

621.382(075)
А 35

О.Д.Азаров

В.В.Байко

М.Р.Обертюх

**ОСНОВИ ТЕОРІЇ
ЛІНІЙНИХ ІНТЕГРАЛЬНИХ СХЕМ**

3336-29

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ВІННИЦЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

О.Д.Азаров

В.В.Байко

М.Р.Обергюх

ОСНОВИ ТЕОРІЇ ЛІНІЙНИХ ІНТЕГРАЛЬНИХ СХЕМ

Видання друге
(стереотипне)

НТБ ВНТУ



3336-29

621.382(075) А 35 2002

Азаров О.Д. Основи теорії лінійних інтегралів

АССЕМБЛЕТ-2

Затверджено на засіданні Ученої ради Вінницького державного технічного університету як навчальний посібник для студентів спеціальності "Комп'ютерні системи та мережі" денної та заочної форми навчання. Протокол №12 від 30 травня 2002 року.

Вінниця ВДТУ 2002

Рецензенти:

В.С. Осадчук, доктор технічних наук, професор

В.П. Тарасенко, доктор технічних наук, професор

Є.Т. Володарський, доктор технічних наук, професор

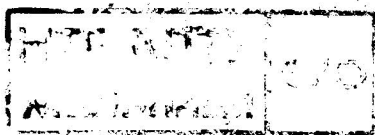
Рекомендовано до видання Ученою радою Вінницького державного технічного університету Міністерства освіти і науки України.

Азаров О.Д., Байко В.В., Обертюх М.Р.**А35 Основи теорії лінійних інтегральних схем.**

Навчальний посібник – видання друге (стереотипне). Під загальною редакцією доктора технічних наук, професора О.Д.Азарова.- Вінниця: ВДТУ, 2002.- 225 с.

У даному посібнику наводяться відомості з лінійних інтегральних схем (ЛІС). Розглядаються основні аспекти електричних моделей біполярних, польових транзисторів, МОН-структур і основні співвідношення, що зв'язують електричні та фізико-технологічні параметри елементів. Опис подано у стислій формі і не перевантажено проміжними математичними викладами. Аналізуються схеми найбільш відомих джерел струму, джерел напруги, диференціальних і операційних підсилювачів, перетворювачів код-аналог і аналог-код. Аналізуються як загальні функціональні, так і принципові електричні схеми пристроїв. Навчальний посібник містить лабораторний практикум, який дозволить студентам краще засвоїти викладений в лекціях матеріал. Відомості, наведені в навчальному посібнику, можуть використовуватись при самостійній роботі студентів, а також можуть бути корисні при курсовому й дипломному проектуванні.

Навчальний посібник призначений для студентів спеціальностей 7.091501. "Комп'ютерні системи і мережі" курсу "Лінійні інтегральні схеми" і деякі його розділи можуть бути використані для вивчення курсів "Комп'ютерна електроніка", "Аналого-цифрова техніка", "Моделювання пристроїв та елементів", "Основи автоматизації проектування засобів ОТ", "Основи електро-техніки", "Схемотехніка ЕОМ", "Пристрої зв'язку з об'єктами керування", а також може бути рекомендований фахівцям в галузі розробки й застосування інтегральних лінійних аналогових схем.



Вступ

В навчальному посібнику викладені сучасні методи аналізу, проектування та застосування деяких лінійних інтегральних схем.

Матеріал посібника побудований таким чином, що чітко проглядається зв'язок між окремими розділами. Поряд із загальними питаннями наводяться конкретні приклади, що ілюструють можливі варіанти технічної реалізації. Потрібно відзначити, що навчальний посібник не включає матеріали фізичних і фізико-технологічних основ напівпровідникових приладів. Автори обмежуються описом тих зовнішніх характеристик електронних приладів, які практично використовуються при розрахунку в розглянутих лінійних інтегральних схемах, тобто в матеріалах першого розділу наведені тільки ті відомості, які необхідні в подальшому для проектування й проведення дослідження джерел струму, напруги та операційних підсилювачів. Підходи, які можуть виявитись корисними при проектуванні та дослідженні, відзначаються в загальних положеннях, а найбільш важливі з обчислювальних процедур ілюструються прикладами розрахунку працездатності схем в лабораторних роботах. Дослідження джерел струму, джерел постійної напруги, підсилювачів постійного струму може проводитись вимірюванням параметрів схем, зібраних на дискретних компонентах, наприклад, у вигляді мікромакетів. Проте параметри схем, зібраних на дискретних компонентах і у вигляді інтегральних схем, можуть істотно відрізнятись. Слід також зауважити, що макетування інтегральної схеми за допомогою дискретних компонентів взагалі не має сенсу, оскільки інтегральні компоненти мають свої специфічні властивості. Сучасне проектування лінійних інтегральних схем (ЛІС) проводиться виключно за допомогою комп'ютерного моделювання з використанням сучасних бібліотек елементів. Дослідження ж параметрів пристроїв здійснюється вже для виготовлених мікросхем. Крім того, джерела струму, джерела напруги, як правило, є елементами більш великих мікросхем і у вигляді окремих інтегральних схем не випускаються. Викладені методичні аспекти використання пакету програм PSpice при проектуванні лінійних інтегральних схем. За їх допомогою моделюються перехідні процеси при дії різних вхідних сигналів, у режимі постійного струму, частотні характеристики та інші параметри за допомогою комп'ютерних моделей напівпровідникових приладів та операційних підсилювачів.

