sqrt{V}$ , де параметр  $V = b_1/b_2$  характеризує геометрію транзисторів VT1 і VT2. Як і в найпростішому каскаді, коефіцієнт підсилення обмежений і, як правило, не перевищує значення 5-7, що набагато менше, ніж у біполярних ДП. Кое-

фіцієнт підсилення синфазної складової визначається за допомогою залежностей:

синфазний сигнал викликає приріст напруги на загальному витоці і на ділянках затвор-витік  $U_{ВХС} = \Delta U_{ЗВ} + \Delta U_{В}$ ;

напруга  $\Delta U_{ЗВ}$  викликає приріст струму  $I_c$  на величину  $\Delta I_c = S \Delta U_{ЗВ}$ ;

напруга  $\Delta U_{В}$  – викликає приріст струму  $I_0$  на величину  $\Delta I_0 = \Delta U_{В} / R_i = (U_{ВХС} - \Delta U_{ЗВ}) / R_i$ .

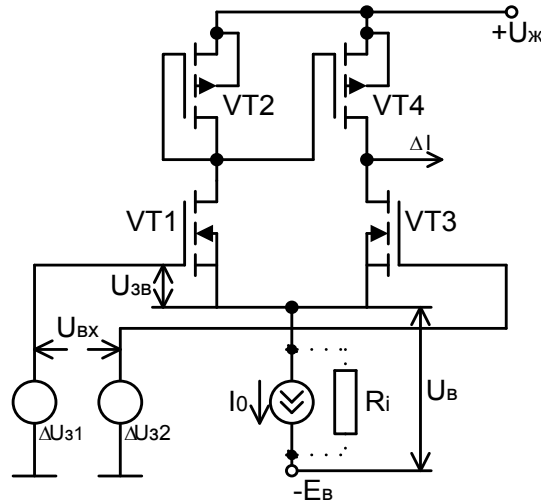


Рисунок 5.16 – Диференційний підсилювач на МДН-транзисторах

Приріст  $\Delta I_0$  розподіляється порівну між обома плечима ДП; отже,  $\Delta I_c = 1/2 \Delta I_0$ . З цієї рівності, підставляючи наведені вище значення струмів, отримаємо

$$\Delta U_{ЗВ} = U_{ВХС} / (2SR_i + 1).$$

Помноживши  $\Delta U_{ЗВ}$  на  $K$  і поділивши на  $U_{ВХС}$ , знаходимо коефіцієнт підсилення синфазної складової

$$K_{CC} = K / (2SR_i + 1).$$

Очевидно, що коефіцієнт  $K_{CC}$  менший, ніж  $K$  (звичайно в десятки разів) і складає частки одиниці.

Коефіцієнт підсилення  $K_{ДС}$ , що лежить в основі коефіцієнта придушення синфазної складової, отримаємо описаним далі способом. Нехай плечі ДП несиметричні, тому  $K_1 \neq K_3$  (індекси стосуються транзисторів  $T_1$  і  $T_3$ ). Тоді диференційний вихідний сигнал, зумовлений синфазним вхідним сигналом, можна записати у вигляді

$$U_{Вих.Д} = (K_1 - K_3) \Delta U_{ЗВ} = (K_1 - K_3) U_{ВХ.С} / (2SR_i + 1).$$

Припускаючи, що  $K_1 = K + \Delta K$  і  $K_2 = K - \Delta K$  (де  $K$  – середнє значення) і поділивши  $U_{\text{вих д}}$  на  $U_{\text{вх с}}$ , отримуємо

$$K_{\text{дс}} = 2\Delta K / (2SR_i + 1).$$

Вхідний опір (як для диференційного, так і для синфазного сигналів) можна вважати практично нескінченно великим, як правило, він складає  $10^{10}$ – $10^{12}$  Ом. Отже, вхідні струми є настільки малими, що ними можна знехтувати. Звідси випливає, що такі параметри ДП, як струм зміщення (різниця вхідних струмів), середній вхідний струм і їх температурний дрейф не є обмежувальними факторами при використанні МДН-транзисторних ДП.

Основним недоліком диференційного підсилювача на польових транзисторах є гірші характеристики узгодження польових транзисторів з керувальним р-n-переходом порівняно зі звичайними біполярними транзисторами. Це привело до порівняно більшого значення напруги зміщення (від 10 до 20 мВ) та його температурного дрейфу (більше 40 мкВ/°С).

Різні види схем, що розглядались в даному підрозділі, складають лише невелику частину числа диференційних підсилювачів (вхідних каскадів), що використовуються на практиці, а також можуть дотепер використовуватись в монолітних операційних підсилювачах. Велику кількість інших схем та множину варіантів схем, які розглядались тут, можна знайти в літературі [7, 8, 10, 11, 29, 37].

## 5.4 Операційні підсилювачі напруги та струму

### 5.4.1 Основні відомості про операційні підсилювачі

Інтегральний операційний підсилювач (ОП) – це аналогова інтегральна мікросхема, на виході якої формується напруга  $U_{\text{вих}}$ , що дорівнює за значенням підсиленій різниці між двома вхідними напругами  $U_1$  і  $U_2$ .

$$U_{\text{вих}} = K_{\text{пс}}(U_1 - U_2),$$

де  $K_{\text{пс}}$  – коефіцієнт підсилення ОП без зворотного зв'язку.

За принципом дії ОП подібний до звичайного підсилювача. Як і звичайний підсилювач, він призначається для підсилення напруги чи потужності вхідного сигналу. Однак якщо властивості й параметри звичайного підсилювача повністю визначені його схемою, то властивості й параметри операційного підсилювача визначаються, переважно, параметрами кола зворотного зв'язку. ОП мають також великий коефіцієнт підсилення, високий вхідний і низький вихідний опори.

Операційні підсилювачі класифікують, виходячи з технології виготовлення, побудови схеми, типу сигнальних входів, вихідної потужності і, нарешті, призначення.

На рисунку 5.17 наведено блок-схему ОП. Перший каскад ОП – диференційний підсилювач. Диференційний підсилювач має високий коефіцієнт підсилення стосовно різниці вхідних сигналів і низький коефіцієнт підсилення щодо однакових сигналів, поданих на входи одночасно (синфазні сигнали).

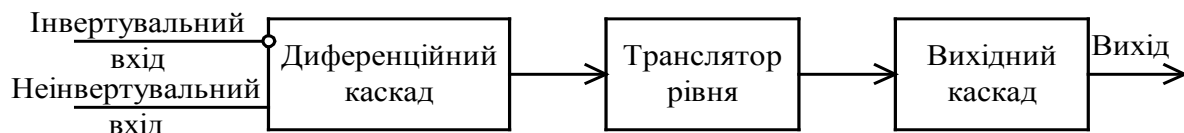


Рисунок 5.17 – Блок-схема операційного підсилювача

Крім того, диференційний підсилювач має високий повний опір щодо будь-яких поданих на його входи сигналів. Вхідний каскад ОП є найбільш важливим, оскільки саме ним визначається значення повного вхідного опору, в ньому ж мінімізується чутливість до синфазних сигналів і напруг зсуву.

За вхідним каскадом, як показано на рис. 5.17, розташований один чи декілька проміжних трансляторів рівня, вони забезпечують зсув напруги спокою на виході підсилювача до рівня, наближеного до нуля, а також потрібного коефіцієнта підсилення за напругою або струмом. Послідовне під'єднання каскадів потрібне для отримання високого загального коефіцієнта підсилення за напругою, а також для забезпечення струму, достатнього для роботи вихідного каскаду. В трансляторах рівня можуть бути використані як диференційні, так і прості схеми.

Кінцевий каскад має забезпечувати низький повний вихідний опір ОП і струм, достатній для живлення заданого навантаження. Крім того, цей каскад має мати достатньо високий повний вхідний опір, щоб не перевантажувати транслятор рівня каскадів. В ролі кінцевого каскаду використовують простий чи комплементарний емітерний повторювач (схему з додатковою симетрією).

Щоб забезпечити можливість роботи операційного підсилювача як з додатними, так і з від'ємними вхідними й вихідними сигналами, використовується двополярна напруга живлення. Як правило, стандартні операційні підсилювачі в інтегральному виконанні працюють з напругами живлення  $\pm 15$  В.

Однак більшість функцій підсилення та перетворення сигналів з меншим успіхом реалізується за допомогою ПС, в ідеальному випадку вихідна напруга ПС визначається коефіцієнтом передачі  $K_R$ , що має розмірність опору. При розімкненому резисторі  $33 K_R$  прямує до нескінченності,

вхідний опір дуже малий, і тому вхід ПС являє собою короткозамкнене коло. ПС може мати вихід як за напругою, так і за струмом. В останньому випадку вихідна напруга залежить також і від опору навантаження.

$$U_{\text{вих}} = K_R (I_{\text{вх1}} - I_{\text{вх2}}).$$

До переваг ПС, щодо підсилювачів напруги, потрібно віднести більш високу швидкодію при простому схемному рішенні. Недоліками схем підсилювачів напруги є значна напруга та струм зміщення і недостатня швидкодія. Існують розробки швидкодійних ПС для використання як перетворювача струм-напруга, тобто вхідного пристрою схеми порівняння струмів АЦП.

Операційний підсилювач та підсилювач струму – це багатокаскадний електронний пристрій, до складу якого входить велика кількість транзисторів, а також інших компонентів.

Розглянемо найбільш суттєві параметри й характеристики операційних підсилювачів [6, 29]:

- коефіцієнт підсилення без зворотного зв'язку ( $K_{\text{ПС}}$ );
- вхідний опір  $R_{\text{вх}}$ ;
- вихідний опір  $R_{\text{вих}}$ ;
- передатна характеристика;
- перехідна характеристика;
- амплітудно-частотна характеристика;
- фазочастотна характеристика.

Існує також низка інших параметрів, що наведені у [6, 29]. Нижче будуть розглянуті вказані параметри ОП без зворотного зв'язку.

Коефіцієнт підсилення без зворотного зв'язку за постійним струмом. Коефіцієнт підсилення можна виразити формулою

$$K_{\text{ПС}} = U_{\text{вих}}/\Delta U_{\text{вх}}.$$

Як правило, цей коефіцієнт знаходиться в межах від  $10^5$  до  $10^7$ .

Диференціальний коефіцієнт підсилення ОП визначається як

$$K_{\text{д.пс}} = \Delta U_{\text{вих}}/\Delta(U^+ - U^-) = \Delta U_{\text{вих}}/\Delta U^+ \text{ при } U^- = \text{const}$$

або

$$K_{\text{д.пс}} = -\Delta U_{\text{вих}}/\Delta U^- \text{ при } U^+ = \text{const},$$

де  $U^+$  і  $U^-$  – сигнали на додатному та від'ємному входах підсилювача.

Відомо, що жоден з підсилювачів не може мати однакового коефіцієнта підсилення на всіх частотах, хоча коефіцієнт підсилення кожного підсилювача в деякій смузі частот майже постійний. Вираз для комплексного коефіцієнта підсилення на будь-якій частоті має вигляд

$$K_{\text{пс}}(f) = K_{\text{пс}}/[1 + j(f/f_1)],$$

де  $j$  – уявна одиниця ( $j = \sqrt{-1}$ ),

$f_1$  – верхня гранична частота.

ОП, що мають великий коефіцієнт підсилення, можна досліджувати лише при збудженні їх синусоїдальним сигналом незначної амплітуди, щоб підсилювач працював у лінійній області.

Іншим параметром ОП є коефіцієнт підсилення за постійним струмом без ОС під навантаженням.

$$K_{\text{пс н}} = K_{\text{пс}}R_{\text{н}}/(R_{\text{вих}} + R_{\text{н}}).$$

Коефіцієнт підсилення за напругою в децибелах:  $K_{\text{пс}} \text{ (дБ)} = 20 \lg K_{\text{пс}}$ .

Вхідний опір  $R_{\text{вх}}$ . Опір підсилювача стосовно вхідного сигналу. Як правило,  $R_{\text{вх}}$  перевищує 1 МОм, але може досягати і декількох сотень мегаом. Потрібно розрізняти диференційний вхідний опір, тобто опір між двома вхідними виводами, і синфазний вхідний опір, тобто опір між об'єднаними обома виводами входів і землею. Вхідні струми, що визначаються цими опорами, мають значення порядку декількох наноампер.

Вхідний струм при відсутності сигналу визначається за формулою

$$I_{\text{вх}} = 1/2(I_{\text{в}}^+ - I_{\text{в}}^-),$$

а вхідний струм зсуву, як

$$I_{\text{зм}} = (I_{\text{в}}^+ - I_{\text{в}}^-).$$

Для стандартних біполярних ОП початковий вхідний струм лежить в межах від 20 до 200 нА, а для операційних підсилювачів із вхідними каскадами на польових транзисторах він складає всього декілька наноампер. Вхідний опір підсилювача струму дуже малий (десятки, одиниці Ом).

Диференційний опір ОП можна визначити за формулою

$$R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/I_{\text{вх}}.$$

Вихідний опір  $R_{\text{вих}}$  – це внутрішній опір підсилювача, про який можна визначити за зміною напруги на його виході при зміні опору навантаження. Як правило,  $R_{\text{вих}}$  не перевищує декількох сотень Ом для підсилювачів напруги, а для підсилювачів струму може бути великим.

Вихідний опір ОП  $R_{\text{вих}}$  і опір навантаження  $R_{\text{н}}$  утворюють подільник напруги з коефіцієнтом ділення  $R_{\text{н}}/(R_{\text{вих}} + R_{\text{н}})$ , тому для вихідної напруги можна записати

$$U_{\text{вих}} = K_{\text{пс}}U_{\text{вх}}R_{\text{н}}/(R_{\text{н}} + R_{\text{вих}}).$$



Вихідний опір ОП можна визначити, подаючи струм (напругу) на вихід і заземливши входи. Навантаження має бути відімкнене. Тоді

$$R_{\text{вих}} = U_{\text{вих}} / I_{\text{вих}}.$$

Передатна характеристика ОП. Ідеальна передатна характеристика ОП показана на рисунку 5.18.

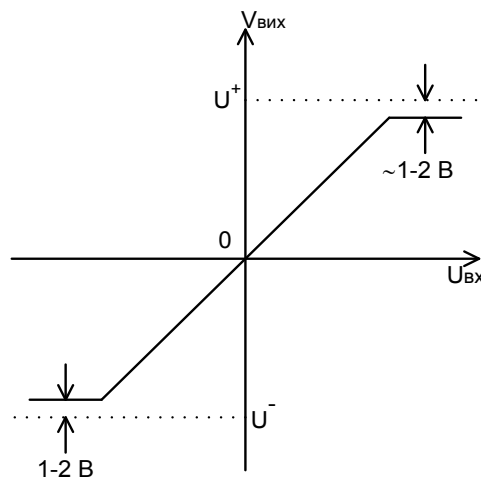


Рисунок 5.18 – Передатна характеристика ОП

Виділимо лінійну область (область підсилення), обмежену з обох боків (зверху і знизу) областями насичення, де вихідна напруга обмежена напругою живлення і більше не реагує на зміни вхідної напруги. Поскільки коефіцієнт підсилення достатньо значний, особливо на низьких частотах, де він лежить в межах  $10^5-10^7$ , то ширина лінійної зони досить незначна і може бути обчислена з виразу

$$U_i \approx (U^+ - U^- - 2V) / K_{\text{псідс}}.$$

Якщо напруга живлення ОП дорівнює приблизно 10 В, а  $U \approx 20 \text{ В} / K_{\text{псідс}} \approx 2-200 \text{ мкВ}$ . Таким чином, щоб сигнал на виході ОП дорівнював підсиленому значенню напруги на вході, амплітуда вхідної напруги має бути достатньо малою, як правило, менше 1 мВ. В іншому випадку сигнал ОП потрапляє в область насичення й вихідна напруга не повторює вхідну, а форма вихідного сигналу в цьому випадку буде «зрізаною», тобто, значно спотвореною. Внаслідок цього обмеження, а також низки інших причин, ОП звичайно охоплюють петлею зворотного зв'язку, при цьому частина вихідної напруги повертається на інвертувальний вхід (рис. 5.19). Наявність зворотного зв'язку надає низку істотних переваг.

За таких умов ОП працює як замкнена система автоматичного регулювання. Коефіцієнт, що показує яка частина напруги повертається на інвертувальний вхід, називається коефіцієнтом зворотного зв'язку  $K_{зз}$ . Для схеми на рис. 5.19 він визначається зс співвідношення  $K_{зз} = Z_1/(Z_1 + Z_2)$ . Цей вираз впливає з рівняння простого дільника напруги.

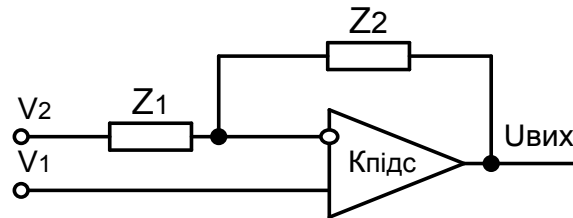


Рисунок 5.19 – Схема вмикання ОП з від'ємним зворотним зв'язком

Коефіцієнт підсилення ОП зі зворотним зв'язком дорівнює  $K_{пс.зз} = K_{пс}/(1 + K_{пс}K_{зз})$  та є меншим коефіцієнта підсилення ОП без зворотного зв'язку. Величину  $K_{пс}K_{зз}$  називають петльовим підсиленням. При значному петльовому підсиленні, коли  $K_{пс}K_{зз} \gg 1$ , маємо  $K_{пс.зз} = K_{пс}/K_{пс}K_{зз}$ , тому коефіцієнт підсилення ОП з від'ємним зворотним зв'язком практично не залежить від коефіцієнта підсилення без зворотного зв'язку  $K_{псідс}$ , а визначається, головним чином, параметрами петлі зворотного зв'язку. Для схеми на рис. 5.19  $K_{зз} = Z_1/(Z_1 + Z_2)$ , звідки випливає, що  $K_{пс.зз} = 1/K_{зз} = (Z_1 + Z_2)/Z_1 = 1 + Z_2/Z_1$ , а значить,  $K_{пс.зз}$  визначається співвідношенням двох повних опорів -  $Z_1$  та  $Z_2$ . Вхідний сигнал  $U_1$ , що надходить на неінвертувальний вхід ОП, передається на вихід ОП з коефіцієнтом підсилення  $1 + Z_2/Z_1$ . Коефіцієнт підсилення другого вхідного сигналу  $U_2$ , по-перше, має від'ємний знак, а по-друге, враховує перетворення дільника напруги ( $Z_1, Z_2$ ) й дорівнює

$$[Z_2/(Z_1 + Z_2)] [-(1 + Z_2/Z_1)] = -Z_2/Z_1.$$

Перехідна характеристика ОП. Для визначення часової чи перехідної характеристики на вхід ОП подають сигнал у формі прямокутного імпульсу визначеної тривалості, і будують залежність вихідної напруги від часу. Для опису роботи більшості схем ОП у часовій області достатньо одного параметра перехідної характеристики – часу наростання. За цей час вихідний сигнал збільшується від деякого нижнього до деякого верхнього рівня. Зазвичай верхньою межею вважають рівні, відповідно, 10% і 90% від максимального значення вихідного сигналу. Як правило, через  $t_r$  позначають час наростання від рівня 10% до рівня 90%. На рисунку 5.20 наведено приклад перехідної характеристики простої схеми з однією постійною часу.

При вхідній дії у формі стрибка вихідна напруга як функція часу ви- значається виразом

$$U_{\text{вих}} = K_{\text{пс}}[1 - \exp(-t/\tau)].$$

де  $\tau$  – постійна часу схеми.

Постійна часу пов'язана з  $t_r$ , частотою зрізу  $f_1$  співвідношенням  $\tau = 1/\omega_1 = 1/(2\pi f_1)$ .

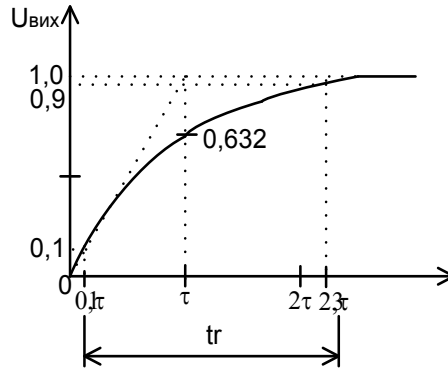


Рисунок 5.20 – Перехідна характеристика

Щоб знайти час зростання  $t_r$ , визначимо абсцису точки перетину кривої  $U_{\text{вих}}(t)$  і прямої, що визначає рівень 10%:  $0,1 = 1 - \exp(-t_{10}/\tau)$ , отже,  $t_{10} = 0,105\tau$ . Аналогічно для рівня 90% маємо  $0,9 = 1 - \exp(-t_{90}/\tau)$ , так що  $t_{90} = 2,303\tau$ . Отже,  $t_r = t_{90} - t_{10} \approx 2,2\tau$ . Оскільки  $\tau = 1/(2\pi f_1)$ , можна виразити час зростання через ширину смуги пропускання  $t_r = 2,2\tau = 2,2/(2\pi f_1) = 0,35f_1$ .

Таким чином, час зростання можна знайти через ширину смуги пропускання.

*Амплітудно-частотна та фазочастотна характеристики операційного підсилювача.* Амплітудно-частотна характеристика (залежність коефіцієнта підсилення від частоти сигналу) операційного підсилювача є важливим фактором, від якого залежить стійкість роботи реальних схем з таким підсилювачем.

Динамічну модель трикаскадного ОП в найпростішому вигляді можна зобразити як послідовне з'єднання трьох R-C кіл (рис. 5.21). Динамічні моделі реальних схем можуть бути набагато складнішими.

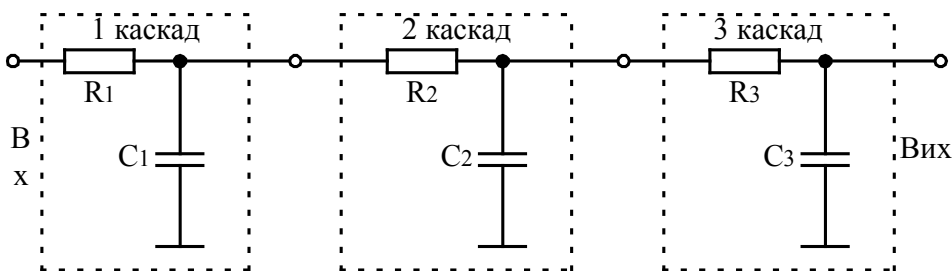


Рисунок 5.21 – Спрощена динамічна модель ОП

Роботу кожного каскаду ОП у першому наближенні можна ототожити з R–C колом (фільтром низьких частот). Фільтр низьких частот – це схема, яка без змін передає сигнали нижніх частот, а на високих частотах забезпечує згасання сигналів і запізнення їх по фазі відносно вхідних сигналів. На рис. 5.22 зображена схема простого RC-фільтра низьких частот.

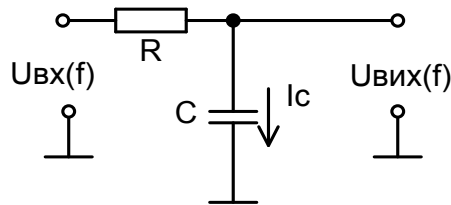


Рисунок 5.22 – Простий фільтр низьких частот

Для розрахунку частотної характеристики схеми використаємо формулу відношення напруг, поданих у комплексній формі

$$A(j\omega) = U_{\text{вих}}/U_{\text{вх}} = 1/(j\omega C)/(R + 1/j\omega C).$$

Звідси, враховуючи, що  $A = |A| e^{j\varphi}$ , отримаємо

$$|A| = 1/\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}, \quad \varphi = -\arctg \omega RC.$$

Обидві залежності зображено на рис. 5.23. При складанні графіків частотних характеристик використовується логарифмічний масштаб.

Припустивши  $|A| = 1/\sqrt{2} = 1/\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}$ , отримаємо вираз для частоти зрізу

$$f_{\Gamma} = (1/2\pi)\omega_{\Gamma} = 1/2\pi RC.$$

Як видно з рис. 5.23 амплітудно-частотну характеристику  $|A| = U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}}$  найпростіше скласти з двох асимптот  $|A| = 1 = 0$  дБ на нижніх частотах  $f \ll f_{\Gamma}$ .

На високих частотах  $f \gg f_{\Gamma}$   $|A| \approx 1/(\omega RC)$ , тобто, коефіцієнт підсилення обернено пропорційний частоті. При збільшенні частоти в 10 разів коефіцієнт підсилення зменшується в 10 разів, тобто зменшується на 20 дБ на декаду чи 6 дБ на октаву (відповідно, вдвічі частота й вдвічі коефіцієнт підсилення).

$$|A| = 1/\sqrt{2} = -3\text{дБ при } f = f_{\Gamma}.$$

Постійна часу для даного контуру дорівнює  $\tau = RC$ .

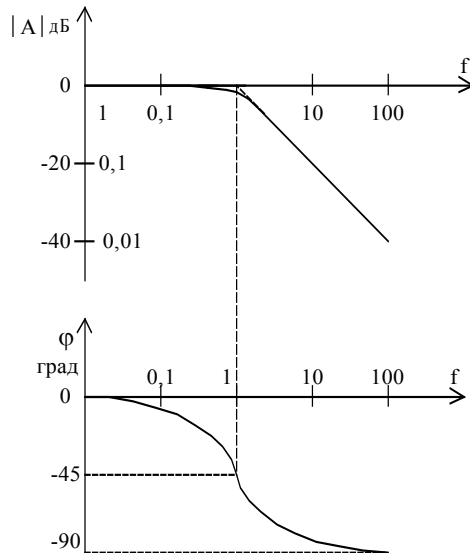


Рисунок 5.23 – АЧХ і ФЧХ для фільтра нижніх частот

Внаслідок наявності паразитних ємностей і багатокаскадної структури операційний підсилювач за своїми частотними властивостями аналогічний фільтру нижніх частот високого порядку. Типові амплітудно-частотна і фазочастотна характеристики зображені на рисунку 5.24.

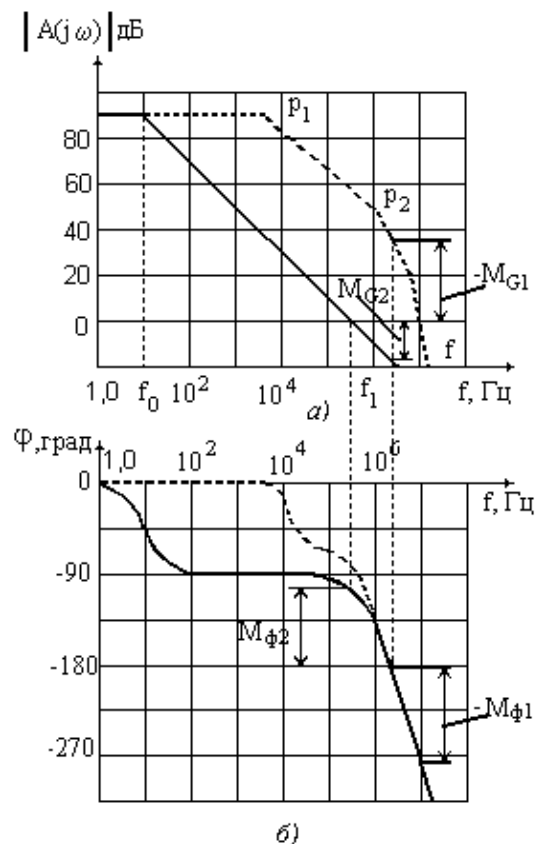


Рисунок 5.24 – АЧХ (а) і ФЧХ (б) ОП з повною частотною корекцією та без неї при розімкненому колі зворотного зв'язку

Зменшення коефіцієнта підсилення на високих частотах називається спадом.

Спад виражається в децибелах на октаву чи в децибелах на декаду. Октавою називається зміна (збільшення чи зменшення) частоти вдвічі. Наприклад, якщо частота збільшується від 500 до 1000 Гц, вона зростає на одну октаву. Декадою називається десятикратне збільшення чи зменшення частоти. Так, якщо частота збільшується від 100 до 1000 Гц, то це означає, що вона зростає на одну декаду.

Звертаючись до рис. 5.24, бачимо, що на частотах нижче  $f_1$  загальна частотна характеристика – це просто сума коефіцієнтів підсилення окремих каскадів в децибелах, а фазовий зсув  $\varphi = 0$ . Вище частоти  $f_1$  частотна характеристика визначається інерційною ланкою з мінімальною граничною частотою. Коефіцієнт підсилення в цій області спадає (нахил 20 дБ/декада), а фазовий зсув вихідної напруги  $U_{\text{вих}}$  відносно  $U_{\text{вх}}$  досягає  $\varphi = -90^\circ$ . Це означає, що вихідна напруга відстає за фазою від вхідної на  $90^\circ$ . Вище частоти  $f_2$  починає діяти другий фільтр нижніх частот, коефіцієнт підсилення зменшується суттєвіше (нахил 40 дБ/декада), а фазовий зсув між  $U_{\text{вх}}$  і  $U_{\text{вих}}$  досягає  $\varphi = -180^\circ$ . Це означає, що входи підсилювача, прямий і інверсний, фактично помінялися ролями, і від'ємний зворотний зв'язок у цій частотній області стає додатним.

Використовуючи методи теорії зворотного зв'язку, можна показати, що для забезпечення безумовної стійкості фазовий зсув у підсилювачі, за винятком зміни фази на  $180^\circ$  з інвертувального входу, має бути менше  $180^\circ$  на всіх частотах, на яких  $|A(j\omega)| \geq 1$ . Запас стійкості ОП можна пов'язати з амплітудною й фазовою характеристиками розімкненої системи за допомогою так званих запасів стійкості за підсиленням і фазою, визначення яких описано нижче.

Запас стійкості за підсиленням  $M_G$  – це величина, на яку коефіцієнт підсилення за напругою виявляється меншим одиниці (0 дБ) на частоті, що відповідає зсуву фази в підсилювачі, рівному точно  $180^\circ$ . Запас стійкості за підсиленням вимірюється в децибелах і для забезпечення безумовної стійкості має бути додатним.

Запас стійкості за фазою  $M_\varphi$  – це різниця між  $180^\circ$  і зсувом фази на частоті, де  $|A(j\omega)| = 1$ . Запас стійкості за фазою вимірюється в градусах і для забезпечення безумовної стійкості має бути додатним. При проектуванні ОП для унеможливлення збудження схеми й запобігання всплесків перехідної характеристики потрібно використовувати методи частотного корегування.

На рис. 5.24 наведено амплітудну й фазову частотні характеристики типової схеми ОП при розімкненому колі зворотного зв'язку. Характеристики без частотної корекції показані пунктирними лініями, а з частотною

корекцією – суцільними. За відсутності корекції амплітудна характеристика має три точки зламу (полюси) і на високих частотах має нахил 60 дБ на декаду. Це, зі свого боку, призводить до великого зсуву фази в точці на вісі частот, де підсилення дорівнює одиниці, і призводить до того, що запас стійкості за підсиленням  $M_G$  і запас стійкості за фазою  $M_\Phi$  стають від’ємними. З рис. 5.24 видно, що амплітудна характеристика скоригованого підсилювача має нахил 20дБ/декада (тобто, характеристика має один полюс) до частоти, на якій підсилення дорівнює одиниці. Відповідні запаси стійкості за підсиленням і за фазою  $M_{G2}$  і  $M_{\Phi2}$  мають додатне значення.

Частотна корекція звичайно досягається зменшенням смуги пропускання підсилювача на рівні 3дБ шляхом введення домінуючого полюса на низьких частотах. Практично це виконується внесенням у вузькосмуговий підсилювальний каскад коригувальної ланки. В операційному підсилювачі кожний підсилювальний каскад вносить принаймні один домінуючий полюс чи злам частотної характеристики. Тому здійснення частотної корекції для забезпечення стійкості стає більш важким зі зростанням числа підсилювальних каскадів.

Якщо ОП розробляється для універсального використання, то фазовий зсув його вихідного сигналу при  $|K_{\text{пс}}| > 1$  має бути меншим  $120^\circ$ . Схемна реалізація частотної корекції наведена в [29, 37].

Найбільш поширеною характеристикою АЧХ ОП є добуток коефіцієнта підсилення на ширину смуги частот, що іноді називається смугою одиничного підсилення:  $f_1 = B_1 f_B$ .  $f_1$  – це частота, на якій коефіцієнт підсилення дорівнює одиниці, де  $f_B$  – частота, на якій  $B_1$  зменшується на 3 дБ, чи дорівнює 0,707 свого значення на середній частоті.

#### 5.4.2 Вплив від’ємного зворотного зв’язку на параметри й характеристики ОП

ВЗЗ зменшує коефіцієнт підсилення. Щоб це побачити, побудуємо еквівалентну схему, показану на рис. 5.25. На цій схемі блок  $K_{\text{пс}}$  є підсилювачем з коефіцієнтом підсилення без зворотного зв’язку, що дорівнює  $K_{\text{пс}}$ , а блок  $K_{\text{зз}}$  – колом зворотного зв’язку. Величина  $K_{\text{зз}}$  є коефіцієнтом зворотного зв’язку і показує, яка частина вихідного сигналу повертається на вхід.

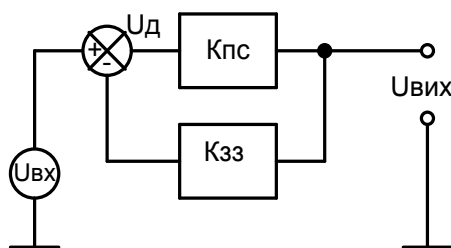


Рисунок 5.25 – Функціональна схема з’єднання ЗЗ

При розімкненому ЗЗ вихідна напруга буде дорівнювати  $U_{\text{вих}} = K_{\text{пс}} \cdot U_{\text{вх}}$ . Після вмикання ЗЗ вхідний сигнал підсилювача  $U_{\text{д}} = U_{\text{вх}} - K_{\text{ЗЗ}} \cdot U_{\text{вих}}$ . Тепер напишемо  $U_{\text{вих}} = K_{\text{пс}} \cdot U_{\text{д}}$  і  $U_{\text{вих}} = K_{\text{пс}} \cdot (U_{\text{вх}} - K_{\text{ЗЗ}} \cdot U_{\text{вих}})$ . Розв'язавши це рівняння, отримаємо  $U_{\text{вих}} = K_{\text{пс}} \cdot U_{\text{вх}} - K_{\text{пс}} \cdot K_{\text{ЗЗ}} \cdot U_{\text{вих}}$ ,

$$\begin{aligned} U_{\text{вих}} \cdot (1 + K_{\text{пс}} \cdot K_{\text{ЗЗ}}) &= K_{\text{пс}} \cdot U_{\text{вх}}, \\ U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}} &= K_{\text{пс}} / (1 + K_{\text{пс}} \cdot K_{\text{ЗЗ}}) = K_{\text{пс.ЗЗ}}. \end{aligned} \quad (5.59)$$

де  $K_{\text{пс.ЗЗ}}$  – коефіцієнт підсилення за напругою при наявності від'ємного зворотного зв'язку. Якщо розділити чисельник і знаменник на  $K_{\text{пс}} \cdot K_{\text{ЗЗ}}$ , то отримаємо іншу форму виразу (5.59), яка часто використовується,

$$K_{\text{пс.ЗЗ}} = K_{\text{пс}} / (1 + K_{\text{пс}} \cdot K_{\text{ЗЗ}}) = (1 / K_{\text{ЗЗ}}) / (1 + 1 / K_{\text{пс}} \cdot K_{\text{ЗЗ}}). \quad (5.60)$$

Вкажемо, що якщо у виразі (5.60)  $K_{\text{пс}} / K_{\text{ЗЗ}} \gg 1$ , то  $K_{\text{пс.ЗЗ}} = (1 / K_{\text{ЗЗ}}) \cdot (1 + 0)$ , або  $K_{\text{ЗЗ}} \approx 1 / \beta$ . Зазвичай, якщо операційний підсилювач використовується просто як підсилювач, то  $K_{\text{пс}} \cdot K_{\text{ЗЗ}} \gg 1$ , тому  $K_{\text{пс.ЗЗ}} = 1 / K_{\text{ЗЗ}}$ .

Таким чином, з цього співвідношення випливає, що коефіцієнт підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком визначається тільки параметрами кола зворотного зв'язку й не залежить від параметрів власне підсилювача.

Добуток  $K_{\text{пс}} \cdot K_{\text{ЗЗ}}$  називається петльовим коефіцієнтом підсилення. ВЗЗ зменшує вихідний опір підсилювача. Для того, щоб зрозуміти, чому це відбувається, звернемося до рис. 5.26.

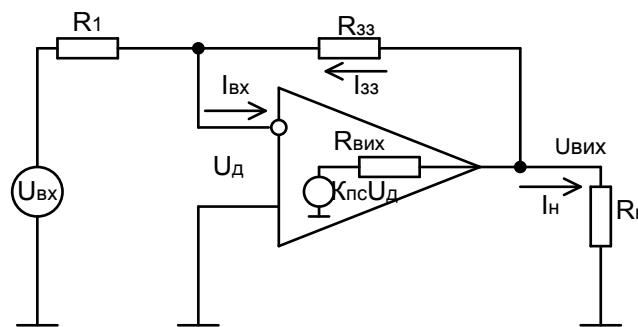


Рисунок 5.26 – Схема для розрахунку впливу зворотного зв'язку на  $R_{\text{вих}}$

Якщо припустити, що  $I_{\text{вх}} \rightarrow 0$ , то для будь-яких даних значень величин  $R_1$  і  $R_{\text{ЗЗ}}$  ми будемо мати вихідну напругу

$$U_{\text{вих}} = -U_{\text{вх}} \cdot (R_{\text{ЗЗ}} / R_1) = U_{\text{д}} \cdot K_{\text{пс}}$$



При ввімкненні  $R_H$  вихідний струм підсилювача  $I_H$ , що протікає через опір навантаження, викличе спад напруги на внутрішньому вихідному опорі підсилювача, що призведе до зменшення напруги на вихідному виводі підсилювача, яка стане дорівнювати

$$U_{\text{вих}} = -U_{\text{вх}} \cdot (R_{33}/R_1) - R_{\text{вих}} \cdot I_H = -U_d \cdot K_{\text{пс}} - R_{\text{вих}} \cdot I_H.$$

Припустимо, що  $U_{\text{вх}} \ll K_{\text{пс}} \cdot \beta \cdot U_{\text{вих}}$ . Можна виразити вихідний струм через спад напруги на  $R_{\text{вих}}$

$$I_{\text{вих}} = U_{R_{\text{вих}}} / R_{\text{вих}} = (U_{\text{вих}} - K_{\text{пс}} \cdot U_d) / R_{\text{вих}}.$$

Але  $U_d = -\chi \cdot U_{\text{вих}}$  (оскільки  $U_{\text{вх}} \ll K_{\text{пс}} \cdot \chi \cdot U_{\text{вих}}$ ), а тому

$$I_{\text{вих}} = [U_{\text{вих}} - (-K_{\text{пс}} \cdot \chi \cdot U_{\text{вих}})] / R_{\text{вих}} = U_{\text{вих}} \cdot (1 + K_{\text{пс}} \cdot \chi) / R_{\text{вих}}.$$

Розв'язавши тепер це рівняння відносно  $U_{\text{вих}}/I_{\text{вих}}$ , отримаємо

$$U_{\text{вих}}/I_{\text{вих}} = R_{\text{вих}} / (1 + K_{\text{пс}} \cdot \chi).$$

Оскільки  $U_{\text{вих}}/I_{\text{вих}}$  є вихідним опором схеми, його можна назвати  $R_{\text{вих } 33}$  (вихідним опором за наявності зворотного зв'язку).

$$R_{\text{вих } 33} = R_{\text{вих}} / (1 + K_{\text{пс}} \cdot \chi).$$

Від'ємний зворотний зв'язок у схемі операційного підсилювача призводить до збільшення вхідного опору на прямому вході.

Для того, щоб визначити, наскільки збільшиться вхідний опір, звернемося до рис. 5.27. При відімкненому зворотному зв'язку  $R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}}$ , оскільки  $U_{\text{вх}} = U_d$ . Якщо вмикається ЗЗ, то виконується умова  $U_d = U_{\text{вх}} - U_{33}$ . Оскільки  $U_{33} = -\chi \cdot U_{\text{вих}}$ , то  $U_d = U_{\text{вх}} \cdot (1 + \chi \cdot A)$  і  $U_d/I_{\text{вх}} = (U_{\text{вх}}/I_{\text{вх}}) \cdot (1 + \chi \cdot K_{\text{пс}}) = R_{\text{вх}} \cdot (1 + \chi \cdot A)$ .

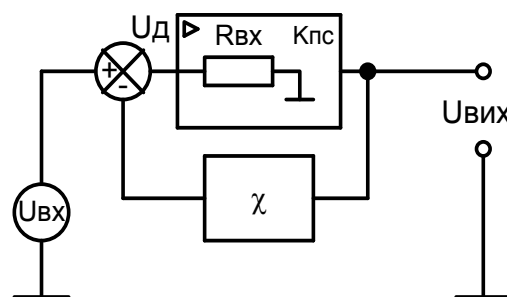


Рисунок 5.27 – Схема для розрахунку впливу зворотного зв'язку на  $R_{\text{вх}}$

Вхідний опір зі зворотним зв'язком дорівнює

$$R_{ВХ\ 33} = R_{ВХ} \cdot (1 + \chi \cdot K_{ПС}).$$

Цей вираз придатний для диференційного вхідного опору неінвертувального підсилювача. У випадку інвертувального підсилювача до інверсного входу під'єднано малий опір

$$R_{33(інв)} = R_{33} / (1 + K_{ПС}).$$

Вхідний опір інвертувального підсилювача, в цілому, дорівнює

$$R_{ВХ(інв)} = [R_1 + R_{33} / (1 + K_{ПС})] || R_{ВХ(ОПС)}.$$

Можна вважати, що  $R_{ВХ(інв)} \approx R_1$ , де  $R_1$  – опір на вході підсилювача. Використання від'ємного зворотного зв'язку збільшує ефективну смугу пропускання операційного підсилювача. Оскільки за наявності ЗЗ, як правило,  $(1 + K_{ПС} \cdot \chi) > 1$ , виявляється, що  $f_{133} = f_1 \cdot (1 + K_{ПС} \cdot \chi)$  і  $f_{133} > f_1$ , так що ефективна ширина смуги пропускання дійсно збільшується при використанні ЗЗ.

### 5.4.3 Практичні схеми операційних підсилювачів

На рис. 5.28 наведена схема інтегрального диференційного трикаскадного підсилювача за принципом підсилення напруги.

Електричну схему ОП можна умовно розподілити на три каскади: вхідний, проміжний (транслятор рівня) та вихідний. Дві найбільш важливі частини ОП – це вхідний та вихідний каскади. Вони можуть бути пов'язані напряму чи через проміжні каскади підсилення.

Вхідний підсилювальний каскад – найбільш критична частина ОП та місце, де на етапі проектування стикаються дві суперечливі вимоги, а саме: точності та швидкодії. Він безпосередньо визначає всі вхідні параметри та істотно впливає на низку передатних і вихідних параметрів. Симетрична диференціальна конфігурація даного каскаду природним чином забезпечує функціональну симетрію інвертувального та неінвертувального входів.

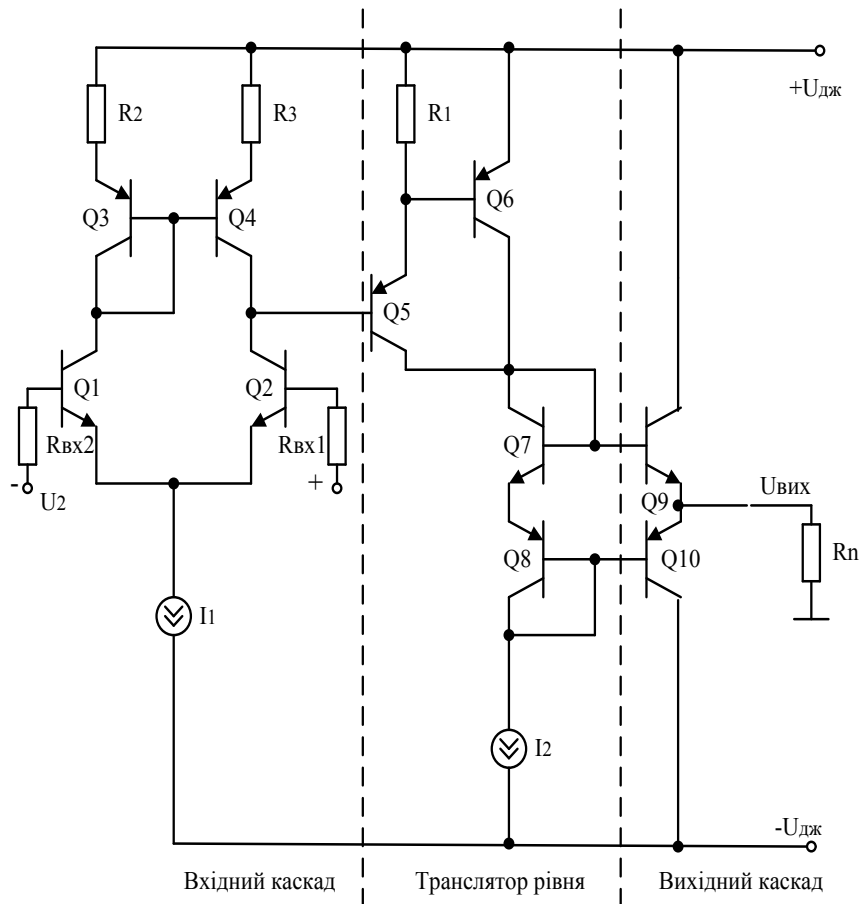


Рисунок 5.28 – Принципова схема диференційного підсилювача напруги

Застосування на вході ОП польових транзисторів призводить до значного зменшення вхідних струмів та істотного збільшення вхідних опорів. На жаль, це супроводжується погіршенням, порівняно з біполярним каскадом, стабільності вхідної напруги зсуву, а також зменшенням коефіцієнта підсилення.

Перевагами диференційного вхідного каскаду на польових транзисторах є дуже високий вхідний опір ( $\sim 10^9 - 10^{12}$  Ом) та дуже маленький вхідний струм зміщення ( $\sim 10^{-9} - 10^{-12}$  А). До недоліків можна віднести досить низьку передатну провідність і, як наслідок цього, низький коефіцієнт підсилення за напругою. Інший недолік – це досить велика напруга зміщення пари польових транзисторів (порівняно з парою біполярних транзисторів).

Існують диференційні вхідні каскади й на МДН-транзисторах [29, 37].

Другим каскадом диференційного підсилювача напруги (рис. 5.28) є транслятор рівня, який являє собою інвертор, побудований на транзисторах Q5–Q8. Складений транзистор на Q5, Q6 збільшує коефіцієнт передачі за

струмом. Транзистори  $Q_7$ ,  $Q_8$  з'єднані за схемою діода й служать для задання режиму за постійним струмом вихідного каскаду. Напруга на ньому завжди відслідковує вхідну напругу. Джерело струму  $I_2$  служить для задання робочої точки. Зазвичай  $I_2 = I_1 / 2$ . Якщо  $I_2 = I_1 / 2$ , то між верхнім та нижнім струмами буде баланс.

Існує багато схемних різновидів трансляторів рівня [29].

Вихідний каскад операційного підсилювача (рис. 5.28) має віддавати достатньо велику потужність у низькоомне навантаження. Звідси витікають основні вимоги щодо вихідного каскаду:

- великі діапазони вихідного струму й напруги;
- низький вихідний опір;
- мала потужність розсіювання в режимі спокою.

Вихідний каскад диференційного підсилювача (див. рис. 5.28) побудований за схемою з додатковою симетрією. Він ще називається комплементарним емітерним повторювачем. Такий вихідний каскад має гарну навантажувальну здатність та високу швидкодію.

Існує велика кількість модифікацій схем вихідного каскаду [7, 8, 10, 11, 29, 37].

*Робота підсилювача постійного струму за принципом підсилення напруги без зворотного зв'язку.* Схема працює таким чином. Нехай перший (прямий) вхід заземлено. На другий вхід (інверсний) подається напруга, що дорівнює нулю. При цьому транзистори  $Q_1$  і  $Q_2$  напіввідкриті і, оскільки вони мають однакові параметри, то через їх колектори протікають однакові струми  $I_{K1} = I_{K2}$ . Схема відбивача струму забезпечує колекторний струм  $I_{K4}$  такий, що  $I_{K4} + I_{K5} = I_{K2}$ . Причому,

$$I_{K5} + I_{K6} \approx I_2.$$

Транзистори  $Q_7$ ,  $Q_8$  забезпечують потрібний режим роботи вихідного каскаду за постійним струмом.

Припустимо, що потенціал точки 10 умовно дорівнює «0». Вважаємо, що в схемі має місце баланс струмів, а саме:  $I_{K5} + I_{K6} + I_{K9} = I_2 + I_{K10}$ . За цієї умови  $U_{11} = U_{10} = 0$ .

Потрібно звернути увагу, що вказана ситуація має місце чисто теоретично. В реальних схемах завжди є асиметрія вихідних струмів внаслідок ненульових значень базових струмів, а також неідентичності параметрів транзисторів.

Якщо вхідна напруга  $U_2$  додатна й збільшується, то транзистор  $Q_1$  напіввідкривається, а транзистор  $Q_2$  напівзакривається. При цьому  $I_{K1}$  збільшується, а  $I_{K2}$  зменшується. Оскільки колекторний струм транзистора  $Q_4$  відслідковує колекторний струм  $Q_1$ , то  $I_{K4}$  також збільшується, а транзистори  $Q_5$  і  $Q_6$  напівзакриваються. За цих умов  $I_{K5} + I_{K6} < I_2$ . При цьому транзистор  $Q_{10}$  напіввідкривається, а  $Q_9$  напівзакривається. Через резистор  $R_H$  в емітері  $Q_{10}$  починає витікати струм, потенціал виходу  $U_{\text{вих}}$  стає від'ємним.

Якщо потенціал  $U_2$  стає від'ємним, то  $Q_1$  напівзакривається, а  $Q_2$  напіввідкривається. Колекторний струм  $Q_4$  зменшується, а колекторний струм  $Q_2$  збільшується, за рахунок чого збільшується базовий струм  $Q_5$ . Транзистори  $Q_5$  і  $Q_6$  напіввідкриваються. Потенціал  $U_{10}$  збільшується й стає додатним. Оскільки потенціал виходу схеми відслідковує потенціал  $U_{10}$ , то й потенціал  $U_{11}$  збільшується й стає додатним. При цьому з емітера  $Q_9$  через резистор  $R_H$  на землю протікає вихідний струм.

На рис. 5.29 наведено принципову схему диференційного підсилювача різницевого струму. Цю схему, як і підсилювача напруги, можна умовно розділити на три каскади.

Перший каскад являє собою схему задання режиму за постійним струмом, тобто каскад зміщення, що задає струми спокою усієї схеми. До його складу входить резистор  $R_{\text{зм}}$ , що задає робочий струм давачам.

Другий каскад – симетричний підсилювач різницевого струму.

Третій каскад – вихідний каскад. Він будується як і в попередній схемі підсилювача напруги.

Передатна характеристика ПС може бути виражена у вигляді

$$U_{\text{вих}} = I_{\text{вх}}(R_{33}/K_{\text{ПС}} \cdot R_H).$$

Коефіцієнт передачі за струмом

$$K_i = ((\beta_{15} + \beta_{18})/2) \cdot ((\beta_{13} + \beta_{20})/2).$$

Вхідний опір ПС дуже незначний, так що на вході ПС являє собою короткозамкнене коло. ПС також може мати вихід як за напругою, так і за струмом. В останньому випадку вихідна напруга залежить також і від опору навантаження.

Розглянемо роботу схеми підсилювача постійного струму за принципом підсилення різницевого струму без зворотного зв'язку (рис. 5.29). Нехай  $I_{ВХ} = 0$ . Причому транзистори  $Q_6$  і  $Q_7$  однаково напіввідкриті і транзистори  $Q_{17}$  і  $Q_{20}$  також однаково напіввідкриті (це забезпечується схемою задання режиму за постійним струмом). За цих умов  $I_{К17} + I_{Б22} = I_{К20} + I_{Б23}$ . Вихідний струм при цьому  $I_{ВИХ} = 0$ , внаслідок чого  $U_{ВИХ} = 0$ .

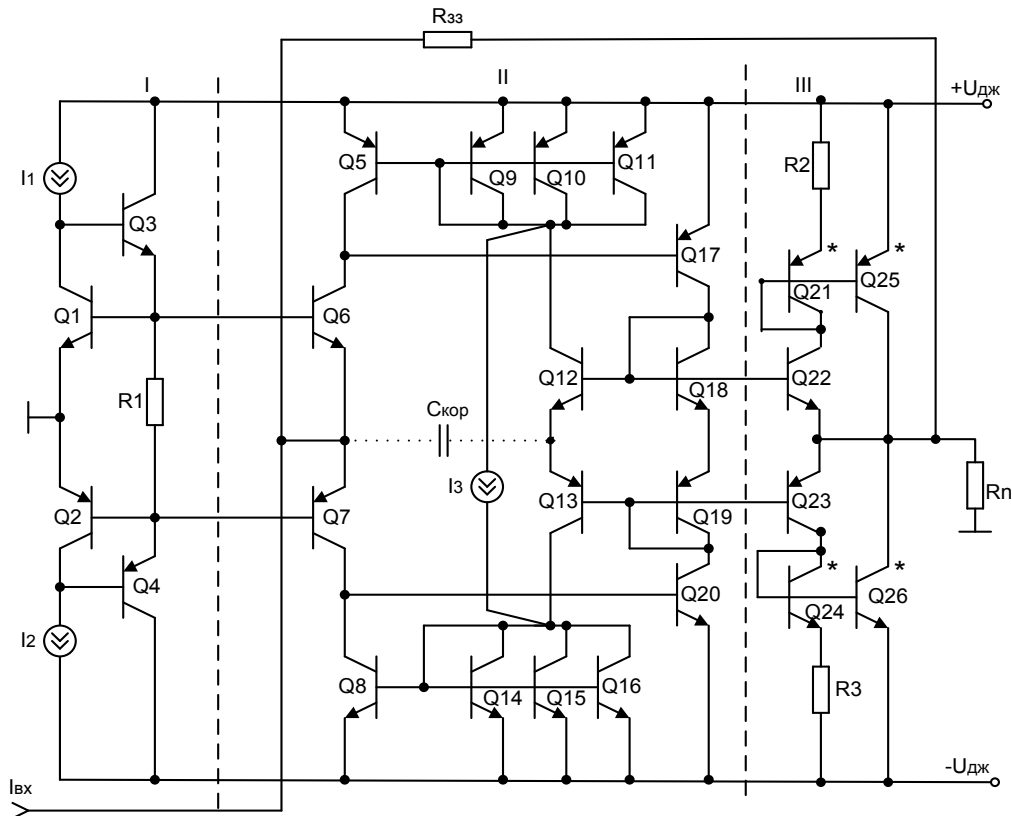


Рисунок 5.29 – Принципова схема диференційного підсилювача різницевого струму

Нехай  $I_{ВХ} > 0$  і втікає у схему. При цьому транзистор  $Q_7$  привідкривається, а  $Q_6$  призакривається, внаслідок чого  $I_{К6}$  зменшується, а  $I_{К7}$  збільшується. Транзистор  $Q_{17}$  призакривається, а транзистор  $Q_{20}$  привідкривається. Таким чином  $I_{К17}$  зменшується, а  $I_{К20}$  збільшується. При цьому  $Q_{22}$  призакривається, а  $Q_{23}$  привідкривається. Через резистор  $R_n$  в емітер  $Q_{23}$  втікає струм і вихідна напруга  $U_{ВИХ}$  стає від'ємною.

Якщо  $I_{ВХ}$  витікає зі входу схеми, то транзистор  $Q_6$  привідкривається, а транзистор  $Q_7$  призакривається. Таким чином  $I_{К6}$  збільшується, а  $I_{К7}$  зменшується. За цих умов  $Q_{15}$  привідкривається, а  $Q_{20}$  призакривається ( $I_{К17}$  збільшується, а  $I_{К20}$  зменшується). При цьому транзистор  $Q_{22}$  привід-

кривається,  $Q_{23}$  призакривається. Через емітер  $Q_{22}$  і  $R_H$  починає протікати струм. Потенціал  $U_{\text{вих}}$  стає додатним і збільшується.

Додатковий каскад, побудований на транзисторах  $Q_{21}$ ,  $Q_{24}$ ,  $Q_{25}$ ,  $Q_{26}$ , призначений для зменшення вхідного опору схеми та збільшення навантажувальної здатності. Резистори  $R_2$ ,  $R_3$  задають режим роботи вихідного буфера за постійним струмом. Наприклад, якщо треба збільшити вихідний струм у десять разів у буферному каскаді (порівняно з колекторними струмами  $Q_{22}$ ,  $Q_{23}$ ), то спад напруги на  $R_2$ ,  $R_3$  має бути 60 мВ (дивись крутизну вхідної вольт-амперної характеристики біполярного транзистора).

#### 5.4.4 Основні схеми застосування ОП

З раніше перерахованих властивостей ОП, які були розглянуті вище, можна вивести два дуже суттєвих правила аналізу схем вмикання ОП:

1. Входи ідеального ОП не споживають струм від кола джерела сигналу (через нескінченно великий вхідний опір або відсутність струму зміщення).

2. Між входами ідеального ОП напруга керування в будь-якій схемі вмикання дорівнює нулю (через нескінченно великий коефіцієнт підсилення).

*Повторювач напруги* (рис. 5.30). Повторювач напруги – це ОП, що використовується для розв’язування за струмом входу та виходу або навантаження від генератора сигналу. Вкажемо основні характеристики повторювача напруги:

- коефіцієнт підсилення досить близький до 1;
- вхідний опір дуже високий;
- вихідний опір дуже низький.

Вихідна напруга повторювача

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} \pm \Delta U_{\text{вх}}, \quad \Delta U_{\text{вх}} = U_{\text{вих}} / K_{\text{пс}}.$$

Тоді

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} + U_{\text{вих}} / K_{\text{пс}}, \quad U_{\text{вих}}(1 - 1/K_{\text{пс}}) = U_{\text{вх}}.$$

Коефіцієнт підсилення

$$K_{\text{пс.зз}} = U_{\text{вих}}(1 - 1/K_{\text{пс}}) = 1 - 1/K_{\text{пс}}.$$

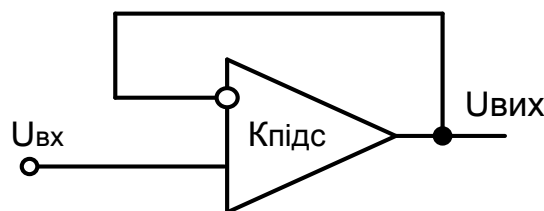


Рисунок 5.30 – Схема повторювача напруги

Таким чином ослаблення сигналу дуже мале (в  $1/K_{\text{пс}}$  разів).

Неінвертуючий повторювач напруги застосовується для узгодження вхідного сигналу, що подається на ОП від високоомного генератора з низькоомним навантаженням підсилювача. Даний режим часто називають буферним.

*Масштабатор-інвертор* (рис. 5.31). В даній схемі напруга додатного входу дорівнює потенціалу землі, напруга від'ємного входу також має дорівнювати 0. Крім того, струм, що протікає через  $R_1$ , має також майже повністю протікати через  $R_{33}$ , якщо зауважити, що вхідним струмом підсилювача можна знехтувати.

Якщо вхідний опір ОП достатньо великий, то, використовуючи правило 1 і на основі прийнятих припущень, можна записати

$$U_{\text{вх}} = I_1 R_1, \quad I_1 = I_2, \quad U_{R_{33}} = I_2 R_{33} = I_1 R_{33} = -U_{\text{вх}} (R_{33}/R_1).$$

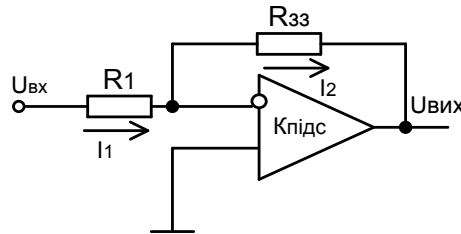


Рисунок 5.31 – Схема масштабатора-інвертора

Спад напруги на резисторі  $R$  з великою точністю дорівнює напрузі вихідного сигналу  $U_{\text{вих}} = I_2 R_{33}$ , оскільки потенціал лівого (за схемою) виводу резистора  $R_{33}$ , приєднаного до точки додавання струмів, практично дорівнює нулю. В схемі створюється так званий «штучний нуль» потенціалу, інакше – точка «штучної землі» за сигналом. Таким чином

$$U_{\text{вих}} = U_{R_{33}} = -U_{\text{вх}} (R_{33}/R_1).$$

Із цих співвідношень випливає, що  $K_{\text{пс}33} = -U_{\text{вих}}/U_{\text{вх}} = -R_{33}/R_1$ .

Це рівняння показує, що коефіцієнт підсилення цієї схеми визначається тільки опорами резисторів і не залежить від характеристик ОП. Від'ємний 33 в даній схемі дуже глибокий, тому вихідний сигнал (напруга) залежить тільки від вхідного сигналу, а також номіналів операційних резисторів.

*Масштабатор* (рис. 5.32). Інвертувальний підсилювач неможливо побудувати простим заземленням від'ємного входу і подачею вхідного сигналу на додатний вхід. Оскільки  $U_{\text{вх}}$  і  $U_{\text{вих}}$  додатні, неможливо отримати напругу на вході нижче потенціалу заземлення. Однак неінвертувальний



підсилювач, можна отримати на базі попередньої схеми внесенням резисторів між входом та виходом. Різниця полягає в тому, що вхід схеми (рис. 5.31) потрібно заземлити.

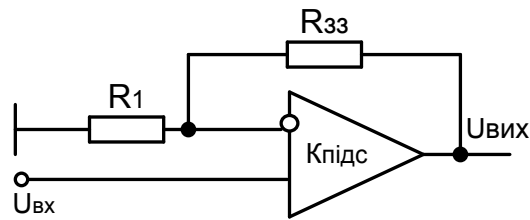


Рисунок 5.32 – Схема масштабатора

В цій схемі напруга зворотного зв'язку створюється подільником з опорів  $R_{зз}$  і  $R_1$ :  $U_{зз} = U_{вих} \cdot R_1 / (R_1 + R_{зз})$ . Але, оскільки напруга між входами ОП близька до нуля, можна вважати, що  $U_{ос} = U_{вх}$ , тому ідеальний ОП має в цій схемі коефіцієнт підсилення за напругою

$$U_{вх} = U_{вих} R_1 / (R_1 + R_{зз}),$$

тобто,

$$K_{пс.зз} = U_{вих} / U_{вх} = (R_1 + R_{зз}) / R_1 = (1 + R_{зз} / R_1)$$

*Масштабатор різницевої напруги* (рис. 5.33). Диференційна схема з множенням різниці двох сигналів на коефіцієнт  $N$  є поєднанням інвертувальної та неінвертувальної схем [7]. Щоб вивести рівняння коефіцієнта передачі вказаної схеми врахуємо, що різниця напруг між входами підсилювача  $U_{вх}^+ = U_{вх}^- \approx 0$ , тобто,  $U_{вх}^+ \approx U_{вх}^-$ , а струми сигналів не розгалужуються на входи ОП.

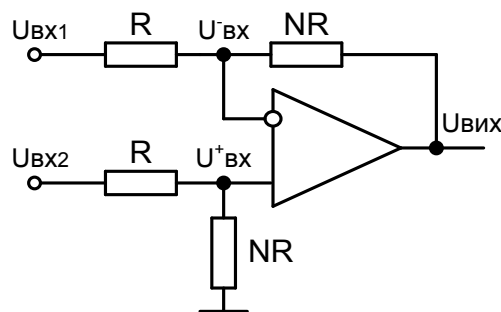


Рисунок 5.33 – Диференційна схема вмикання ОП

Для розрахунку коефіцієнта передачі схеми складемо систему рівнянь. Перше з цих рівнянь можна записати у вигляді

$$(U_{вх1} - U_{вх}^-) / R = (U_{вх}^- - U_{вих}) / NR.$$

Складаючи друге рівняння, врахуємо, що потенціал  $U_{\text{ВХ}}^+$  визначається дільником, який складається з двох резисторів  $R$  і  $NR$ .

$$U_{\text{ВХ}}^+ = U_{\text{ВХ}2}NR/(NR + R) = U_{\text{ВХ}2}NR/[R(N + 1)] = NU_{\text{ВХ}2}/(N + 1).$$

Оскільки  $U_{\text{ВХ}}^+ = U_{\text{ВХ}}^-$ , то

$$NU_{\text{ВХ}2}/(N + 1) = (U_{\text{ВИХ}} + NU_{\text{ВХ}1})/(N + 1).$$

Отже,

$$U_{\text{ВИХ}} = N(U_{\text{ВХ}2} - U_{\text{ВХ}1}).$$

В такій схемі диференційного вмикання на вході ОП присутній синфазний сигнал  $U_{\text{ВХ}}^+ = U_{\text{ВХ}}^-$ , який викликає похибку підсилення  $\Delta U_{\text{синф}}$ , що є недоліком такої схеми. Існують інші схеми диференційного вмикання ОП, які не мають вищевказаного недоліку й розглянуті в [29, 37].

*Підсилювач-суматор* (рис. 5.34). В такій схемі ОП вважають, що вхідна напруга на інверсному вході дорівнює потенціалу заземлення. Вихідний струм є сумою вхідних струмів:  $I_{33} = I_1 + I_2 + I_3$ . Якщо резистори рівні між собою та дорівнюють  $R_{33}$ , вихідна напруга буде дорівнювати сумі  $U_1 + U_2 + U_3$ .

Якщо опори резисторів на рис. 5.34 неоднакові, то схема називається масштаботором. Вихідна напруга масштабується ваговим коефіцієнтом опору кожного резистора. Рівняння схеми масштаботора-суматора має вигляд

$$U_{\text{ВИХ}} = I_{33} \cdot R_{33} = (I_1 + I_2 + I_3)R_{33} = R_{33}(U_1/R_1 + U_2/R_2 + U_3/R_3).$$

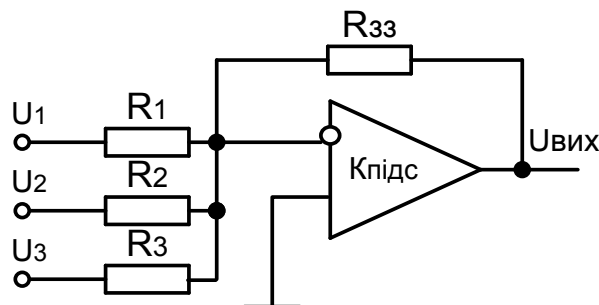


Рисунок 5.34 – Схема підсилювача-суматора

Схеми, розглянуті вище, містили на вході й в колах зворотного зв'язку тільки резистори. Конденсатори, ввімкнені в ці кола разом із резисторами, дозволяють створити такі корисні схеми, як інтегратори, диференціатори й фільтри.

*Інтегратор на ОП.* Інтегратор аналогових сигналів, схема якого наведена на рис. 5.35, є найпростішим пристроєм з реактивним елементом в колі ВЗЗ. Через повний ВЗЗ (правило 2, пункт 5.4.4) потенціал точки додавання струмів в схемі  $U_{\Sigma} = 0$ , тому через резистор  $R$  протікає струм перехідного процесу

$$I_R = (U_{ВХ} - U_{\Sigma})/R = U_{ВХ}/R.$$

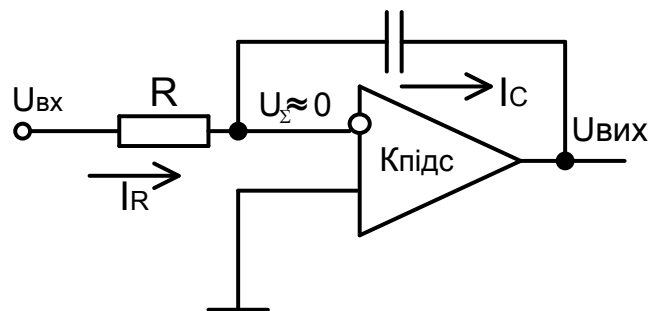


Рисунок 5.35 – Схема інтегратора

Оскільки у вхідне коло високоякісного ОП струм сигналу не втікає, то через конденсатор  $C$  протікає тільки струм заряду  $I_C = -I_R$ , тому напруга на конденсаторі  $C$  відповідає інтегралу напруги вхідного сигналу  $U_{ВХ}$ .

$$U_C = (1/C) \int I_C dt = -(1/C) \int I_R dt = -[1/(RC)] \int U_{ВХ} dt$$

Оскільки ліва (на схемі) обкладка конденсатора приєднана до «штучної землі», що існує під час інтегрування, то вхідна напруга інтегратора приблизно дорівнює напрузі на конденсаторі, тобто,

$$U_{ВІХ} = U_C = -U_{ВХ} t / (RC),$$

де  $U_{ВІХ}$  – вихідна напруга інтегратора,

$RC = T$  – стала часу інтегратора.

Цією властивістю інтегратора користуються для створення генераторів лінійної пилкоподібної напруги, причому напруга на виході реального інтегратора мало залежить від власного коефіцієнта підсилення ОП.

Рівень похибки визначається ступенем наближення властивостей ОП до ідеальних – відсутністю вхідного струму й точністю припущення, що  $U_{\Sigma} = 0$ .

Інтегратор сигналу є підсилювачем низьких частот. Він пропускає на вхід постійну складову сигналу, має сталу часу  $T = RC$ , що відповідає спаду АЧХ за рівнем мінус 3дБ.

$$f_{-3дБ} = 1/(2\pi T).$$

Одна з найважливіших переваг інтеграторів на ОП, якщо порівнювати з найпростішими інтегровальними ланками, є те, що в колі ОП можна застосовувати високоякісні конденсатори, які мають невеликі номінали. Стала часу  $T$  при цьому встановиться на потрібному рівні за рахунок вибору збільшеного номіналу  $R$  (це допускається, якщо підсилювач має надвисокий вхідний опір).

На рис. 5.36 наведені часові діаграми, тобто реакція інтегратора на прямокутні імпульси на вході.

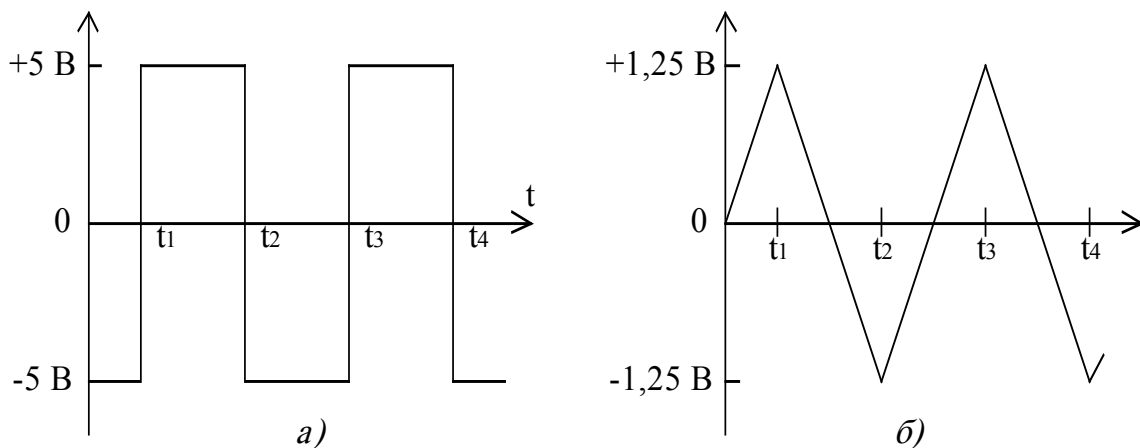


Рисунок 5.36 – Реакція інтегратора на прямокутні імпульси:  
 а) вхідний сигнал; б) вихідний сигнал

*Диференціатор.* Схема диференціатора зображена на рис. 5.37. Якщо на вхід диференціатора подати напругу сигналу  $U_{\text{вх}}$ , то вона буде практично повністю прикладена до конденсатора  $C$ , оскільки  $U_{\Sigma} = 0$  (правило 2, пункт 5.4.4), тому через конденсатор потече струм заряду

$$I_C = C \left( \frac{dU_C}{dt} \right) = (dU_{\text{вх}}/dt) * C,$$

який за рівнем дорівнює струму, що протікає через резистор оберненого зв'язку  $R$  (правило 1, пункт 5.4.4).

$$I_R = -I_C = -(dU_{\text{вх}}/dt)C.$$

Отже,

$$U_{\text{вих}} = I_R R = -RC(dU_{\text{вх}}/dt),$$

де  $RC$  – стала часу диференціатора.

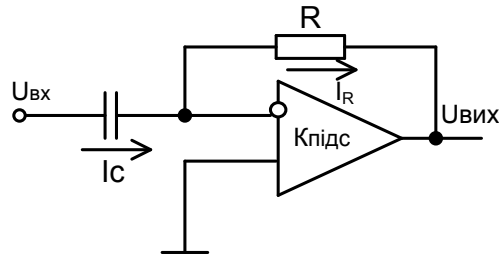


Рисунок 5.37 – Схема диференціатора

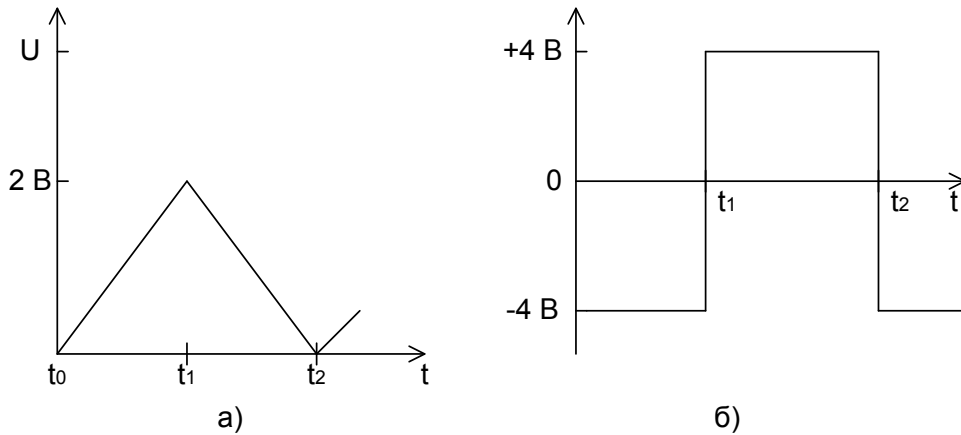


Рисунок 5.38 – Реакція диференціатора на трикутний вхідний сигнал:  
а) вхідний сигнал; б) вихідний сигнал

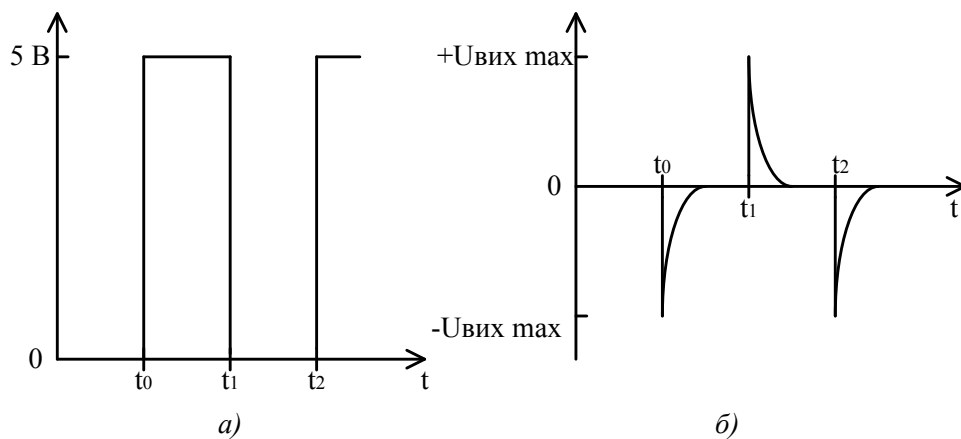


Рисунок 5.39 – Реакція диференціатора на прямокутний вхідний сигнал:  
а) вхідний сигнал; б) вихідний сигнал

Отже, вихідна напруга пропорційна похідній вихідної напруги, тобто, можна зробити загальний висновок, що будь-якому сигналу, що лінійно змінюється на вході диференціатора, відповідає постійний вихідний сигнал, значення якого пропорційне крутизні вхідного сигналу; цей вихідний сигнал залишається постійним протягом всього часу, доки вхідний сигнал зберігає постійний нахил.

Розглянемо вид вихідних сигналів диференціатора при подачі на його вхід деяких стандартних сигналів. На рисунках 5.38 і 5.39 наведені часові діаграми вхідного й вихідного сигналів диференціатора.

На жаль, диференційні схеми мають значний коефіцієнт підсилення на високих частотах. Оскільки диференціатор підсилює високочастотні сигнали, то він чутливий до шумів та коливань. Це є причиною, за якої інтеграторам надається перевага порівняно з диференціаторами.

Існують і інші схеми вмикання ОП, детальний аналіз кожної з них проведено в [7, 8, 11, 29, 37].

## 5.5 Двотактні підсилювачі струму

### 5.5.1 Двотактні підсилювачі струму з параметричним заданням робочих точок

Враховуючи те, що перспективним напрямом побудови високолінійних аналогових пристроїв є використання двотактних структур, потрібно аналізувати можливості побудови таких пристроїв на базі ДППС. Для цього проаналізуємо електричні параметри найпростішої функціональної схеми ДППС, яку зображено на рис. 5.40.

Вона містить ВДК, побудований у вигляді комплементарної схеми з загальною базою на транзисторах VT1 і VT2. На бази цих транзисторів подаються напруги зміщення  $-U_{зм}$  і  $+U_{зм}$  для задання режиму робочої точки. При цьому точка об'єднання емітерів транзисторів VT1 і VT2 слугує входом схеми. Джерела струмів  $I_3$  та  $I_4$  задають струм зміщення в колекторах і емітерах вхідних транзисторів відповідно VT1 та VT2. ППС також містить розділені ППК, побудовані на транзисторах VT3 та VT4. Точка об'єднання колекторів цих транзисторів слугує виходом підсилювача. Схему під'єднано до двох джерел напруг живлення, відповідно  $+U_{ж}$  і  $-U_{ж}$  [38].

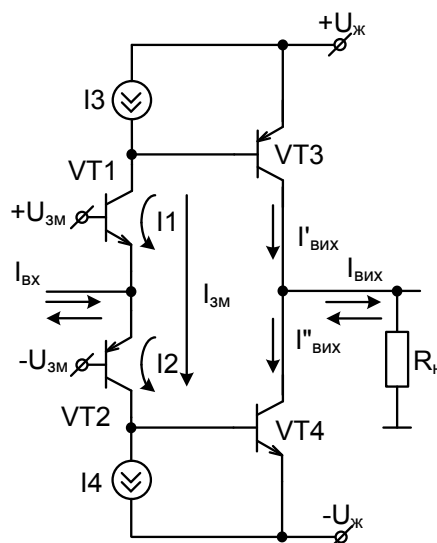


Рисунок 5.40 – Спрощена функціональна схема ДППС із розділеними проміжними каскадами

Відомо, що передатні характеристики першого каскаду матимуть вигляд [38]:

$$I_1 = -\frac{1}{2}I_{ex} + \sqrt{\frac{I_{ex}^2}{4} + I_0^2}. \quad (5.61)$$

Аналогічно

$$I_2 = \frac{1}{2}I_{ex} + \sqrt{\frac{I_{ex}^2}{4} + I_0^2}. \quad (5.62)$$

На рис. 5.41 наведено графік залежності  $I_1$  та  $I_2$  від  $I_{ex}$ . Він ілюструє як поділяється на складові на вході підсилювача струм, що розгалужується в колектори VT1 і VT2. Значення  $I_1$  та  $I_2$  визначаються вольт-амперною характеристикою транзисторів і залежать від їх потужності [38].

Для приростів струмів  $\Delta I_2 \approx I_2 - I_0$  та  $\Delta I_1 \approx I_1 - I_0$  має місце залежність, яку зображено на рис. 5.42. Потрібно вказати, що функції  $\Delta I_1 = f(I_{ex})$  та  $\Delta I_2 = f(I_{ex})$  мають дві зони:

1)  $|I_{ex}| \leq 2I_0$  – малосигнальна; 2)  $|I_{ex}| \gg 2I_0$  – зона великого сигналу.

У першій зоні  $\Delta I_2 \approx \frac{1}{2}I_{ex}$ . У другій  $\Delta I_2 \approx I_{ex} - I_0$ .

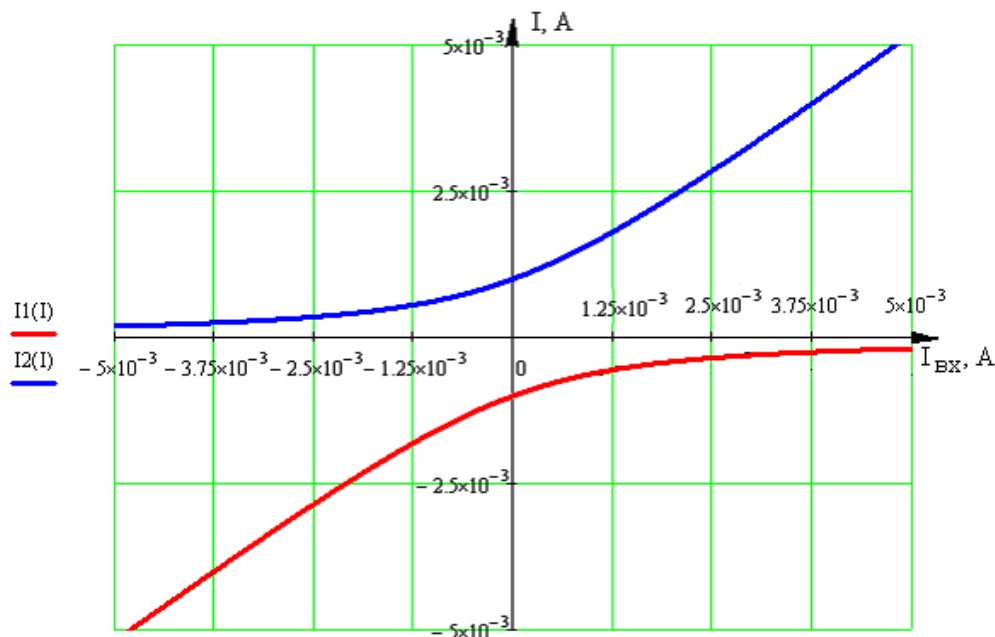


Рисунок 5.41 – Залежність  $I_1$  та  $I_2$  від  $I_{ex}$

Розглянемо розгалуження  $I_{ex}$  на складові та його подальше проходження по каналах підсилення. При цьому

$$I_{B3} \approx \frac{\beta_1}{\beta_1+1} \cdot I_1 - I_3; \quad I_{B4} \approx \frac{\beta_2}{\beta_2+1} \cdot I_2 - I_4;$$

$$I'_{вих} \approx \beta_3 \cdot I_{B3}; \quad I''_{вих} \approx \beta_4 \cdot I_{B4},$$

де  $\beta_1 - \beta_4$  – коефіцієнти підсилення за струмом.

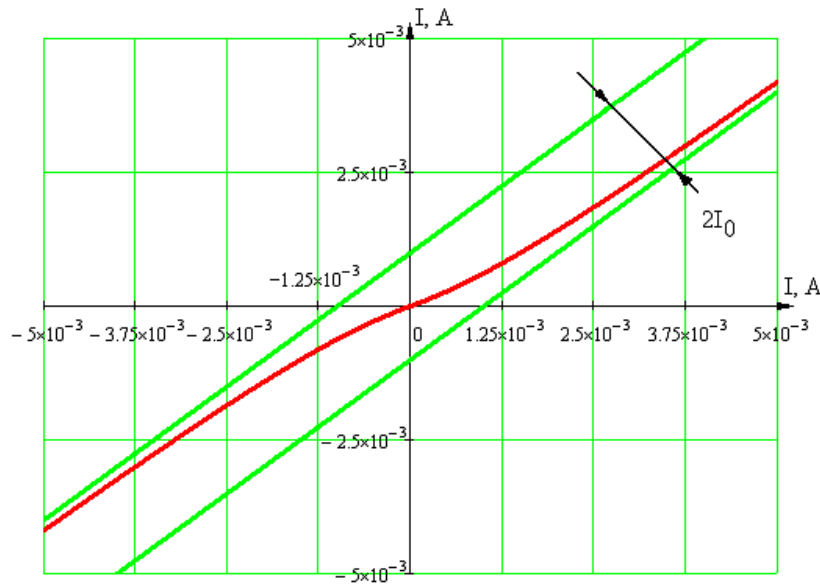


Рисунок 5.42 – Залежність приростів струмів  $\Delta I_1$  та  $\Delta I_2$

Струм навантаження формується як різниця двох складових

$$I_H = I''_{вих} - I'_{вих}.$$

При цьому, з урахуванням (5.61) та (5.62), отримаємо

$$I_H = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{\beta_4 \cdot \beta_2}{\beta_2 + 1} + \frac{\beta_3 \cdot \beta_1}{\beta_1 + 1} \right) \cdot I_{вх} + \left( \frac{\beta_4 \cdot \beta_2}{\beta_2 + 1} - \frac{\beta_3 \cdot \beta_1}{\beta_1 + 1} \right) \cdot \sqrt{\frac{I_{вх}^2}{4} + I_0^2}. \quad (5.63)$$

Вираз (5.63) показує, що нелінійність першого каскаду передається на вихід через асиметричність «плечей» підсилювача. При нульовому вхідному струмі маємо

$$I_H = \left( \frac{\beta_4 \cdot \beta_2}{\beta_2 + 1} - \frac{\beta_3 \cdot \beta_1}{\beta_1 + 1} \right) \cdot I_0 \quad \left| \quad I_{вх} = 0 \right.$$

Тому приріст вихідного струму, який дорівнює

$$\Delta I_H = I_H(I_{вх}) - I'_H(I_{вх}),$$

де  $I'_H(I_{вх})$  – значення  $I_H$  при  $I_{вх} = 0$  – визначається у вигляді [38]

$$I_H = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{\beta_4 \cdot \beta_2}{\beta_2 + 1} + \frac{\beta_3 \cdot \beta_1}{\beta_1 + 1} \right) \cdot I_{вх} + \left( \frac{\beta_4 \cdot \beta_2}{\beta_2 + 1} - \frac{\beta_3 \cdot \beta_1}{\beta_1 + 1} \right) \cdot \left( \sqrt{\frac{I_{вх}^2}{4} + I_0^2} - I_0 \right).$$



Функцію  $\Delta I_n = f(I_{ex})$  зображено на рис. 5.43.

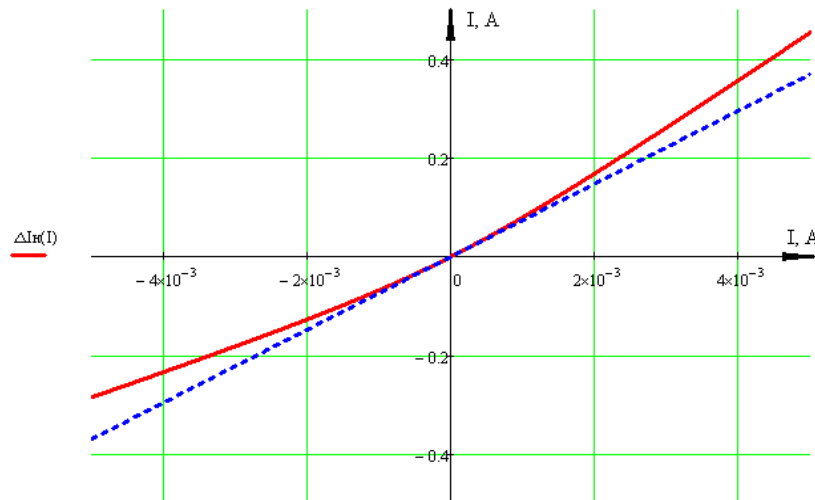


Рисунок 5.43 – Залежність приросту вихідного струму  $\Delta I_n = f(I_{ex})$

Пунктиром тут зображено лінійну складову, а приріст  $\Delta I_n$  від  $I_{ex}$  показано суцільною кривою

$$\Delta I_n = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{\beta_4 \cdot \beta_2}{\beta_2 + 1} + \frac{\beta_3 \cdot \beta_1}{\beta_1 + 1} \right) \cdot I_{ex}.$$

Ця рівність має місце за умови  $|I_{вх}| \leq 2I_0$  при  $|I_{вх}| \gg I_0$ . При цьому

$$\Delta I_n \approx \frac{\beta_4 \cdot \beta_2}{\beta_2 + 1} \cdot I_{ex} + \left( \frac{\beta_4 \cdot \beta_2}{\beta_2 + 1} - \frac{\beta_3 \cdot \beta_1}{\beta_1 + 1} \right) \cdot I_0,$$

а при  $|I_{ex}| \ll I_0$

$$\Delta I_n \approx \frac{\beta_3 \cdot \beta_1}{\beta_1 + 1} \cdot I_{ex} + \left( \frac{\beta_4 \cdot \beta_2}{\beta_2 + 1} - \frac{\beta_3 \cdot \beta_1}{\beta_1 + 1} \right) \cdot I_0.$$

Якщо прийняти  $\frac{\beta_4 \cdot \beta_2}{\beta_2 + 1} > \frac{\beta_3 \cdot \beta_1}{\beta_1 + 1}$ , то графічно це проявляється як підйом коефіцієнта підсилення в зону великих додатних струмів і, відповідно, зменшення його в зоні великих за абсолютним значенням від'ємних струмів. Усе це супроводжується проявом малої постійної складової вихідного струму [38].