Навчальний посібник допоможе студентам глибше засвоїти розділ курсу "Лінійні інтегральні схеми" з питань проектування та дослідження лінійних інтегральних схем.

Весь матеріал розбито по розділах таким чином. У розділі 1 описано загальні теоретичні відомості і розрахункові співвідношення в напівпровідникових приладах і дано основні схеми їх вмикання. У розділах 2 і 3 більш докладно розглядаються джерела струму і напруги відповідно, а також де-

які основні схеми їх побудови, і принципи проектування й розрахунку. Розділ 4 присвячено підсилювачам постійного струму (ППС), дається повний перегляд схемних рішень та їх функціонування. Досліджується внутрішня структура різноманітних схем диференційних підсилювачів. Питання проектування диференційних підсилювачів на біполярних транзисторах описані в першій частині цієї глави, потім розглядаються диференційні підсилювачі на польових транзисторах. Розглянуті операційні підсилювачі без зворотного і зі зворотним зв'язком та їх основні характеристики. Важливим є питання стійкості роботи підсилювача. Це питання також розглянуто у даному розділі поряд з викладенням методів коригування частотної характеристики, яка необхідна для забезпечення запасу стійкості. Представлені деякі приклади застосування операційних підсилювачів та їх схемна реалізація. У розділі 5 розглядаються цифроаналогові (ЦАП) та аналого-цифрові перетворювачі (АЦП), основні параметри цих пристроїв і алгоритми перетворення. Наведені основні схемні рішення, що застосовуються при реалізації ЦАП та АЦП, відзначаються переваги та недоліки пристроїв, побудованих на їх базі.

Автори хотіли б висловити подяку всім, хто допомагав їм при підготовці цього навчального посібника, і особливо допитливим і зацікавленим студентам, питання яких підштовхували нас шукати прості та зрозумілі пояснення.

Напівпровідникові прилади

1.1. Теоретичні відомості та розрахункові відношення в біполярних транзисторах

Транзисторами (напівпровідниковими тріодами) називаються напівпровідникові підсилювальні прилади, тобто прилади, 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.

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

Структура транзистора відображається в назвах крайніх шарів: дуже ледьорований шар з меншою площею називають емітером, а шар з більшою площею - колектором. Відповідно розрізняють емітерний та колекторний переходи. Середній 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 п-р-п - транзисторами. Використовуються й транзистори, в яких емітер і колектор мають провідність р-типу, а база - провідність n-типу. Транзистори з такою структурою називають р-п-р-транзисторами. За принципом дії вони нічим не відрізняються від п-р-п - транзисторів, але їм властиві інші полярності робочих напруг, а також ряд кількісних особливостей параметрів.

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

1) Транзистор "увімкнено". Через перехід протікає струм, і напруга на ньому (U_{be}) дорівнює приблизно 0,6В.

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

При розірваному ланцюгу емітера протікає тільки струм - витікання I_{kb} , який досягає малих значень. У кремнієвих транзисторах струм витікання настільки малий, що ним можна знехтувати. Для більшості кремнієвих транзисторів загального призначення I_{kb} менше 10нА.

При замкненому ланцюгу 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 повинні дорівнювати струмам, які витікають з нього. Тому для будь-якого транзистора

$$I_e = I_b + I_k. \quad (1.1)$$

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

$$\alpha = (I_k - I_{kb}) / I_e \approx I_k / I_e. \quad (1.2)$$

З (1.1) виходить, що I_e завжди більше I_k , тому α завжди менше за 1. Для сучасних транзисторів з високим коефіцієнтом підсилення $\alpha \approx 0,98-0,998$. Враховуючи значення α , можна записати $I_e \approx I_k$.