Потрібно вказати, що додаткові струми зміщення  $I_3$  та  $I_4$  в колах баз третього і четвертого транзисторів можуть скомпенсувати лише статичну частину постійної складової струму навантаження

$$\beta_3 I_{B3} - \beta_4 I_{B4} = \left( \frac{\beta_4 \cdot \beta_2}{\beta_2 + 1} - \frac{\beta_3 \cdot \beta_1}{\beta_1 + 1} \right) \cdot I_0.$$

Нелінійну ж частину постійної складової так скомпенсувати неможливо. Тобто, компенсація за рахунок зміщення другого каскаду можлива лише окремо або для зони малого, або для зони великого сигналу [38]. Водночас, легко побачити, що значення похибки лінійності передатної характеристики ДППС залежить лише від неідентичності значень  $\beta$  для р-п-р та п-р-п-транзисторів, а також від їх змін в діапазоні вхідного і вихідного сигналів.

### 5.5.2 Двотактні підсилювачі струму з автобалансуванням робочих точок

Схемна реалізація ДППС із параметричним заданням робочих точок можлива лише за наявності прецизійних генераторів струму  $I_3$  та  $I_4$  (див. рис. 5.40), що є проблематичним.

У науковій школі професора О. Д. Азарова вперше запропоновано підхід, який полягає у введенні до складу схеми КС, які забезпечують однаковий режим роботи каскадів ППС. Це дозволило будувати ДППС із розділеними каналами підсилення, особливістю яких є наявність автобалансування робочих точок проміжних транзисторних каскадів [19–21]. Узагальнену структурну схему ДППС з автобалансуванням робочих точок наведено на рис. 5.44.

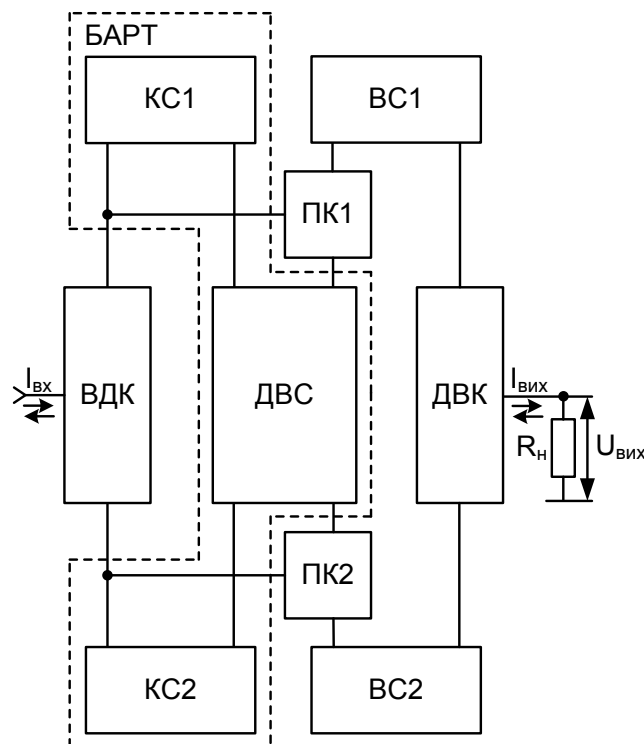


Рисунок 5.44 – Узагальнена структурна схема ДППС з автобалансуванням робочих точок

ДППС з автобалансуванням робочих точок складається з ВДК, ППК: ПК1 і ПК2, які побудовано на біполярних транзисторах різної провідності та ДВК.

Водночас ДВС та КС1 і КС2 утворюють блок автобалансування робочої точки (БАРТ), який забезпечує задання режиму за постійним струмом ППК.

Спрощену практичну принципову схему ДППС з автобалансуванням робочих точок [1] зображено на рис. 5.45. Підсилювач містить ВДК, побудований у вигляді комплементарної схеми з загальною базою на транзисторах VT4 та VT5. Робоча точка цього каскаду задається спадом напруги на транзисторах VT1 та VT2 у діодному вмиканні, рівень яких забезпечується значеннями струмів генераторів струмів  $I_1$  та  $I_2$ . Схема також містить два симетричних підсилювальних канали на транзисторах VT11 і VT14. Робочі точки цих транзисторів задаються введенням у схему ДВС, а також КС: верхнього – на транзисторах VT3 і VT7 та нижнього – на транзисторах VT6 і VT10. Вказаний принцип задання робочої точки, який розглянуто у праці [19], забезпечується самобалансуванням колекторних струмів транзисторів VT11, VT14 і VT7, VT10 у діодному вмиканні, а також VT3 і VT4. Таким чином, за умови  $I_{\text{вх}} = 0$   $I_{K4} \approx I_{K5} \approx I_{K11} \approx I_{K14} \approx I_{K8} \approx I_{K9} \approx I_{K3} \approx I_{K6} \approx I_1 \approx I_2$ .

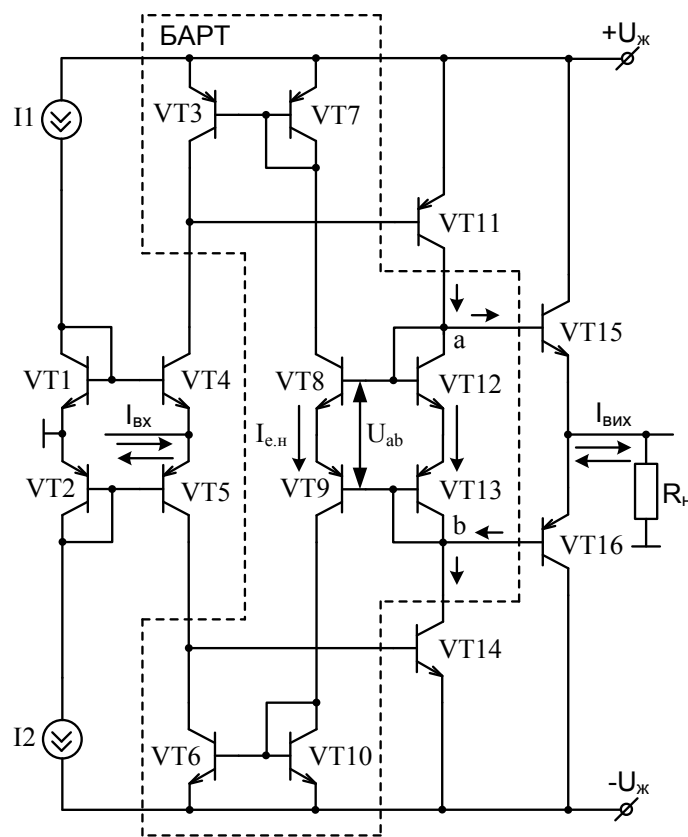


Рисунок 5.45 – Спрощена принципова схема ДППС з автобалансуванням робочих точок

Виходячи з останнього співвідношення, потрібно вказати, що робочі точки транзисторів (як верхнього, так і нижнього каналів) задаються рівняннями струмів генераторів  $I_1$  та  $I_2$ .

Наявність у схемі ДВС на транзисторах VT8, VT9, VT12, VT13 забезпечує постійну сумарну різницю потенціалів  $U_{ab}$  на переходах база-емітер VT12 і VT13 не лише за умови  $I_{BX} = 0$ , а й коли  $I_{BX} \neq 0$  та  $I_{K11} \neq I_{K14}$ . Потрібно вказати, що наскрізний струм  $I_{e,n}$  через переходи колектор-емітер транзисторів VT15 і VT16 приблизно дорівнює  $I_{K8}$  та  $I_{K9}$ . Приріст  $\Delta I_{\text{вих}} (I_{BX} \neq 0)$  з'являється за умови, що  $I_{BX} \neq 0$  та  $I_{K11} \neq I_{K14}$  і  $I_{K15} \neq I_{K16}$ , і на виході з'являється різницевий струм  $\Delta I_n$ , що створює ненульовий спад напруги  $U_{\text{вих}}$  [4, 38, 39].

Коефіцієнт підсилення за струмом вказаної схеми для малосигнальної зони визначається за формулою [39]

$$K_i = \beta_{p-n-p} \cdot \beta_{n-p-n}.$$

Шляхом побудови ДППС відповідно до запропонованої структурної схеми та збільшення числа підсилювальних каскадів можна досягти збільшення коефіцієнта підсилення, водночас потрібно враховувати, що збільшення кількості каскадів призводить до погіршення динамічних характеристик.

## 5.6 Контрольні запитання до розділу 5

1. Що таке операційний підсилювач?
2. Назвати основні характеристики ОП.
3. З яких каскадів складається ОП та які функції вони виконують?
4. Дати означення неінвертувального та інвертувального ОП. Їх схемна реалізація.
5. Написати вирази для визначення коефіцієнта підсилення неінвертувального та інвертувального ОП.
6. Повторювач напруги є хорошим буферним каскадом. Чому?
7. Вказати, що трапиться з  $K$ ,  $R_{\text{вх.зз}}$  та  $R_{\text{вих.зз}}$  при збільшенні петльового коефіцієнта підсилення.
8. Вказати умову, за якої коефіцієнт підсилення ідеального підсилювача з замкненим ЗЗ повністю визначається параметрами кола ЗЗ.
9. Перехідна та передатна характеристики ОП. Які параметри з них визначаються?
10. Які існують характеристики ОП, що залежать від частоти?
11. Логарифмічні АЧХ та ФЧХ ОП. Які параметри з них визначають?
12. Які існують критерії стійкості ОП?
13. Як визначають петльовий коефіцієнт підсилення?
14. Вказати умови, виконання яких призводить до самозбудження ОП.

15. Нарисувати схему інвертувального суматора на ОП. Чому дорівнює  $U_{\text{вих}}$ ?
16. Навести схему підсумовувального інтегратора з  $n$  входами. Чому дорівнює  $U_{\text{вих}}$ ?
17. Навести схему інтегратора на ОП. Чому дорівнює  $U_{\text{вих}}$ ?
18. Якими елементами схеми визначається коефіцієнт підсилення за струмом?
19. Пояснити необхідність внесення у схему джерела ОП струму зміщення  $I_{\text{зм}}$ .
20. Що таке двотактний підсилювач струму?
21. Нарисувати спрощену функціональну схему ДППС із розділеними проміжними каскадами.
22. Якими математичними залежностями описуються передатні характеристики комплементарної схеми з загальною базою?
23. Як поділяється струм на вході підсилювача постійного струму?
24. Чим визначається розгалуження вхідного струму?
25. На які зони поділяються прирости струмів?
26. Наведіть вирази та графіки приростів струмів у зоні малого сигналу.
27. Наведіть вирази та графіки приростів струмів у зоні великого сигналу.
28. Чим зумовлена поява нелінійності на виході схеми ДППС?
29. Чи можна скомпенсувати статичну частину постійної складової струму навантаження ДППС? Як саме?
30. Чи можна скомпенсувати нелінійність? Як саме?
31. Для яких зон сигналу і як саме можлива компенсація?
32. Від чого залежить значення похибки лінійності передатної характеристики ДППС?
33. Наведіть узагальнену структурну схему ДППС з автобалансуванням робочих точок.
34. Що таке автобалансування робочих точок проміжних транзисторних каскадів?
35. Як забезпечується автобалансування робочих точок проміжних транзисторних каскадів?
36. Що таке робочі точки транзисторів?
37. Чим задаються робочі точки транзисторів як верхнього, так і нижнього каналів ДППС?
38. Поясніть принцип роботи ДППС з автобалансуванням робочих точок.
39. Що забезпечує наявність у схемі ДППС ДВС?
40. Чого дозволяє досягнути збільшення числа підсилювальних каскадів ДППС?
41. До чого приводить збільшення кількості підсилювальних каскадів ДППС?

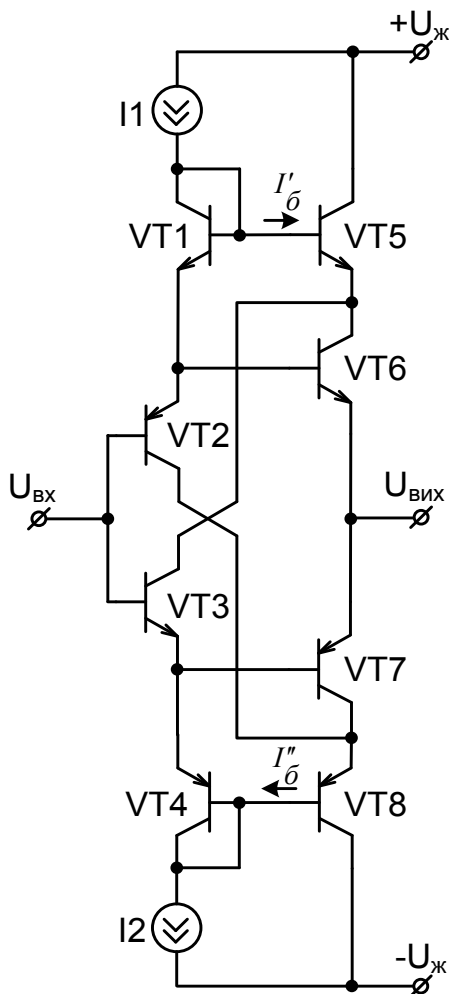
## РОЗДІЛ 6 БУФЕРНІ ПРИСТРОЇ

### 6.1 Двотактні буферні пристрої напруги

Відомо багато різновидів буферних пристроїв як за схемотехнічною організацією, так і за призначенням. Найпоширенішою є побудова буферних пристроїв на базі операційних підсилювачів [7, 8], однак такий підхід обмежує їх швидкодію.

На сьогодні особливу увагу привертають двотактні схеми буферних пристроїв. Вони здатні забезпечувати високу лінійність передатної характеристики і потрібну швидкодію [10, 11]. При цьому потрібно вказати, що відомі схемотехнічні рішення буферних пристроїв за двотактною структурою, які забезпечують високу швидкодію і незначну лінійність, є незбалансованими, мають велику похибку зсуву нуля і високий температурний дрейф.

Певний вииграш при цьому дає застосування для побудови ядра буферного пристрою двотактних складених емітерних повторювачів на біполярних транзисторах або двотактних структур на базі польових транзисторів.



Розглянемо схему відомого буферного пристрою із самобалансуванням робочих точок вхідного каскаду [3], яку наведено на рис. 6.1.

Вона складається з джерел струму I1 і I2, які задають режим за постійним струмом каскадів схеми, а також з мостового повторювача на транзисторах VT2, VT3, VT6 і VT7 із плаваючими джерелами живлення на транзисторах VT5 і VT8.

Транзистори VT1 і VT4 створюють потрібне зміщення. Буферний пристрій за двотактною структурою, порівняно зі схемою на базі одностактного ППС, має низьку похибку лінійності, а швидкість наростання вихідного сигналу для різних півперіодів практично однакова. Проте схема має низьку похибку лінійності, але високу похибку зсуву нуля.

Рисунок 6.1 – Двотактний буферний пристрій з самобалансуванням робочих точок вхідного каскаду

Однак, незважаючи на високі лінійність та швидкодію, вказаний двотактний буферний пристрій має високу похибку зсуву нуля, яка виникає через різні значення напруг база-емітер транзисторів VT2 і VT3, що автоматично передається на вихід схеми і викликає появу похибки зсуву нуля, яка визначається у вигляді  $\Delta U_{вих} = U_{вих} - U_{вх}$ , причому,

$$\begin{cases} I'_6 = f(U_{вих}); \\ I''_6 = f(U_{вих}); \end{cases} \quad \begin{cases} (U_{бе})_{VT1} = f(U_{вих}); \\ (U_{бе})_{VT4} = f(U_{вих}). \end{cases}$$

Це є додатковим джерелом нелінійності передатної характеристики.

Також відомий підхід до побудови буферних пристроїв із заданням робочих точок зовнішніми генераторами [1–5]. Узагальнену структурну та принципову схеми зображено на рис. 6.2.

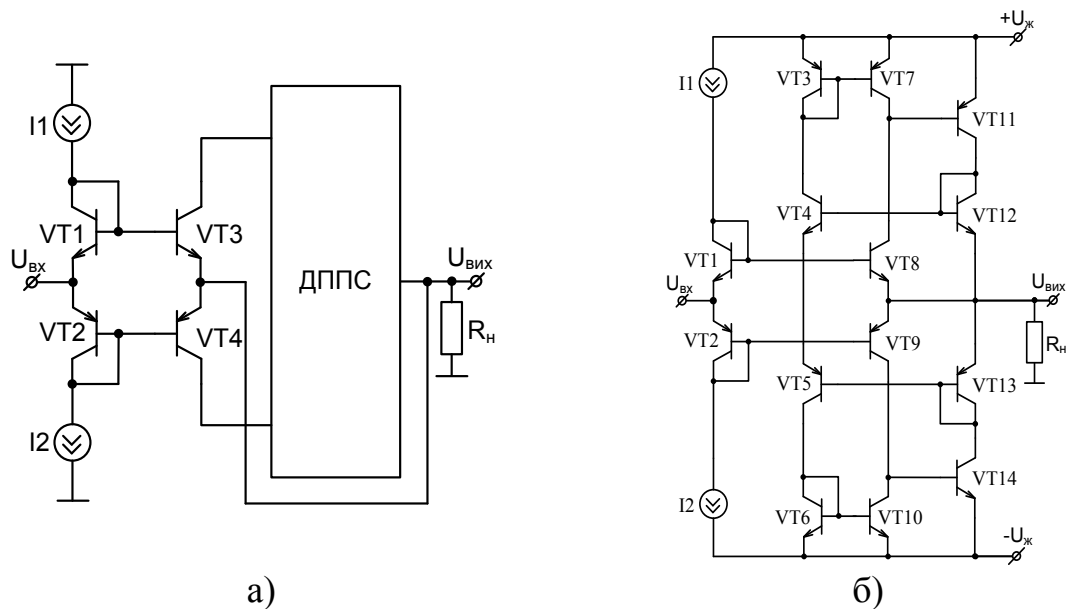


Рисунок 6.2 – Двотактний буферний пристрій з заданням робочих точок зовнішніми генераторами:  
а) структурна схема; б) принципова схема

Відомо, що ненульове значення вихідного опору призводить до зміни масштабу і погіршення лінійності передатної характеристики. Застосування ДППС дозволяє підвищити навантажувальну здатність при збереженні заданого рівня лінійності. При цьому вихідний опір  $r_{вих}$  зменшується в  $K_i$  разів ( $K_i$  – загальний коефіцієнт підсилення ДППС). Водночас, незважаючи на покращені характеристики, залишається невирішеною проблема задання робочої точки вхідних транзисторів VT1 і VT2, що потребує використання прецизійних генераторів струму I1 та I2.

## 6.2 Методи схемної організації високолінійних буферних пристроїв на базі двотактних структур

### 6.2.1 Схемна організація і моделі передатних характеристик ядер двотактних буферних пристроїв

Буферні пристрої насправді є підсилювачами потужності та призначені для узгодження опору генератора сигналу з опором навантаження [3]. При цьому БН виступає в ролі трансформатора опорів з високим вхідним та низьким вихідним опором. Коефіцієнт передачі за напругою БН дорівнює одиниці. Струм, який видається БН у навантаження, може бути набагато більшим, ніж вхідний. Такі буферні пристрої називають повторювачами напруги [6].

Можна вказати декілька підходів щодо побудови БН на базі двотактних симетричних структур [3, 4, 39, 40]. Причому, незалежно від конкретної схемотехнічної реалізації, узагальнена структурно-функціональна схема буферного пристрою матиме вигляд, як показано на рис. 6.3.

Статична передатна характеристика такого виду пристроїв має загальну похибку

$$\Delta U_{вих} = U_{вих} - U_{вх} \quad (6.1)$$

Так само її можна розкласти на декілька складових, а саме на:

– похибку зсуву нуля  $\Delta U_{зс0}$ , причому  $\Delta U_{зс0} = \Delta U_{вих}$ , при  $U_{вх} = 0$ ;

– похибку масштабу  $\Delta U_M$ , причому  $\Delta U_M = U_{вих} - U_{вх} - \Delta U_{зс0}$ ;

– похибку лінійності  $\Delta U_L$ , причому  $\Delta U_L = \Delta U_M - K \cdot U_{вх}$ , причому

$K = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1}$ , де  $x_1, x_2, y_1, y_2$  – координати точок прямої, яка проходить через лінійну ділянку передатної характеристики [41].

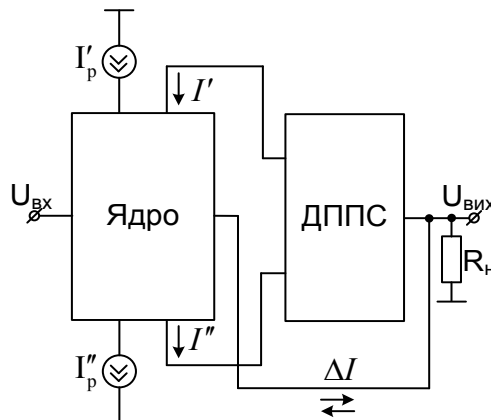


Рисунок 6.3 – Узагальнена структурно-функціональна схема двотактного буферного пристрою



Водночас, можна записати, що в ідеальному випадку  $\Delta I = 0$ . Враховуючи рівності  $I'_p = I''_p = I_p$ ;  $I' \cdot I'' = I_p^2$ , які виведено в [38], і те, що  $\Delta I = |I' - I''|$ , легко побачити, що умовою балансу є рівність  $I' = I''$ . Потрібно вказати, що саме ядро визначає потенційні характеристики всієї схеми, у той час, як ДППС забезпечує збільшення навантажувальної здатності та збереження рівня похибки лінійності [40]. Водночас, рівні окремих складових можуть істотно залежати від конкретної схемотехнічної реалізації ядра пристрою.

Так, відома схема [3], яку наведено на рис. 6.1, має значну похибку зсуву нуля. Це зумовлено незбалансованістю напруг переходів база-емітер n-p-n- і p-n-p-транзисторів VT6 і VT7 відповідно.

Для стабілізування напруг колекторних переходів транзисторів вихідних каскадів ядра у схему введені каскоди на транзисторах VT1, VT5 і VT4, VT8 відповідно. Це досить ефективно стабілізує характеристики робочих точок транзисторів VT6 і VT7, зокрема струми колекторів та напруги переходів база-емітер, знижує рівень похибок масштабу і лінійності. Водночас, неідеальність транзисторів VT5 і VT8, а саме: залежність  $\beta$  від напруги переходів база-емітер, призводить до зміни їх базових струмів і не дозволяє здійснити подальшу мінімізацію цих складових. Це також призводить до зміни струмів емітерів транзисторів VT2 і VT3 та, водночас, до зміни напруг база-емітер цих транзисторів, що автоматично передається на вихід схеми і викликає появу похибки зсуву нуля.

Вихідна напруга такої схеми визначається у вигляді [40]:

$$U_{вих} \approx U_{ex} + (U_{be})_{VT2} - (U_{be})_{VT6},$$

$$U_{вих} \approx U_{ex} - (U_{be})_{VT3} + (U_{be})_{VT7},$$

де  $U_{ex}$  – вхідна напруга;

$(U_{be})_{VT2}$ ,  $(U_{be})_{VT3}$  – напруги база-емітер транзисторів VT2, VT3;

$(U_{be})_{VT6}$ ,  $(U_{be})_{VT7}$  – напруги база-емітер транзисторів VT6, VT7, причому  $(U_{be})_{VT2} \approx (U_{be})_{VT6}$ ,  $(U_{be})_{VT3} \approx (U_{be})_{VT7}$ .

Для інтегральних транзисторів рівень похибки зсуву нуля сягає значень 10–50 мВ.

Похибки масштабу і лінійності істотно залежать від впливу змін напруг переходів колектор-емітер транзисторів ядра в діапазоні вихідного сигналу.

Потрібно вказати, що чинниками, які негативно впливають на характеристики схеми, є [40]:

1) залежність напруги переходу база-емітер  $U_{бе}$  транзистора від напруги переходу колектор-емітер  $U_{ке}$ ;

2) залежність колекторного струму  $I_k$  транзистора від напруги переходу колектор-емітер, що зумовлено обмеженими значеннями опору колекторного переходу  $r_k^*$ ;

3) залежність  $\beta$  транзистора від напруги переходу колектор-емітер  $U_{ке}$ .

Для зменшення похибки зсуву нуля схему запропоновано будувати, як показано на рис. 6.4, а, тобто, введенням ланцюгів n-p-n- і p-n-p- транзисторів, які б здійснювали самобалансування напруг р-n переходів.

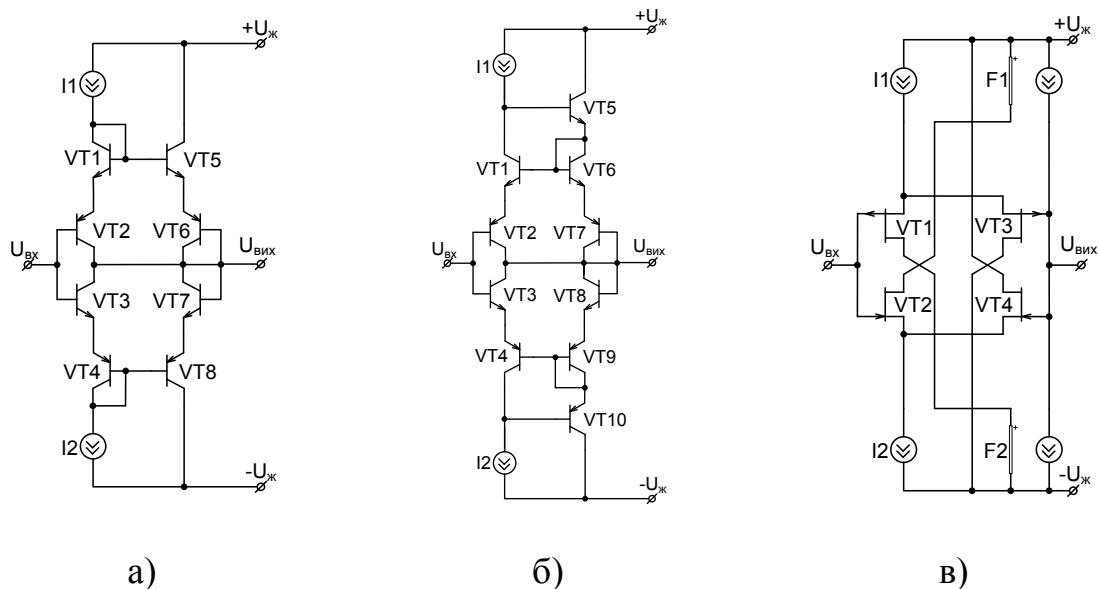


Рисунок 6.4 – Схемотехнічна організація ядра буферного пристрою:

- а) з балансуванням напруг переходів база-емітер;
- б) з каскадуванням струмових виходів на базі схем Уїлсона;
- в) з диференціальними каскадами на польових транзисторах із самобалансуванням вхід-вихід

При цьому вихідна напруга такої схеми визначається з рівнянь:

$$U_{вих} \approx U_{вх} + (U_{бе})_{VT2} + (U_{бе})_{VT1} - (U_{бе})_{VT5} - (U_{бе})_{VT6};$$

$$U_{вих} \approx U_{вх} - (U_{бе})_{VT3} - (U_{бе})_{VT4} + (U_{бе})_{VT7} + (U_{бе})_{VT8},$$

де  $(U_{бе})_{VT1} - (U_{бе})_{VT8}$  – напруга база-емітер транзисторів VT1–VT8, причому,

$$(U_{\text{бe}})_{\text{VT1}} \approx (U_{\text{бe}})_{\text{VT5}}; (U_{\text{бe}})_{\text{VT2}} \approx (U_{\text{бe}})_{\text{VT6}}; (U_{\text{бe}})_{\text{VT3}} \approx (U_{\text{бe}})_{\text{VT7}};$$

$$(U_{\text{бe}})_{\text{VT4}} \approx (U_{\text{бe}})_{\text{VT8}}.$$

Така схема має низьку похибку зсуву нуля, яка сягає 200–500 мкВ, але дещо більшу похибку лінійності, ніж схеми на рис. 6.2. Водночас потрібно вказати, що залишається проблема залежності напруги переходів база-емітер транзисторів VT5 і VT8 від напруги переходів колектор-емітер.

Для усунення цих похибок, можна замінити просту каскадну схему на транзисторах VT1, VT5 і VT4, VT8 на каскади, які побудовано на базі схем Уїлсона. Запропоновано схему буферного пристрою [42], яку зображено на рис. 6.4, б. Така схема має низьку похибку лінійності, яка прирівнюється до похибки лінійності схеми на рис. 1.24, та низьку похибку зсуву нуля, на рівні 100–200 мкВ. Така схемотехнічна організація ядра зменшує вплив напруг переходів база-емітер транзисторів VT6 і VT9, але залишається проблема впливу базового струму транзисторів VT5 і VT10.

Специфікою буферних пристроїв на біполярних транзисторах є принципова наявність вхідного базового струму. Тому кардинальним вирішенням цієї проблеми є використання польових транзисторів з керованими р-n переходами (рис. 6.4, в). Схема забезпечує низькі похибку лінійності та похибку зсуву нуля, яка залежить від вирівнювання напруг стік-витік, а також розкиду напруг відсікання заслін-витік пар транзисторів VT1, VT3 і VT2, VT4.

Однак потрібно вказати, що жодна з розглянутих схем не забезпечує мінімізації похибки лінійності в діапазоні вихідного сигналу. Це підтверджено моделюванням похибок масштабу та лінійності передатної характеристики ядер буферного пристрою, що показано на рис. 6.5. На графіках криві 1–4 відносять до схем ядер буферних пристроїв на рис. 6.1 та рис. 6.4, а, в відповідно.

Для визначення складових, які впливають на появу  $\Delta U_{\text{вих}}$ , доцільно розглянути еквіваленту схему заміщення виходу ядра буферного пристрою, яку зображено на рис. 6.6, а. Вона містить:  $r_{\text{б}}', r_{\text{б}}'', r_{\text{к}}', r_{\text{к}}''$  – опори баз і колекторів транзисторів VT5 і VT8 відповідно;  $r_{\text{е}}', r_{\text{е}}''$  – опори емітерів транзисторів VT5 і VT8 відповідно, причому  $r_{\text{е}}' = r_{\text{е}}'' = r_{\text{е}}$ ;  $r_{\text{д}}', r_{\text{д}}''$  – опори р-n переходів транзисторів VT6 і VT7 у діодному вмиканні, причому  $r_{\text{д}}' = r_{\text{д}}'' = r_{\text{д}} = r_{\text{е}}$ ;  $U', U''$  – напруги шин додатного і від'ємного живлення відповідно.

Схему доцільно перетворити у такий вигляд, як наведено на рис. 6.6, б.

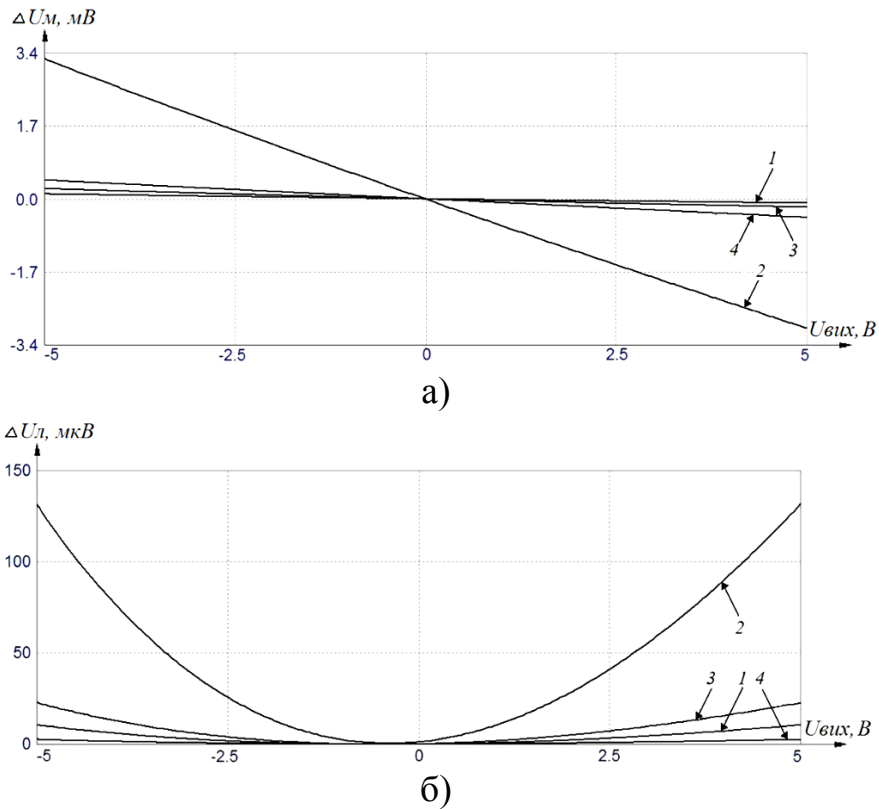


Рисунок 6.5 – Похибки передатних характеристик ядер буферного пристрою: а) масштабу; б) лінійності

При цьому

$$R1 = r_{\kappa}^{*'} + r_{\delta}^{*'} + \frac{r_{\kappa}^{*'} \cdot r_{\delta}^{*'}}{2 \cdot r_e}; R2 = 2 \cdot r_e + r_{\kappa}^{*'} + \frac{2 \cdot r_e \cdot r_{\kappa}^{*'}}{r_{\delta}^{*'}}; R3 = \frac{R3' \cdot R3''}{R3' + R3''},$$

$$\text{де } R3' = 2 \cdot r_e + r_{\delta}^{*'} + \frac{2 \cdot r_e \cdot r_{\delta}^{*'}}{r_{\kappa}^{*'}}; R3'' = 2 \cdot r_e + r_{\delta}^{*''} + \frac{2 \cdot r_e \cdot r_{\delta}^{*''}}{r_{\kappa}^{*''}}; \quad (6.2)$$

$$R4 = 2 \cdot r_e + r_{\kappa}^{*''} + \frac{2 \cdot r_e \cdot r_{\kappa}^{*''}}{r_{\delta}^{*''}}; R5 = r_{\kappa}^{*''} + r_{\delta}^{*''} + \frac{r_{\kappa}^{*''} \cdot r_{\delta}^{*''}}{2 \cdot r_e}.$$

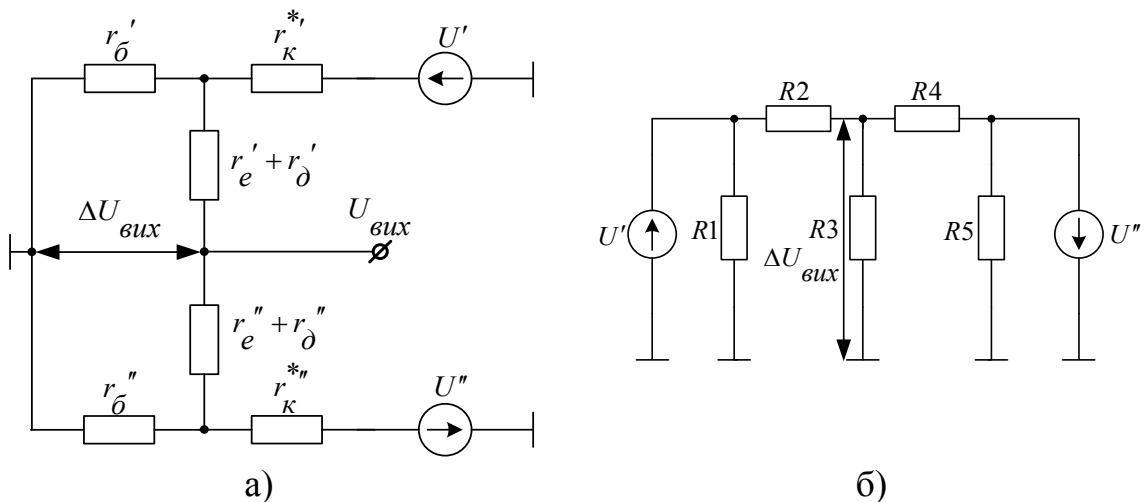


Рисунок 6.6 – Еквівалентні малосигнальні схеми заміщення ядра буферного пристрою: а) вихідна; б) після перетворення

Використовуючи метод суперпозиції [30] можемо переписати рівняння (6.1) у вигляді

$$\Delta U_{вих} = \Delta U'_{вих} + \Delta U''_{вих}, \quad (6.3)$$

де  $\Delta U'_{вих} = f(U')$ ,  $\Delta U''_{вих} = f(U'')$  – прирости напруги по верхньому і нижньому каналах, які також визначаються як

$$\begin{aligned} \Delta U'_{вих} &= U' \cdot \frac{R_3}{R_2+R_3}; \\ \Delta U''_{вих} &= U'' \cdot \frac{R_3}{R_4+R_3}. \end{aligned} \quad (6.4)$$

Враховуючи вищенаведені залежності та рівняння (6.3), отримаємо

$$\Delta U_{вих} = \frac{[U' \cdot (R_4+R_3) + U'' \cdot (R_2+R_3)] \cdot R_3}{(R_2+R_3) \cdot (R_4+R_3)}. \quad (6.5)$$

Шляхом підстановки в рівняння (6.5) значень з (6.2) отримаємо абсолютну похибку.

Відносна ж похибка визначається у вигляді

$$\delta = \frac{\Delta U_{вих}}{U_{вих}} \cdot 100\%.$$

Підставивши у (6.4) значення з (6.2) і врахувавши, що в реальних схемах  $r_{\delta}' \ll r_{\kappa}'$ ,  $r_{\delta}'' \ll r_{\kappa}''$  і  $r_{\delta}' \approx r_{\delta}''$ , отримаємо

$$\Delta U'_{вих} \approx U' \cdot \frac{2 \cdot r_e}{r_{\kappa}'}, \quad \Delta U''_{вих} \approx U'' \cdot \frac{2 \cdot r_e}{r_{\kappa}''}.$$

Легко побачити, що похибка лінійності здебільшого залежить від величини  $r_{\kappa}'$  і  $r_{\kappa}''$ , а також  $r_e$ , значення якого на 2–3 порядки менше значень  $r_{\kappa}'$  і  $r_{\kappa}''$ .

### 6.2.2 Методи зменшення похибок і підвищення навантажувальної здатності буферних пристроїв

Для того, щоб забезпечити високу лінійність передатної характеристики ядра пропонується декілька їх схемно-функціональних організацій:

– введення до складу ядра каскадів, побудованих на польових транзисторах;

- побудова каскадів ядра на складених транзисторах Шиклаї;
- використання параметричної стабілізації напруг живлення транзисторних каскадів.

Перший метод дозволяє підвищити опір струмових виходів [7] (рис. 6.7, а). За рахунок цього забезпечується стабілізація напруг переходів колектор-емітер транзисторів VT6 і VT9, а базовими струмами цих транзисторів можна знехтувати. Враховуючи залежності (6.4), можемо записати прирости напруги по верхньому і нижньому каналах як

$$\Delta U'_{вих} \approx U' \cdot \frac{2 \cdot r_e}{r'_{св}(1 + S' \cdot R'_e)}; \quad \Delta U''_{вих} \approx U'' \cdot \frac{2 \cdot r_e}{r''_{св}(1 + S'' \cdot R''_e)},$$

де  $r'_{св}$ ,  $r''_{св}$  – диференційні вихідні опори;  $S'$ ,  $S''$  – крутизни передатних характеристик;  $R'_e$ ,  $R''_e$  – об'ємні опори витоків n-канальних і p-канальних польових транзисторів відповідно [7]. Використання каскадів на польових транзисторах дозволяє підвищити лінійність на 1–2 порядки порівняно з схемою на рис. 6.4, а.

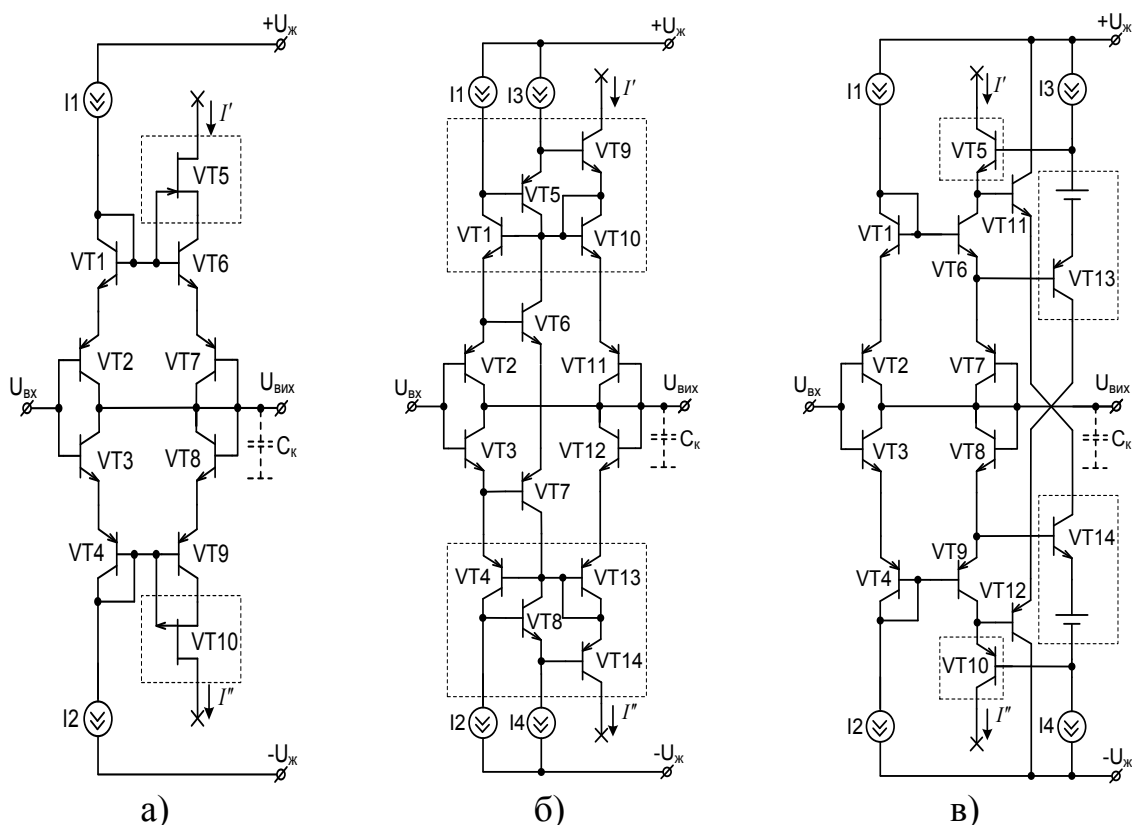


Рисунок 6.7 – Схемна організація входних кіл високо лінійних буферних пристроїв: а) з каскадами на польових транзисторах; б) з каскодними відбивачами струмів на складених транзисторах Шиклаї; в) з параметричною стабілізацією напруг колектор-емітер вихідних каскадів

Другий метод дозволяє зменшити вплив базових струмів транзисторів VT9 і VT14 в  $\beta_{n-p-n}$  і  $\beta_{p-n-p}$  відповідно (рис. 6.7, б). При цьому похибка лінійності зменшується в  $\frac{\beta_{min}}{2}$  разів, де  $\beta_{min}$  – найменше значення  $\beta$  пари транзисторів VT9 і VT14. Враховуючи залежності (6.4), можемо записати прирости напруги у верхньому і нижньому каналах як

$$\Delta U'_{вих} \approx U' \cdot \frac{4 \cdot r_e}{r'_{вих} \cdot \beta_{n-p-n}}; \quad \Delta U''_{вих} \approx U'' \cdot \frac{4 \cdot r_e}{r''_{вих} \cdot \beta_{p-n-p}}. \quad (6.6)$$

Однак потрібно вживати заходів щодо коригування перехідної характеристики, оскільки використання складених транзисторів призводить до появи додаткового полюсу на високих частотах.