Розглянемо основні схеми вмикання транзисторів (див.рис.1.1,1.2). 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.1.1,а показано вмикання п-р-п транзистора за схемою із загальною базою. Нагадуємо, що задавати пряму напругу на р-п 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; є в неї й деякі інші позитивні особливості. Але той факт, що вона не забезпечує підсилення струму і має малий вхідний опір (який дорівнює опорі емітерного переходу), робить її не зручною для більшості застосувань. Тому головну роль в транзисторній схемотехніці грає друге вмикання - із загальним емітером, яке позначають ЗЕ. Для вмикання ЗЕ характерне задане значення струму бази. Обидва вмикання показані на рис.1.1.

На рис.1.2 показано аналогічні вмикання п-р-р-транзисторів. Транзисторам р-п-р властиві обернені полярності робочих напруг. Відповідно обернені напрями мають і робочі струми.

Транзистори р-п-р не мають в мікроелектроніці самостійного значення, тобто не використовуються замість п-р-п транзисторів в схемах одного й того ж класу. Все ж таки вони відкривають можливість сполучення р-п-р і п-р-п транзисторів в одній і тій же схемі. Таке сполучення в ряді випадків забезпечує спрощення структури і оптимізацію параметрів відповідних

схем. Транзистори р-п-р і п-р-п в таких схемах, а також самі схеми такого типу називають комплементарними (доповняльними).

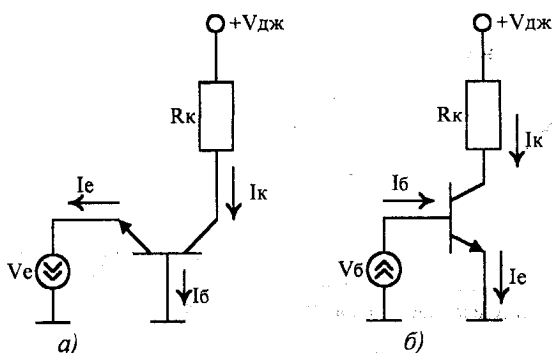


Рис.1.1. Вмикання п-р-п-транзисторів із загальною базою (а) та із загальним емітером (б).

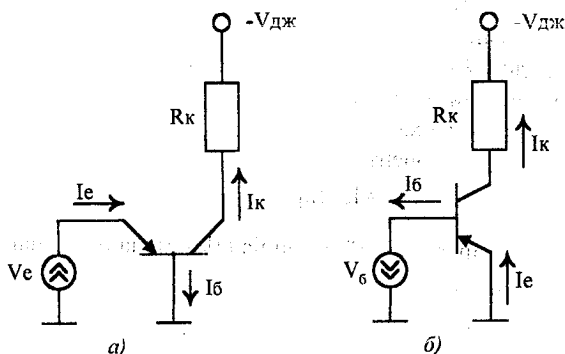


Рис.1.2. Вмикання р-р-п-транзисторів із загальною базою (а) та із загальним емітером (б).

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

В активному режимі біполярний транзистор функціонує як неідеальний керований підсилювач струму. Інжектування певного базового струму $I_б$ викликає значно більший колекторний струм $I_к$. На рис.1.3 наведена спрощена еквівалентна схема п-р-п біполярного транзистора.

Біполярний транзистор керується вхідним струмом $I_б$ (чи напругою $V_{бе}$), генеруючи вихідний сигнал - колекторний струм $I_к = \beta I_б$ (рис.1.3, а). За принципом дії транзистор підсилює лінійно, без спотворень, (в В разів)

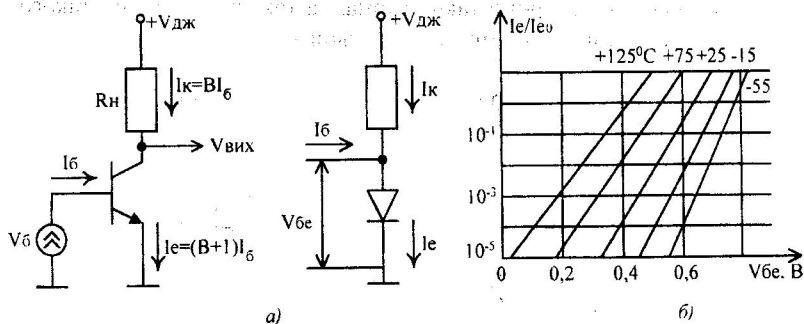


Рис.1.3. Потенціали і струми p-n-p-транзистора і його найпростіша еквівалентна схема (а) нормовані вольт-амперні характеристики емітерного діода в подвійному логарифмічному масштабі (б) при різних температурних переходах.