Третій метод дозволяє підвищити лінійність із збереженням рівня швидкодії, порівняно зі схемою, яку наведено на рис. 6.7, в. При цьому значення похибки лінійності дещо менше, ніж у схемі з використанням складених транзисторів Шиклаї. Прирости напруги (для такої схеми) описуються співвідношеннями (6.6).

Графіки похибок масштабу та лінійності передатних характеристик, а також перехідних характеристик високолінійних буферних пристроїв наведено на рис. 6.8 і 6.9, відповідно. На графіках криві 1–3 (рис. 6.8), відповідно, для схем на рис. 6.7, а, б, в.

Специфікою буферних пристроїв на біполярних транзисторах є наявність ненульового вхідного струму, що призводить до появи похибки зсуву нуля  $\Delta U_{зс0}$ . Для цього використовується окремий генератор  $I_{зс0}$ , що забезпечує компенсацію струму зсуву нуля. Основними вимогами до такого пристрою є:

- стабільність  $I_{зс0}$  в діапазоні вхідного сигналу;
- високий вихідний опір.

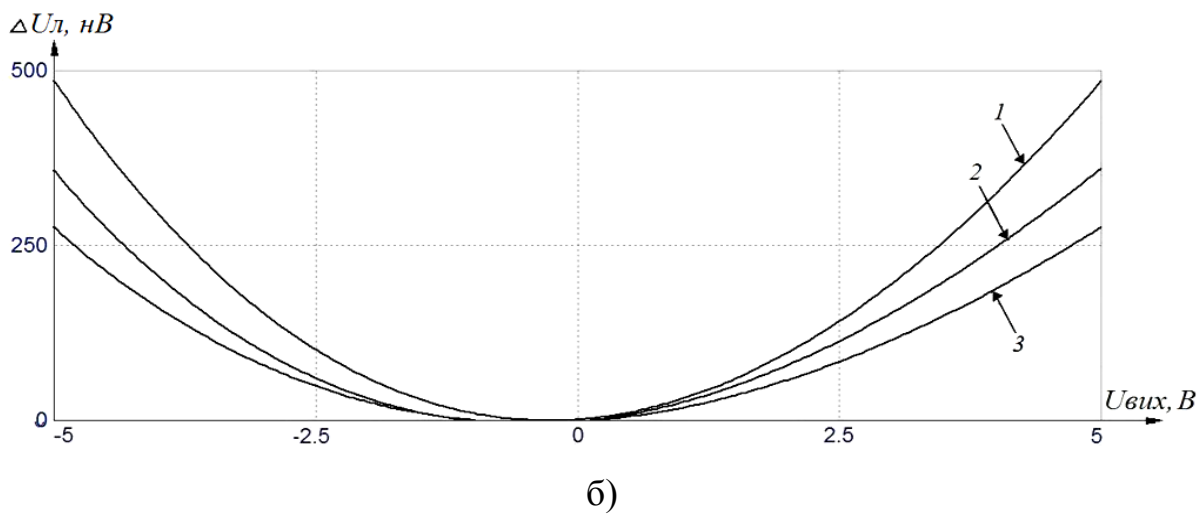
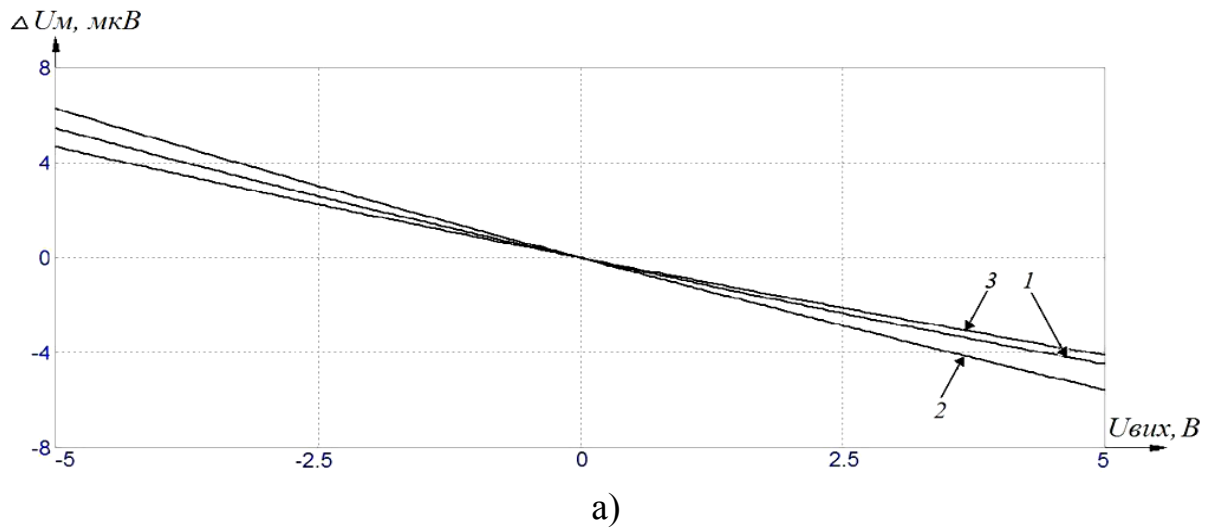


Рисунок 6.8 – Похибки передатних характеристик ядер буферного пристрою у діапазоні  $U_{вих}$ : а) масштабу; б) лінійності

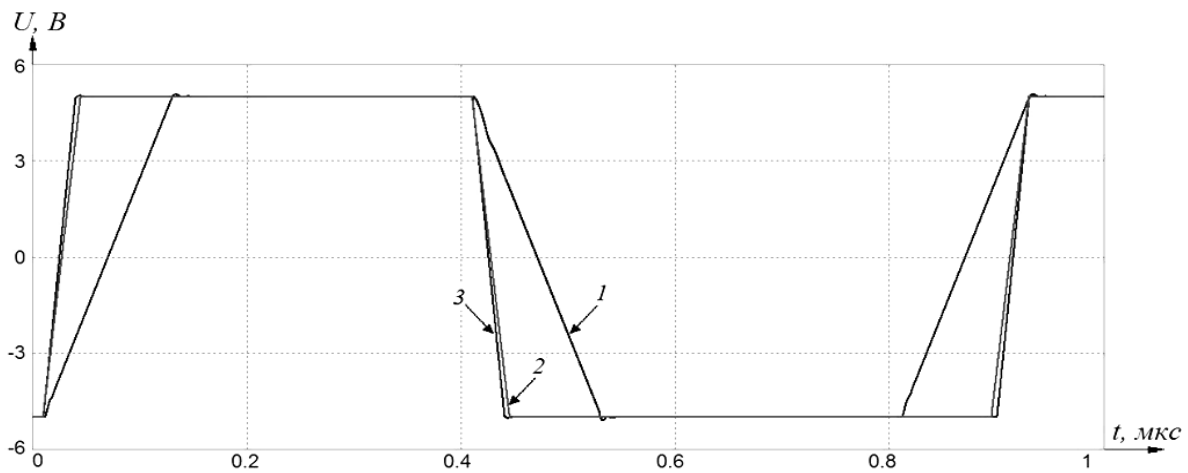


Рисунок 6.9 – Перехідні характеристики ядер буферного пристрою



Для зменшення похибки зсуву нуля ядра буферного пристрою запропоновано схемотехнічну організацію джерела струму  $I_{зс0}$ , яку показано на рис. 6.10.

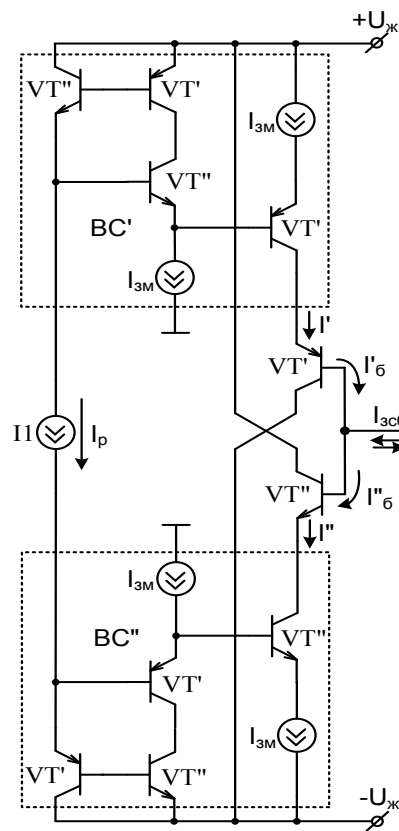


Рисунок 6.10 – Схемотехнічна реалізація джерела струму компенсації зсуву нуля ядра буферного пристрою

Особливістю цієї схеми є те, що, завдяки використанню пар складених транзисторів Шиклаї у ВС', ВС'' підвищується вихідний опір та забезпечується підвищення точності задання  $I_{зс0}$ . При цьому похибка лінійності джерела зсуву нуля збільшується в  $\frac{\beta_{min}}{2}$  разів, де  $\beta_{min}$  – найменше значення  $\beta$  пари транзисторів VT' і VT''.

Недоліком розглянутих схем є низька навантажувальна здатність, яка значною мірою визначається вихідним опором схеми  $r_{вих}$ . При цьому

$$r_{вих} = r_e.$$

Ненульове значення вихідного опору призводить до зміни масштабу і погіршення лінійності передатної характеристики.

Для підвищення навантажувальної здатності та збереження заданої лінійності, доцільно ввести до схеми ДППС. Узагальнену структуру такого буферного пристрою наведено на рис. 6.11.

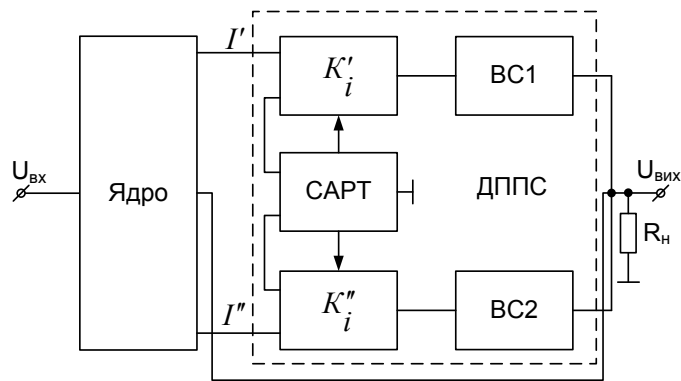


Рисунок 6.11 – Структурно-функціональна організація високолінійного буферного пристрою на базі двотактної симетричної структури

Він складається з підсилювальних каскадів  $K'_i$  і  $K''_i$ , схеми автобалансування робочих точок (САРТ) та відбивачів струму ВС1 і ВС2. САРТ дозволяє отримати пропорційну залежність між підсумковими коефіцієнтами передачі і вирівнюванням їх значення в діапазоні сигналу. Умовою самобалансування є виконання рівності  $\frac{I'}{I_p} = \frac{I''}{I_p}$ , де  $I_p$  – струм робочої точки;  $I', I''$  – контрольні струми рівня. При цьому  $K'_i = K''_i$ .

Введення ДППС у КЗЗ схеми, а саме між ядром і навантаженням, дозволяє зменшити вихідний опір до рівня

$$r_{вих} = \frac{r_e}{K_i},$$

де  $K_i$  – загальний коефіцієнт підсилення ДППС.

### 6.3 Контрольні запитання до розділу 6

1. Що таке буферний пристрій?
2. Які види буферних пристроїв існують?
3. На базі чого будують буферні пристрої?
4. Який недолік побудови буферних пристроїв на базі операційних підсилювачів?
5. Чому доцільна побудована буферних пристроїв на базі двотактних структур?
6. Які недоліки двотактних буферних пристроїв, побудованих за традиційними підходами?
7. Наведіть структурну схему двотактного буферного пристрою.
8. Наведіть електричну схему двотактного буферного пристрою.
9. Як працює двотактний буферний пристрій?
10. Через що виникає похибка зсуву нуля?

11. Який вплив похибки зсуву нуля?
12. На що впливає ненульовий вхідний опір буферного пристрою?
13. Як підвищити навантажувальну здатність буферного пристрою?
14. Через що виникає проблема задання робочої точки вхідного каскаду буферного пристрою?
15. Що підсилюють буферні пристрої?
16. Які основні властивості буфера напруги?
17. Які основні властивості буфера струму?
18. Які існуючі підходи щодо побудови БН на базі двотактних симетричних структур Ви знаєте?
19. Напишіть рівняння похибки статичної передатної характеристики двотактного буфера напруги.
20. Які складові похибки статичної передатної характеристики двотактного буфера напруги?
21. Наведіть структурно-функціональну схему двотактного буферного пристрою.
22. Що саме викликає появу похибки зсуву нуля двотактного буферного пристрою?
23. Який рівень похибки зсуву нуля двотактного буферного пристрою? Чим він зумовлений?
24. Які чинники негативно впливають на характеристики двотактного буферного пристрою?
25. Які шляхи зменшення похибки зсуву нуля?
26. Чому буферні пристрої будують на польових транзисторів?
27. Які недоліки побудови буферних пристроїв на польових транзисторах?
28. Яку похибку неможливо мінімізувати?
29. Які чинники впливають на появу похибок лінійності та масштабу?
30. Наведіть еквівалентні малосигнальні схеми заміщення ядра буферного пристрою.
31. Напишіть рівняння похибок лінійності та масштабу ядра буферного пристрою.
32. Від чого залежить похибка лінійності?
33. Які методи зменшення похибки лінійності та зсуву нуля Ви знаєте?
34. За рахунок чого можна зменшити похибки лінійності та зсуву нуля?
35. Як можна підвищити навантажувальну здатність буферного пристрою?
36. Для чого використовують складені транзистори?
37. Що специфічно для буферних пристроїв на біполярних транзисторах?
38. Наведіть схемотехнічну організацію джерела струму компенсації зсуву нуля ядра буферного пристрою.
39. Як працює схема джерела струму компенсації зсуву нуля ядра?
40. Як підвищити навантажувальну здатність буферного пристрою?
41. Наведіть структурну схему буферного пристрою з підвищеною навантажувальною здатністю.

## РОЗДІЛ 7 ПЕРЕТВОРЮВАЧІ СТРУМ-НАПРУГА, НАПРУГА-НАПРУГА ТА СТРУМ-СТРУМ

### 7.1 Методи схемної організації перетворювачів струм-напруга та напруга-напруга на базі двотактних підсилювачів струму

ПСН та ПНН є аналоговими вузлами, які можуть бути побудовані на базі універсальних ОП з великим коефіцієнтом передачі ( $10^6-10^8$ ). Проте застосування традиційних універсальних ОП має свої недоліки, а саме: нелінійність зменшується за рахунок збільшення коефіцієнта підсилення зі збільшенням глибини ЗЗ, через що погіршуються параметри АЧХ і ФЧХ. Це вимагає їх коригування і зменшує швидкодію [1]. Кращі показники щодо цього мають ДППС, які випускаються серійно провідними фірмами. Однак і вони мають свої недоліки: низьке підсилення на каскад і, як результат, для досягнення значних коефіцієнтів підсилення ( $10^6-10^8$ ), потрібне збільшення кількості підсилювальних каскадів [29]. Водночас, варто відзначити, що окремі метрологічні характеристики ПСН та ПНН такі, як лінійність передатної характеристики, час усталення перехідного процесу слабо піддаються коригуванню.

Узагальнену структурну схему ПСН та ПНН на базі ДППС зображено на рис. 7.1.

Залежно від типу перетворювача вхідний сигнал може бути як у вигляді струму  $I_{вх}$ , так і у вигляді напруги  $U_{вх}$ . Вихідним сигналом є напруга  $U_{вих}$ .

Перетворювач містить ВДК, два симетричних ППК  $K'_i$  і  $K''_i$  для підсилення протифазних сигналів. Робочі точки цих каскадів через компенсатори струму КС1 і КС2 задаються САРТ. Вказаний принцип задання робочої точки забезпечується шляхом дії вибіркового ЗЗ таким чином, що по каналу з меншим підсиленням  $K_i$  збільшується, а по каналу з більшим – зменшується. Це триває до тих пір, поки коефіцієнти підсилення на верхньому і нижньому каналах не вирівняються.

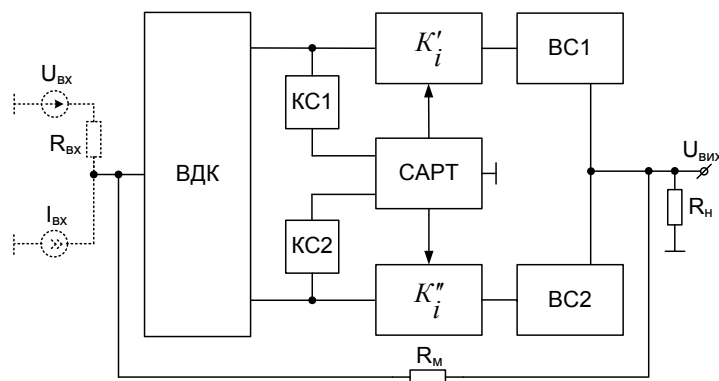


Рисунок 7.1 – Узагальнена структурна схема ПСН та ПНН на базі ДППС

Потрібно вказати, що характеристики ДППС істотно залежать від принципу побудови ВДК. Розглянемо метод структурно-функціональної організації входних каскадів ДППС, що можуть бути покладені в основу побудови ПСН та ПНН [43]. Розглянемо структури ДППС, які наведено на рис. 7.2.

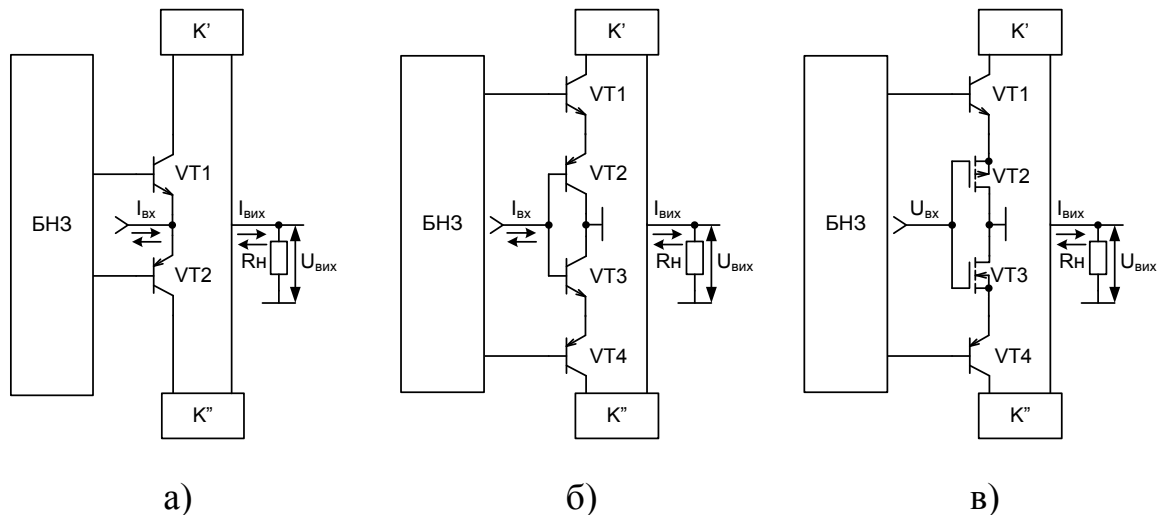


Рисунок 7.2 – Структурно-функціональна організація входних каскадів ДППС із: а) низьким; б) середнім; в) високим входними опором

Їх основою є входні каскади, які побудовані у вигляді комплементарної схеми з загальною базою (рис. 7.2, а), двотактного ПФР входного струму на біполярних транзисторах (рис. 7.2, б), двотактного ПФР входної напруги на комплементарних польових транзисторах (рис. 7.2, в) [43, 44]. БНЗ забезпечує режим за постійним струмом.

Залежно від значення входного опору  $r_{ex}$ , входні каскади умовно можна розділити на [3]:

- з низьким входним опором –  $r_{ex} < 10 \cdot r_e$ ;
- з середнім входним опором –  $10 \cdot r_e \leq r_{ex} < 10^4 \cdot r_e$ ;
- з високим входним опором –  $r_{ex} \geq 10^4 \cdot r_e$ .

Конкретне значення входного опору  $r_{ex}$  залежить від значення струму робочої точки.

Для отримання деталізованих передатних характеристик ПСН та ПНН на базі ДППС потрібно розглянути їх схеми заміщення, які зображено на рис. 7.3.

Щоб організувати операційний режим, підсилювач охоплено колом глибокого ЗЗ. КЗЗ організовується шляхом вмикання  $R_m$  між виходом та інверсним входом схеми.

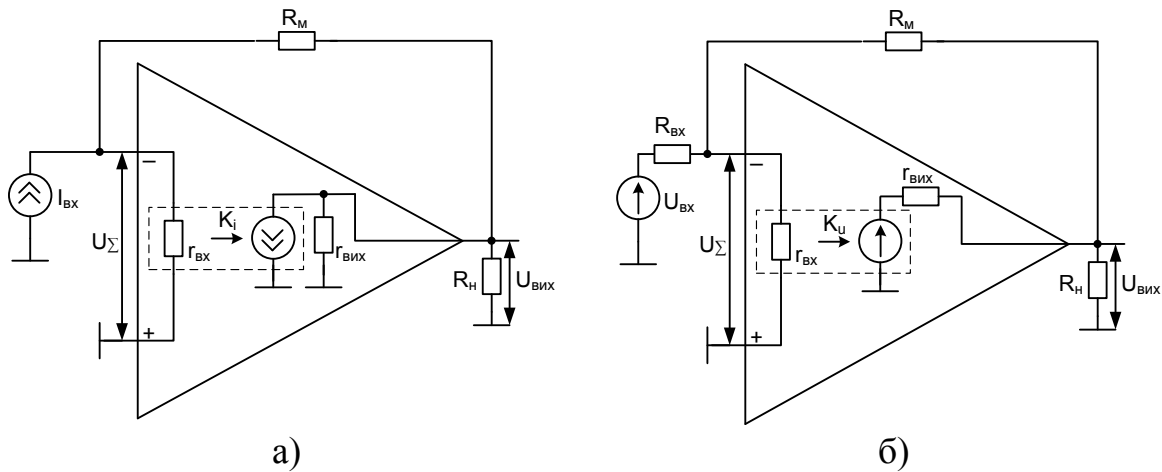


Рисунок 7.3 – Схеми заміщення перетворювачів:  
а) струм-напруга; б) напруга-напруга

Передатні характеристики ПСН та ПНН мають такий вигляд [43]:

$$\text{ПСН: } U_{\text{ВИХ}} \approx I_{\text{ВХ}} \cdot R_{\text{М}}, \quad \text{ПНН: } U_{\text{вих}} \approx -U_{\text{вх}} \cdot \frac{R_{\text{М}}}{R_{\text{вх}}}. \quad (7.1)$$

Наведені вирази враховують лише параметри зовнішніх кіл для ідеальних підсилювачів. Проте у цих формулах не враховуються характеристики самого підсилювача, а саме: вхідний  $r_{\text{ВХ}}$  та вихідний  $r_{\text{ВИХ}}$  опори, які призводять до появи похибок лінійності ПСН та ПНН. Потрібно також врахувати вплив опору навантаження  $R_{\text{Н}}$ . Оскільки основою перетворювачів є підсилювач, доцільно враховувати його внутрішні коефіцієнти передачі за струмом –  $K_i$  і за напругою –  $K_u$ , що визначаються при розірваній петлі 33 і описуються співвідношеннями

$$K_i = \frac{i_{\text{ВИХ.ВН}}}{i_{\text{ВХ}}}, \quad K_u = \frac{U_{\text{вих.вн}}}{U_{\Sigma}}, \quad (7.2)$$

де  $i_{\text{ВИХ.ВН}}$  – струм на виході підсилювача при розірваній петлі 33 ( $r_{\text{ВИХ}} \rightarrow \infty, R_{\text{М}} \rightarrow \infty$ );

$U_{\text{ВИХ.ВН}}$  – напруга на виході підсилювача при розірваній петлі 33 ( $r_{\text{ВИХ}} = 0, R_{\text{М}} \rightarrow \infty$ );

$U_{\Sigma}$  – сумарний спад напруги на вході підсилювача, що викликаний наявністю вхідного опору  $r_{\text{ВХ}}$  (при напрузі «квазінуля»);

$i_{\text{ВХ}}$  – вхідний струм  $i_{\text{вх}} = \frac{U_{\Sigma}}{r_{\text{вх}}}$ .

Виведемо передатні характеристики ПСН та ПНН з урахуванням таких параметрів, як:  $r_{\text{вх}}, r_{\text{вих}}, R_{\text{вх}}, R_{\text{н}}, R_{\text{м}}, K_i, K_u$ .

Аналізуючи наведені схеми заміщення та використовуючи I та II закони Кірхгофа для ПСН, отримаємо таку систему рівнянь:

$$\begin{cases} I_{\text{вх}} - i_{\text{вх}} - I_{\text{м}} = 0; \\ I_{\text{м}} + i_{\text{вих}} + I_{\text{н}} - i_{\text{вих.вн}} = 0; \\ U_{\Sigma} + U_{\text{м}} - U_{\text{вих}} = 0; \\ U_{\text{вих}} - U_{\text{н}} = 0, \end{cases} \quad (7.3)$$

де  $I_{\text{м}}$  – струм, що протікає через резистор  $R_{\text{м}}$ ;  $i_{\text{вих}}$  – струм на виході підсилювача,  $U_{\text{м}}$ ;  $U_{\text{н}}$  – спад напруги на резисторах  $R_{\text{м}}, R_{\text{н}}$ . Найкритичнішим при появі похибок передатної характеристики є наявність  $U_{\Sigma}$ , що викликано  $r_{\text{вх}}$  [3]. Виведемо передатну характеристику ПСН з урахуванням  $r_{\text{вх}}$ .

Враховуючи перше і третє рівняння з системи (7.3), отримаємо

$$U_{\text{вих}} = i_{\text{вх}}(r_{\text{вх}} - R_{\text{м}}) + I_{\text{вх}} \cdot R_{\text{м}}. \quad (7.4)$$

Із виразу (7.2) випливає, що  $I_{\text{м}} = i_{\text{вх}} \cdot K_i$ . Підставивши у перше рівняння системи (7.3), отримаємо

$$i_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{вх}}}{1 + K_i}.$$

Враховуючи цей вираз та (7.4), отримаємо передатну характеристику ПСН

$$U_{\text{вих}} = I_{\text{вх}} \cdot \frac{r_{\text{вх}} + R_{\text{м}} \cdot K_i}{1 + K_i}. \quad (7.5)$$

Враховуючи значення  $R_{\text{н}}$ , а також друге рівняння з системи (7.3) і те, що  $I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{вих}}}{R_{\text{н}}}$ , отримаємо

$$i_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{вх}} + \frac{U_{\text{вих}}}{R_{\text{н}}}}{1 + K_i}.$$

Підставляючи отриманий вираз у рівність (7.4), запишемо передатну характеристику ПСН

$$U_{\text{вих}} = I_{\text{вх}} \cdot \frac{r_{\text{вх}} + R_{\text{м}} \cdot K_i}{1 + K_i + \frac{R_{\text{м}} - r_{\text{вх}}}{R_{\text{н}}}}. \quad (7.6)$$

Однак підсилювач має вихідний опір  $r_{\text{вих}}$ , з урахуванням якого отримаємо

$$i_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{вх}} + U_{\text{вих}} \cdot \frac{r_{\text{вих}} + R_{\text{н}}}{r_{\text{вих}} \cdot R_{\text{н}}}}{1 + K_i}.$$

Нехай  $\frac{r_{вих} + R_H}{r_{вих} \cdot R_H} = \frac{1}{R_{сер}}$ , тоді, враховуючи рівність (7.4), запишемо передатну характеристику ПСН у вигляді

$$U_{вих} = I_{ex} \cdot \frac{r_{ex} + R_M \cdot K_i}{\left(1 + \frac{R_M}{R_{сер}}\right) \cdot (1 + K_i) - \frac{r_{ex} + R_M \cdot K_i}{R_{сер}}} \quad (7.7)$$

Беручи до уваги аналітичні вирази (7.5), (7.6), (7.7), які описують передатну характеристику ПСН з урахуванням параметрів підсилювача ( $r_{ex} \ll R_M$ ,  $r_{вих} \ll R_H$ ,  $K_i \gg 1$ ), шляхом математичних спрощень отримуємо наближений вираз (7.1) для ПСН.

Використовуючи I та II закони Кірхгофа для ПНН, отримуємо таку систему рівнянь:

$$\begin{cases} I_{ex} - i_{ex} + I_M = 0; \\ i_{вих} - I_M - I_H = 0; \\ U_{ex} - U_{R_{ex}} - U_{\Sigma} = 0; \\ U_{вих.вн} - U_{r_{вих}} - U_{\Sigma} - U_M = 0; \\ U_H - U_M - U_{\Sigma} = 0, \end{cases} \quad (7.8)$$

де  $U_{R_{ex}}$ ,  $U_{r_{вих}}$  – спад напруг на опорах  $R_{ex}$ ,  $r_{вих}$  відповідно.

Виведемо передатну характеристику ПСН з урахуванням  $R_{ex}$  і  $r_{ex}$ . Враховуючи перше рівняння з системи (7.8) та закон Ома, отримуємо

$$\frac{U_{R_{ex}}}{R_{ex}} - \frac{U_{\Sigma}}{r_{ex}} + \frac{U_M}{R_M} = 0. \quad (7.9)$$

Оскільки, в цьому випадку,  $r_{вих} = 0$ , то  $U_{вих} = U_{вих.вн}$ . Із виразу (7.1) маємо:  $U_{\Sigma} = \frac{U_{вих}}{K_u}$ . Звідки  $U_M = (K_u - 1) \cdot U_{\Sigma}$ . Враховуючи ці вирази, а також третє рівняння системи (7.8) та (7.9), отримуємо передатну характеристику ПНН

$$U_{вих} = U_{ex} \cdot \frac{r_{ex} \cdot R_M \cdot K_u}{R_M \cdot (r_{ex} + R_{ex}) - (K_u - 1) \cdot r_{ex} \cdot R_{ex}} \quad (7.10)$$

Враховуючи значення  $R_H$  при  $r_{вих} = 0$ , отримуємо збіжність передатної характеристики з виразом (7.10), адже  $U_{вих} = U_{вих.вн}$  і сигнал повністю передається в навантаження. Однак на практиці підсилювач має  $r_{вих} \neq 0$ , враховуючи який, отримуємо передатну характеристику ПНН

$$U_{вих} = U_{ex} \cdot \frac{r_{ex} \cdot R_M \cdot R_H \cdot (K_u \cdot R_M + r_{вих})}{[r_{вих} \cdot R_H + R_M \cdot (r_{вих} + R_H)] \cdot [r_{ex} \cdot R_{ex} + R_M \cdot (r_{ex} + R_{ex})] - r_{ex} \cdot R_{ex} \cdot R_H \cdot (K_u \cdot R_M + r_{вих})} \quad (7.11)$$

Беручи до уваги аналітичні вирази (7.10), (7.11), які описують передатну характеристику ПНН з урахуванням параметрів підсилювача ( $r_{ex} \gg R_M$ ;  $r_{ex} \gg R_{ex}$ ;  $R_M \approx R_{ex}$ ;  $r_{вих} \gg R_H$ ;  $K_u \gg 1$ ), шляхом математичних спрощень, отримуємо наближений вираз (7.1) для ПНН.



Наявність  $r_{\text{вх}}$  призводить до появи  $U_{\Sigma}$ , що, у свою чергу, – до виникнення похибки лінійності. Для того, щоб оцінити вплив вхідного опору ДППС на похибку лінійності ПСН та ПНН, розглянемо приклад на основі реальних значень.

Для ПСН:  $I_{\text{вх}} = \pm 1$  мА,  $U_{\text{вих}} = \pm 10$  В,  $R_{\text{м}} = \pm 10$  кОм,  $K_i = 100$ ,  $r_{\text{ex}} = 25$  Ом.

Абсолютна похибка [12] визначається як

$$\Delta U_{\text{вих}} = U_{\text{вих}} - U'_{\text{вих}}, \quad (7.12)$$

де  $U'_{\text{вих}} = I_{\text{вх}} \cdot \frac{R_{\text{м}} \cdot K_i}{1 + K_i}$  – напруга на виході ПСН, при  $r_{\text{ex}} = 0$ .

Враховуючи вищенаведені вирази та вираз (7.5), отримаємо

$$\Delta U_{\text{вих}} = I_{\text{ex}} \cdot \frac{r_{\text{ex}}}{1 + K_i}. \quad (7.13)$$

Відносна похибка [12] визначається як

$$\delta = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{U_{\text{вих}}} \cdot 100 \%. \quad (7.14)$$

Враховуючи вищенаведені вирази, отримаємо вираз для опису відносної похибки ПСН

$$\delta = \frac{r_{\text{ex}}}{R_{\text{м}} \cdot (1 + K_i)} \cdot 100 \%. \quad (7.15)$$

Враховуючи вирази (7.13) і (7.15) та реальні параметри ПСН, отримаємо, що абсолютна похибка  $\Delta U_{\text{вих}} = 248$  мкВ, а відносна –  $\delta = 0,0025$  %.

Для ПНН:  $U_{\text{вх}} = \pm 10$  В;  $U_{\text{вих}} = \pm 10$  В;  $R_{\text{м}} = \pm 10$  кОм;  $K_u = 100$ ;  $R_{\text{вх}} = 10$  кОм;  $r_{\text{вх}} = 1$  МОм;  $r_{\text{ex}} \gg R_{\text{м}}, R_{\text{ex}}$ .

Враховуючи вирази (7.1) і (7.12), отримаємо

$$\Delta U_{\text{вих}} = U_{\text{ex}} \cdot \frac{-R_{\text{м}} \cdot [r_{\text{ex}} \cdot R_{\text{ex}} + R_{\text{м}} \cdot (r_{\text{ex}} + R_{\text{ex}})]}{R_{\text{ex}} \cdot [R_{\text{м}} \cdot (r_{\text{ex}} + R_{\text{ex}}) - (K_u - 1) \cdot r_{\text{ex}} \cdot R_{\text{ex}}]}. \quad (7.16)$$

Враховуючи вираз (7.14) відносна похибка ПНН матиме вигляд

$$\delta = - \frac{r_{\text{ex}} \cdot R_{\text{ex}} + R_{\text{м}} \cdot (r_{\text{ex}} + R_{\text{ex}})}{R_{\text{м}} \cdot (r_{\text{ex}} + R_{\text{ex}}) - (K_u - 1) \cdot r_{\text{ex}} \cdot R_{\text{ex}}} \cdot 100 \%. \quad (7.17)$$

Враховуючи вирази (7.16) і (7.17) та реальні параметри ПНН, отримаємо, що абсолютна похибка  $\Delta U_{\text{вих}} = 100$  мкВ, а відносна  $\delta = 0,001$  %.

## 7.2 Мінімізація похибок лінійності і зсуву нуля перетворювачів струм-напруга, напруга-напруга

Розглянувши структурно-функціональну організацію високолінійних ПСН та ПНН на базі ДППС, доцільно оцінити переваги та недоліки застосування ДППС із низьким, середнім та високим входними опорами, а також проаналізувати похибки лінійності з урахуванням властивостей елементів підсилювача та навантаження.

У той же час, порівняння ПСН та ПНН вказує, що формули (7.1) не враховують найважливіші характеристики самого підсилювача, а саме: опір входу  $r_{BX}$  і виходу  $r_{ВИХ}$ , опір навантаження  $R_H$ , які впливають на рівень похибок лінійності ПСН та ПНН. У роботі [3] оцінено лише вплив вхідного опору ДППС на похибку лінійності ПСН та ПНН.

Залежно від факторів, що впливають на передатну характеристику, можна виділити такі складові [41]:

- $R_M, r_{BX}, K_i$  (або  $K_u$ );
- $R_M, R_H, r_{BX}, K_i$  (або  $K_u$ );
- $R_M, R_H, r_{BX}, r_{ВИХ}, K_i$  (або  $K_u$ ).

При першому рівні деталізації рівняння передатної характеристики ПСН має вигляд (7.5), при цьому абсолютна та відносна похибки визначаються рівностями (7.13) та (7.15) відповідно.

На іншому рівні деталізації передатна характеристика ПСН буде мати вигляд (7.6). З урахуванням рівнянь (7.12) і (7.14) отримуємо рівняння для абсолютної та відносної похибок ПСН

$$\Delta U_{вих} = I_{вх} \cdot \frac{r_{вх} \cdot R_H \cdot (1+K_i) - R_M \cdot K_i \cdot (R_M - r_{вх})}{(1+K_i) \cdot [R_M - r_{вх} + R_H \cdot (1+K_i)]}; \quad (7.18)$$

$$\delta = \frac{r_{вх} \cdot R_H \cdot (1+K_i) - R_M \cdot K_i \cdot (R_M - r_{вх})}{R_M \cdot (1+K_i) \cdot [R_M - r_{вх} + R_H \cdot (1+K_i)]} \cdot 100 \%. \quad (7.19)$$

На іншому рівні деталізації передатна характеристика ПСН буде мати вигляд (7.6). З урахуванням рівнянь (7.12) і (7.14) отримуємо вираз абсолютної та відносної похибок ПСН:

$$\Delta U_{вих} = I_{вх} \cdot \frac{r_{вх} \cdot R_{сеп} \cdot (1+K_i) - R_M \cdot K_i \cdot (R_M \cdot (1+2 \cdot K_i) - r_{вх})}{(1+K_i) \cdot [R_M \cdot (1+2 \cdot K_i) - r_{вх} + R_{сеп} \cdot (1+K_i)]}; \quad (7.20)$$

$$\delta = \frac{r_{вх} \cdot R_{сеп} \cdot (1+K_i) - R_M \cdot K_i \cdot (R_M \cdot (1+2 \cdot K_i) - r_{вх})}{R_M \cdot (1+K_i) \cdot [R_M \cdot (1+2 \cdot K_i) - r_{вх} + R_{сеп} \cdot (1+K_i)]} \cdot 100\%. \quad (7.21)$$

З урахуванням аналітичних виразів (7.18–7.21), які уточнюють абсолютну та відносну похибки ПСН, та з урахуванням параметрів підсилювача ( $r_{BX} \ll R_M, r_{ВИХ} \ll R_H, K_i \gg 1$ ) після спрощення отримуємо вирази (7.13)

і (7.15) з меншими деталями для ПСН. Вирази (7.13) і (7.15) враховують найбільш критичні параметри ПСН [3, 41].

Передатна характеристика ПНН на першому рівні буде (7.10). З урахуванням рівнянь (7.12) і (7.14) маємо співвідношення для абсолютної і відносної похибок ПСН, які мають вигляд (7.16) і (7.17).

На другому рівні збіжність, абсолютна та відносна похибки передатних характеристик ПНН отримані за виразами (7.10), (7.16) та (7.17) відповідно, оскільки  $U_{ВІХ} = U_{ВІХ,ВН}$  і сигнал повністю надходить на навантаження. На практиці, однак, підсилювач має  $r_{ВІХ} \neq 0$ , тому реальна передатна характеристика ПНМ третього рівня деталізації матиме вигляд (7.11). З урахуванням рівнянь (7.12) і (7.14) отримуємо вираз для абсолютної та відносної похибок ПНН:

$$\begin{aligned} \Delta U_{вих} &= \\ &= U_{ех} \cdot \frac{R_M \cdot [r_{ех} \cdot R_{ех} \cdot R_H \cdot (K_u \cdot R_M + r_{вих})] + [[r_{вих} \cdot R_H + R_M \cdot (r_{вих} + R_H)] \times} \\ &\quad \frac{R_{ех} \cdot [[r_{вих} \cdot R_H + R_M \cdot (r_{вих} + R_H)] \cdot [r_{ех} \cdot R_{ех} + R_M \cdot (r_{ех} + R_{ех})] -}{\times [r_{ех} \cdot R_{ех} + R_M \cdot (r_{ех} + R_{ех})] - r_{ех} \cdot R_{ех} \cdot R_H \cdot (K_u \cdot R_M + r_{вих})} -}{-r_{ех} \cdot R_{ех} \cdot R_H \cdot (K_u \cdot R_M + r_{вих})}; \quad (7.22) \end{aligned}$$

$$\delta = - \frac{r_{ех} \cdot R_{ех} \cdot R_H \cdot (K_u \cdot R_M + r_{вих}) + [[r_{вих} \cdot R_H + R_M \cdot (r_{вих} + R_H)] \times}{[r_{вих} \cdot R_H + R_M \cdot (r_{вих} + R_H)] \cdot [r_{ех} \cdot R_{ех} + R_M \cdot (r_{ех} + R_{ех})] -}{\frac{\times [r_{ех} \cdot R_{ех} + R_M \cdot (r_{ех} + R_{ех})] - r_{ех} \cdot R_{ех} \cdot R_H \cdot (K_u \cdot R_M + r_{вих})}{-r_{ех} \cdot R_{ех} \cdot R_H \cdot (K_u \cdot R_M + r_{вих})}} \cdot 100 \%. \quad (7.23)$$

Враховуючи, що на практиці параметри підсилювача співвідносяться як  $r_{ех} \gg R_M$ ,  $r_{ех} \gg R_{ех}$ ,  $R_M \approx R_{ех}$ ,  $r_{вих} \ll R_H$ ,  $K_u \gg 1$ , то спрощення аналітичних виразів (7.22) і (7.23) приведе до виразів (7.16) і (7.17) з меншими деталями для ПНН. Вирази (7.16) і (7.17) враховують найбільш критичні параметри ПНН [3, 41].

Як відомо,  $U_{\Sigma}$  суттєво впливає на виникнення похибок передавальної характеристики [3, 41]. Тому для побудови високолінійних ПСН рекомендується використовувати ДППС з малим вхідним опором  $r_{ВХ}$ . Зазвичай для зменшення  $U_{\Sigma}$  використовуються підсилювачі з великим коефіцієнтом підсилення струму  $K_i$ . Підсилювачі провідних світових компаній пропонують коефіцієнт підсилення 120...140 дБ [9, 23]. Підвищення коефіцієнта підсилення струму ДППС  $K_i$  можливо шляхом впровадження одно-, дво-, трифазних ППК і ДВК із середніми значенням вхідного опором і коефіцієнту підсилення [3, 21]. Похибка лінійності пропорційна оберненому коефіцієнту підсилення за струмом  $K_i$ . Водночас використання цього підходу дозволяє вирішити проблему каскадного підсилення [3, 44]. Зменшити цю похибку можна додатковим збільшенням глибини зворотного зв'язку  $R_H$ . Однак такий підхід водночас призводить до погіршення продуктивності [22].

Для побудови ПНН рекомендується використовувати ДППЗ на основі КМОН транзисторів. Незважаючи на високий вхідний опір, такі ДППС можуть бути застосовані при використанні вхідних сигналів у вигляді джерел напруги та ємнісного сигналу, а також забезпечують підсилення, що дозволяє вирішити проблему каскадного підсилення.

### **7.3 Методи схемної організації перетворювачів струм-струм і напруга-струм із комутацією вихідного струму**

В основних перетворювачах багатоканальних аналого-цифрових систем для вимірювання, реєстрації та обробки сигналу в багатьох випадках використовуються перетворювачі напруги в струм (ПНС), та перетворювачі струму в струм (ПСС). Крім того, вихідні сигнали цих перетворювачів мають перемикатися за допомогою аналогового перемикача перед подачею на вимірювальний АЦП.

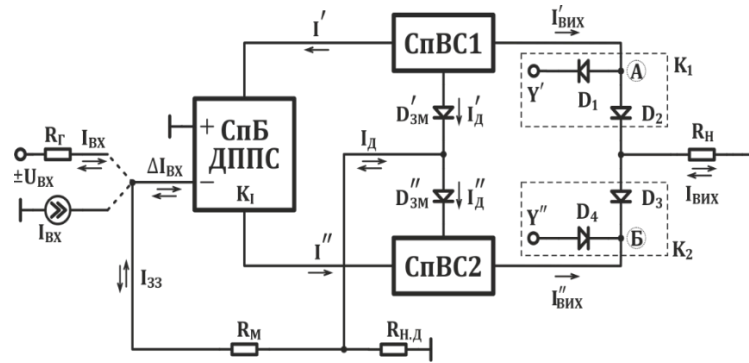
Для забезпечення високої точності, швидкості перетворення та перемикання аналогового сигналу [29] потрібно за інформативний параметр вибрати струм. Це пояснюється тим, що більшість паразитних параметрів інтегральних схем є ємностями. При цьому потрібно пам'ятати перше правило комутації, згідно з яким напруга конденсатора не може змінюватися стрибком, на відміну від струму, що протікає через конденсатор. На сьогодні існує багато систем діодних комутаторів струму [29], які забезпечують високу швидкість і точність комутації струму. Водночас потрібно вказати, що зворотні струми діодних перемикачів в більшості випадків (крім високих температур) можна не враховувати. Потрібно також додати, що якщо ПНС або ПСС має два парафазних виходи, то для під'єднання вихідного сигналу можна використовувати прості діодні перемикачі, як в ЦАП [7, 9]. Але схем двотактних перетворювачів з потрібною вихідною конфігурацією небагато. Потрібно вказати патенти [45, 46], які пропонують альтернативні варіанти побудови ПНС з високим опором, але такі перетворювачі не є універсальними і не можуть слугувати для перетворення струму в струм.

У конструкції цих перетворювачів пропонується трохи інший підхід із використанням двокаскадних симетричних підсилювачів постійного струму з низьким імпедансним вхідним опором і спеціалізованих відбивачів струму з парафазними високоімпедансними виходами. Це дає можливість будувати структури, які є, певною мірою, універсальними та можуть використовуватися як у формі ПСС, так і у формі ПНС шляхом перемикання вихідного сигналу.

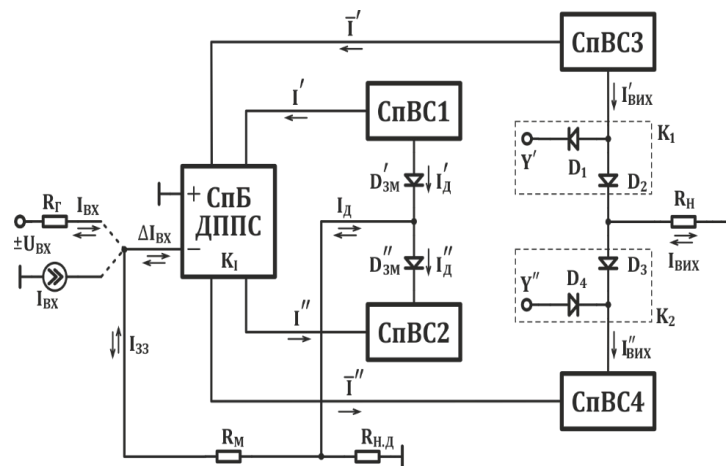
Для побудови двотактних ПСС (ПНС) з високою лінійністю потрібно декілька основних функціональних вузлів, в їх структурі: двотактний підсилювач постійного струму (ДППС) з двома або чотирма парафазними ви-

ходами, набір відбивачів струму (СпВС) з високоомними виходами і парою діодних ключів  $K_1$  і  $K_2$  для перемикання вихідних струмів. Залежно від вимог ПСС (ПНС) може мати різну структуру.

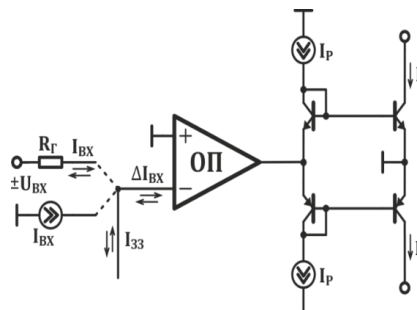
На рисунку 7.1, а показана схема двоступеневого ПСС (ПНС) з одним виходом парафазного струму, яка є розвитком схем, запропонованих у [4, 19].



а)



б)



в)

Рисунок 7.1 – Двотактна ПСС (ПНС) на основі спеціалізованої ДППС:  
 а) з однією парою виходів; б) з двома парами виходів;  
 в) розгортання СпБ ДППС бази ОП

Схема на рис. 7.1, а містить спеціально збалансований (СпБ) ДППС з низьким опором входу, відбивачі струму СпВС1 і СпВС2, два ключових елементи на діодах  $K_1$  і  $K_2$  і резистори дільника струму  $R_M$  і  $R_{Н,д}$ . Сконфігурований ДППС має мати великий внутрішній коефіцієнт передачі струму  $K_I$  для підтримки глибокого стану зворотного зв'язку, а його вхідний опір має бути низьким. Це забезпечує повну універсальність пристрою, наприклад, якщо вхідний сигнал генерується датчиком з високим внутрішнім опором, він одночасно працюватиме як ПСС; якщо генератором напруги ( $\pm U_{ВХ}$ ), – то як ПНС. І в даному випадку рівень вхідного струму  $I_{ВХ}$  задається опором  $R_{Г}$ . У деяких випадках (генератор вхідної напруги малої потужності  $\pm U_{ВХ}$ ) потрібно додатково встановити буфер напруги на вході.

Рефлектори СпВС1 і СпВС2 мають мати два виходи за струмом, які формують струми датчика  $I'_д$  і  $I''_д$ , і основні виходи, через які проходять струми  $I'_{ВІХ}$  і  $I''_{ВІХ}$ . Мала похибка лінійності кривої передачі  $I_{ВІХ} = f(I_{ВХ})$  досягається при виконанні рівнянь (наближеному)  $I'_д = I'_{ВІХ}$  і  $I''_д = I''_{ВІХ}$ . Струм датчика  $I_д = I'_д - I''_д$  надходить у контур зворотного зв'язку резисторів  $R_M$  і  $R_{Н,д}$ , що утворюють дільник, а потім на вхід схеми. Коефіцієнт передачі струму на виході датчика складає

$$K_{П,д} = \frac{I_д}{I_{ВХ}} = \frac{R_M + R_{Н,д}}{R_{Н,д}}$$

Вихідний струм ПСС (ПНС) буде дорівнювати різниці

$$I_{ВІХ} = I'_{ВІХ} - I''_{ВІХ}$$

і надходити на навантаження ( $R_H$ ). Для отримання однакових умов роботи схеми для основного виходу і виходу датчика на виходах останнього рекомендується розміщувати діоди зміщення  $D'_{ЗМ}$  і  $D''_{ЗМ}$ . Крім того, бажано максимально реалізувати рівність

$$R_H = (R_{Н,д} || R_M) = \frac{R_{Н,д} \cdot R_M}{R_{Н,д} + R_M}$$

Діодні перемикачі  $K_1$  і  $K_2$  керуються цифровими сигналами  $Y'$  і  $Y''$ , а саме: напругами  $U'$  і  $U''$ . І якщо  $U' \geq U_A$   $U'' \leq U_B$ , то діоди  $D_2$  і  $D_4$  відкриваються, при цьому діоди  $D_1$  і  $D_3$  закриваються і на опір  $R_H$  надходить струм  $I_{ВІХ} = I'_{ВІХ} - I''_{ВІХ}$ . Коли сигнали керування  $Y'$  і  $Y''$  відкривають діоди  $D_1$  і

$D_3$ , то діоди  $D_2$  і  $D_4$  закриваються і на опір  $R_H$  надходить тільки струм витоку діодів, який можна не враховувати. Струми витоку кремнієвих діодів, на малопотужних n-p-n-транзисторах, дорівнюють 10 пА при кімнатній температурі [7].

Якщо значення вихідного струму  $I_{ВИХ}$  складає одиниці чи десятки міліампер, то роздільна здатність цих ключів досягає десятки наноампер, що набагато краще, ніж для інших типів ключових елементів, крім механічних. Існування відмінного від нуля опору  $R_H$  може викликати певну похибку  $\Delta I_R$ , величину якої можна оцінити за відношенням  $\Delta I_R = R_H / r_{ВИХ}$ , де  $r_{ВИХ}$  – опір виходу ПСС (ПНС). Якщо  $R_H$  є постійним, то це веде до зміни коефіцієнта масштабування кривої передачі  $I_{ВИХ} = f(I_{ВХ})$  і майже не впливає на похибку лінійності  $\Delta I_L$ . Якщо  $R_H$  змінюється, то  $\Delta I_L = \Delta R_H / r_{ВИХ}$ , де  $\Delta R_H$  – збільшення опору навантаження. Частками  $\Delta R_H$  можуть розглядатися залежності диференціальних опорів  $r_d$  діодів  $D_2$  і  $D_4$  від струмів  $I'_{ВИХ}$  і  $I''_{ВИХ}$  [29]:

$$r_d = \varphi_T / I_d,$$

де  $\varphi_T \approx 26$  мВ – тепловий потенціал,

$I_d$  – струм, що проходить через діод ( $r_d \approx 26$  Ом при  $I_d = 1$  мА).

Схема, показана на рисунку 7.1 б, більш повна. Вона містить симетричний ДППС з внутрішнім коефіцієнтом підсилення  $K_1$  і двома двонаправленими виходами, де генеруються струми  $I'$ ,  $\bar{I}'$  та  $I''$ ,  $\bar{I}''$ , чотири струмових дзеркала СпВС1–СпВС4, два ключі  $K_1$  і  $K_2$  на діодах  $D_1$ ,  $D_2$  і  $D_3$ ,  $D_4$ . Коефіцієнт передачі струму  $K_{ПД} \approx K_{ПД}$  отримується зі співвідношення опорів  $R_M$  і  $R_{НД}$ . схема функціонує описаним нижче чином.  $I_{ВХ}$  надходить на вхід СпБ ДППС, посилюється і розділяється на компоненти, які в надходять на входи СпВС1–СпВС4. Виходи СпВС1 і СпВС2 генерують струми датчика,  $I'_d$  і  $I''_d$ , що протікають через діоди зміщення  $D'_{ЗМ}$  і  $D''_{ЗМ}$  як  $I_d$  компонента в ланцюг зворотного зв'язку. Вихідний струм  $I_{ЗЗ}$  надходить на вхід пристрою і при цьому утворює рівноважний стан з певним  $K_{ПД}$ . Складові  $I'$  та  $I''$  відповідно надходять на входи струмових дзеркал СпВС3 і СпВС4, на виходах яких утворюються струми  $I'_{ВИХ}$  і  $I''_{ВИХ}$ . Цифрові сигнали керування  $Y'$  і  $Y''$  перемикають ключі  $K_1$  і  $K_2$  у потрібний стан і, залежно від цього, вихідні струми  $I'_{ВИХ}$  і  $I''_{ВИХ}$  або від'єднані від виходу схеми, або створюють вихідний різницевий струм.  $I_{ВИХ} = I'_{ВИХ} - I''_{ВИХ}$ , що надходить на резистор  $R_H$ .

Потрібно вказати одну основну особливість вказаних систем ПСС (ПНС), а саме: коефіцієнти передачі струму датчика  $K_{ПД}$  і основного  $K_{П}$  можуть трохи відрізнятись (менше  $0,1 \div 0,2\%$ ). Це пов'язано з кількома факторами. По-перше: виходи схем не зв'язані загальною петлею негативного зворотного зв'язку, що призводить до певної невідповідності між  $I_D$  і  $I_{ВІХ}$ . По-друге, транзистори СпВС мають технічну дисперсію коефіцієнтів підсилення за струмом  $\beta$  ( $\leq 5\%$ ) і, незважаючи на те, що в середині цих елементів є локальні глибокі негативні зворотні зв'язки, ефекти зазначеної дисперсії значно згладжуються (в десятки разів і більше), невелика різниця в  $K_{ПВС}$  різних значень СпВС між значеннями зберігається. Звідки, передавальна крива  $I_{ВІХ} = f(I_{ВХ})$  має похибку масштабування, яку можна виправити, якщо схему під'єднати до аналого-цифрових систем [1, 2], що самокорегуються. У той же час  $\delta I_L$ -подібна складова похибки лінійності може бути, загалом, зменшена лише схемотехнікою, звідки цей підхід потребує окремих досліджень [47].

Виконаємо аналіз динамічних похибок ПСС, які виникають у зв'язку з під'єднанням та обходом складових  $I'_{ВІХ}$  і  $I''_{ВІХ}$  опору навантаження  $R_H$ . Схема комутатора з використанням діодних ключів показана на рисунку 7.2,а. До нього входять діоди  $D_1$  і  $D_2$ , що перемикають струм  $I'_{ВІХ}$ , і  $D_3$  і  $D_4$ , що перемикають струм  $I''_{ВІХ}$ . Струм  $I_{ВІХ}$  подається на опір навантаження  $R_H$ . Ключі керуються напругами  $\pm U'$  і  $\pm U''$ .

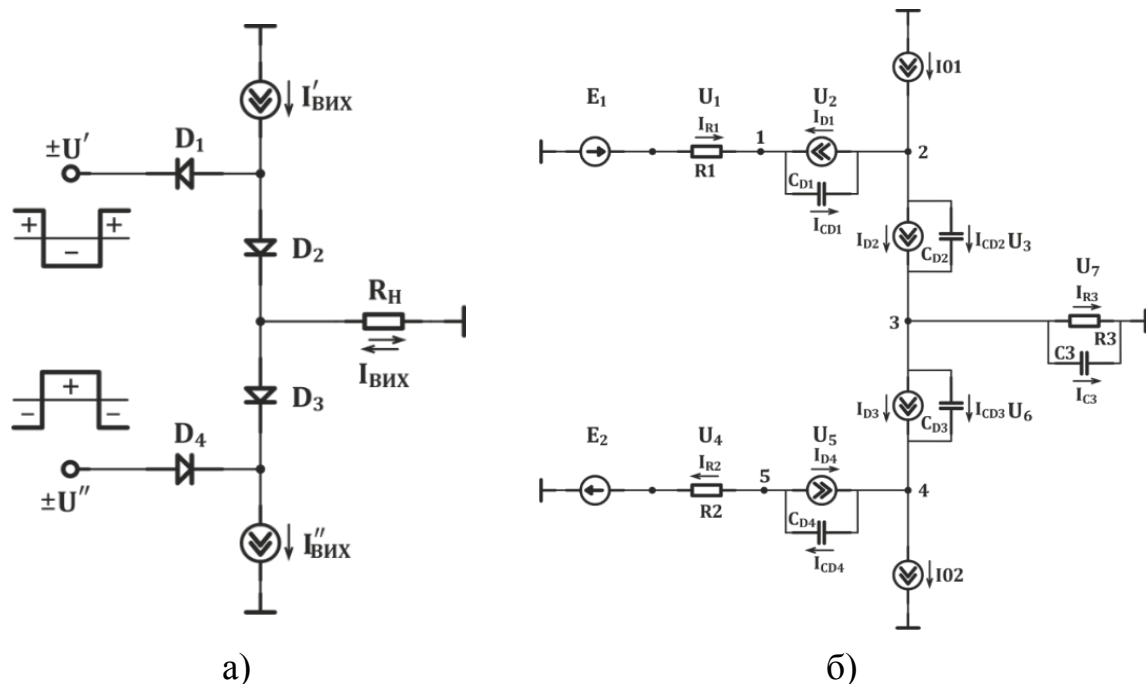


Рисунок 7.2 – Схема струмового комутатора:  
а) оглядова; б) відповідний контур



Еквівалентну схему цього перемикача складено на основі моделі інтегрального заряду Гуммеля-Пуна, використаної в [26, 27]. При цьому вид цього відповідного контуру показаний на рисунку 7.2, б із зазначенням звичайних напрямків струмів і напруг в його елементах. Застосовуючи закони Кірхгофа, складемо систему диференціальних рівнянь:

$$\left\{ \begin{array}{l} E_1 = U_1(t) + U_2(t) + U_3(t) + U_7(t), \\ -E_2 = -U_4(t) - U_5(t) - U_6(t) + U_7(t), \\ I_{R1}(U_1) + I_{D1}(U_2) - C_{D1}(U_2) \cdot \frac{dU_2(t)}{dt} = 0, \\ -I_{D1}(U_2) + C_{D1}(U_2) \cdot \frac{dU_2(t)}{dt} + I_{01} - I_{D2}(U_3) - C_{D2}(U_3) \cdot \frac{dU_3(t)}{dt} = 0, \\ -I_{R2}(U_4) - I_{D4}(U_5) + C_{D4}(U_5) \cdot \frac{dU_5(t)}{dt} = 0, \\ I_{D4}(U_5) - C_{D4}(U_5) \cdot \frac{dU_5(t)}{dt} - I_{02} + I_{D3}(U_6) + C_{D3}(U_6) \cdot \frac{dU_6(t)}{dt} = 0, \\ I_{D2}(U_3) + C_{D2}(U_3) \cdot \frac{dU_3(t)}{dt} - I_{D3}(U_6) - C_{D3}(U_6) \cdot \frac{dU_6(t)}{dt} - I_{R3}(U_7) - C3 \cdot \frac{dU_7(t)}{dt} = 0, \end{array} \right.$$

де  $E_1, E_2$  – керувальні напруги  $\pm U'$  і  $\pm U''$ ,  $R_1, R_2$  – вихідні опори елементів керування,  $I_{01}, I_{02}$  – частини  $I'_{\text{вих}}$  і  $I''_{\text{вих}}$ , що комутуються,  $C_3, R_3$  – ємність і опір навантаження,  $I_{D1}, I_{D2}, I_{D3}, I_{D4}$  – джерела струмів, що задають залежність  $I_D = f(U_D)$  для діодів  $D_1, D_2, D_3, D_4$  та  $C_{D1}, C_{D2}, C_{D3}, C_{D4}$  – ємності р-п переходів відповідних діодів.

З урахуванням залежностей

$$I_D = I_0 \cdot \left( e^{\frac{U_D}{\varphi_T}} - 1 \right),$$

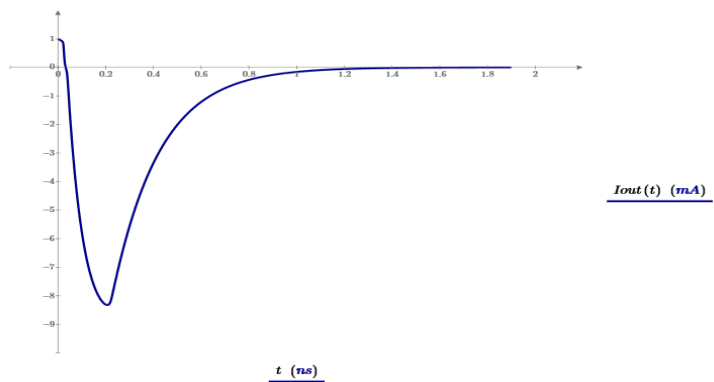
$$C_D = C_{BAR} + C_{DIF} = \frac{C_0}{\left( 1 - \frac{U_D}{\varphi_J} \right)^m} + \tau \cdot \frac{I_0}{\varphi_T} \cdot \left( e^{\frac{U_D}{\varphi_T}} - 1 \right)$$

де  $\varphi_T$  – тепловий потенціал,  $I_0$  – струм теплового насичення,  $U_D$  – напруга на діоді,  $\tau$  – час перенесення заряду через р-п перехід,  $\varphi_J$  – різниця потенціалів р-п переходу,  $C_0$  – бар'єрна ємність р-п переходу. переходу при нульовому зміщенні,  $m$  – рівномірність коефіцієнта переходу р-п;

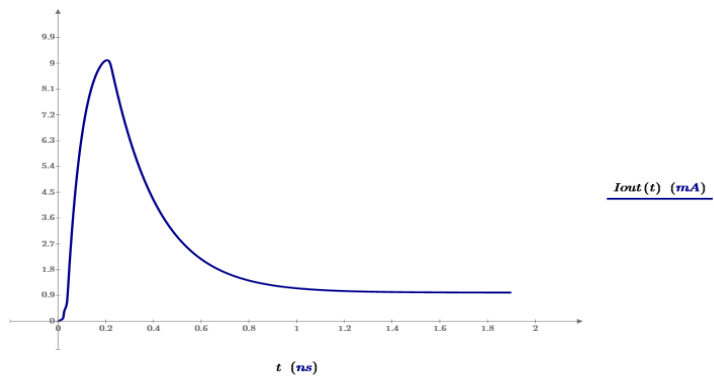
отримаємо систему диференціальних рівнянь для математичного пакета Mathcad [47]:

$$\begin{cases}
 E_1 = U_1(t) + U_2(t) + U_3(t) + U_7(t), \\
 E_2 = U_4(t) + U_5(t) + U_6(t) - U_7(t), \\
 \frac{dU_2(t)}{dt} = \frac{\frac{U_1(t)}{R1} + I_0 \cdot \left( e^{-\frac{U_2(t)}{\varphi_T}} - 1 \right)}{\left( \frac{C_0}{\left(1 + \frac{U_2(t)}{\varphi_J}\right)^m} + \tau \cdot \frac{I_0}{\varphi_T} \cdot \left( e^{-\frac{U_2(t)}{\varphi_T}} - 1 \right) \right)}, \\
 \frac{dU_3(t)}{dt} = \frac{\frac{U_1(t)}{R1} - I_0 \cdot \left( e^{\frac{U_3(t)}{\varphi_T}} - 1 \right) + I_{01}}{\left( \frac{C_0}{\left(1 - \frac{U_3(t)}{\varphi_J}\right)^m} + \tau \cdot \frac{I_0}{\varphi_T} \cdot \left( e^{\frac{U_3(t)}{\varphi_T}} - 1 \right) \right)}, \\
 \frac{dU_5(t)}{dt} = \frac{\frac{U_4(t)}{R1} + I_0 \cdot \left( e^{-\frac{U_5(t)}{\varphi_T}} - 1 \right)}{\left( \frac{C_0}{\left(1 + \frac{U_5(t)}{\varphi_J}\right)^m} + \tau \cdot \frac{I_0}{\varphi_T} \cdot \left( e^{-\frac{U_5(t)}{\varphi_T}} - 1 \right) \right)}, \\
 \frac{dU_6(t)}{dt} = \frac{\frac{U_4(t)}{R1} - I_0 \cdot \left( e^{\frac{U_6(t)}{\varphi_T}} - 1 \right) + I_{02}}{\left( \frac{C_0}{\left(1 - \frac{U_6(t)}{\varphi_J}\right)^m} + \tau \cdot \frac{I_0}{\varphi_T} \cdot \left( e^{\frac{U_6(t)}{\varphi_T}} - 1 \right) \right)}, \\
 \frac{dU_7(t)}{dt} = \frac{1}{C3} \cdot \left( \frac{U_1(t)}{R1} + I_{01} - \frac{U_4(t)}{R1} - I_{02} - \frac{U_7(t)}{R3} \right).
 \end{cases}$$

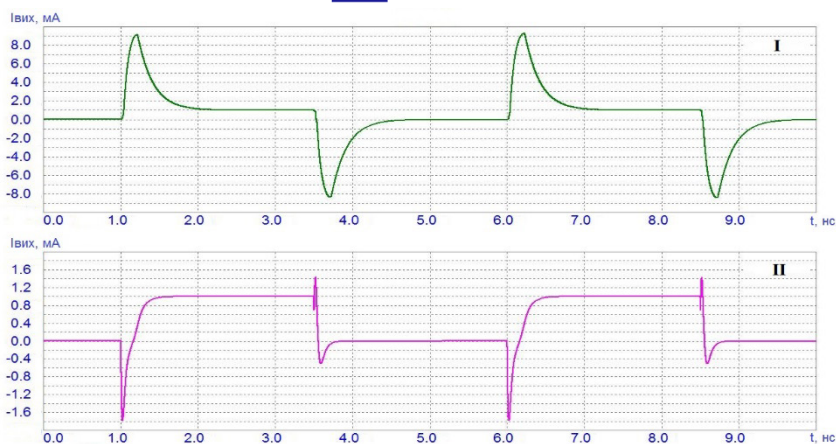
При використанні високочастотного діода 1С2092 ми отримаємо передні процеси, показані на рисунку 7.3. На цьому рисунку схема процесу закриття ключа, отримана в пакеті Mathcad, показана на рис. 7.3, а, а відкриття – на рисунку 7.3, б.



а)



б)



в)

Рисунок 7.3 – Перехідні процеси при перемиканні діодного ключа:  
 а) процес закриття; б) процес відкриття;  
 в) результат моделювання в програмі Мігросар

Рекомендується перевірити адекватність зібраної моделі комутатора шляхом моделювання перехідних процесів в інтегрованому пакеті Мігросар 12 [27]. Її результати показані на часовій діаграмі, наведеній на діаграмі I рисунку 7.3, в. Кращі результати будуть, якщо використовувати моделі транзисторів NUHFARRY [31] як діоди (діаграма II). Аналіз залежностей показує, що другий варіант має кращі динамічні властивості. Час встановлення вихідного струму (на рівні  $5\tau$ ) з похибкою  $\leq 0,7\%$  при опорі  $R_H = 100 \text{ Ом}$  не перевищує 2 нс, а з похибкою  $0,001\%$  – 5 нс.

#### 7.4 Контрольні запитання до розділу 7

1. Що таке ПСН та ПНН?
2. На чому традиційно будують ПСН та ПНН?
3. Які недоліки побудови ПСН та ПНН на базі ОП?
4. Наведіть узагальнену структурну схему ПСН та ПНН на базі ДППС.
5. Який принцип роботи ПСН та ПНН?
6. Як можна класифікувати ПСН та ПНН залежно від значення вхідного опору?
7. Які діапазони значень вхідних опорів?
8. Наведіть структурно-функціональну організацію вхідних каскадів ДППС з різними опорами.
9. Від чого залежить конкретне значення вхідного опору?
10. Навіщо використовувати схеми заміщення?
11. Як організувати операційний режим ОП?
12. Наведіть рівняння, що описують передатні характеристики ПСН та ПНН.
13. Що враховують вирази, які описують передатні характеристики ПСН та ПНН.
14. Що не враховують вирази, які описують передатні характеристики ПСН та ПНН.
15. Що доцільно враховувати при побудові ПСН та ПНН на базі ОП?
16. Якими математичними залежностями описуються внутрішні коефіцієнти передачі по струму ОП?
17. Як виводяться передатні характеристики ПСН та ПНН з урахуванням таких параметрів, як:  $r_{вх}$ ,  $r_{вих}$ ,  $R_{вх}$ ,  $R_{н}$ ,  $R_{м}$ ,  $K_i$ ,  $K_u$ ?
18. Наведіть вирази, що описуються передатні характеристики ПСН.
19. Наведіть вирази, що описуються передатні характеристики ПНН.
20. Як визначається абсолютна похибка ПСН?
21. Як визначається відносна похибка ПСН?
22. Як визначається абсолютна похибка ПНН?
23. Як визначається відносна похибка ПНН?
24. Які переваги та недоліки застосування ДППС з низьким, середнім та високим вхідними опорами?
25. Назвіть рівні деталізації що впливають на передатну характеристику ПСН та ПНН.
26. Наведіть передатні характеристики ПСН при різних рівнях деталізації.
27. Наведіть передатні характеристики ПНН при різних рівнях деталізації.
28. Які ДППС доцільно використовувати для побудови високолінійних ПСН?
29. Як пов'язані похибка лінійності ПСН та коефіцієнт підсилення ДППС?
30. Як можна зменшити похибку лінійності ПСН?
31. Які ДППС доцільно використовувати для побудови високолінійних ПНН?

## РОЗДІЛ 8 ЦИФРОАНАЛОГОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Цифроаналогові перетворювачі – це пристрої, що відтворюють вихідну аналогову величину відповідно до цифрового коду, який подається на вхід перетворювача [7,9].

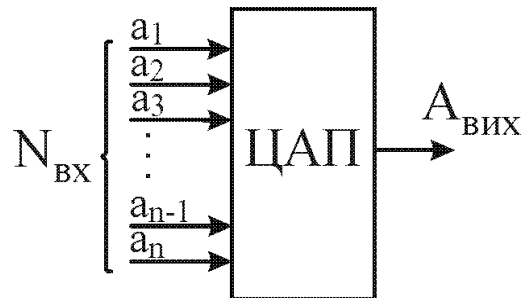


Рисунок 8.1 – Узагальнена структура ЦАП

Загальна структурна схема ЦАП наведена на рис. 8.1. Вхідний сигнал подається у вигляді цифрового коду ( $N_{ВХ} = a_{n-1}a_{n-2}\dots a_2a_1a_0$ ), а вихідний сигнал – у формі аналогової величини ( $A_{ВХ}$ ), причому сигнал на виході ЦАП обчислюється з рівності:

$$A_{ВХ} = k_0 \cdot (a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0).$$

Зазвичай,  $A_{ВХ}$  дорівнює  $\{0,1\}$  або  $\{-1,1\}$ . Чим більша розрядність вхідного коду для цього перетворювача, тим більша точність відтворення довільної величини.

ЦАП використовується для забезпечення взаємодії ЕОМ з аналоговими пристроями, а також як внутрішній елемент АЦП або цифрового вимірювального пристрою, також на основі НПСЧ [1 5, 15, 25].

### 8.1 Статичні й динамічні параметри ЦАП

Параметри ЦАП мають усталені назви, незалежно від способу реалізації самих ЦАП та АЦП на її основі [1,7–9,15].

Сукупність значень вихідних аналогових величин  $X_i$ , залежно від значень вхідного коду  $A_i$ , називається характеристикою перетворення (ХП). Така сукупність може бути подана у формі графіка, формули або таблиці.

Значення вихідної аналогової величини  $X_i$  відповідають мінімальному та максимальному значенням вхідного коду  $A_i$  та є початковою й кінцевою точками ХП. Інтервал значень вихідної аналогової величини від початкової до кінцевої точки називається діапазоном вихідної величини, а різниця між максимальним та мінімальним значеннями цієї величини – амплітудою її зміни.

Значення дискретної зміни вихідної аналогової величини при зміні значення вхідного коду на одиницю називається ступенем квантування. У випадку двійкового лінійного ЦАП для номінальної ХП всі сходинки рівні та дорівнюють

$$H = (X_{\max} - X_{\min}) / (b - 1) = X_{\text{орн}} / (b - 1),$$

де  $X_{\min}$ ,  $X_{\max}$  – номінальні значення вихідної аналогової величини у початковій та кінцевій точках ХП;

$X_{\text{орн}}$  – номінальне амплітудне значення зміни вихідної аналогової величини;

$b$  – число можливих значень коду.

Номінальне значення сходинки квантування  $d$ , що становить найменше змінення вихідної аналогової величини, є роздільною здатністю перетворювача. Цю характеристику часто плутають з точністю перетворювача. Насправді це дві мало пов'язані між собою характеристики. Точність – це сумарне відхилення вихідної величини перетворювача від її ідеального значення для даної кодової комбінації. Плутанина, яка виникає, пов'язана з тим, що точність, зазвичай, визначають у частках роздільної здатності перетворювача. На практиці амплітуди квантів у різних точках відрізняються, в цьому випадку обчислюється середнє значення сходинки квантування. Це значення може служити одиницею виміру вихідних аналогових величин і називається одиницею молодшого розряду (ОМР).

Ступінь збігу реальної ХП з ідеальною визначає точність, яка характеризується такими параметрами:

- нелінійністю;
- диференційною нелінійністю;
- зсувом початкової точки ХП (зсувом «нуля»);
- відхиленням значення аналогової величини від номінальної у кінцевій точці.

Нелінійність у даній точці ХП – це відхилення значення реальної ХП від прямої, що її лінеаризує та побудована певним чином:

- відносно прямої через початкову і кінцеву точки ХП;
- відносно прямої мінімального середньоквадратичного відхилення.

Для ЦАП нелінійність зазвичай визначається у точці ХП, де вона за абсолютним значенням максимальна. Нелінійність виражається у частках ОМР або в відсотках від значення аналогової величини у кінцевій точці ХП.

$$\delta_L = (\Delta x / h) [ММР] \quad \text{або} \quad \delta_L = (\Delta x / x_k) \cdot 100\%,$$

де  $\delta_L$  – нелінійність у даній точці ХП;

$\Delta x$  – абсолютне значення нелінійності у даній точці ХП;

$h$  – значення ОМР;

$x_k$  – значення вихідної аналогової величини у кінцевій точці ХП.

ХП, що ілюструє різні типи не лінійності, зображена на рис. 8.2.

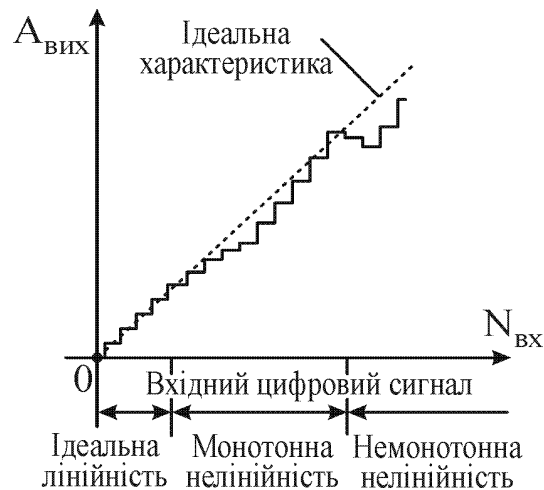


Рисунок 8.2 – Демонстрація різних видів нелінійності ХП ЦАП

Диференційна нелінійність – це різниця між дійсними значеннями сходинок квантів і їх середнім значенням. Диференційна нелінійність  $i$ -ої сходинок квантів

$$\delta_{LD} = [(\bar{h} - h_i) / x_k] \cdot 100\% .$$

Для ЦАП вказують значення диференційної нелінійності у точці характеристики, де вона за абсолютним значенням максимальна.

Під монотонністю розуміється постійність знака приросту вихідної величини при послідовній зміні значень вхідного коду. Умова монотонності полягає в тому, що всі величини вихідної аналогової величини збільшуються або залишаються сталими при збільшенні вхідного коду

$$-1\text{мМР} \leq \delta_{LD} \leq +1\text{мМР} .$$

Якщо побудувати дві ХП для ЦАП з незначно відмінними середніми сходинок квантування, відхилення буде помітне через різну крутизну характеристик. Параметр, що описує середню крутизну ХП, називається коефіцієнтом перетворення, або коефіцієнтом масштабу.

Оцінювання відхилення дійсної ХП від номінальної зазвичай проводять у кінцевій точці ХП або в тій точці, де це відхилення максимальне. Це називається максимальним відхиленням вихідної величини від номінального значення або похибкою масштабу.

Також можливе відхилення ХП від номінальної у вигляді паралельного зсуву. Паралельний зсув оцінюється відносно початку координат і називається похибкою зсуву «нуля» вихідної аналогової величини. Це дійсне значення вихідної величини для вхідного коду, при якому номінальне значення вихідної величини дорівнює нулю.

*Код вхідного сигналу* може бути подано як двійковим (з розрядними коефіцієнтами  $\{0,1\}$  або  $\{-1,1\}$ ), двійково-десятковим, кодом надлишкових позиційних систем числення та іншими.

*Стабільність* – це здатність ЦАП зберігати значення вихідного сигналу протягом визначеного проміжку часу.

*Параметри спряження.* Перетворювачі – не абстрактні моделі, а реальні пристрої, які використовуються на практиці в різних додатках. Тому так важливо розуміти та враховувати параметри спряження, оскільки вони безпосередньо впливають на роботу пристрою. Без належного знання цих параметрів домогтися правильного функціонування пристрою може бути досить складно або навіть неможливо. Тому врахування параметрів спряження є ключовим аспектом в розробці та застосуванні перетворювачів на практиці. До них належать:

- напруги й струми джерел живлення;
- вхідні та вихідні напруги та струми;
- тип і допустимі значення опору навантаження, вихідний повний опір;
- число розрядів коду (роздільна здатність);
- вхідний опір чи вхідний струм для зовнішніх джерел опорної напруги;
- діапазон робочих температур.

#### *Динамічні параметри ЦАП*

Складові часу перехідних процесів в ЦАП характеризують його *швидкодію*.

Час встановлення вихідного сигналу – це час від моменту подачі вхідного коду до моменту, коли значення вихідної аналогової величини відрізняється від усталеного на значення не більше  $0.5 \text{ ОМР}$  ( $t_1$  на рис. 8.3).

Час затримки розповсюдження – час від моменту, що відповідає половині амплітуди вхідного цифрового сигналу, до моменту, що відповідає встановленню вихідної аналогової величини до половини усталеного значення ( $t_2$  на рис. 8.3).

Також може використовуватися час затримки – час від початку змінення коду до досягнення вихідною величиною  $0.1$  усталеного значення.

Час зростання – час, за який вихідна аналогова величина змінюється від  $0.1$  до  $0.9$  усталеного значення ( $t_3$  на рис. 8.3).

Швидкість зростання – відношення приросту аналогової величини до часу  $t_3$ , за який цей приріст відбувся.

Час перемикання – час від моменту подачі вхідного коду до моменту досягнення вихідною аналоговою величиною  $0.9$  усталеного значення.



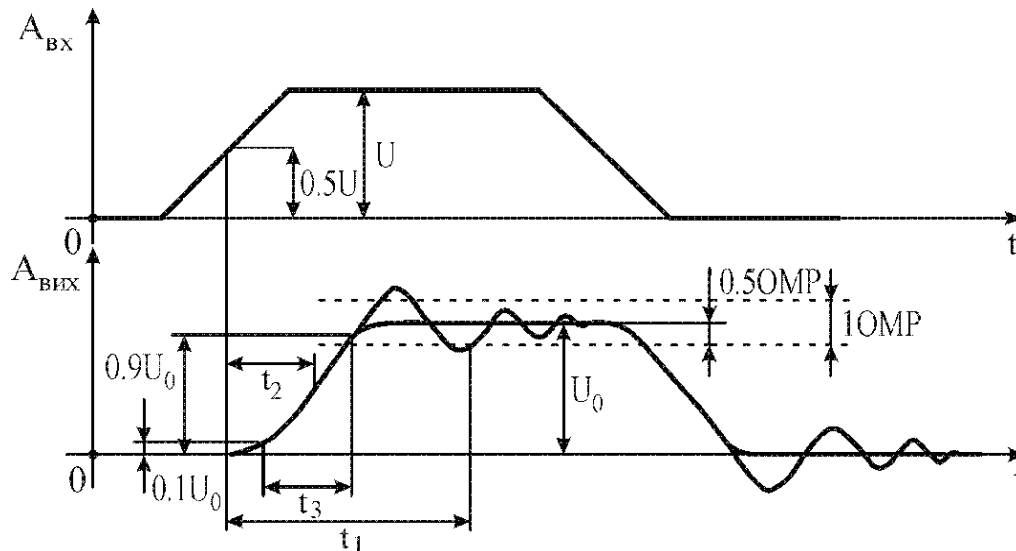


Рисунок 8.3 – Зміна вихідного сигналу ЦАП при зміні коду на його вході

Викиди, також відомі як «глітчi» (glitches), є короточасними підйомами або провалами вихідного сигналу в момент зміни значення вхідного коду. Критерієм для викидів є значення коливальної енергії, де енергія викиду пропорційна площі кривої з урахуванням її «знака». Зазвичай викиди характеризуються амплітудою й тривалістю. Найгірша ситуація для викиду виникає при перемиканні найбільшого числа розрядів. Викиди можуть бути пов'язані з неоднаковим часом перемикання різних розрядів, а також з неоднаковим часом «вмикання» та «вимикання» розрядів.

## 8.2 ЦАП з підсумовуванням еталонних величин

Найбільш розповсюдженим типом ЦАП є перетворювачі, що використовують алгоритм підсумовування еталонних величин. Згідно з означенням величина сигналу на виході ЦАП визначається за формулою

$$A_{\%Ц} = A_0 \cdot \sum_{i=1}^n a_i \cdot 2^{i-1},$$

де  $a_i \in \{0,1\}$ , члени  $A_0 2^{i-1}$  являють собою сукупність деяких заданих значень, які можуть бути реалізовані за допомогою джерел еталонних аналогових величин (1, 2, ..., N), об'єднаних в блок еталонних величин (БЕВ). Функцію  $a_i$  можна реалізувати за допомогою набору ключових елементів, що реалізують залежність  $K_i = k_0 2^{i-1}$ , якщо  $a_i = 1$ ; і  $K_i = 0$ , якщо  $a_i = 0$ . Генерація підсумкової вихідної величини здійснюється підсумовувачем еталонних величин (ПЕВ). Загальна структура ЦАП, що реалізує даний алгоритм, наведена на рис. 8.4.

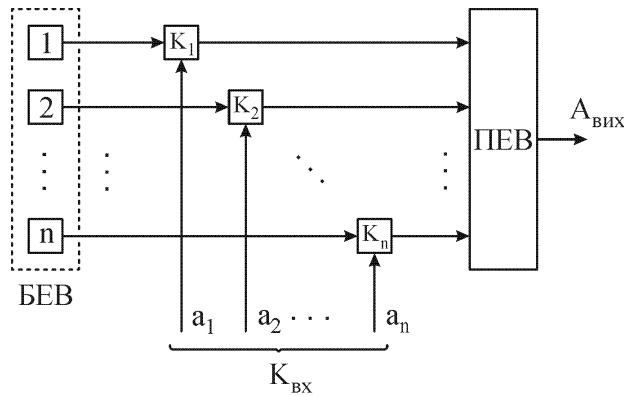


Рисунок 8.4 – Загальна структура ЦАП з підсумовуванням еталонних величин

Подібні ЦАП можуть бути класифіковані за:

- способом формування вихідного сигналу (з підсумовуванням напруг або струмів);
- видом вихідного сигналу (з виходом за струмом, виходом за напругою);
- полярністю вихідного сигналу (біполярний, уніполярний);
- характеристикою вихідного сигналу (постійний, змінний);
- конструктивно-технологічним виконанням (модульний, гібридний, інтегральний);
- типом елементів для підсумовування та поділу (резистори, ємності, оптоелементи).

### 8.2.1 ЦАП з використанням ланцюгів резисторів

Найбільш широко використовуються ЦАП з використанням резистивних матриць. Дані перетворювачі при порівняльній простоті конструкції, гарній швидкодії виявились дуже зручними для інтегрального виконання, тому подібні схеми знайшли широке розповсюдження.

Можуть використовуватися зважена, драбинкова та комбінована конфігурації резистивних матриць. Принципові схеми подібних дільників зображені на рис. 8.5–8.7.

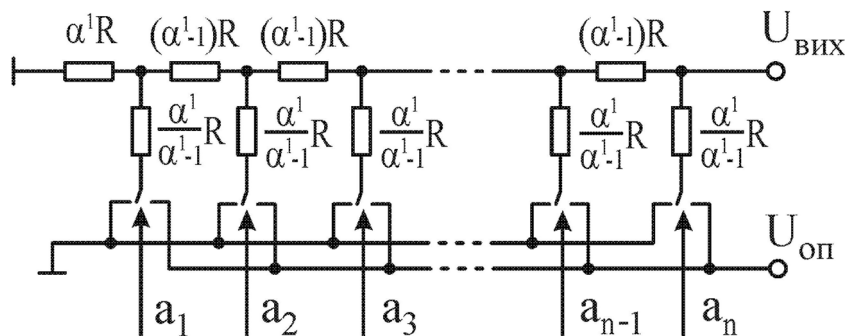


Рисунок 8.5 – Драбинкова схема дільника напруги

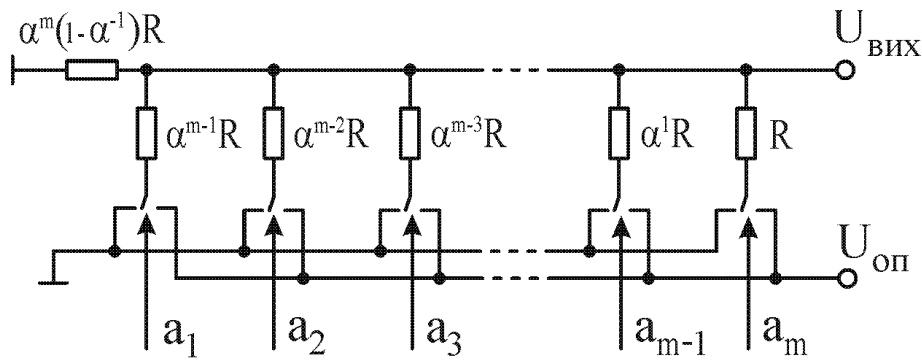


Рисунок 8.6 – Зважена схема дільника напруги

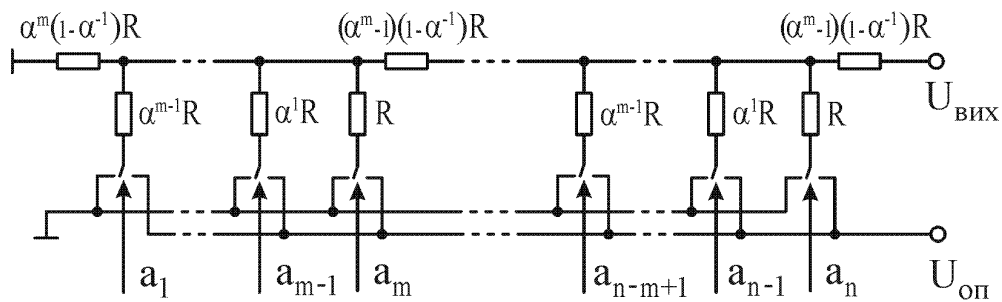


Рисунок 8.7 – Комбінована схема дільника напруги

Еквівалентна схема одної з ланок матриці наведена на рисунку 8.8.