струм зий вхідний сигнал. Реакція колекторного струму на приріст керуючої напруги $\Delta V_{бе}$ є нелінійною, відповідає експоненційній вхідній характеристиці транзистора. Керуючий перехід база-емітер у лінійному режимі відкритий прямим зміщенням. Він моделюється на еквівалентній схемі (рис.1.3) діодом. Керуючий перехід колектор-база збіднений носіями, його можна моделювати генератором струму.

Вольт-амперна характеристика емітерного діоду з великою точністю апроксимується експонентою:

$$I_e = I_s [\exp(V_{бе}/\varphi_T) - 1] = (B+1) I_b, \quad (1.3)$$

де $\varphi_T = kT/q$ - температурний потенціал (k - стала Больцмана; T - абсолютна температура; q - елементарний заряд), для $T=300K$, $\varphi_T=26mV$; I_e - струм емітера в робочій точці; $V_{бе}$ - 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 (1.3) можна виразити відносно струму емітера. Зневажаючи в (1.3) одиницею й логарифмуючи обидві частини, отримаємо:

$$V_{бе} = \varphi_T \ln(I_e/I_s), \quad (1.4)$$

Порогова напруга V_n відкриття кремнієвого p-n-переходу складає для струму емітера порядку 1mA приблизно 0,6В при 20°C. 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 як стабілітрон з

опорною напругою $V_{оп}=6,2 \pm 0,2$ В.

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

Графік функції (1.3) для кремнієвого приладу в логарифмічному масштабі являє пряму лінію в межах 4...5 декад зміни базового струму. На рис.1.3,6 показано сукупність вольт-амперних характеристик біполярного транзистора, збудованих в логарифмічному масштабі по шкалі керуючого струму. Крутизна характеристики дорівнює орієнтовно 60 мВ на декаду струма.

У звичайних транзисторних схемах вихідною (керованою) величиною є чи колекторний, чи емітерний струм, а вхідною (керуючою) - чи струм бази, чи струм емітера. Зв'язок між вихідними й вхідними струмами характеризується коефіцієнтом підсилення.

Коефіцієнт B являє собою коефіцієнт підсилення по постійному струму у схемі із загальним емітером і може бути записаний таким чином:

$$B = I_k / I_b = \alpha / (1 - \alpha). \quad (1.5)$$

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 α і B залежать від робочого режиму транзистора (тобто від струму і напруги на колекторно-му переході), а також від температури.

Коефіцієнт підсилення емітерного струму визначається через коефіцієнт B :

$$\alpha = B / (1 + B). \quad (1.6)$$

Інтегральний транзистор зберігає коефіцієнт підсилення по струму B в діапазоні змінення струмів емітера 4...5 декад. Ця властивість дозволяє перевірити якість як малосигнальних, так і відносно потужних транзисторних структур. На рис.1.4 зображено залежності повного коефіцієнта підсилення по струму $B=I_k/I_b$ для інтегральних структур, які мають різні геометричні розміри. Як видно з цих графіків, планарні кремнієві транзистори будь-якої конфігурації мають достатньо велике значення B в режимі мікрострумів колектора (10...100мкА). 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 по струму пояснюється надзвичайно малими зворотними струмами переходів емітер-база й колектор-база, що в свою чергу, є наслідком їх малих геометричних розмірів. Як правило, струми втрат переходів $I_{кб0}$ і $I_{еб0}$ для планарних кремніє-

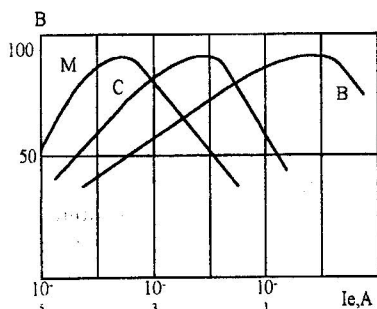


Рис.1.4. Приклад залежності коефіцієнта підсилення за струмом від струму емітера для інтегральних структур

вих структур на три порядки менші аналогічних струмів для германієвих транзисторів. Орієнтовним рівнем струму $I_{кб0}$ для малосигнального планарного транзистора можна вважати 1нА при 20°C.