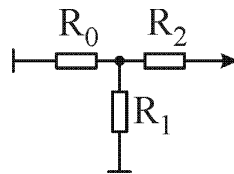


Рисунок 8.8 – Еквівалентна схема однієї ланки матриці

Тут  $R_0$  – еквівалентний опір частини резистивної матриці зліва від даного вузла;

$R_1$  – еквівалентний опір групи паралельно підключених до даного вузла розрядних резисторів;

$R_2$  – резистор зв'язку між секціями.

У зваженій структурі застосовується широкий набір вагових прецизійних резисторів, що ускладнює забезпечення точності та узгодження температурних коефіцієнтів опорів. Особливі труднощі подібний підхід зустрічає у монолітній інтегральній технології. По-перше, у зв'язку з тим, що значення номіналу резистора пропорційне площі кристала, по-друге у зв'язку з потребою високоточного підпасування резисторів. Вказаних недоліків не має структура драбинково-го типу. Недоліком драбинкової матриці є складність припасування резисторів у ній, оскільки зміна номіналу одного з резисторів викликає перерозподіл струмів та напруг у всій матриці.

Розглянемо дільник для довільної позиційної системи числення з основою  $\alpha$ . Номінали резисторів у цьому дільнику мають задовольняти наведені нижче рівності.

З умови однорідності матриці витікає, що

$$R_0 \parallel R_1 + R_2 = R_0,$$

тобто, кожна попередня ланка є навантаженням для наступної.

З умови рівності коефіцієнта поділу  $\alpha$  має місце

$$\frac{R_0 \parallel R_1}{R_0 \parallel R_1 + R_2} = \frac{1}{\alpha^m},$$

де  $m$  – кількість паралельно з'єднаних зважених резисторів у секції.

Підсумкова система рівнянь буде такою

$$\begin{cases} R_0 \parallel R_1 + R_2 = R_0 \\ \frac{R_0 \parallel R_1}{R_0 \parallel R_1 + R_2} = \frac{1}{\alpha^m} \end{cases}.$$

Розв'язки системи будуть відображатися через один довільний параметр ( $R_1$ ) та будуть мати вигляд:

$$R_1 = R_1, \quad R_0 = (\alpha^m - 1)R_1, \quad R_2 = \frac{(\alpha^m - 1)^2}{\alpha^m} R_1.$$

Для матриці драбинкового типу  $m = 1$ .

Прийнявши як параметр  $R = R_0 \parallel R_1$ , маємо

$$R = \frac{\alpha - 1}{\alpha} R_1.$$

Тоді

$$R_0 = \alpha R, \quad R_2 = (\alpha - 1)R, \quad R_1 = \frac{\alpha}{\alpha - 1} R.$$

Для двійкової системи  $R_1 = 2R$ ,  $R_0 = 2R$ ,  $R_2 = R$ .

Для матриці комбінованого типу

$$R_1 = R_{11} \parallel R_{12} \parallel \dots \parallel R_{1m}.$$

Оскільки номінали резисторів пропорційні вагам розрядів позиційної системи числення з основою  $\alpha$ , а саме:  $R_{1i} = \alpha^{i-1} R$ , то номінали резисторів для такої системи будуть такими:

$$R_1 = \frac{\alpha^m}{\alpha^{m-1}} \cdot \frac{\alpha-1}{\alpha} \cdot R, \quad R_0 = \alpha^m \cdot \frac{\alpha-1}{\alpha} \cdot R, \quad R_2 = (\alpha^m - 1) \cdot \frac{\alpha-1}{\alpha} \cdot R.$$

Для двійкової системи  $R_1 = 2^{i-1} R$ ,  $R_0 = 2^{m-1} R$ ,  $R_2 = ((2^m - 1)/2) R$ .

Для матриці зважених резисторів потрібен лише розрахунок  $R_0$ . Така матриця еквівалентна кінцевій секції комбінованої схеми, звідки  $R_0$  обчислюється аналогічно попередньому випадку

$$R_0 = \alpha^m \cdot \frac{\alpha - 1}{\alpha} \cdot R.$$

Для двійкової системи  $R_{1i} = 2^{i-1}R$ ,  $R_0 = 2^{m-1}R$ .

Найпростішим перетворювачем код-напруга є схема, зображена на рис. 8.9, в якій резистивна матриця використовується у прямому вмиканні.

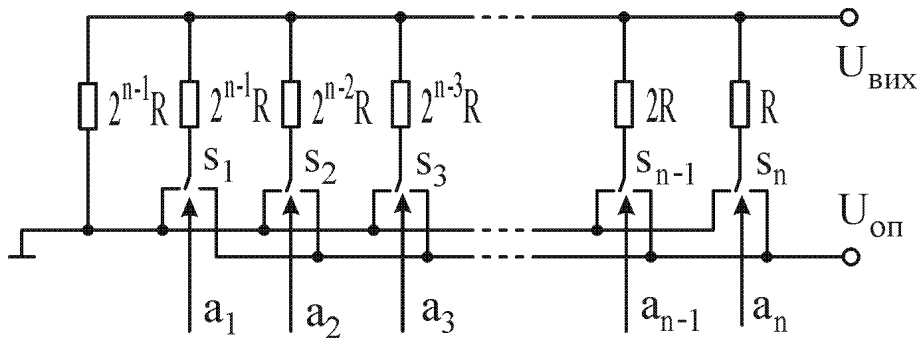


Рисунок 8.9 – Найпростіший ЦАП на основі резистивної матриці

При надходженні вхідного коду частина резисторів під'єднується до  $U_0$ , якщо  $a_i = 1$ , друга частина залишається з'єднаною з землею, якщо  $a_i = 0$ . При цьому матриця може бути зображена еквівалентною схемою, наведеною на рис. 8.10.

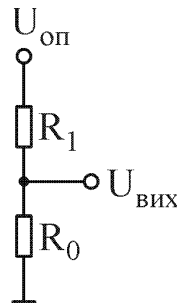


Рисунок 8.10 – Еквівалентна схема ЦАП

Опори  $R_0$  та  $R_1$  будуть дорівнювати

$$R_1 = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{a_i}{2^{n-i} \cdot R}}, \quad R_0 = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{a_i}{2^{n-i} \cdot R} + \frac{1}{2^{n-1} \cdot R}}.$$

Струм, що протікає через матрицю буде складати

$$I = \frac{U_0}{R_1 + R_0} = \frac{U_0}{\frac{1}{\frac{\sum_{i=1}^n \frac{a_i}{2^{n-i} \cdot R}}{\left(\sum_{i=1}^n \frac{a_i}{2^{n-i} \cdot R}\right) \left(\sum_{i=1}^n \frac{a_i}{2^{n-i} \cdot R} + \frac{1}{2^{n-1} \cdot R}\right)}}}.$$

Спад напруги на  $R_0$ , який відповідає  $U_{\text{ВХ}}$ , буде дорівнювати

$$U_{\text{ВХ}} = I \cdot R_0 = 2U_0 \cdot \sum_{i=1}^n \frac{a_i}{2^{n-i} \cdot R}$$

Безпосередньо ця схема не використовується через погані характеристики навантаження, як видно з еквівалентної схеми під'єднання  $R_{\text{Н}}$  до  $U_{\text{ВХ}}$ . Під'єднання навантаження паралельно  $R_0$  призведе до спотворень  $U_{\text{ВХ}}$ .

Значно покращити характеристики схеми можна, використовуючи ОП. У такій схемі матриця резисторів виступає у ролі формувача двійково-зважених струмів, які підсумовуються на ОП.

Принципова схема ЦАП, що використовує ланцюг зважених резисторів, наведена на рис. 8.11.

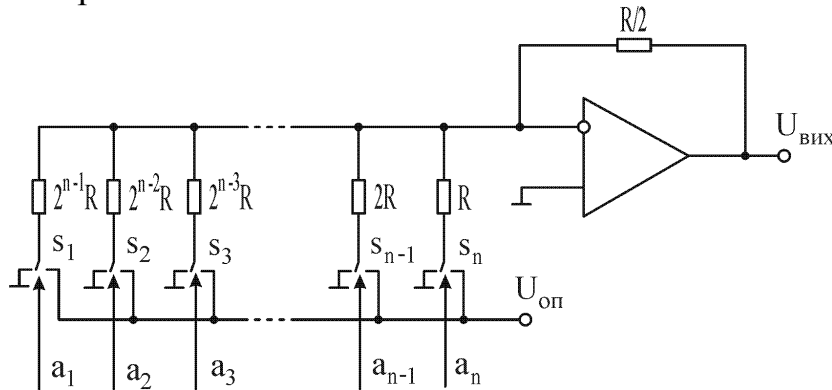


Рисунок 8.11 – ЦАП на основі матриці двійково-зважених резисторів

Такий ЦАП складається з матриці двійково-зважених резисторів,  $n$  перемикачів на кожний розряд ( $s_1, s_2, s_3, s_{n-1}, s_n$ ), керованих цифровими сигналами ( $a_1, a_2, a_3, a_{n-1}, a_n$ ), джерела опорної напруги ( $U_{\text{оп}}$ ) та підсумовувального елемента. Функцію підсумовувального елемента виконує ОП в інверсному вмиканні, для якого вся матриця може бути замінена одним еквівалентним входним резистором. ОП забезпечує нульовий потенціал на виході матриці резисторів незалежно від стану ключів.

Схема, зображена на рис. 8.11, працює так: якщо біт керування дорівнює нулю, то відповідний резистор під'єднується до землі (нульового потенціалу); якщо дорівнює одиниці, – то до  $U_{\text{оп}}$ . При цьому струми, що протікають через резистори матриці, будуть дорівнювати  $I_i = a_i \cdot U_{\text{оп}} / 2^{i-1} \cdot R$ .

Струми підсумовуються на резисторі, ввімкнутому у ланцюг зворотного зв'язку ОП. Спад напруги на  $R_{33}$  буде складати

$$U_{\text{вих}} = -R_{33} \cdot \sum_{i=1}^n I_i = -\frac{R_{33} \cdot U_{\text{оп}}}{R} \cdot \sum_{i=1}^n a_i / 2^{i-1} = -\frac{U_{\text{оп}}}{2} \cdot \sum_{i=1}^n a_i / 2^{i-1}.$$

На виході вищенаведеної схеми генерується уніполярний сигнал ( $0 \pm U_{оп}$ ). Отримати на виході подібного перетворювача біполярний сигнал ( $-U_{оп} - +U_{оп}$ ) у даному випадку достатньо просто, застосувавши ключі, що перемикаються не між «землею» та  $U_{оп}$ , а між  $-U_{оп}$  і  $+U_{оп}$ . У цьому випадку вхідний код буде належати системі ваг розрядів  $\{-1, 1\}$ . Проблема створення подібного роду перетворювачів полягає у створенні двох високоточних різнополярних джерел опорної напруги.

У реальних ЦАП перемикачі, ввімкнені послідовно з двійково-зваженими резисторами, мають кінцевий опір та можуть суттєво погіршувати точність роботи схеми. Розкид опорів перемикачів впливає на точність у старших розрядах ЦАП з меншими опороми резисторів. Щоб зменшити вплив опорів перемикачів, можна збільшити номінали опорів матриці  $R - 2R$ , але одночасно збільшиться вплив паразитної ємності опору та збільшиться вплив струмів витікання в замкненому стані. Крім того, схема з комутацією напруг і сама має гірші показники швидкодії внаслідок впливу реактивних елементів (необхідність перезаряджання бар'єрних ємностей р-п переходів та ін.). Тому отримали розповсюдження схеми з комутацією струмів, приклад такої схеми наведений на рис. 8.12.

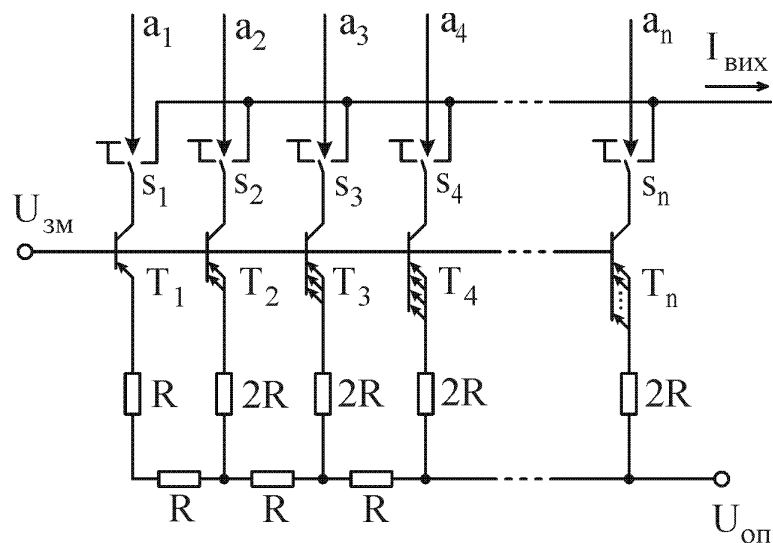


Рисунок 8.12 – ЦАП з комутацією струмів та матрицею типу R-2R в ланцюгах емітерів

У даній схемі матриця типу R-2R використовується в інверсному вмиканні як дільник струмів. За допомогою транзисторів ( $T_1, T_2, T_3, \dots, T_n$ ) та резистивної матриці R-2R зібрані джерела двійково-зважених струмів. У колах цих транзисторів струми протікають постійно, а ключі лише комутують їх, що сприяє порівняно швидкому перемиканню розрядів та досягненню високої швидкодії ЦАП у цілому. Через різні транзистори протікають різні за абсолютним значенням струми, що викликає неоднаковий спад

напруги на відповідних транзисторах. З метою усунення даного недоліку транзистори виконуються багатомітерними, що дає можливість підтримувати однакову щільність струму через р-п переходи транзисторів і однаковий спад напруги на них. Для того, щоб усунути вказаний недолік, може бути також застосована схема, вказана на рис. 8.13.

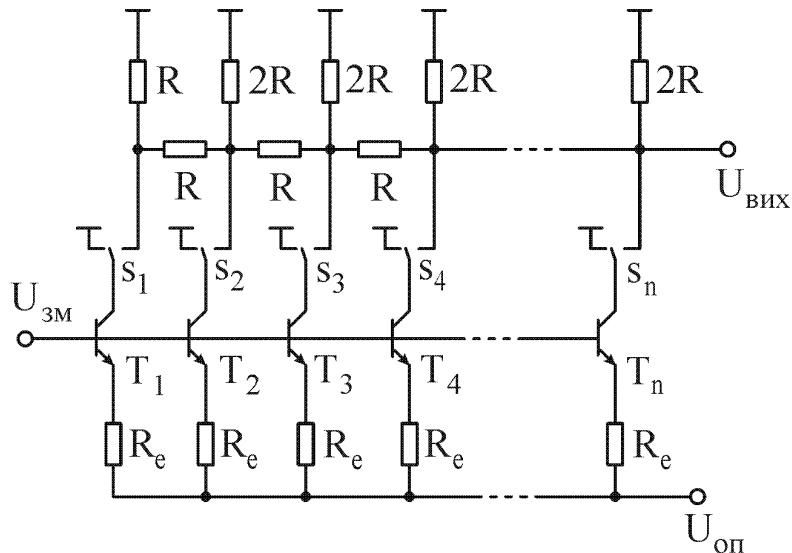


Рисунок 8.13 – ЦАП з комутацією струмів на матриці типу R-2R в ланцюгах колекторів

У такому ЦАП в колах емітерів транзисторів знаходяться однакові опори, які задають однакові струми через р-п переходи та однаковий спад напруги на них. Резистивна матриця R-2R виконує у цьому випадку роль дільника напруг. Такий ЦАП має вихід за напругою.

### 8.2.2 Струмові ключі

Як видно з вищенаведених схем, одним з основних вузлів ЦАП є електронні ключі. Від їх параметрів багато в чому залежить швидкодія й точнісні параметри схеми. Нижче наведені основні базові схеми струмових ключів на біполярних транзисторах, що використовуються в розглянутих ЦАП.

Схема, зображена на рис. 8.14, є найпростішою схемою струмового ключа. Транзистор  $T_1$  з під'єднаним джерелом напруги  $U_{ет}$  і резистор  $R_{ет}$  утворюють джерело еталонного струму. Коли на цифровому вході низький рівень  $a_i = \langle 0 \rangle$ , діод  $D_1$  закритий, а діод  $D_2$  відкритий, і струм проходить у вихідний ланцюг. Коли на цифровий вхід надходить високий рівень  $a_i = \langle 1 \rangle$ , діод  $D_1$  відкривається, відповідно викликаючи підвищення потенціалу точки А і закриття діода  $D_2$ . При цьому розрядний струм комутується в коло діода  $D_1$ . Похибки подібної схеми пов'язані зі струмами витікання діодів у закритому стані та часом перезарядження бар'єрних ємностей р-п переходів.



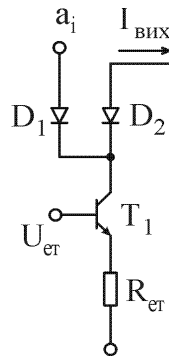


Рисунок 8.14 – Найпростіша схема струмового ключа

У схемі, зображеній на рис. 8.15 у колі керування використовується транзистор  $T_2$ . При подачі на його базу високого потенціалу він відкривається, одночасно підвищується потенціал його емітера (точки А), що призводить до закриття  $D_2$  та відгалудження струму в коло  $T_2$ . Застосування транзистора в колі керування приводить до розмежування керувального та робочого кіл схеми.

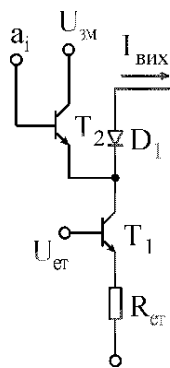


Рисунок 8.15 – Схема струмового ключа з під'єднаним транзистором  $T_1$

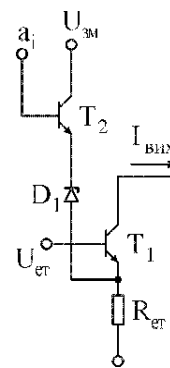


Рисунок 8.16 – Транзистор  $T_1$  з під'єднаним джерелом напруги  $U_ет$  та резистором  $R_ет$

В схемі, зображеній на рис. 8.16, транзистор  $T_1$  з під'єднаним джерелом напруги  $U_ет$  та резистором  $R_ет$  також являє собою джерело еталонного струму. Коли на цифровому вході низький рівень  $a_i = \ll 0 \gg$ , транзистор  $T_2$  закритий, стабілітрон  $D_1$  знаходиться в неспровідному стані, а струм, що генерується джерелом еталонного струму, надходить у вихідне коло. Коли на цифровий вхід надходить високий рівень  $a_i = \ll 1 \gg$  транзистор  $T_2$  відкривається і через стабілітрон  $D_1$  починає протікати струм. В результаті цього потенціал точки А зростає до значення, що визначається спадом напруги на р-п переході  $T_2$  та стабілітроні.  $T_1$  при цьому закривається, а струм у вихідне коло не надходить. Стабілітрон  $D_1$  формує потенціал точки А таким чином, що  $T_1$  не входить у стан насичення, чим забезпечується швидке перемикування. Значні перепади напруги в вузлі комутації струмів приводять до

впливу на самі значення розрядних струмів і є причиною «похибок суперпозиції», зменшення яких досягається низкою схемотехнічних прийомів [2, 3, 5, 49].

На рис. 8.17 наведена ще одна схема струмового ключа. Призначення  $T_1$  та  $R_{ет}$  вказувалось вище. Перемикач струму реалізований за допомогою диференційного каскаду. Працює схема так: на базу одного з транзисторів диференційного каскаду надходить цифровий сигнал  $a_i$ , база другого транзистора зміщена деякою постійною напругою  $U_{зм}$  такою, що  $U(0) < U_{зм} < U(1)$ . Коли на цифровому вході низький рівень  $a_i = \ll 0 \gg$ , транзистор  $T_2$  відкривається, в результаті чого напруга на його емітері дорівнює

$$U_e = U(0) - U_{бe} > U_{зм}.$$

В результаті цього транзистор  $T_3$  закривається. весь струм протікає через коло транзистора  $T_2$ . Коли на цифровий вхід надходить високий рівень  $a_i = \ll 1 \gg$ , картина змінюється на протилежну

$$U_e = U_{зм} - U_{бe} > U(1).$$

В результаті цього транзистор  $T_2$  закривається, а весь струм протікає через коло транзистора  $T_3$ .

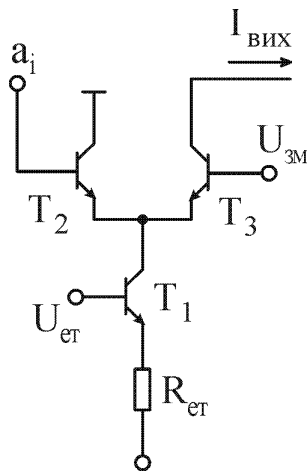


Рисунок 8.17 – Схема струмового ключа з диференційним каскадом

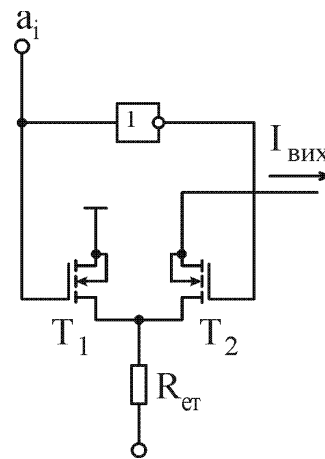


Рисунок 8.18 – Схема на КМОН транзисторах

На рис. 8.18 наведена схема подібного типу на КМОН транзисторах, робота схеми зрозуміла з рисунка.

### 8.2.3 ЦАП з використанням ланцюгів конденсаторів

Можлива побудова ЦАП, що використовують матриці конденсаторів. Подібні пристрої використовують принцип перерозподілу заряду й, останнім часом, у зв'язку з досягнутим прогресом в інтегральній техноло-

гії, в галузі створення високоточних ключових елементів отримали широке розповсюдження, також в АЦП на комутованих конденсаторах [50-52].

Одним з найпростіших перетворювачів подібного типу є ЦАП, зображений на рис. 8.19.

Пристрій працює так. У момент часу  $t_1$  замикається ключ  $s_0$ , а ключі  $s_1-s_n$  комутуються залежно від значення розрядів коду на землю ( $a_i = \langle 0 \rangle$ ), чи до  $U_{оп}$  ( $a_i = \langle 1 \rangle$ ). При цьому пристрій може бути зображений еквівалентною схемою (рис. 8.20).

На конденсаторах матриці формується заряд

$$q_0 = U_{оп} \cdot \sum_{i=1}^n a_i \cdot \frac{C}{2^{i-1}}.$$

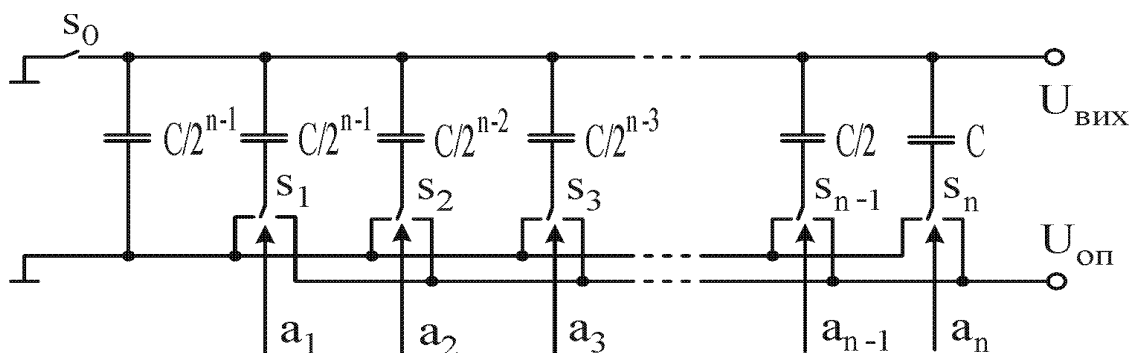


Рисунок 8.19 – Найпростіший ЦАП на основі комутованих конденсаторів

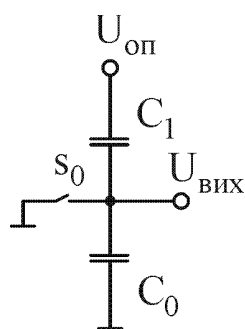


Рисунок 8.20 – Еквівалентна схема ЦАП

В момент часу  $t_2$  ключі  $s_1-s_n$  комутуються на землю, а ключ  $s_0$  розмикається. При цьому заряд, сформований на частині конденсаторів у першому такті, перерозподіляється між всією матрицею, тоді

$$U_{вих} = \frac{q_0}{\left(\sum_{i=1}^n \frac{C}{2^{i-1}} + \frac{C}{2^{n-1}}\right)} = \frac{q_0}{2C} = \frac{U_{оп}}{2} \cdot \sum_{i=1}^n \frac{a_i}{2^{i-1}}.$$

Безпосередньо ця схема не використовується через суттєвий вплив паразитних параметрів і «погані» характеристики навантаження. Значно кращі характеристики мають та отримали більш широке розповсюдження пристрої, що використовують принцип перетікання заряду. Принципові схеми подібних пристроїв, що використовують матриці двійково-зважених конденсаторів і матриці типу С-2С, наведені на рис. 8.21, рис. 8.22. Розглянемо роботу схеми, зображеної на рис. 8.21.

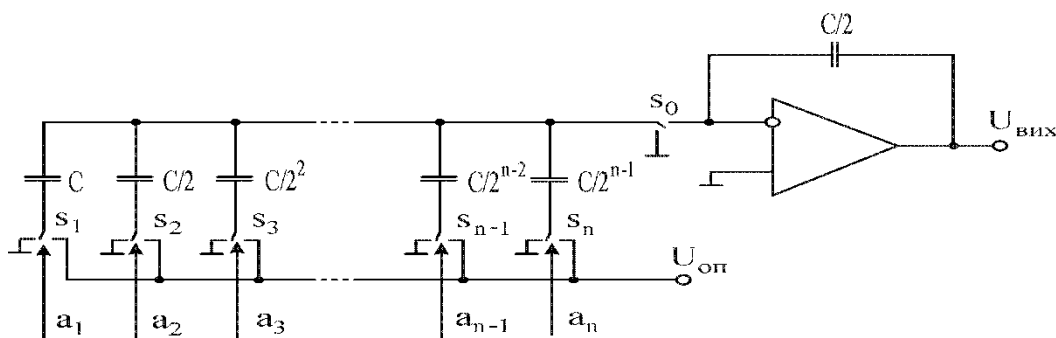


Рисунок 8.21 – ЦАП на основі матриці двійково-зважених конденсаторів

ЦАП складається з матриці двійково-зважених конденсаторів;  $n$  перемикачів на кожний розряд, керованих цифровими сигналами ( $a_1, a_2, a_3, a_{n-1}, a_n$ ); джерела опорної напруги ( $U_{оп}$ ) та підсумовувального (накопичувального) елемента, роль якого виконує ОП з ємністю  $C$  у колі зворотного зв'язку. На першому кроці ключ  $s_0$  замикається на землю, а ключі  $s_1-s_n$  комутуються залежно від значення розрядів коду на землю ( $a_i = \ll 0 \gg$ ) чи до  $U_{оп}$  ( $a_i = \ll 1 \gg$ ). При цьому на конденсаторах матриці формується заряд

$$q_i = a_i \cdot U_{оп} \cdot C / 2^{i-1}.$$

На другому кроці ключ  $s_0$  під'єднується до інверсного входу ОП, а ключі  $s_1-s_n$  під'єднуються до землі. Оскільки потенціал інверсного входу ОП дорівнює нулю, то тепер потенціали обох обкладок усіх конденсаторів стають рівними нулю та останні розряджаються. При цьому весь заряд з цих ємностей перетікає на  $C_{зз}$  (іншого шляху перетікання у заряду немає). У результаті на  $C_{зз}$  формується напруга

$$U_{вих} = -\frac{1}{C_{зз}} \cdot \sum_{i=1}^n q_i = -\frac{C \cdot U_{оп}}{C_{зз}} \cdot \sum_{i=1}^n \frac{a_i}{2^{i-1}} = -\frac{U_{оп}}{2} \cdot \sum_{i=1}^n \frac{a_i}{2^{i-1}}.$$

Схема, зображена на рис. 8.22, працює так само. Принципи побудови та робота матриці С-2С подібні роботі резистивної матриці типу R-2R.

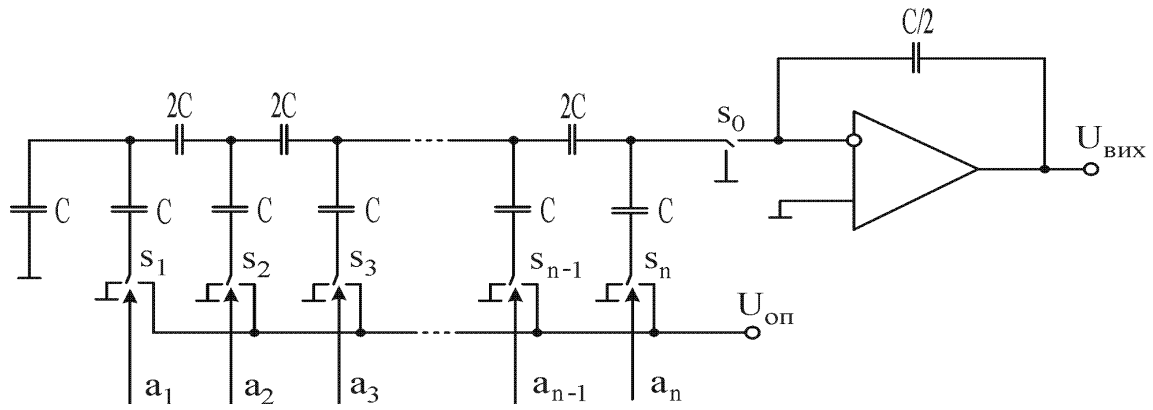


Рисунок 8.22 – ЦАП на основі матриці конденсаторів типу C-2C

### 8.3 Паралельні ЦАП на базі резистивних дільників

Якщо потрібна розрядність ЦАП невелика можливе застосування найпростішої схеми ЦАП на резистивному дільнику. Структура подібного перетворювача подана на рис. 8.23.

Основним елементом даного пристрою є резистивний дільник, що формує  $2_n$  рівнів опорного сигналу, де  $n$  – розрядність вхідного коду. За допомогою сигналів керування  $x_i$  потрібний рівень комутується на вихід пристрою.

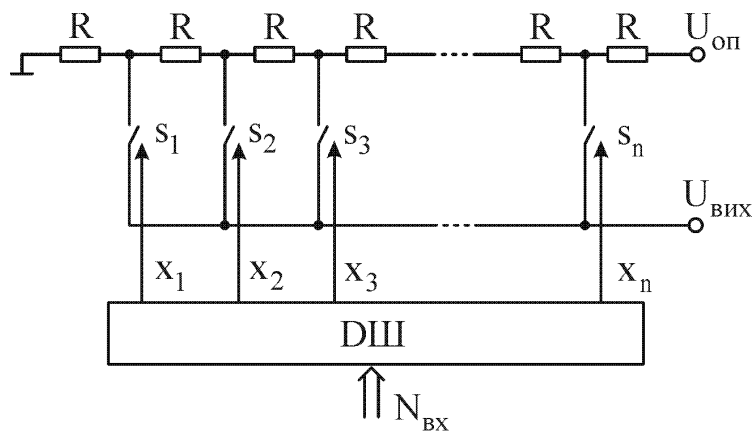


Рисунок 8.23 – Загальна структура найпростішого ЦАП

Подібні ЦАП відрізняються більшими витратами обладнання при потребі забезпечити високу розрядність та не мають тих значних переваг щодо швидкодії порівняно з іншими типами ЦАП, як це є для паралельних АЦП порівняно зі своїми аналогами. Тому подібна схема не знайшла широкого розповсюдження. Дані пристрої можуть застосовуватись у випадках, коли не потрібна висока роздільна здатність, а потрібна мала розрядність при високій точності та швидкодії.

## 8.4 ЦАП з проміжним перетворенням цифрового коду у часовий інтервал

ЦАП з часовою комутацією використовують принцип проміжного перетворення початкового коду в часовий інтервал. Потім часовий інтервал за допомогою аналогових вузлів перетворюється у задану аналогову вихідну величину.

Схема подібного перетворювача, наведена на рис. 8.24, містить: лічильник, що здійснює формування часового інтервалу; пристрій порівняння, що фіксує момент закінчення часового інтервалу; інтегратор, зібраний на ОП; резистори  $R$  та ємності  $C$ .

За сигналом «запуск» лічильник починає лічбу й до входу інтегратора підмикається опорний сигнал  $U_{оп}$ . Доки стан лічильника не досягне значення, рівного вхідному коду, інтегратор інтегрує  $U_{оп}$ . Після досягнення на виході лічильника величини, рівної  $N_{вх}$ , спрацьовує пристрій порівняння (ПП) та вимикається джерело опорного сигналу від входу компаратора. Тим самим на виході інтегратора фіксується потрібна вихідна аналогова величина. Ключ  $s_2$  слугує для розряджання ємності  $C$  і переведення інтегратора у початковий стан.

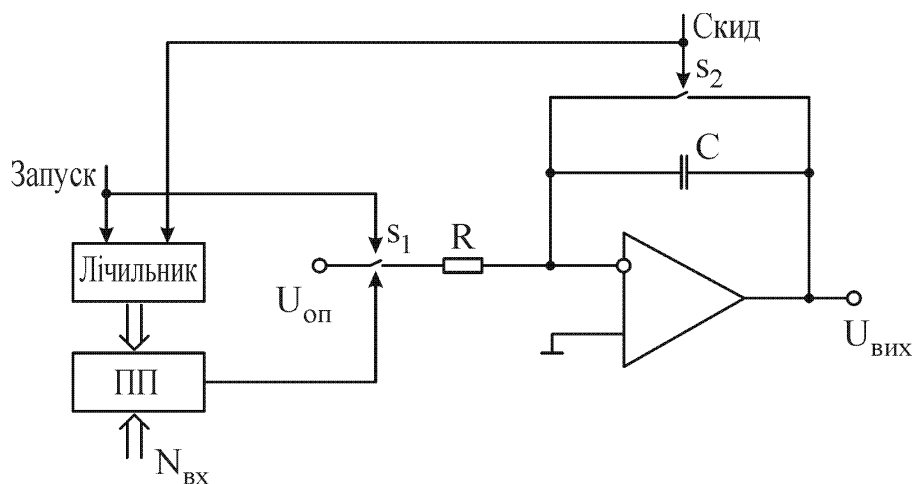


Рисунок 8.24 – ЦАП з часовою комутацією

Переваги даного перетворювача полягають у порівняльній простоті конструкції, можливості підлаштування (наприклад,  $R$  може бути зроблено регульованим, що дозволить змінювати постійну інтегрування схеми, таким чином коригуючи її роботу). Недоліком подібної схеми є її низька швидкодія.

## 8.5 Послідовний ЦАП

Останнім часом, у зв'язку з успіхами інтегральної технології, широке розповсюдження отримали пристрої на комутованих конденсаторах. Застосування цієї схемотехніки дозволяє реалізувати нові цікаві типи ЦАП. Ці пристрої використовують принцип накопичення заряду, але накопичення заряду здійснюється розрядними квантами.

Принципова схема такого пристрою наведена на рис. 8.25.

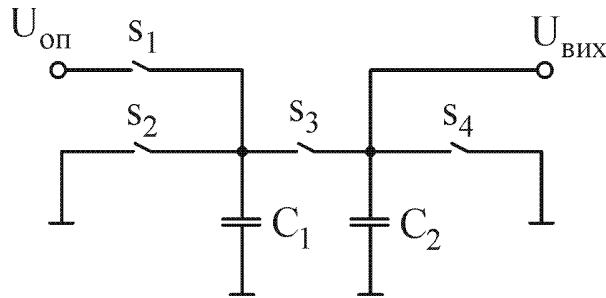


Рисунок 8.25 – Послідовний ЦАП

Цей ЦАП функціонує так.

У початковий момент часу ключі  $s_1, s_3$  розімкнені, а  $s_2, s_4$  замкнені, конденсатори  $C_1$  і  $C_2$  розряджені. В наступний момент, залежно від значення першого розряду, або замикається ключ  $s_2$ , розряджаючи  $C_1$  до нуля ( $a_1 = \ll 0 \gg$ ), або ключ  $s_1$ , заряджаючи  $C_1$  до напруги  $U_{оп}$  ( $a_1 = \ll 1 \gg$ ). У другому такті ключі  $s_1, s_2$  розімкнені, ключ  $s_3$  замикається. При цьому здійснюється поділ заряду між конденсаторами  $C_1$  і  $C_2$ . Якщо  $C_1 = C_2$ , то

$$q_1 = q_2 = a_1 C_1 U_{оп} / 2, \quad \text{звідки} \quad U_1 = U_2 = a_1 U_{оп} / 2.$$

На третьому такті ключ  $s_3$  розмикається, а  $s_2$  замикається. Отже, на  $C_2$  зберігається заряд, сформований у попередньому такті, а  $C_1$  розряджається до нуля. Потім повторюються описані вище операції для другого розряду. Після другого перерозподілу зарядів між  $C_1$  і  $C_2$  напруга на  $C_2$  буде складати

$$U_2 = (a_2 U_{оп} + a_1 U_{оп} / 2) / 2 = a_2 U_{оп} / 2 + a_1 U_{оп} / 4.$$

Аналогічно, після завершення алгоритму для  $n$  розрядів,

$$U_2 = a_n U_{оп} / 2 + \dots + a_2 U_{оп} / 2^{N-1} + a_1 U_{оп} / 2^N = U_{оп} \cdot \sum a_i / 2^{N-i}.$$

Формування вихідної аналогової величини здійснюється за  $n$  циклів. Робота алгоритму починається з молодших розрядів, підсумкова напруга формується на  $C_2$ . Подібний перетворювач відрізняється простотою схеми, й середньою швидкістю.

## 8.6 Контрольні запитання до розділу 8

1. У чому різниця між точністю та роздільною здатністю ЦАП?
2. Якими параметрами характеризується точність ЦАП?
3. Параметри спряження ЦАП.
4. Динамічні параметри ЦАП.
5. Нарисуйте загальну структуру ЦАП.
6. Назвіть види резистивних дільників струму та напруги й опишіть їх розрахунок для довільної позиційної системи числення з основою  $\alpha$ .
7. Наведіть принципову схему найпростішого ЦАП на базі резистивної матриці зваженого типу та доведіть коректність її роботи.
8. Структура та принципи роботи ЦАП з підсумовуванням розрядних струмів.
9. Нарисуйте основні структури ЦАП з використанням струмових ключів. Вкажіть їх переваги та недоліки.
10. опишіть основні структури струмових ключів, вкажіть переваги та недоліки конкретних схем.
11. ЦАП з перерозподілом заряду, принципи їх роботи.
12. Нарисуйте найпростіший ЦАП на основі резистивного дільника.
13. Наведіть структуру та поясніть функціонування ЦАП з часовою комутацією, його переваги та недоліки.
14. Послідовний ЦАП на базі комутованих конденсаторів, поясніть алгоритм перетворення в цьому пристрої.



## РОЗДІЛ 9 АНАЛОГО-ЦИФРОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Аналого-цифровий перетворювач – пристрій, призначений для перетворення вхідної аналогової величини в цифровий код [7, 9], загальна схема АЦП наведена на рис. 9.1.

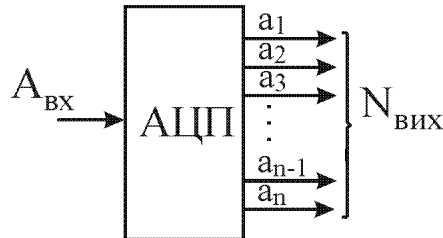


Рисунок 9.1 – Узагальнена структура АЦП

В АЦП вхідна інформація є невідомою аналоговою величиною  $A_{\text{ВХ}}$  (напругою, струмом та ін.), а вихідна інформація –  $n$  логічних рівнів ( $a_n a_{n-1} \dots a_3 a_2 a_1$ ) цифрового коду  $N_i = a_n a_{n-1} \dots a_3 a_2 a_1$  такого, що

$$A_{\text{ВХ}} = k_0 \cdot (a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0). \quad (9.1)$$

Як правило,  $a_i \in \{0,1\}$  чи  $a_i \in \{-1,1\}$ . Значення  $N_{\text{вих}}$  визначає роздільну здатність перетворювача. Чим воно більше, тим більш точно виконується співвідношення (9.1).

АЦП використовуються в пристроях зв'язку комп'ютерів з сенсорами фізичних величин. Завдяки широкому впровадженню цифрової обробки сигналів, вони стали важливою складовою багатьох комп'ютерних систем.

### 9.1 Параметри АЦП

Параметри АЦП, незалежно від способу їх реалізації, мають усталені назви, схожі з параметрами ЦАП [1, 7–9, 12–15].

Вхідною аналоговою величиною АЦП найчастіше є напруга, рідше – струм.

При поданні на вхід АЦП напруги, що лінійно змінюється, на виході АЦП відбувається послідовна зміна кодів. Залежність між значеннями вхідної напруги та вихідним кодом називається характеристикою перетворення (ХП) АЦП. ХП можна подати у вигляді таблиць, графіків або формул.

Враховуючи шуми, під напругою міжкодового переходу розуміється таке значення вхідної напруги, статистична ймовірність перетворення якої в задане та попереднє заданому значення вихідного коду є однаковою.

Зона невизначеності міжкодових переходів характеризується шириною зони, яка є ймовірнісною величиною. Вона відображає нестабільність точок ХП.

Крок квантування ХП АЦП – це різниця напруг між заданим та наступним міжкодовими переходами. Наявність кроку квантування призводить до появи похибки квантування АЦП, яка зумовлена цифровою природою вихідної інформації АЦП та обмеженим числом вихідних кодових комбінацій.

Статичні параметри, що визначають точність АЦП за його ХП:

- напруга зсуву «нуля»;
- відхилення коефіцієнта перетворення від номінального значення (коефіцієнт «масштабу»);
- інтегральна нелінійність;
- диференційна нелінійність;
- зона невизначеності міжкодових переходів;
- монотонність ХП.

Реальне значення вхідної напруги у точці ХП, що відповідає номінальному нульовому значенню цієї напруги, визначає напругу зсуву «нуля». Графічно ця напруга відповідає паралельному зсуву ХП по осі абсцис.

Після врахування зсуву «нуля» відхилення коефіцієнта перетворення від номінального значення можна характеризувати похибкою перетворення в кінцевій точці ХП. Ця похибка показує зміну нахилу прямої, проведеної через початкові та кінцеві точки дійсної ХП.

Інтегральна нелінійність АЦП – це різниця між дійсним значенням вхідної напруги в заданій точці ХП і значенням на лінеаризованій ХП у тій самій точці.

Диференційна нелінійність АЦП – це відхилення дійсних значень кроків квантування ХП від їх середнього значення.

Монотонність ХП характеризується наявністю всіх послідовних кодових комбінацій на виході АЦП при поданні на вхід сигналу, що лінійно змінюється. При цьому знак нахилу монотонної ХП не має змінюватися.

Параметри спряження АЦП:

- напруги та струми джерел живлення;
- вхідні та вихідні напруги та струми;
- вхідний повний опір, вхідна ємність;
- число двійкових розрядів вихідного коду;
- діапазон робочих температур.

Динамічні параметри АЦП:

- час перетворення, частота перетворення;
- апертурний час, апертурна невизначеність;
- коефіцієнт нелінійних спотворень на вхідному гармонічному сигналі;
- співвідношення сигнал–шум на вхідному гармонічному сигналі;
- монотонність характеристики перетворення при максимально припустимій швидкості зміни вхідного сигналу.

Час перетворення – визначається як час від початку фіксації вхідного сигналу до моменту появи на виході відповідного сталого коду.

Максимальна частота перетворення – частота дискретизації вхідного сигналу, при якій обраний параметр АЦП не виходить за встановлені межі.

Коефіцієнт нелінійних спотворень і відношення сигнал-шум визначаються при подачі на вхід АЦП тестового гармонічного («синусоїдального») сигналу та аналізу спектра вихідного сигналу шляхом перетворення Фур'є.

Значення співвідношення сигнал-шум в АЦП визначається різними факторами. Шум утворюється як на вхідному колі, так і в самому перетворювачі, фактично змінює діапазон квантування та може надавати вихідним даним певні статистичні властивості. Співвідношення сигнал-шум є ключовим параметром АЦП, який дозволяє оцінити загальні спотворення, внесені перетворювачем. Розрахункове співвідношення сигнал-шум в АЦП характеризується виразом

$$S/N=6 \cdot b + 1.8 \text{ (дБ)},$$

де  $b$  – розрядність АЦП.

Динамічні параметри АЦП, що залежать від швидкості зміни вхідного сигналу:

- апертурний час;
- апертурна невизначеність.

Під апертурним часом розуміється період, протягом якого зберігається невизначеність між значенням вибірки та моментом часу, коли вона була зафіксована. Для того, щоб уникнути впливу апертурного часу на точність параметрів АЦП під час зміни сигналу на аналоговому вході, зміна сигналу має бути значно меншою за 1 ОМР за весь час, який визначає апертурний період.

Апертурна невизначеність виникає внаслідок випадкових змін апертурного часу і часто визначається в конкретній точці ХП. Ця невизначеність виникає через випадкові зміни часу затримки. Вплив апертурної невизначеності полягає в тому, що можуть виникати різні кодові комбінації при кодуванні одного значення сигналу, який швидко змінюється. Розподіл цієї невизначеності наближений до нормального, причому найбільша частота появи спостерігається у випадку коду, який відповідає вибраному значенню сигналу.

Вхідна ємність впливає на смугу пропускання АЦП – вона буде обмежуватися за рівнем мінус 3дБ добутком  $R_o \cdot C_i$ , де  $R_o$  – вихідний опір джерела сигналу в діапазоні робочих частот,  $C_i$  – вхідна ємність АЦП.

## 9.2 Алгоритми аналого-цифрового перетворення

*Алгоритми непрямого перетворення.* Дані алгоритми використовують проміжне перетворення досліджуваної величини за допомогою аналогових вузлів в частоту проходження імпульсів чи проміжок часу. В подальшому за допомогою цифрових пристроїв підраховується число імпульсів, які надійшли з аналогової схеми за визначений проміжок часу, чи число імпульсів заданої частоти, що вміщуються в отриманий часовий інтервал. У сучасній техніці досягнуті дуже високі показники генераторів еталонних частот та вимірювання часу, тому сформувавши потрібний проміжок часу чи стандартну частоту нескладно. Перетворювачі, що базуються на даному алгоритмі, відрізняються високою точністю, але оскільки роздільна здатність подібних перетворювачів прямо пропорційна різниці частот вибірки та задавального генератора, швидкодія подібних пристроїв незначна.

*Алгоритми безпосереднього порівняння.* Такі алгоритми використовують безпосереднє порівняння досліджуваної величини зі всіма можливими еталонними рівнями вхідної величини, які здатний розрізнити перетворювач. Водночас знаходяться два таких рівні  $U_{i-1}$  та  $U_i$ , що  $U_{i-1} < U_{вх} < U_i$ . Еталонні рівні можуть формуватися як послідовно один за одним, так і одночасно в різних вузлах схеми. Такі алгоритми використовують метод перебору, коли, порівнюючи вхідну величину зі всіма існуючими рівнями, знаходять найбільш близький. Але кількість потрібних операцій порівняння зростає до  $2^n$ , тобто дуже швидко зі зростанням роздільної здатності перетворювача. Тому пристрої, в яких використовують ці алгоритми, потребують великих витрат чи то з погляду часу, чи то обладнання, необхідного для перетворення. До перетворювачів такого типу відносять як пристрої з порівняно низькою швидкістю, так і найбільш швидкі типи АЦП (залежно від того програмно чи апаратно реалізується даний алгоритм).

*Алгоритм послідовного наближення.* Найбільш швидкими та ефективними, з точки зору кількості операцій, потрібних для перетворення, є алгоритми послідовного наближення. Принцип їх роботи можна розглянути на нижчеописаному прикладі.

Для швидкого знаходження положення точки  $X$  на відрізку  $AB$ , спочатку відрізок  $AB$  розбивається точкою  $C$  на дві рівні частини та визначається, в яку з двох половин  $AB$  потрапляє точка  $X$ . Потім відрізок, в який потрапила точка  $X$  (в даному випадку  $CB$ ), знову розбивається на дві рівні частини (точка  $D$ ) і знову визначається, в яку з двох половин цього нового відрізка потрапила точка (в даному випадку  $CD$ ). Подібні кроки продовжуються й далі, цей алгоритм досить швидко в  $2^n$  разів (де  $n$  – кількість кроків алгоритму) скорочує зону невизначеності значення  $X$ .

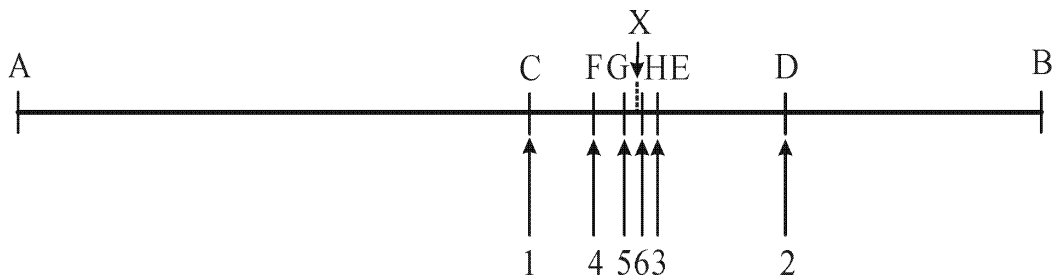


Рисунок 9.2 – Знаходження положення точки X методом послідовного наближення

Вищезначений принцип лежить в основі алгоритмів послідовного наближення (де в ролі АВ виступає діапазон значень вхідного сигналу), отримавших найбільш широке розповсюдження завдяки своїм швидкодії та простоті.

### 9.3 АЦП непрямого перетворення

В АЦП непрямого перетворення сигнал, що аналізується, спочатку перетворюється в проміжні величини (частоту, часовий інтервал), які потім вимірюються.

#### 9.3.1 Перетворювачі напруги в частоту

Найпростішими перетворювачами аналогової інформації в цифрову, є перетворювачі напруги в частоту. Дані пристрої можна використовувати в АЦП непрямого перетворення з проміжним перетворенням напруги в частоту. Підрахувати потім кількість імпульсів, що надійшли за визначений проміжок часу, не складно.

Принципова схема перетворювача напруга-частота, що відображає принцип подібного перетворення, наведена на рис. 9.3. Часові діаграми її роботи для двох різних значень  $U_{вх}$  наведені на рис. 9.4. Схема містить інтегратор, напруга на виході якого визначається виразом

$$U' = \int_{t_1}^{t_2} U_{вх} dt = U_{вх} |_{t_1}^{t_2} = U_{вх} \cdot \Delta t.$$

Напруга з виходу інтегратора надходить на компаратор, де порівнюється з деяким опорним рівнем  $U_{он}$ . При досягненні  $U'$  цього рівня компаратор спрацьовує, і на його виході з'являється високий рівень. Таким чином виконуються співвідношення:

$$U' = U_{он} = U_{вх} \cdot \Delta t \Rightarrow \Delta t = \frac{U_{он}}{U_{вх}}.$$

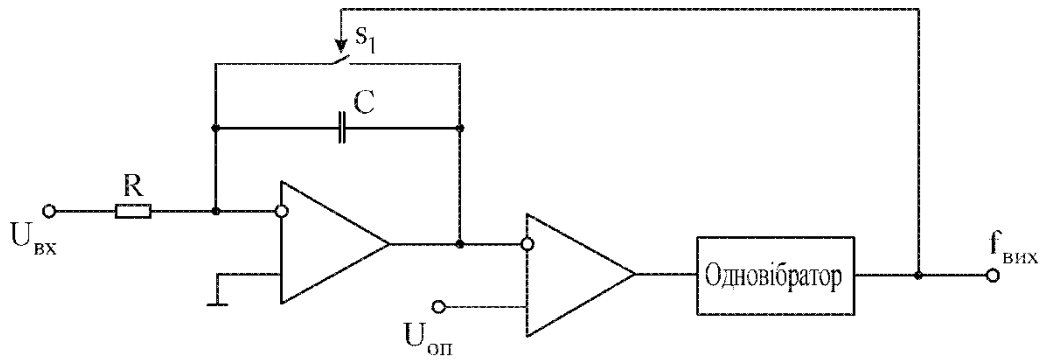


Рисунок 9.3 – Перетворювач напруга-частота

У вихідному колі компаратора розташований одновібратор для формування імпульсу заданої тривалості. При появі на виході одновібратора імпульсу замикається ключ  $s_1$  і конденсатор  $C$  розряджається до нуля. Після закінчення імпульсу ключ  $s_1$  розмикається й цикл інтегрування починається спочатку, тобто час одного циклу інтегрування

$$T_i = \Delta t + t_i, \text{ якщо } t_i \ll \Delta t, \text{ то } f_{\text{ВІХ}} = 1/T_i = U_{\text{ВХ}}/U_{\text{ОП}}.$$

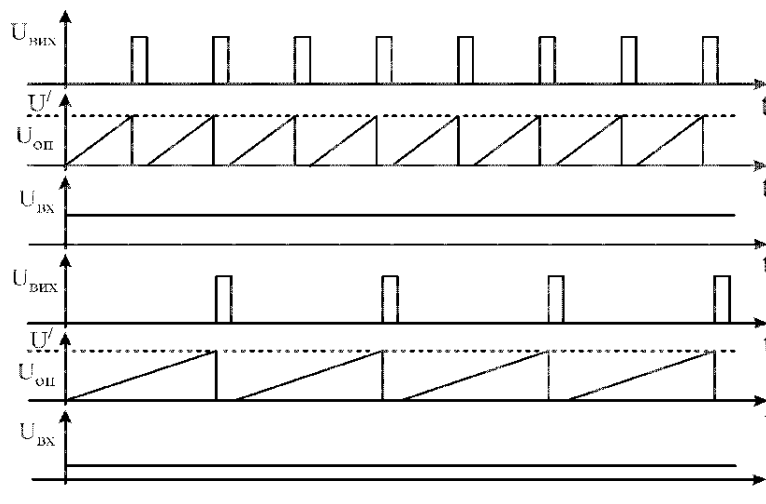


Рисунок 9.4 – Часові діаграми роботи перетворювача напруга-частота

Подібні перетворювачі не знайшли широкого використання в АЦП непрямого перетворення через свої погіршені точнісні характеристики порівняно з пристроями, що використовують проміжне перетворення вхідної аналогової величини у часовий інтервал.

### 9.3.2 Інтегрувальні АЦП

Одним із найпоширеніших представників непрямих перетворювачів є інтегрувальні АЦП. Ці АЦП використовують перетворення вхідної аналогової величини у часовий інтервал. Схема інтегрувального АЦП наведена на рис. 9.5, а часові діаграми роботи – на рис. 9.6. Вона містить: інтегратор, зібраний на ОП; опорні  $R$  та ємності  $C$ ; компаратор, що здійснює порівняння

опорної напруги з вхідною досліджуваною напругою, та лічильник, що здійснює вимірювання часого інтервалу.

Схема працює так. За сигналом «Запуск» замикається ключ  $s_1$  та джерело опорної напруги під'єднується до входу інтегратора. При цьому напруга на виході інтегратора буде визначатися за формулою

$$U_i = \frac{1}{RC} \int_0^t U_{on} dt = \frac{U_{on} t}{RC}.$$

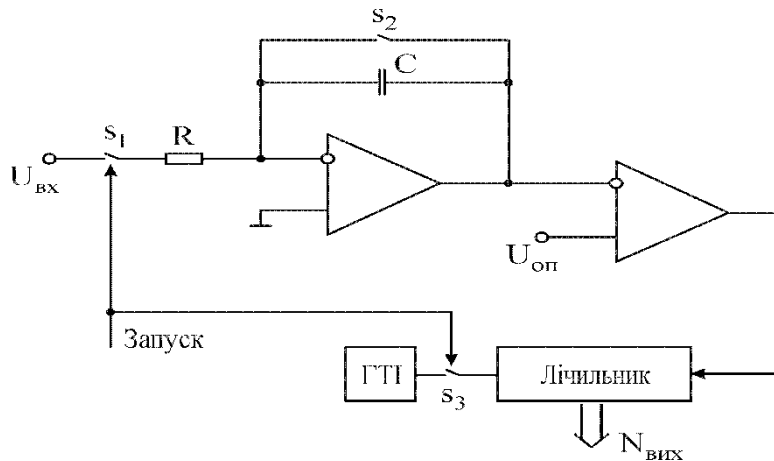


Рисунок 9.5 – Інтегрувальний АЦП

Як можна бачити, значення сигналу на виході інтегратора прямо пропорційне часу інтегрування. Одночасно з запуском інтегратора запускається лічильник, котрий починає підраховувати кількість імпульсів від генератора. Процес інтегрування продовжується доти, поки напруга на виході інтегратора не стане рівною  $U_{вх}$ . Тоді спрацьовує компаратор та зупиняє лічильник. В такий момент часу справедливе рівняння

$$U_{вх} = \frac{1}{RC} \int_0^{T_i} U_{on} dt = \frac{U_{on} T_i}{RC} = \frac{U_{on} N_i t_i}{RC},$$

а код на виході лічильника пропорційний

$$N_i = U_{вх} \cdot \frac{RC}{U_{on} t_i},$$

де  $T_i$  – час інтегрування,  $N_i$  – код в лічильнику,  $t_i$  – період тактових імпульсів.

Отже, значення коду, зафіксоване у лічильнику, прямо пропорційне вхідній досліджуваній напрузі. Ключ  $s_2$  служить для розряджання ємності  $C$  та переведення інтегратора у початковий стан.

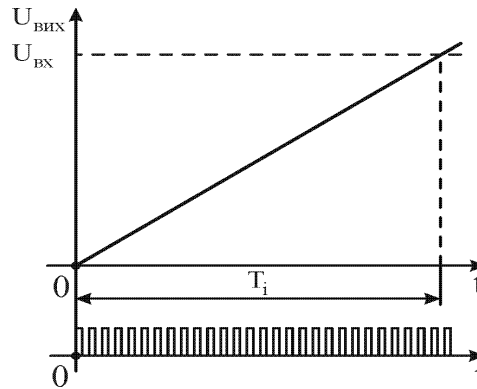


Рисунок 9.6 – Часові діаграми роботи АЦП з двотактним інтегруванням

Джерелами похибок даного перетворювача є неточність виготовлення елементів  $R$  та  $C$ , нестабільність джерела опорної напруги, генератора тактових імпульсів, наявність струмів витікань операційних підсилювачів.

Ці перетворювачі відрізняються порівняно простою схемою, достатньо високою точністю, зручністю проведення калібрувань (наприклад, можна ввести регулювання постійної часу інтегратора). Крім того, вони значно знижують вплив високочастотних завад  $f > 1/T_i$ , вплив завад з частотою, кратною  $1/T_i$  майже повністю усувається (інтеграл від синусоїдального сигналу за його період дорівнює нулю). Недоліком подібних перетворювачів є нестабільність роботи поблизу нуля (що зумовлюється зростанням ролі струмів витікань ОП, неодноразовістю спрацьовування ключа  $s_1$ , запуском лічильника та ін.), порівняно низька швидкодія, що зумовлено самим характером алгоритму (збільшення швидкодії може бути досягнуто збільшенням частоти ГТІ, але це має свої межі, крім того, збільшення розрядності подібного перетворювача призводить до збільшення часу перетворення).

### 9.3.3 АЦП з двотактним інтегруванням

Значно кращими параметрами щодо точності, порівняно зі звичайними інтегровальними АЦП, є пристрої з двотактним інтегруванням. Схеми подібного перетворювача наведені на рис. 9.7.

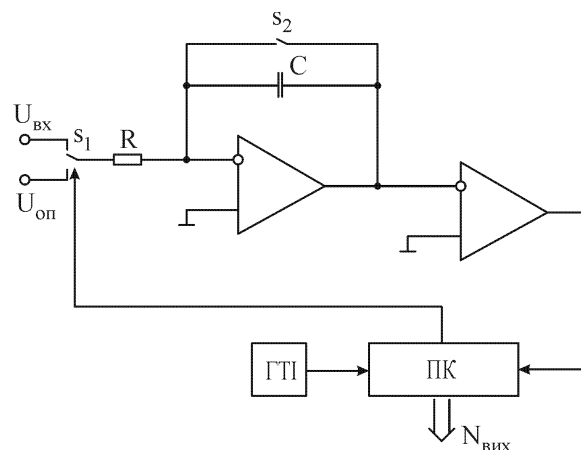


Рисунок 9.7 – АЦП з двотактним інтегруванням



Принцип роботи такого перетворювача описано нижче. У першій фазі роботи перетворювача до входу інтегратора під'єднується вхідна напруга  $U_{вх}$ , яка інтегрується протягом деякого проміжка часу  $T_i$ . Потім у фазі 2 до входу інтегратора під'єднується джерело опорної напруги  $U_{оп}$ , полярність цього джерела обрана протилежною полярності  $U_{вх}$ . Це призводить до того, що інтегратор починає розряджатися, цей процес продовжується до тих пір, поки напруга на виході інтегратора не стане рівною нулю. Одночасно пристрій керування (ПК) підраховує період часу  $T_{оп}$ , впродовж якого відбувається розрядження інтегратора. Після завершення фази 2 справедлива рівність

$$\frac{1}{RC} \int_0^{T_i} U_{вх} dt = \frac{1}{RC} \int_0^{T_{оп}} U_{оп} dt.$$

Перетворюючи її отримаємо

$$\frac{U_{вх} T_i}{RC} = \frac{U_{оп} T_{оп}}{RC} \Rightarrow \frac{U_{вх} N_i t_i}{RC} = \frac{U_{оп} N_{оп} t_{оп}}{RC} \Rightarrow U_{вх} N_i = U_{оп} N_{оп}$$

Отже, вихідний код перетворювача буде відповідати

$$N_{оп} = N_i \cdot \frac{U_{вх}}{U_{оп}}$$

Як бачимо, у вищенаведеній формулі немає  $R$ ,  $C$ ,  $t_i$ , тобто точність роботи подібного перетворювача не залежить від цих величин, а на їх параметри не накладається якихось обмежень. Це суттєво збільшує точність та зменшує кількість джерел похибок у подібному АЦП.

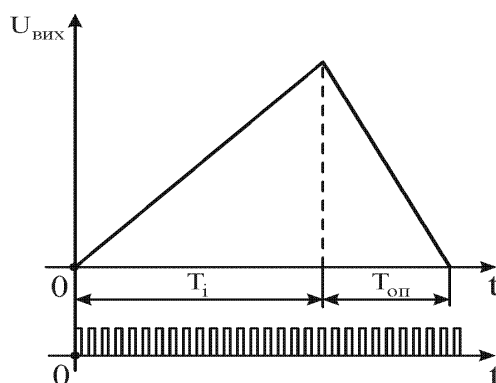


Рисунок 9.8 – Часові діаграми роботи АЦП з двотактним інтегруванням

Використання двох різнополярних джерел опорної напруги в інтегровальних АЦП дозволяє вимірювати біполярні сигнали, але це є джерелом

додаткової похибки через складність створення двох прецизійних різнополярних джерел опорної напруги.

Часові діаграми роботи розглянутого АЦП наведені на рис. 9.8. АЦП з двотактним інтегруванням отримали широке розповсюдження як високоточні заводостійкі перетворювачі.

### 9.3.4 АЦП із врівноваженням заряду

Різновидом інтегровальних АЦП є АЦП із врівноваженням заряду. В даних пристроях вхідна напруга постійно під'єднана до входу інтегратора, а розрядження конденсатора здійснюється імпульсами опорного струму. Алгоритм роботи такого АЦП такий. Спочатку до входу інтегратора під'єднана тільки вхідна напруга. Коли напруга на виході інтегратора стане більша нуля, замикається ключ  $s_2$ . Генератор тактових імпульсів (ГТІ) починає керувати ключем  $s_1$ , і імпульси опорного струму починають проходити на інтегратор. Відтепер струм зарядження конденсатора дорівнює сумі постійного вхідного струму та імпульсного опорного. Одночасно з цим лічильник починає підраховувати число тактових імпульсів. Опорний струм вибирається таким чином, щоб виконувалась умова

$$I_{оп} > 2I_{вх}^{max}$$

Ємність  $C$  при будь-якому  $U_{вх}$  розряджається. Так продовжується до-ти, поки напруга на виході інтегратора не стане меншою нуля, тоді ключ  $s_2$  розмикається й імпульси опорного струму перестають надходити на інтегратор. Одночасно з цим лічильник перестає підраховувати імпульси, що надійшли від ГТІ. Тепер до входу інтегратора прикладена тільки напруга  $U_{вх}$ , а весь цикл повторюється спочатку. Вищезначені операції циклічно повторюються впродовж циклу перетворення, заповненого  $N_0$  імпульсами ГТІ. Код  $N_x$ , сформований в лічильнику, пропорційний  $U_{вх}$ . Співвідношення проміжків часу, впродовж якого перетворювач знаходиться в кожній з фаз  $N_x$  і  $N_0 - N_x$ , рівне співвідношенню струмів заряджання-розряджання конденсатора в кожній фазі.

Принципова схема подібного перетворювача наведена на рис. 9.9.

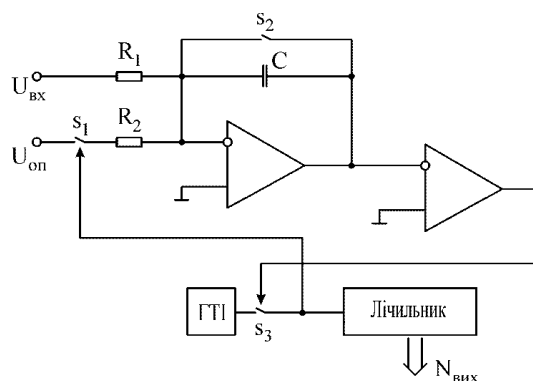


Рисунок 9.9 – АЦП із врівноваженням заряду

## 9.4 Сигма-дельта АЦП

Досить цікавим типом АЦ перетворювачів є сигма-дельта АЦП. Вихідний код даних перетворювачів зображується у системі числення з основою «1» і є послідованістю імпульсів. Це зручно як з точки зору для передання даних з високою частотою, так і з точки зору фільтрації завад та спотворень. Аналогова частина таких перетворювачів значно простіша цифрової.

Перетворювачі цього типу реалізують алгоритм, в якому вхідний сигнал, що перетворюється, зображується у вигляді

$$U_x = m \cdot U_{on} \text{ чи, в окремому випадку, } n \cdot U_x = m \cdot U_{on} \Rightarrow U_x = \frac{m}{n} \cdot U_{on}$$

Приклад сигма-дельта АЦП наведено на рис. 9.10.

Пристрій складається з сигма-дельта модулятора у складі: підсумовуючого елемента, накопичуючого елемента (ПВЗ), однорозрядного ЦАП (фактично ключ та два різнополярних джерела напруги), компаратора та цифрового пристрою, що здійснює перетворення послідовності сигналів на виході компаратора в потрібний цифровий код.

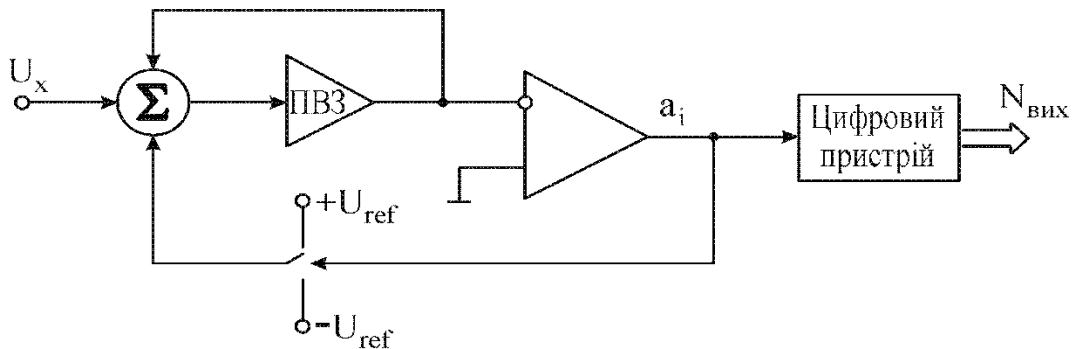


Рисунок 9.10 – Сигма-дельта АЦП

Пристрій працює так: в першому такті вхідна напруга  $U_x$  підсумовується з опорною  $\pm U_{ref}$  та запам'ятовується на ПВЗ

$$U_i(0) = U_{ex} \pm U_{ref}.$$

Значення у ПВЗ порівнюється з нулем та на виході компаратора формується перший результат порівняння. В наступному такті, залежно від результату порівняння,  $U_{bx}$  підсумовується з  $-U_{ref}$  чи з  $U_{ref}$ , а результат додається до значення, яке залишилось в па'мяті на ПВЗ з попереднього такту,

$$U_i(1) = U_{bx} + (-U_{ref}) + (U_{bx} + a_1 \cdot (-U_{ref}))$$

Потім значення у ПВЗ знов порівнюється з нулем, а на виході компаратора формується другий результат порівняння. Згадані вище операції повторюються і у наступних тактах.

Значення напруги на ПВЗ після закінчення  $p$ -го циклу дорівнює

$$U_i(p) = \sum_{i=0}^p (U_{ex} - a_i U_{ref}).$$

В  $p$ -му циклі перетворення результат порівняння у компараторі  $a_p$  буде складати

$$a_p = \begin{cases} 1, \text{ якщо } U_i > \frac{(U_{on} \sum_{i=0}^{p-1} a_i)}{p} \\ -1, \text{ якщо } U_i < \frac{(U_{on} \sum_{i=0}^{p-1} a_i)}{p} \end{cases}$$

Підсумковий вихідний код визначається за формулою

$$N_i = \sum_{i=0}^p a_i + \text{sign}[U_i(p)].$$

Якщо здійснюється  $N_0$  циклів перетворення, то найменше і найбільше значення величини, яка може бути перетворена цим пристроєм, співвідносяться як  $U_{оп}$  та  $N_0 \cdot U_{оп}$ . Оскільки в АЦП найбільша і найменша величини, що перетворюються, співвідносяться як  $U_{мзр}$  та  $2^n \cdot U_{мзр}$  де  $n$  – розрядність вихідного коду, то для забезпечення розрядності в  $n$  розрядів потрібно провести  $N_0 = 2^n$  циклів перетворення. Хоча число циклів перетворення досить значне, але саме перетворення може здійснюватися з високою частотою. Це може забезпечити достатньо високу швидкість на практиці, принаймні, на три порядки вищу, ніж для інтегральних АЦП. Крім того даний перетворювач дозволяє довільно вибирати розрядність отриманого коду, змінюючи час перетворення.

## 9.5 АЦП послідовної лічби

Перетворювач послідовної лічби зі східчастоподібного еталонного сигналу є одним з найпростіших перетворювачів. Такий перетворювач використовує алгоритм безпосереднього порівняння досліджуваного сигналу зі всіма дискретними рівнями опорної напруги. При цьому ці рівні генеруються послідовно у часі за допомогою двійкового лічильника та ЦАП. Схема даного перетворювача наведена на рис. 9.11.

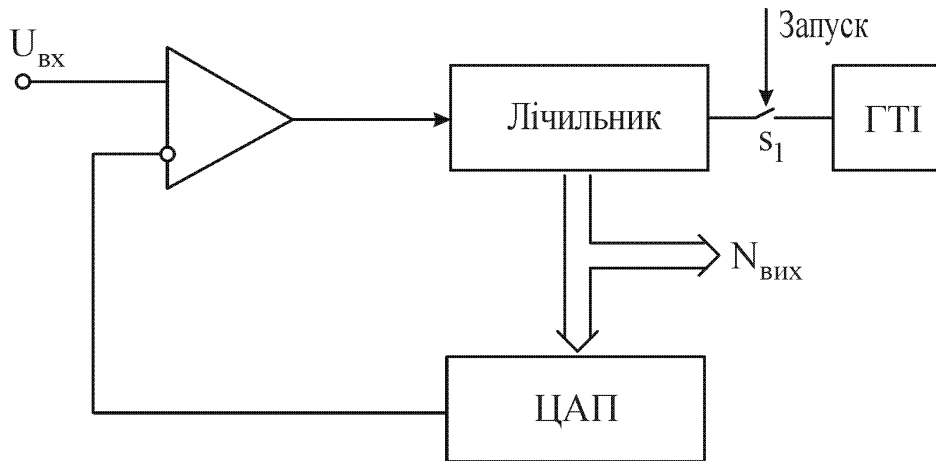


Рисунок 9.11 – АЦП послідовної лічби

Пристрій складається з лічильника, ЦАП, і компаратора й працює таким чином.

За сигналом запуску лічильник встановлюється в нуль, і на його вхід починають надходити тактові імпульси. На виході лічильника формується послідовність кодових комбінацій. Ці кодові комбінації надходять на вхід ЦАП і за його допомогою перетворюються в компенсувальну аналогову величину. Компаратор порівнює компенсувальний сигнал з виходу ЦАП з вхідною величиною. Коли напруга на виході ЦАП стане рівною або більшою  $U_{\text{вх}}(t_1)$ , спрацьовує компаратор та зупиняє процес підрахунку імпульсів у лічильнику. Тим самим у лічильнику фіксується потрібний цифровий код.

Часові діаграми роботи пристрою наведені на рис. 9.12. Такі перетворювачі мають просту схему, але їх швидкодія невелика. Так, для визначення сигналу, відповідного максимальному коду, у лічильнику потрібно провести  $2^n$  циклів порівняння, що достатньо багато, а їх кількість швидко зростає зі зростанням числа розрядів.

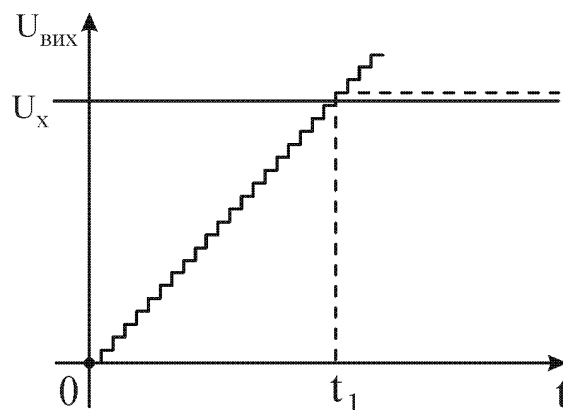


Рисунок 9.12 – Часові діаграми роботи АЦП послідовної лічби

Варіантом подібного перетворювача є слідкувальний АЦП, в якому замість звичайного використовується реверсивний лічильник, а сигнал з виходу компаратора керує напрямком лічби.

Подібний перетворювач може з достатньою швидкістю (час переходу між двома сусідніми кодовими комбінаціями значно менший середнього часу врівноваження довільного сигналу на вході  $t_{пер} \ll \langle t_{ур} \rangle = 2^n \cdot t_{пер} / 2$ ) відслідковувати сигнал за умови, що швидкість змін останнього не перевищує максимальну швидкість змін сигналу на виході ЦАП. Варіант подібного перетворювача зображений на рис. 9.13, а часові діаграми його роботи – на рис. 9.14.

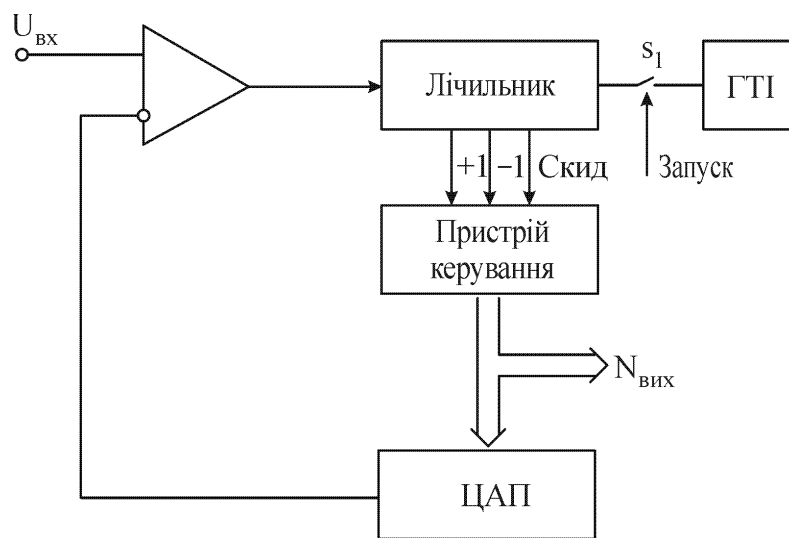


Рисунок 9.13. – Слідкувальний АЦП

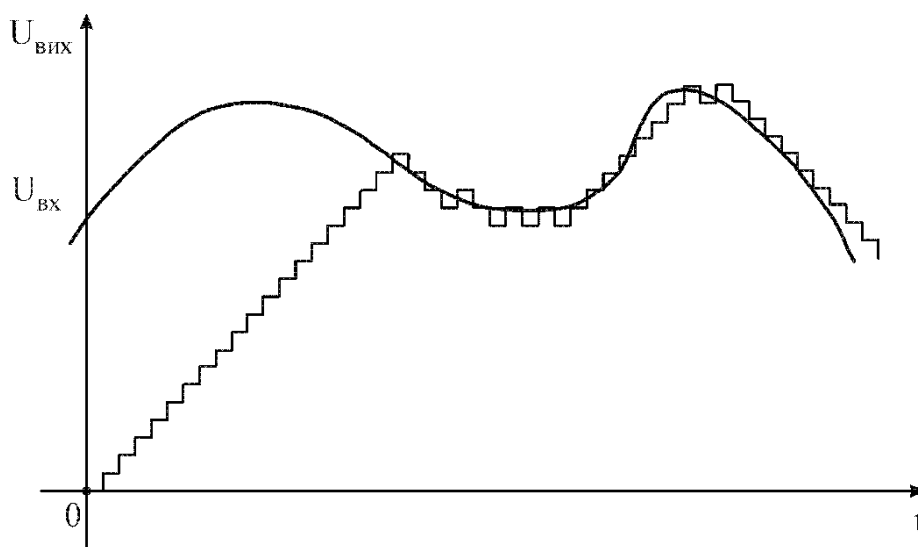


Рисунок 9.14 – Часові діаграми роботи слідкувального перетворювача

## 9.6 АЦП послідовного наближення

Найбільш розповсюдженими типами АЦП є АЦП послідовного наближення. Дані пристрої використовують алгоритм послідовного наближення, а потрібний цифровий код отримується за  $n$  циклів перетворення, де  $n$  – розрядність отриманого коду.

### 9.6.1 Найпростіший АЦП послідовного наближення

Схема найпростішого АЦП послідовного наближення наведена на рис. 9.15. Часові діаграми роботи такого АЦП наведені на рис. 9.16.

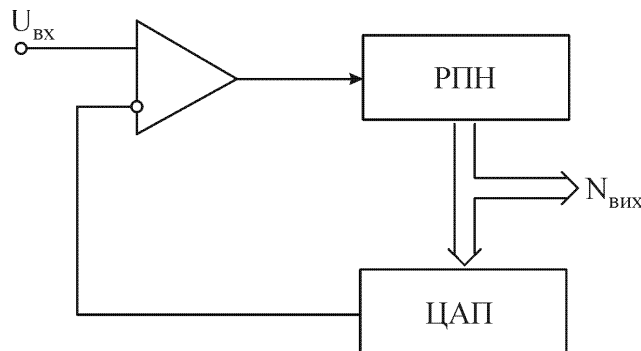


Рисунок 9.15 – Структурна схема АЦП послідовного наближення

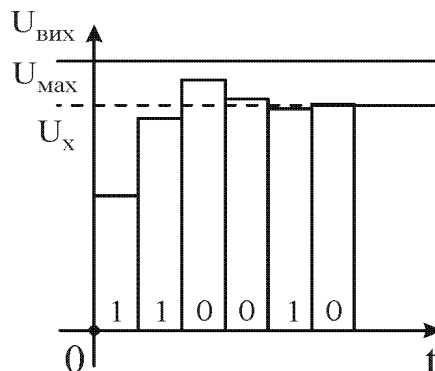


Рисунок 9.16 – Часові діаграми роботи АЦП послідовного наближення

Схема містить: регістр послідовного наближення (РПН), в якому формується потрібний цифровий код; ЦАП, що перетворює цей цифровий код в еквівалентну йому напругу, та компаратор, що здійснює порівняння вихідної напруги ЦАП з вхідною величиною. Вихідний цифровий сигнал компаратора надходить на входи РПН та керує його роботою.

Функціонування подібного пристрою визначається алгоритмом роботи РПН. По передньому фронту першого синхроімпульсу перший розряд РПН встановлюється в «1» і на виході РПН формується код 1000...00. Після спрацьовування ЦАП і компаратора на виході компаратора формується результат порівняння  $U_{вх}$  і  $U(N_i)$ . В наступному такті другий розряд РПН

встановлюється в «1», і якщо у попередньому такті ( $U_{\text{вх}} < U(N_i)$ ), то перший розряд РПП встановлюється в «0». Отже, на виході РПН формується код 1100..00, якщо ( $U_{\text{вх}} > U(N_i)$ ); і 0100..00, якщо ( $U_{\text{вх}} < U(N_i)$ ). Потім вищевказані операції повторюються для 3 та 2, 4 та 3 і т. д. розрядів РПН.

Упродовж циклів перетворення інші розряди, крім вищевказаних, залишаються незмінними. Порівняно з АЦП послідовної лічби подібний перетворювач працює значно швидше, весь цикл перетворення займає  $n$  тактів де  $n$  – кількість розрядів вихідного коду. В силу своїх очевидних переваг подібні АЦП знайшли значне розповсюдження.

Похибка даного перетворювача визначається похибками, що вносяться ЦАП та компаратором.

### 9.6.2 Конверсні АЦП

За допомогою аналогових вузлів можна створити схеми, що здійснюють однорозрядне АЦ-перетворення. Такі схеми реалізують алгоритм порозрядного врівноваження. Аналогова величина в одній схемі так само може надходити на вхід такої ж схеми для подальшого перетворення. Варіант реалізації подібного пристрою наведений на рис. 9.17.

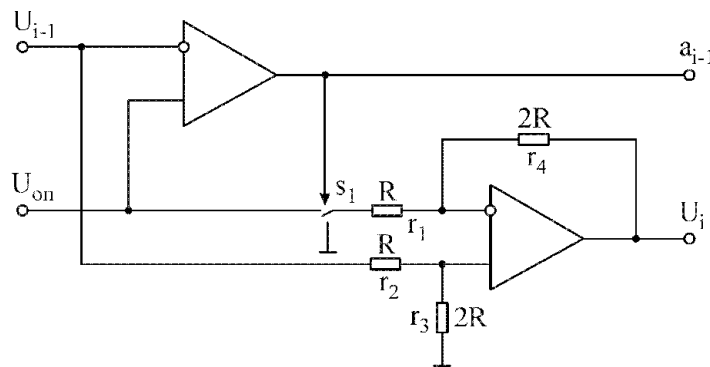


Рисунок 9.17 – Однорозрядна АЦ комірка, виконана на резистивних елементах

Тут  $U_{i-1}$  – вхідна досліджувана напруга,  $U_{\text{оп}}$  – опорна еталонна напруга. Потенціали входів ОП будуть складати

$$U_- = U_+ = \frac{2R}{R + 2R} U_{i-1} = \frac{2}{3} U_{i-1}$$

Компаратор здійснює порівняння  $U_{i-1}$  з  $U_{\text{оп}}$ .  $U_{\text{оп}}$  підбрано так, що  $U_{\text{оп}} = U_{i-1}^{\text{max}}/2$  і якщо  $U_{i-1} < U_{\text{оп}}$ , то відповідний розряд коду  $a_{i-1} = \text{«0»}$ , а ключ  $s_1$  замикається на землю й струм через  $r_1$  дорівнює

$$I_0 = \frac{U_+ - 0}{R} = \frac{2}{3} \frac{U_{i-1}}{R}$$



Тоді напруга на виході ОП буде складати

$$U_i = U_+ + I_0 \cdot 2R = 2U_{i-1}.$$

У наступному такті потрібно порівнювати  $U_{i-1}$  з  $U_{оп}/2$ , що еквівалентне порівнянню  $2U_{i-1}$  з  $U_{оп}$ . Таким чином  $U_i$  може бути коректно використано у наступному циклі перетворення. Якщо  $U_{i-1} > U_0$ , то відповідний розряд коду  $a_{i-1} = \langle 1 \rangle$ , а ключ  $s_1$  замикається на  $U_{оп}$ . Струм через  $r_1$  дорівнює

$$I_0 = \frac{U_+ - U_0}{R} = \frac{\frac{2}{3}U_{i-1} - U_0}{R},$$

звідки напруга на виході ОП буде складати

$$U_i = U_+ + I_0 \cdot 2R = 2U_{i-1} - 2U_0.$$

У наступному такті потрібно порівнювати  $U_{i-1}$  з  $U_{оп} + U_{оп}/2$ , що еквівалентне порівнянню  $2(U_{i-1} - U_{оп})$  з  $U_{оп}$ . Отже,  $U_i$  і в даному випадку може бути коректно використане у наступному циклі перетворення.

На базі таких комірок можуть бути створені конвеєрні АЦП. Такий пристрій містить  $n$  однорозрядних АЦП (де  $n$  – розрядність вихідного коду), з'єднаних таким чином, що проміжна напруга з виходу першої комірки надходить на вхід другої, з виходу другої – на вхід третьої й далі. Швидкодія такого пристрою велика й визначається тільки часом спрацьовування всіх аналогових однорозрядних схем. Процес перетворення нагадує конвеєр, звідки й назва такого типу АЦП.

Приклад подібного перетворювача наведений на рис. 9.18. Джерелами похибок у згаданих АЦП є похибки аналогових компонентів – неточності у виготовленні елементів  $R$  та  $C$ , струми витікань операційних підсилювачів. Подібні похибки мають властивість накопичуватися та підсилюватися у наступних розрядах, тому до точності подібних вузлів висуваються високі вимоги. Компаратори мають забезпечувати точність порівняння на рівні  $n$  розрядів, у конвеєрних перетворювачах вимоги до точності 1-АЦП знижуються з переходом до наступних (молодших) розрядів.

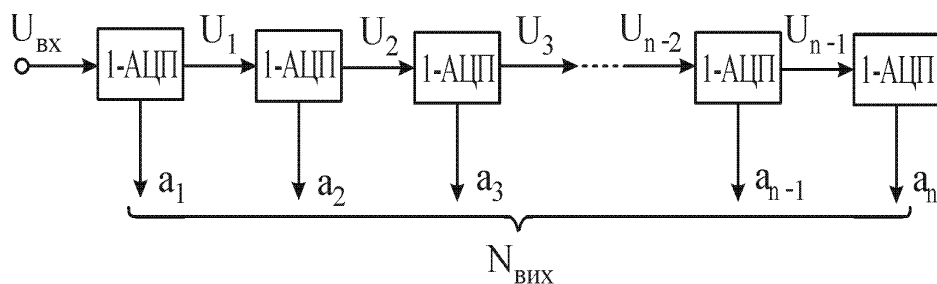


Рисунок 9.18 – Конвеєрний АЦП

## 9.7 Паралельні АЦП

Найбільш швидкодієвим типом АЦП є паралельні. Ці перетворювачі також використовують алгоритм безпосереднього порівняння перетворюваного сигналу зі всіма дискретними рівнями опорної напруги, але в даному випадку формування дискретних рівнів опорного сигналу та їх порівняння з невідомою вхідною величиною відбуваються одночасно в різних точках перетворювача в одному циклі перетворення. Приклад такого перетворювача наведено на рис. 9.19.