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

Існує п'ять можливих варіантів діодного вмикання транзистора, які зображені на рис.1.5.

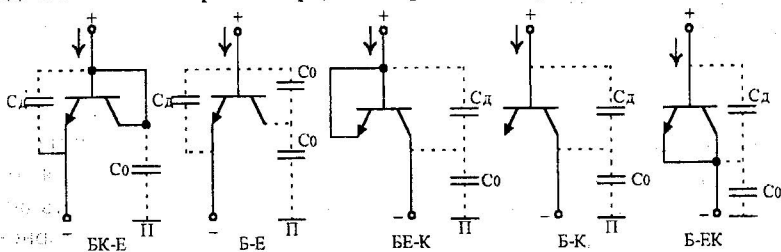


Рис.1.5. Діодне вмикання транзистора

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 [1], доходимо висновку, що в цілому оптимальними варіантами за параметрами діодів є БК-Е і Б-Е. Частіше всього використовується варіант БК-Е.

Крім власних діодів, в ІС часто використовуються інтегральні стабілітрони. Вони також здійснюються в декількох варіантах, в залежності від необхідної напруги стабілізації і температурного коефіцієнта [1].

Широке розповсюдження мають стабілітрони, розраховані на напруги, які дорівнюють крайній напрузі на відкритому переході $U^* \approx 0,6V$. В таких випадках використовують один або декілька послідовно ввімкнених діодів БК-Е, які працюють у прямому напрямі. Температурна чутливість в цьому випадку складає $-(1,5-2) \text{ мВ/}^\circ\text{C}$.

1.1.1. Статичні характеристики

Виходячи з того, що біполярний транзистор - це сукупність двох зустрічно-ввімкнених взаємодійних р-п переходів, можливо зобразити його у

вигляді еквівалентної схеми чи, як говорять, фізичної моделі. Одна з таких моделей зображена на рис.1.6. Її називають моделлю Еберса-Молла й вона має широке розповсюдження [1]. Ця модель характеризує тільки

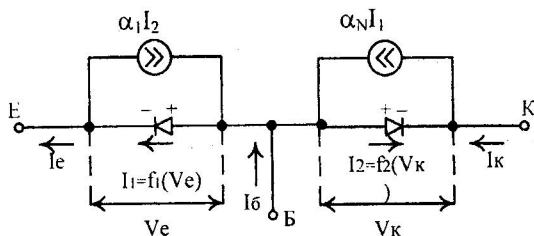


Рис.1.6. Фізична модель біполярного транзистора.

активну область транзистора, тобто не враховуючи об'ємний опір шарів. Опори шарів емітера й колектора значні тільки в деяких ключових режимах. Опір же бази значний майже у всіх випадках.

В схемі рис.1.6 кожен із переходів зображений у вигляді діода, а взаємодія їх відображена генераторами струмів.

Запишемо співвідношення, яке випливає з рис.1.6

$$I_e = I_1 - \alpha_1 I_2, \quad (1.7)$$

$$I_k = \alpha_N I_1 - I_2. \quad (1.8)$$

Струми інжектованих носіїв позначають через I_1 і I_2 , а струми генераторів - через $\alpha_N I_1$ і $\alpha_1 I_2$, де α_N і α_1 - коефіцієнти передання струму відповідно при нормальному і інверсному вмиканні. Струми $\alpha_N I_1$ і $\alpha_1 I_2$ забезпечуються в розглянутій моделі за допомогою джерел (генераторів) струму.

Зв'язок інжектованих компонентів з напругами на генераторах такі ж, як і в окремому діоді, тобто в простішому випадку виражаються формулами.

$$I_1 = I'_{eo} (e^{U_{e/\varphi_T}} - 1); \quad (1.9)$$

$$I_2 = I'_{ko} (e^{U_{k/\varphi_T}} - 1), \quad (1.10)$$

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

Підставляючи струми I_1 і I_2 із (1.9, 1.10) у співвідношення (1.7, 1.8), знайдемо залежність $I_e(U_e; U_k)$ і $I_k(U_e; U_k)$, тобто статичні вольт-амперні характеристики транзистора:

$$I_e = I'_{eo} (e^{U_{e/\varphi_T}} - 1) - \alpha_1 I'_{ko} (e^{U_{k/\varphi_T}} - 1); \quad (1.11)$$

$$I_k = \alpha_N I'_{eo} (e^{U_{e/\varphi_T}} - 1) - I'_{ko} (e^{U_{k/\varphi_T}} - 1). \quad (1.12)$$

Струм бази, рівний різниці струмів I_e і I_k :

$$I_b = (1 - \alpha_N) I'_{eo} (e^{U_{e/\varphi_T}} - 1) + (1 - \alpha_I) I'_{ko} (e^{U_{k/\varphi_T}} - 1) \quad (1.13)$$

Вирази (1.11, 1.12, 1.13) називаються формулами Еберса-Молла. Вони є математичною моделлю транзистора і складають основу для аналізу його статичних режимів.

Можна показати, що в транзисторах виконується співвідношення:

$$\alpha_N I_{eo} = \alpha_I I_{ko}. \quad (1.14)$$

Це співвідношення іноді дозволяє спростити формули (1.11, 1.12, 1.13) і висновки з них.

У формулах Еберса-Молла не враховується цілий ряд чинників таких, як еф. кт Ерлі, пробій переходу, залежність α від струму і т.д.

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 представляють 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 (див.рис.1.7).

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

$$U_{ke} = U_e - U_k, \quad (1.15)$$

де U_e і U_k є прямі напруги. Формально межі активного режиму відповідає значення $U_k = 0$. При цьому вихідна напруга ще порівнянно велика - вона дорівнює напрузі на відкритому емітерному переході $U_{ke} = U^* = 0,7\text{В}$. Помітний спад струму настає лише тоді, коли пряма напруга досягає напруги відпирання $U^* - 0,1\text{В}$. При цьому вихідна напруга складає $U_{ke} = U^* - (U^* - 0,6\text{В}) \approx 0,1\text{В}$ (рис.1.7,а).

Мінімальне значення вихідної напруги можна отримати при нульовому струмі колектора. Якщо вважати, що $I_k = 0$, тоді мінімальна вихідна напруга визначається як [1]:

$$U_{ke \min} = \varphi_T \ln (1/\alpha_i). \quad (1.16)$$

Напруга $U_{ke \min}$ надто мала.

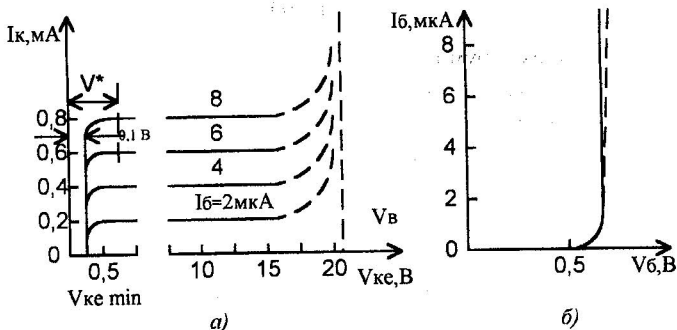


Рис.1.7. Статичні вихідні (а) і вхідні (б) характеристики транзистора при вмиканні ЗЕ

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 - малосигнальними 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.1.8, в якому джерело струму в колекторному ланцюгу керується струмом бази

$$I_k = B I_б. \quad (1.17)$$

Тут B - коефіцієнт підсилення базового струму.

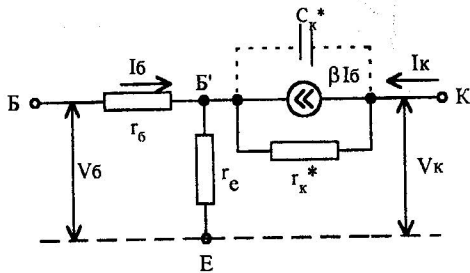


Рис.1.8. Малосигнальна модель транзистора при вмиканні ЗЕ

Термін "малосигнальна" модель є умовним і означає на якісному рівні, що вхідний або вихідний сигнали мають настільки маленькі амплітуди змінень, що зміненнями параметрів схем заміщення можна в першому наближенні знехтувати. Оскільки схема малосигнальна, то використовується не інтегральний коефіцієнт підсилення B , а диференціальний, для якого прийняте особливе позначення β . Зв'язок між малосигнальними параметрами β і α визначається по аналогії із загальним виразом (1.5):

$$\beta = \alpha / (1 - \alpha) \quad (1.18)$$

В області малих струмів коефіцієнт β трохи менший, ніж B . У цілому ті значення β близькі до значень B .