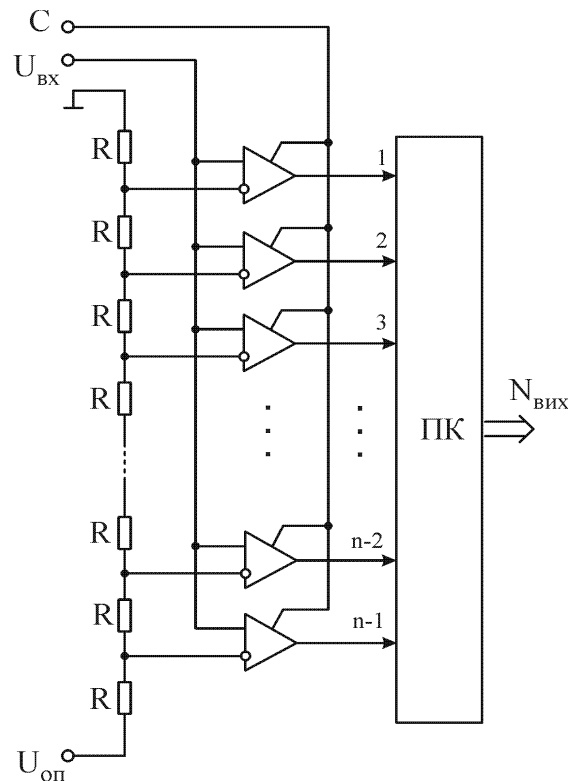


Рисунок 9.19 – Паралельний АЦП

Пристрій містить резистивний ланцюг, що складається з резисторів однакового номіналу, і виконує роль дільника опорної напруги  $U_{оп}$ , який здійснює формування  $2^n$  дискретних рівнів (де  $n$  – розрядність вихідного коду)

$$U_i = \frac{i}{2^n} U_{оп},$$

Отже,  $2^n$  компараторів здійснюють порівняння вхідної величини з дискретними рівнями  $U_{оп}$ . Код на виході матриці компараторів має вигляд

$$\underbrace{000\dots001}_{i} \underbrace{1\dots111}_{n-i}$$

Сигнал на виходах компараторів з'являється з приходом синхроімпульсу, що забезпечує синхронізацію роботи перетворювача та шифратора, що перетворює сукупність сигналів на виходах компараторів у вихідний двійковий цифровий код.

Перетворювач коду (ПК) за принципом дії є шифратором, який попередньо здійснює перетворення одиничного коду вигляду 000...0011...111 у двійковий код виду 000...010...000, що виконати дуже просто за допомогою простих логічних схем.

Основним джерелом похибок АЦП даного типу є похибки, що вносяться резистивним дільником, зокрема, неточності у виготовленні резисторів. Різні коефіцієнти температурного дрейфу опорів призводять до виникнення інтегральної та диференційної нелінійності у вихідній характеристиці АЦП.

Перетворювачі даного типу відрізняються високою швидкістю, але потребують для своєї реалізації великих витрат обладнання. Причому ці витрати суттєво зростають зі зростанням розрядності перетворювача, пропорційно  $2^n$ , де  $n$  – розрядність вихідного коду. Це робить практично неможливим реалізацію за допомогою даного принципу перетворювачів з роздільною здатністю більше 10–12 двійкових розрядів.

## **9.8 Аналого-цифрові системи на основі самокаліброваних АЦП і ЦАП**

За останні кілька десятиліть вимоги до статичних і динамічних властивостей вимірювальних та інформаційних систем для перетворення та обробки низькочастотних сигналів, спектр яких знаходиться в діапазоні звукових частот, значно зросли. Такі АЦ-системи використовуються в сейсморозвідці, тензометрії, гідроакустиці, звуковій локації, біомедицині тощо. У той же час досягнення потрібних властивостей АЦ-систем залежить від властивостей АЦП і ЦАП, а також інших аналогових пристроїв, підсилювачів, перемикачів, фільтрів тощо.

Вибір елементної бази визначається діапазонами значень рівнів і частот досліджуваних сигналів, а також вимогами до статичних і динамічних властивостей перетворення. Тому, залежно від призначення АЦ-системи, статичні характеристики мають забезпечувати такий комплекс показників:

- широкий динамічний діапазон рівнів сигналів, що перетворюються та обробляються (до 100–140 дБ);
- висока роздільна здатність (від 16 двійкових цифр до 24 двійкових цифр);
- низька нелінійність аналого-цифрового перетворення (0,001%–0,01%).

Динамічні властивості АЦ-системи мають враховувати такі основні показники:

- широкий діапазон частот сигналів (1 Гц–10 кГц);
- незначний рівень шумів в спектрі сигналу (мінус 90–120 дБ);
- низький коефіцієнт нелінійних спотворень (0,001–0,01%);
- низька нерівномірність амплітудно-частотної характеристики ( $\pm 0,03$  дБ) та нелінійність фазочастотної характеристики ( $\pm 0,1$ ) градусів у смузї корисного сигналу.

У багатоканальних АЦ-системах, беручи до уваги загальну обробку сигналу, існують додаткові високі вимоги до ідентичності статичних і динамічних характеристик усіх каналів та вимоги до мінімізації взаємовпливу між каналами.

Для забезпечення відповідності цим системним вимогам перспективним є використання методів створення самокоригувальних АЦП та ЦАП на основі надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ) та методів побудови аналогових пристроїв на двотактних підсилювачах постійного струму зі збалансованим зворотним зв'язком. Потрібно вказати, що, не зважаючи на результативність досліджень у цій науковій галузі [1–5], застосування методів коригування до АЦ-систем в цілому є недостатнім.

Розглянемо важливі особливості побудови АЦП і ЦАП на основі систем числення з ваговою надлишковістю НПСЧ [1, 53].

У НПСЧ використовується основа системи числення, що не є двійковою, з параметром  $\alpha$ , який знаходиться в межах від 1 до 2. Ваги розрядів у НПСЧ подаються у вигляді

$$Q_i = q \cdot \alpha^i,$$

де  $q$  – вага молодшого розряду.

Будь-яке дійсне число може бути подане в СЧВН у вигляді суми ваг розрядів:

$$X = \sum_{i=0}^N a_i \cdot q \cdot \alpha^i,$$

де  $a_i = \overline{0,1}$  – двійковий  $i$ -ий біт  $N$ -розрядного результату перетворення.

До НПСЧ належить, зокрема, так званий код «золотої пропорції» з основою

$$\alpha = (\sqrt{5} + 1)/2 \approx 1,618.$$

«Золота пропорція» є границею відношення двох сусідніх членів у послідовності Фібоначчі [53].

Основна перевага аналого-цифрового перетворення з використанням НПСЧ полягає у відсутності «розривів» у перетворювальній характеристиці, що можуть виникати внаслідок відхилень реальних ваг розрядів від їхніх розрахункових значень. Для «двійкових» аналого-цифрових перетворювачів ці відхилення мають залишатися меншими за половину найменшого розряду. Однак для аналого-цифрових перетворювачів на основі «золотого перетину» відносна похибка ваги розряду може досягати 23,6% через технологічні, температурні та часові фактори, але це не призводить до пропусків кодів [1, 53]. Так можна точно визначити значення вхідного аналогового сигналу, знаючи точні значення реальних ваг розрядів, які беруть участь у перетворенні, за допомогою спеціального режиму роботи АЦП, відомого як самокалібрування.

Додатковою особливістю аналого-цифрового перетворення на основі системи числення з надлишковим кодом є прискорене проведення процесу. Ця властивість самокоригування пов'язана зі скороченням часу кожного з кроків порівняння заунок коригування помилок неправильного вмикання старших розрядів завдяки активації молодших розрядів. [1, 43].

Теоретичні та експериментальні дослідження [1–3, 16] показали, що використання вагової надлишковості в техніці аналого-цифрового перетворення дозволяє значно (на 1–2 порядки) підвищити лінійність характеристики перетворення пристроїв, побудованих на неточних елементах, наприклад, без технологічного «підгону» ваг розрядів в ЦАП. Крім того, виникає можливість суттєвого (в 5–8 разів) прискорення порозрядного аналого-цифрового перетворення за рахунок автоматичної компенсації динамічних похибок врівноваження [16]. Ці переваги для побудови точних та швидкодіючих аналого-цифрових та цифроаналогових перетворювачів реалізуються як у симетричному базисі числення (наприклад, з використанням коду Грея), так і в більш поширеному несиметричному (0,1) базисі.

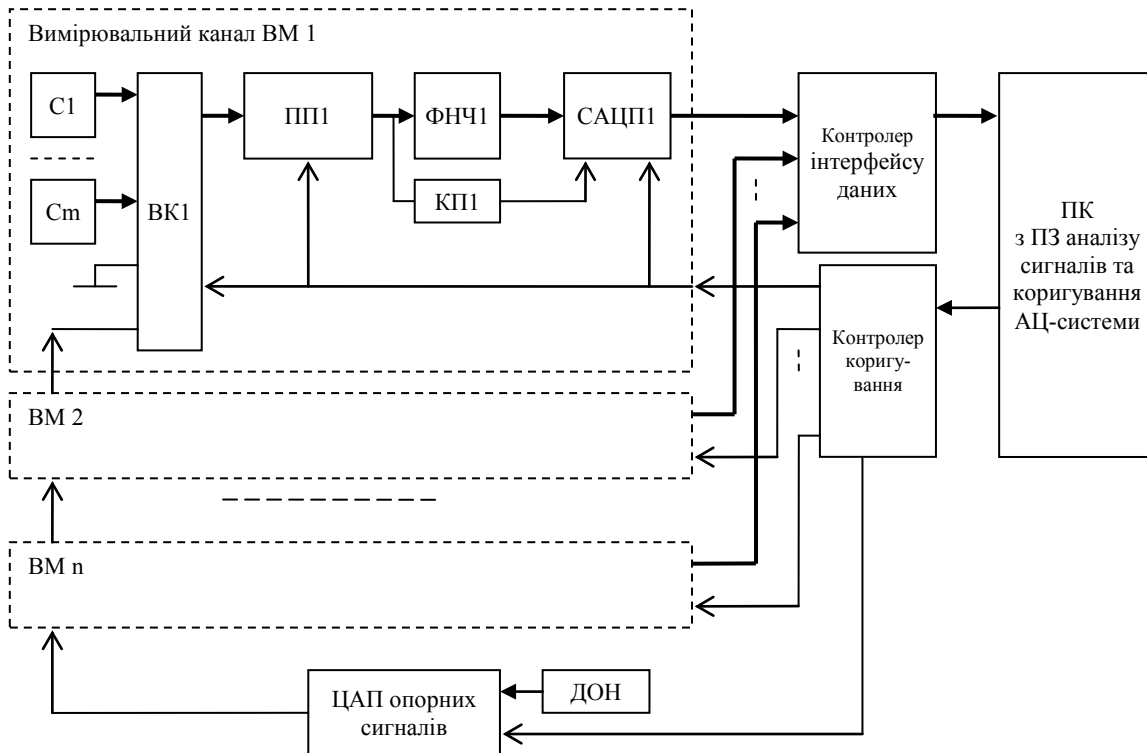


Рисунок 9.20 – Структура багатоканальної АЦ-системи для аналізу сигналів з коригуванням характеристик вимірювальних каналів

Схема базової самокаліброваної АЦ-системи наведена на рис. 9.20, де  $C_1 \dots C_m$  – сенсори вхідних аналогових сигналів; ВК – вхідні комутатори; ПП – програмовані підсилювачі; ФНЧ – антиаліасінгові фільтри низьких частот; КП – компаратори перевантаження; САЦП – сигнальний АЦП, що самокоригується; ДОН – джерело опорної напруги для перемножувального ЦАП опорних сигналів.

Вибір оптимального коефіцієнта підсилення можливий завдяки використанню компараторів КП, які контролюють наявність перевантажень вхідними сигналами.

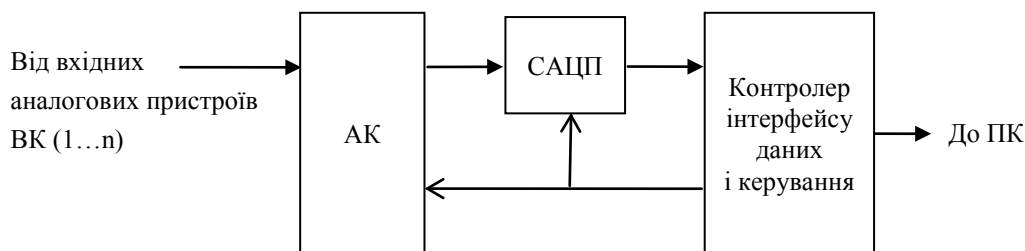


Рисунок 9.21 – Варіант схеми з послідовним АЦ-перетворенням сигналів

Контролер інтерфейсу на мікропроцесорі або на спеціалізованому сигнальному процесорі відповідає за отримання даних від каналів аналого-цифрового перетворення САЦП та їх передачу на ПК через обраний швидкісний стандартний інтерфейс, такий як USB, S/PDIF, Bluetooth, Ethernet або Wi-Fi. На ПК за допомогою спеціалізованого програмного забезпечення (СПЗ) здійснюється аналіз отриманих сигналів та управління процесом коригування аналого-цифрової системи через відповідний контролер.

До самокаліброваної аналого-цифрової системи додається перемножувальний цифроаналоговий перетворювач (ЦАП) з чітко фіксованою максимальною амплітудою вихідного сигналу, що дорівнює значенню напруги джерела опорного напругового джерела. Залежно від алгоритму та кроку калібрування цей ЦАП відтворює тестові опорні сигнали: імпульси фіксованого періоду й амплітуди, гармонічні та полігармонічні сигнали з заданого набору частот [54]. Ці тестові сигнали одночасно подаються на вхід вимірювальних каналів аналого-цифрової системи через комутатори вхідних каналів за допомогою програмованих підсилювачів. Калібрування статичних та динамічних характеристик вимірювальних каналів відбувається «зверху-вниз», послідовно для кожного з коефіцієнтів підсилення програмованих підсилювачів і охоплює параметри комутаторів, підсилювачів, фільтрів та аналого-цифрових перетворювачів. При цьому схемотехніка аналогових пристроїв аналого-цифрового перетворення може мати свої характерні особливості і може бути заснована на струмовому принципі підсилення [1–5, 16, 19–25, 38–47]. Якщо АЦП побудовані на основі НПСЧ, то вказаному процесу передують їх самокоригування за вже відомими [1–5] та новими методами [55–59]. Структура, що показана на рис. 9.20, передбачає використання окремих АЦП в кожному каналі. Зокрема, це можуть бути сучасні АЦП дельта-сигма, де надмірна частота дискретизації та децимація цифрового фільтра дозволяють отримувати вихідні дані на рівні від 20 двійкових бітів до 24 двійкових бітів для діапазонів низьких частот та звукового сигналу. Однак такі дельта-сигма АЦП мають надзвичайно довгі перехідні процеси і тому не можуть використовуватися в системах з швидким перемиканням вхідних датчиків, з імпульсними сигналами, з короткочасними комутаційними перевантаженнями підсилювачів тощо. Для таких застосувань схема, що показана на рис. 9.21, з послідовним перетворенням змінного струму сигналів у каналах є більш оптимальним та економічним рішенням завдяки використанню побітового багатоканального аналогового перемикача АК та бітової компенсації АЦП з надмірністю ваги. Цей тип самокоригувального АЦП органічно доповнює структуру багатоканальної АЦ-системи аналізу низькочастотних сигналів.

Вхідні сенсори аналогових сигналів можуть перетворювати різні фізичні сигнали у напругу або струм і значно відрізняються з точки зору принципів їх функціонування. Пасивні датчики для аналогових сигналів безпосередньо генерують вихідну напругу, пропорційну дії зовнішніх фізичних впливів, а саме: акустичних та гідроакустичних динамічних мікрофонів, фотоелектричних елементів, сегнетоелектричних сенсорів, термопар тощо. Напруги, що генеруються такими сенсорами, досить малі – від десятків до сотень мілівольт. Отже, додаткові вхідні підсилювачі мають бути використані в кожному каналі.

Активні сенсори містять потенціометри, термістори, тензодатчики, гальваноманітні сенсори тощо. Для кращого виділення корисного сигналу такі сенсори, зазвичай, використовують мостові схеми живлення, що генерують вихідні диференціальні напруги або струми низького рівня. Для кращої ізоляції корисного сигналу від фону зовнішніх завад можуть використовуватися схеми мостів з перемиканням полярності або змінного струму.

Окрему групу також складають активні сенсори, в яких інформаційним параметром є амплітуда, частота або фаза вихідної змінної напруги. За допомогою цих сенсорів вимірюється фізична величина впливає на ємність, індуктивність або взаємну індуктивність компонентів ланцюга. До них належать ємнісні, індукційні, трансформаторні, магнітострикційні, струнні та інші сенсори. Їх змінні вихідні сигнали можуть безпосередньо подаватися на вхід АЦ-системи або попередньо перетворюватися на пропорційну напругу.

Велике значення мають власні характеристики перетворення вхідних сенсорів, які прямо впливають на підсумкову точність вимірювання системи. Більшість параметрів перетворювальних властивостей датчиків можна визначити як на фазі їх виготовлення, так і під час експлуатації – під час окремо організованого процесу калібрування, за допомогою якого визначаються фактичні значення параметрів, а потім коригуються передатні характеристики. Наприклад, нелінійність статичної передатної характеристики вимірювальних датчиків у кожному з каналів може бути визначена та виправлена [2, 57]. Також визначається та виправляється нерівномірність і нетотожність частотних характеристик вимірювальних каналів [54].

Вхідні схеми аналогової комутації сигналів взаємодіють безпосередньо з сенсорами фізичних величин, тому вони мають бути розроблені для відповідних типів вхідних ліній та комутаційних з'єднань. Необхідний за-



хист від перенапруги здійснюється на основі симетричних схем із вхідними обмежувальними резисторами та захисними діодами. У деяких випадках трансформаторні та оптоелектронні схеми можуть бути використані для гальванічної ізоляції входів. Ці додаткові захисні елементи також можуть суттєво впливати на параметри точності вимірювання. Однак при підключенні захисних ланцюгів до вхідних перемикачів також можна враховувати їх параметри нелінійності та нетотожності між каналами та враховувати разом із параметрами вхідних сенсорів [2, 57].

Програмовані підсилювачі в системі змінного струму виконують дві основні функції: перетворення диференційного вхідного сигналу з видаленням синфазної складової та узгодження динамічного діапазону вхідного сигналу з діапазоном вхідної напруги ФНЧ і САЦП. Програмовані підсилювачі, як правило, базуються на класичній диференційній схемі трьох операційних підсилювачів, але можуть бути побудовані на підсилювачах струму з симетричним вхідним, проміжним та буферним каскадами [4, 58]. Ці підсилювачі струму мають найкращі частотні характеристики і можуть бути використані в високошвидкісних каналах вимірювання в самокоригованих АЦ-системах.

У процесі калібрування для кожного коефіцієнта підсилення програмованого підсилювача має бути визначено та враховано його зміщення «нуля» та реальний коефіцієнт підсилення. Цей процес можливий шляхом підключення перемикача аналогового входу до шини «нуля» та до виходу опорного ЦАП. Процедура калібрування різних коефіцієнтів підсилення базується на схемі «зверху вниз» [59]. Спочатку підсилювач калібрується в більшому з вхідних діапазонів – перемножувальний ЦАП опорних сигналів генерує напругу, амплітуда якої задається джерелом опорних напруг ДОН. Далі ЦАП формує сигнал меншої опорної напруги, значення якого спочатку точно вимірюється відкаліброваним коефіцієнтом підсилення. Потім програмований підсилювач перемикається на менший вхідний діапазон, де знову вимірюється ця опорна напруга і калібрується відповідний коефіцієнт посилення.

Під час перетворення та обробки сигналів сенсорів результати налаштування використовуються для корекції сигналів для кожного каналу АЦ-системи окремо. Враховуються параметри певної реальної статичної передатної характеристики та реальної амплітудно-фазочастотної характеристики. Адаптація АЦ-системи до рівня та спектра вхідного сигналу в кожному каналі можлива як на основі апаратних компонентів (вихідні сиг-

нали НП, АЦП), так і на основі результатів програмного аналізу частотного спектра (в процесорі сигналу та в ПК).

Застосування методів калібрування статичних і динамічних характеристик у багатоканальній АЦ-системі обробки низькочастотних сигналів має забезпечити такі основні технічні параметри:

- кількість вимірювальних каналів – 4;
- кількість каналів з регулюванням напруг і струмів для живлення активних сенсорів – 4;
- тип аналогових вхідних сигналів – симетричний;
- діапазон напруг аналогових вхідних сигналів – від 0,1 В до 1 В;
- діапазон частот вхідних сигналів – від 1 Гц до 10000 Гц;
- динамічний діапазон, обмежений відношенням сигнал / шум – не менше 126 дБ;
- спектральна роздільна здатність – не менше 140 дБ;
- нелінійні спотворення – не більше 0,003%;
- нерівномірність АЧХ та нелінійність ФЧХ каналів – не більше 0,03 дБ/0,1°;
- інтерфейс даних – USB та Bluetooth;
- напруга живлення +5 В  $\pm$  10% від порту USB або від акумулятора;
- конструктивне виконання – модуль розмірами не більше 125 мм×125 мм×30 мм.

Зокрема, побудова вимірювальних каналів АЦ-систем з такими параметрами, можлива на основі мікроконтролерних блоків керування і автокалібрування. При цьому можливе як самокоригування передатної характеристики АЦП, так і комплексне самокалібрування статичних і динамічних характеристик вимірювальних каналів.

Один з варіантів опрацювання сигналів звукового діапазону, як було зазначено вище, здійснюється мікроконтролерною системою з використанням компенсувальних ЦАП за схемою порозрядного врівноваження на основі НПСЧ для старших розрядів і дельта-сигма АЦП – для молодших. Для реалізації блока керування експериментального взірця 4-канальної АЦ-системи, що самокалібрується, обрано широко розповсюджений на ринку мікроконтролер сім'ї STM32F4 [60]. Розроблено чотириканальну аналого-цифрову систему SADS-4, що самокоригується, фото експериментального взірця якої розміщено на рисунку 9.22.

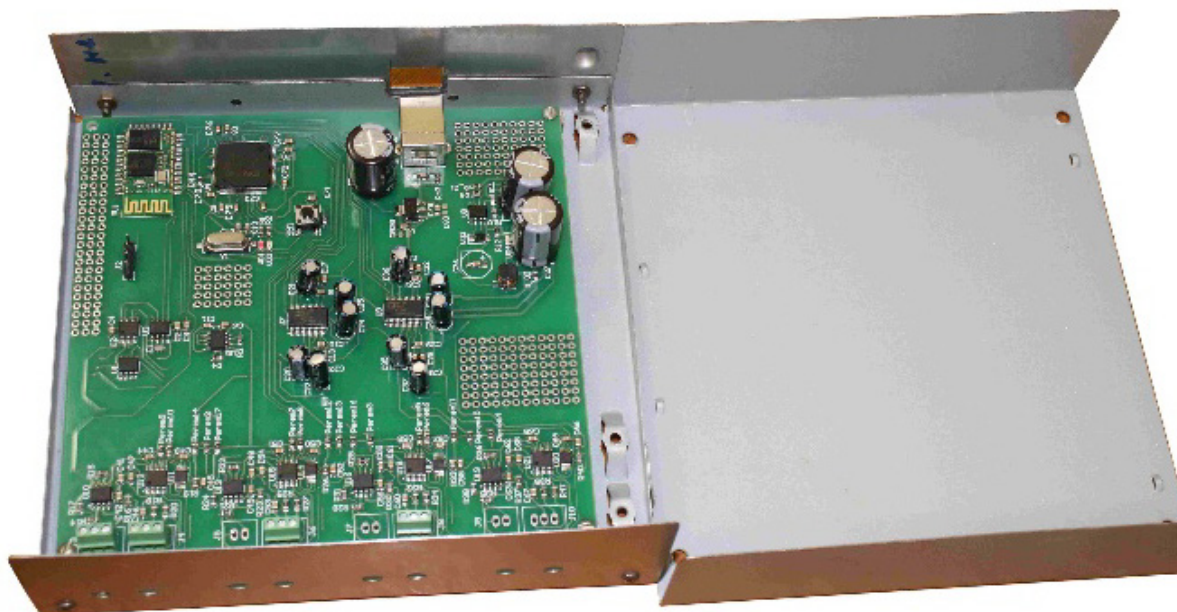


Рисунок 9.22 – Експериментальний взірець модуля SADS-4 АЦ-системи, що самокоригується

Досягнення високих технічних значень точності та швидкодії підтверджується результатами теоретичних і експериментальних досліджень та параметрами подібних виробів та АЦ-систем, розроблених авторами [61–63].

## 9.9 Контрольні запитання до розділу 9

1. Що таке крок квантування, напруга міжкодового переходу, зона невизначеності міжкодових переходів в АЦП?
2. Параметри точності, динамічні параметри та параметри спряження АЦП.
3. Що таке апертурний час та апертурна невизначеність в АЦП?
4. Співвідношення сигнал-шум для АЦП.
5. Опишіть основні алгоритми, що застосовуються при аналого-цифровому перетворенні, їх переваги та недоліки.
6. Перетворювачі напруги в частоту, принцип роботи, переваги та недоліки.
7. Інтегрувальні АЦП, опишіть їх роботу, особливості застосування.
8. У чому переваги АЦП з двотактним інтегруванням порівняно зі звичайними інтегрувальними АЦП.
9. АЦП із врівноваженням заряду, поясніть принцип, покладений в основу такого перетворення.
10. Сигма-дельта АЦП. Наведіть узагальнену структуру та поясніть алгоритм перетворення в цих пристроях. У чому переваги цих АЦП порівняно з АЦП непрямого перетворення?
11. АЦП послідовної лічби. Поясніть алгоритм роботи та наведіть часові діаграми. У чому переваги та недоліки цих АЦП?
12. Слідкувальні АЦП. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи.
13. АЦП послідовного наближення. Поясніть алгоритм перетворення та наведіть часові діаграми.
14. Конвеєрні АЦП. Наведіть структуру, переваги та недоліки.
15. Наведіть принципову схему паралельного АЦП та опишіть процес перетворення. У чому переваги та недоліки подібних АЦП?
16. У чому особливості та переваги АЦП на основі НПСЧ?
17. Як виконується автокалібрування статичних параметрів вимірювальних каналів у системі SADS-4 за алгоритмом «зверху-вниз»?
18. Як виконується автокалібрування АЧХ і ФЧХ вимірювальних каналів у системі SADS-4 з використанням полігармонічного тестового сигналу?

## ВИСНОВКИ

Успішна розробка й експлуатація сучасних комп'ютерних систем різного призначення неможливі без глибоких знань основ побудови їх аналогових та цифрових компонентів. Системні перетворювачі форми інформації виділяються підвищеними вимогами до параметрів точності та швидкодії, що зумовлює певну специфіку аналогових і цифрових компонентів. Наявність вмонтованих обчислювальних пристроїв у складі системних перетворювачів дозволяє реалізовувати досить складні алгоритми самокалібрування вимірювальних каналів та самокоригування більшої частини похибок аналогових компонентів.

Застосування в процесі аналого-цифрового та цифроаналогового перетворень надлишкових позиційних систем числення дає можливість застосовувати оригінальні та ефективні схемотехнічні рішення аналогових пристроїв. Причому, значна частина таких схем може бути побудована на струмовому принципі підсилення, який забезпечує потенційно більшу швидкодію на однаковій елементній базі.

Автори підручника, маючи значний професійний і викладацький досвід намагались викласти матеріал, що поєднує загальні поняття та означення зі спеціалізованими знаннями в кожному з розділів. Залежно від рівня, якого бажає досягнути читач, він може обрати для себе відповідний рівень вивчення матеріалу. Тому підручник буде корисний здобувачам ступеней як бакалавра, так і магістра. Також матеріал, викладений в другій частині кожного розділу, містить більше результатів наукових досліджень авторів, тому буде корисний аспірантам та науковцям в галузі комп'ютерної інженерії й споріднених спеціальностей.

## ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Азаров О. Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення : монографія. Вінниця : ВНТУ, 2004. 257 с.
2. Крупельницький Л. В., Азаров О. Д. Аналого-цифрові пристрої систем, що самокоригуються, для вимірювань і оброблення низькочастотних сигналів : монографія ; під заг. ред. О. Д. Азарова. Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. 167 с. ISBN 966-641-126-1.
3. Азаров О. Д. Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення з ваговою надлишковістю : монографія. Вінниця : ВНТУ, 2010. 232 с. ISBN 978-966-641-354-6.
4. Азаров О. Д., Богомолів С. В. Основи теорії високолінійних аналогових пристроїв на базі двотактних підсилювальних схем : монографія. Вінниця : ВНТУ, 2013. 142 с. ISBN 966-641-547-2.
5. Азаров О. Д., Обертюх М. Р. Високолінійне надлишкове цифроаналогове перетворення з ваговою надлишковістю на основі генераторів однакових струмів : монографія. Вінниця : ВНТУ, 2022. 156 с. ISBN 978-966-641-915-9.
6. Joseph D. Greenfield. Experiments in Practical Transistors and Linear Integrated / John Wiley & Sons Canada, Limited, 1988, 160 с. ISBN: 978-0136823377.
7. Tietze U., Schenk Ch. Electronic Circuits – Handbook for Design and Applications. Edition 2nd. 2008. 1544 pages, 1771 figures, with CD-ROM ISBN 978-3-540-00429-5.
8. The Art of Electronics by Paul Horowitz, Winfield Hill / Cambridge University / Press 3rd, rev. ed. Repr. 2015, 1220 pages, ISBN 9780521809269.
9. The Data Conversion Handbook, Edited by Walt Kester, Newnes, 2005, 953 pages, ISBN 0-7506-7841-0. Also published as Analog-Digital Conversion, Analog Devices, Inc.
10. Азаров О. Д., Байко В. В., Суприган О. І. Комп'ютерна електроніка. Основи теорії транзисторів та транзисторних схем. Вінниця : ВНТУ, 2004. 130 с.
11. Теоретичні основи комп'ютерних напівпровідникових електронних компонентів : навчальний посібник / Азаров О. Д., Гарнага В. А., Сапсай Т. Г., Тарасенко В. П. Вінниця : ВНТУ, 2015. 135 с.

12. Основи метрології та електричні вимірювання : навч. посібник / Дорожовець М. М. та ін. ; за ред. д-ра техн. наук Б. І. Стадника. Львів : Видавництво «Львівської політехніки», 2011. 372 с. ISBN 978-617-607-037-5.
13. Теоретичні основи інформаційно-вимірювальних систем : підручник / Бабак В. П., Бабак С. В., Єременко В. С. та ін. ; за ред. чл.-кор. НАН України В. П. Бабака ; Вид. 2-е вид., перероб. і доп. К. : Ун-т новітніх технологій; НАУ, 2017. 496 с. ISBN 978-966-932-027-8.
14. Миронцева В. І. Кондалев Андрій Іванович. Енциклопедія Сучасної України [Електронний ресурс] / Редкол.: І. М. Дзюба та ін.; НАН України, НТШ. К. : Інститут енциклопедичних досліджень НАН України, 2014. Режим доступу: <https://esu.com.ua/article-4683>.
15. Романов В. О. Теорія, методи побудови і технічна реалізація мікропроцесорних перетворювачів форми інформації з підвищеною надійністю та продуктивністю : автореф. дис. на здобуття наук. ступеня д-ра техн. наук : 05.13.05. Київ, 1994. 34 с.
16. Стейскал В. Я. Швидкодіючі аналого-цифрові перетворювачі, що самокоригуються, для високоякісного цифрового магнітного запису : автореф. дис. на здобуття наук. ступеня канд. техн. наук. 05.13.05. Київ, 1987. 24 с.
17. Goodenough, «Interpolators Put 10-Bit 75 MHz A-D Converters on 8-bit Digital Process», *Electronic Design*, Dec. 14, 1989, pp. 29–30.
18. Walt Kester. ANALOG-DIGITAL CONVERSION. ADI : Central Application Department, March 2004. – 1127 p., ISBN 978-0916550271.
19. Азаров О. Д., Гарнага В. А. Двотактні підсилювачі постійного струму для багаторозрядних перетворювачів форми інформації, що самокалібруються : монографія. Вінниця : ВНТУ, 2011. 156 с. ISBN 978-966-641-435-2.
20. Азаров О. Д., Богомолів С. В., Гарнага В. В., Решетник О. О. Аналіз передатної характеристики двотактного симетричного підсилювача постійного струму. *Наукові праці ВНТУ*. 2007. № 1. С. 1–8. Режим доступу : <http://www.nbu.gov.ua/e-journals/VNTU/2007-1/vyp1.html>.
21. Богомолів С. В., Азаров О. Д., Гарнага В. А. Двотактні підсилювачі постійного струму із симетричною структурою. *Вісник Хмельницького національного університету*. 2008. № 4. С. 20–24.

22. Win Palmer. High-speed precision amplifier-resistance converter. *Electronics. Series: methods, diagrams, equipment*. 1988. No. 1. P. 77–82.
23. Walter G. Jong. Op Amp applications handbook. *Analog Devices series*. 2004. 895 p., ISBN 978-0750678445
24. Богомолов С. В., Азаров О. Д. Високолінійні аналогові пристрої для багаторозрядних аналого-цифрових систем. *Проблеми інформатизації та управління*. 2011. № 4(36). С. 6–18.
25. Азаров О. Д., Кадук О. В. Багаторозрядні АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю, стійкі до параметричних відмов : монографія. Вінниця, 2010. 150 с., ISBN 978-966-641-369-0.
26. Franz Monssen. OrCAD PSpice with Circuit Analysis. Prentice Hall, 2001, 384 pages, ISBN 0130170356.
27. Micro-Cap 12 Analog/Digital Simulator / Electronic Circuit Analysis Program. Spectrum Software, 1982-2020. 712 pages.
28. Attia John. PSPICE and MATLAB for electronics: An integrated approach. Edition second. CRC Press, 2010. 382 pages ISBN 9780429191930.
29. Grebene A. Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design. 2003. 879 p., ISBN 978-0471430780.
30. Рибалко М. П., Есауленко В. О., Костенко В. І. Теоретичні основи електротехніки. Лінійні електричні кола : підручник. Донецьк : Новий світ, 2003. 513 с.
31. HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models: Application Note, Intersil, 1994. 5 p.
32. United States Patent № 3852678 George Joseph Frye Push-pull amplifier with current mirrors for determining the quiescent operating point Dec. 3, 1974.
33. Дубовик В. П., Юрик І. І. Вища математика: У 3 частинах: Ч. 1 : навч. посібник. Харків : Веста, 2008. 200 с., ISBN 966-539-320-0.
34. А. С. 1256147, МПК H03F 3/45. Джерело струму / А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, В. П. Марценюк, С. М. Шушляпін (СРСР). № 3863416/24-09 ; заявл. 04.03.1985 ; опубл. 07.09.1986, Бюл. № 33.
35. А. С. 1397892, МПК G05F 1/56. Джерело постійного струму / А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, В. П. Волков, А. Е. Рафалюк (СРСР). № 4137865/24-07 ; заявл. 04.06.1986 ; опубл. 23.05.1988, Бюл. № 19.
36. Brokaw P. A Transistor Voltage Reference, and What the Band-Gap Has To Do With It Video. *University Video Communications*. 1989.



37. Soclof S. Design and Application of Analog Integrated Circuits. Prentice Hall, 1996. 820 p., ISBN 0137376855
38. Азаров О. Д., Богомоллов С. В., Гарнага В. А., Решетник О. О. Аналіз передатної характеристики двотактного симетричного підсилювача постійного струму. *Наукові праці ВНТУ*. 2007. № 1. С. 1–8. Режим доступу : <http://www.nbu.gov.ua/e-journals/VNTU/2007-1/vyp1.html>.
39. Азаров О. Д., Богомоллов С. В., Гарнага В. А. Двотактні підсилювачі постійного струму із симетричною структурою. *Вісник Хмельницького національного університету*. 2008. № 4. С. 20–24.
40. Азаров О. Д., Богомоллов С. В. Прецизійні буферні пристрої на базі двотактних симетричних структур. *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*. 2011. № 3(22). С. 4–12.
41. Азаров О. Д., Богомоллов С. В., Стейскал В. Я. Похибки лінійності передатної характеристики вхідного каскаду двотактних підсилювачів струму. *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*. 2010. № 3(19). С. 4–12.
42. Буферний каскад : пат. 51014 Україна ; МПК (2009) Н 03 К 5/22, G 05 В 1/00. № u201000934 ; заявл. 29.01.10 ; опубл. 25.06.10, Бюл. № 12, 3 с.
43. Азаров О. Д., Богомоллов С. В. Перетворювачі струм-напруга та напруга-напруга на базі двотактних підсилювачів струму. *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*. 2011. № 2(21). С. 4–11.
44. Азаров О. Д., Богомоллов С. В. Схемна організація вхідного комплементарного каскаду двотактного симетричного підсилювача постійного струму. *Проблеми інформатизації та управління*. 2009. № 3(27). С. 6–13.
45. Двотактний симетричний підсилювач-комутатор струму: пат. 48282 Україна, МПК Н03К 5/22, G05В 1/00. № a200909909 ; заявл. 28.09.2009 ; опубл. 10.03.2010, Бюл. № 5, 6 с.
46. Двотактний симетричний підсилювач струму: пат. 50876 Україна, МПК (2009) Н 03 К 5/22, G 05 В 1/00. № u200913704 ; заявл. 28.12.2009 ; опубл. 25.06.2010, Бюл. № 12, 6 с.
47. Азаров О. Д., Обертюх М. Р. Високолінійні спеціалізовані струмові дзеркала з давачами рівня сигналу. *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*. Вінниця : ВНТУ, 2017. № 3(40). С. 30–36.
48. Алгоритмізація, програмування, числові та символні обчислення в пакеті MathCAD : навч. пос. / Я. С. Паранчук, Я. С., Маляр А. В., Паранчук Р. Я., Головач І. Р. Львів : Видавництво «Львівської політехніки», 2008. 164 с.

49. Обертюх М. Р. Метод і апаратні засоби високолінійного надлишкового цифроаналогового перетворення на основі генераторів однакових струмів : дис. ... д-ра філософії : за спец. 123 – комп'ютерна інженерія. / Вінницький національний технічний університет. Вінниця, 2022. 206 с. ISBN: 978-617-607-181-5. Захищена 24.02.2022. Режим доступу : [https://ida.vntu.edu.ua/wp-content/uploads/2022/10/dis\\_Obertyukh\\_skor.pdf](https://ida.vntu.edu.ua/wp-content/uploads/2022/10/dis_Obertyukh_skor.pdf)
50. Азаров О. Д., Біліченко Н. О., Захарченко С. М. Високолінійні порозрядні АЦП із перерозподілом заряду з ваговою надлишковістю, що самокалібруються : монографія. Вінниця : ВНТУ, 2016. 140 с., ISBN 978-966-641-665-3.
51. Мичуда Л. З. Теорія та практика аналого-цифрових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах : автореф. дис. на здобуття наук. ступеня д-ра техн. наук : 05.13.05. Львів, 2019. 40 с.
52. Гуменюк Р. С. Методи та засоби оперативного оцінювання відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю : дис. ... д-ра філософії : за спец. 123 – комп'ютерна інженерія / Вінницький національний технічний університет. Вінниця, 2021. 160 с. Режим доступу : [http://inmad.vntu.edu.ua/PhD/dis\\_Humeniuk.pdf](http://inmad.vntu.edu.ua/PhD/dis_Humeniuk.pdf).
53. Stakhov A. P. The Mathematics of Harmony. From Euclid to Contemporary Mathematics and Computer Science / International Publisher «World Scientific» (New Jersey, London, Singapore, Beijing, Shanghai, Hong Kong, Taipei, Chennai), 2009. 748 p., ISBN-13. 978-9812775825.
54. Азаров О. Д., Гарнага В. А., Крупельницький Л. В., Позняк Д. Ю. Полігармонійні методи вимірювання частотних характеристик звукових каналів і трактів. *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*. 2015. № 2. С. 23–29.
55. Azarov A., Zakharchenko S., Arkhipchuk A. New method of reduction of a methodical error of self-calibration for ADC on the basis of redundant positional number systems. *Proceedings of SPIE: The International Society for Optical Engineering 4425*. 2001. P. 22–26.
56. Azarov O. D., Dudnyk O. V., Kaduk O. V. Vinnytsia National Technical Univ. (Ukraine); Smolarz A., Lublin Univ. of Technology (Poland); Burlibay A., Kazakh National Research Technical Univ. (Kazakhstan) Method of correcting of the tracking ADC with weight redundancy conversion characteristic. *Published in Proceedings Volume 9816: Optical Fibers and Their Applications 2015*, December 2015.

57. Азаров О. Д., Крупельницький Л. В., Снігур А. В., Решетник О. О., Гарнага В. А. Коригування статичних похибок вимірювального каналу ІВС, який містить АЦП із ваговою надлишковістю. *Проблеми інформатизації та управління*. 2007. № 2. С. 5–9.
58. Азаров О. Д., Крупельницький Л. В., Теплицький М. Ю. Двотактні підсилювачі струму для цифрового аналізатора параметрів звукових трактів. *Проблеми інформатизації та управління*. 2014. № 4 (48). С. 5–13.
59. Крупельницький Л., Куций Д. Ітераційний метод самокалібрування передатних характеристик вимірювальних каналів біомедичної аналогово-цифрової системи : матеріали статей Міжнародної науково-практичної конференції «*Інформаційні технології та комп'ютерне моделювання*», м. Івано-Франківськ, 15–20 травня 2017 року. Івано-Франківськ : п. Голіней О. М., 2017. С. 282–285.
60. STM32F407VE -High-performance foundation line, ARM Cortex-M4 core with DSP and FPU, 512 Kbytes Flash, 168 MHz CPU, ART Accelerator, Ethernet, FSMC / ST Microelectronics [Електронний ресурс]. URL: <https://www.st.com/en/microcontrollers/stm32f407ve.html>.
61. Крупельницький Л. В. Характеристики і структури багатоканальних АЦ-систем, що самокоригуються, для аналізу аудіосигналів : тези доповідей П'ятої міжнародної науково-практичної конференції «*Методи та засоби кодування, захисту й ущільнення інформації*». Вінниця, Україна. 19–21 квітня 2016. Вінниця : ВНТУ, 2016. С. 129–133.
62. Спеціалізоване і вимірювальне обладнання власної розробки і виробництва для телерадіомовлення: Каталог НТЦ «Аналого-цифрові системи» ВНТУ / Азаров О. Д., Крупельницький Л. В., Стейскал В. Я., Білосконь О. А. Вінниця, 2015. 40 с.
63. Звіт про науково-дослідну роботу «Високопродуктивні багатоканальні аналого-цифрові самокалібровані системи моніторингу й синхронного опрацювання низькочастотних сигналів» / наук. кер. Азаров О. Д., відп. викон. Крупельницький Л. В. / ВНТУ, Вінниця, 2022 р., № держ. реєстрації 0120U002205. 308 с.

*Навчальне видання*

**Олексій Дмитрович Азаров**  
**Сергій Віталійович Богомолів**  
**Леонід Віталійович Крупельницький**  
**Максим Романович Обертюх**

**АНАЛОГОВІ ТА АНАЛОГО-ЦИФРОВІ ПРИСТРОЇ  
СИСТЕМНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ФОРМИ ІНФОРМАЦІЇ**

*Підручник*

Рукопис оформлено *Л. Крупельницьким*

Редактор *В. Дружиніна*

Оригінал-макет підготовлено *в редакційно-видавничому відділі ВНТУ*

Підписано до друку 12.06.2024.  
Формат 29,7×42¼. Папір офсетний.  
Гарнітура Times New Roman.  
Ум. друк. арк. 18,96.  
Наклад 20 пр. Зам. № 2024-019.

Видавець та виготовлювач  
Вінницький національний технічний університет,  
Редакційно-видавничий відділ.  
ВНТУ, ГНК, к. 114.  
Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021.  
**press.vntu.edu.ua;**  
*E-mail: irvc.ed.vntu@gmail.com.*  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи  
серія ДК № 3516 від 01.07.2009.