Замінюючи джерело струму αI_e на βI_b , необхідно одночасно замінити опір колекторного переходу r_k на менше значення

$$r_k^* = (1 - \alpha) r_k = r_k / (\beta + 1). \quad (1.19)$$

Вихідні опори біполярних транзисторів залежать від конструкції структури. Можна вважати що вихідні характеристики транзистора (рис.1.9) віялоподібні. Якщо знайти вузол, де вони сходяться (потенціали зсуву $-V_{зс}$), отримаємо сім'ю вольт-амперних характеристик еквівалентних лінійних опорів. $R_{вих} = V_{зс} / I_k$. Таким чином, вихідний опір біполярних транзисторів в межах лінійної частини з ВАХ (тобто 10...15В) обернено пропорційний рівню колекторного струму.

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

$$R_{вих \text{ п-р-п}} = 200В / I_k. \quad (1.20)$$

$$R_{вих \text{ р-п-р}} = 80В / I_k. \quad (1.21)$$

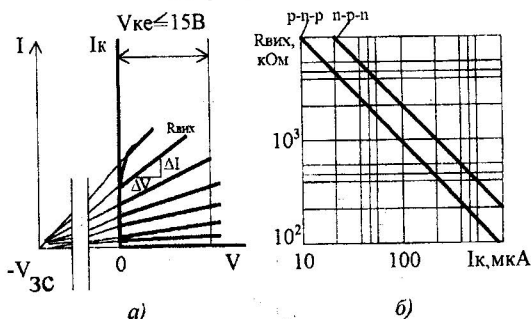


Рис.1.9. Вольт-амперні характеристики транзистора (а);
графік залежності $R_{вих} = f(I_k)$ (б)

Змінення колекторного струму I_k в залежності від $V_{бe}$ характеризується крутизною S :

$$S = \Delta I_k / \Delta V_{бe} \quad \text{при } V_{ке} = \text{const.}$$

Цю величину можливо розрахувати, використовуючи інший вираз:

$$S = I_k / V_T$$

де $V_T = 25,5 \text{ мВ}$ - термічний потенціал.

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

На графіку рис.1.9,б показані залежності $R_{\text{вих}}=f(I_K)$, розраховані по формулам (1.20) і (1.21). 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...15В (а не $V_{3c}=80$ або 200В 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 й емітер. Внутрішній опір емітерного діода можна знайти, якщо продиференціювати рівняння $V_{be}=\phi_T \ln(I_e/I_s)$. Отримаємо $r_e=dV_{be}/dI_e=\phi_T/I_e=\phi_T/[(B+1)I_6]$, тут вважаємо, що дифузійний струм втрати переходу емітер-база $I_s=\text{const}$.

Вхідний опір транзистора відносно струму бази

$$r_{be} = r_e(B + 1) = (\phi_T/I_e) (B+1) = \phi_T/I_6. \quad (1.22)$$

Генератор вихідного струму $I_K=BI_6$ і опір r_e - основні елементи еквівалентної схеми; вони формують підсилювальні властивості транзистора. Інші елементи схеми рис.1.8 обмежують параметри каскадів, що проектуються на цьому транзисторі.

У програмі PSpice і Micro-Cap використовується схема заміщення біполярного транзистора у вигляді адаптованої моделі Гуммеля-Пуна, яка порівнянно з вихідною моделлю дозволяє врахувати ефекти, що виникають при великих зсувах на переходах [13]. Ця модель автоматично спрощується до більш простої моделі Еберса-Молла, якщо вилучити деякі параметри [13].

1.1.2.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 найбільше поширення має так звана пара Дарлінгтона (рис.1.10). Її головна особливість - велике значення коефіцієнта підсилення базового струму.

Покажемо, що складений транзистор дійсно має коефіцієнт β значно більший, ніж у обох його компонентів. Задаючи приріст струму $dI_6=dI_{61}$, отримаємо:

$$dI_{e1} = (1 + \beta_1) dI_6 = dI_{62}; \quad (1.23)$$

$$dI_k = dI_{k1} + dI_{k2} = \beta_1 dI_6 + \beta_2 [(1 + \beta_1) dI_6], \quad (1.24)$$

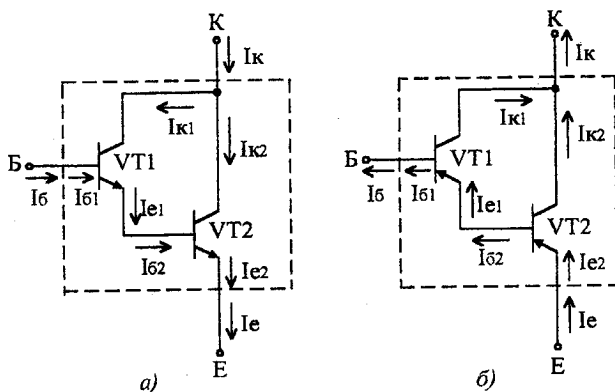


Рис.1.10. Пара Дарлінгтона

звідки, діленням dI_k на dI_6 , знаходимо підсумковий диференціальний коефіцієнт передачі:

$$\beta_{\Sigma} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \cdot \beta_2. \quad (1.25)$$

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

$$\beta_{\Sigma} \approx \beta_1 \cdot \beta_2. \quad (1.26)$$

Легко побачити, що значення β_{Σ} може складати декілька тисяч при використанні звичайних транзисторів. Для цього, проте, обидва транзистори повинні знаходитись в нормальному режимі по сталим складовим струмів і напруг. Між тим очевидно (із рис.1.10) співвідношення $I_{e1} = I_{62}$ означає, що два однотипних транзистора не можуть одночасно знаходитись у нормальному режимі, оскільки $I_{e1} = I_{62} \ll I_{e2}$. Отже, транзистор VT_2 працює із значно більшими струмами, ніж транзистор VT_1 , і при використанні формул (1.25 і 1.26) потрібно враховувати залежність параметрів β від режиму.

На рис.1.11 показана схема складеного транзистора, який можна назвати складеним р-п-р транзистором. 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 р-п-р - типу. Що стосується коефіцієнта підсилення, то він визначається з виразу

$$\beta = \beta_1 + \beta_1 \beta_2; \text{ або } \beta \approx \beta_1 \beta_2,$$

який практично співпадає з виразом для пари Дарлінгтона.

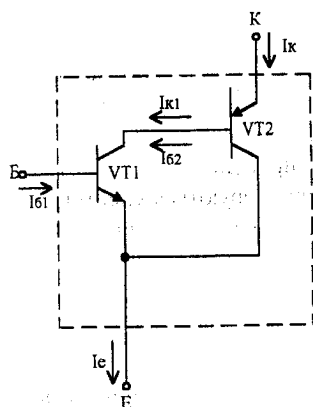


Рис. 1.11. Складений р-п-р транзистор Шиклаї

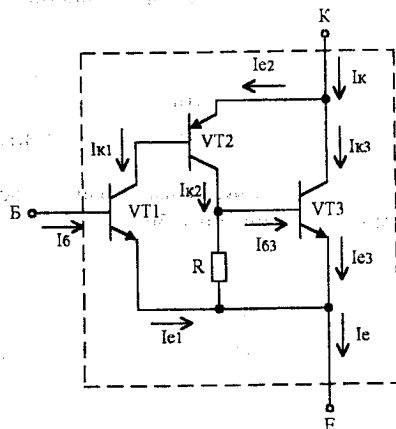


Рис. 1.12. Тритранзисторна схема Шиклаї

На рис. 1.12 показана схема ще одного складеного транзистора. Для даної схеми справедливе рівняння $\beta \approx \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot \beta_3$.

Питання для самоконтролю

Дайте відповіді на такі питання, користуючись використаним матеріалом і рекомендованою літературою.

1. Яке мають призначення база, емітер і колектор.
2. Обчислити струми бази і колектора транзистора при заданих струмах емітера і коефіцієнті α .
3. Визначити коефіцієнт підсилення схеми із загальною базою.
4. Як визначити залежність між струмами і напругами транзисторів, ввімкнених за схемою із загальною базою та із загальним емітером?
5. Обчислити β транзистора, якщо відомо α і навпаки.
6. Чому перехід колектор-база повинен витримувати більш високу зворотну напругу, ніж перехід емітер-база?
7. Чому коефіцієнт підсилення струму у схемі із загальною базою менший одиниці? Чи справедливо це для схеми із загальним емітером?
8. Які параметри транзистора в режимі насичення?
9. В якому режимі - насичення чи відсічки - потужність розсіювання на транзисторі мінімальна?
10. Принцип роботи біполярного транзистора.
11. Схеми вмикання біполярних транзисторів.
12. Вольт-амперні характеристики біполярного транзистора при різних схемах вмикання (ЗБ, ЗЕ).
13. Технічні характеристики біполярного транзистора.

14. Як розрахувати значення параметрів r_k^* , r_k , r_e , $r_{вх}$ (3Б).

15. Як розрахувати значення параметрів r_k^* , r_k , r_e , $r_{вх}$ (3Е).

1.2. 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 керуючого сигналу у статичному режимі.

Розрізняють шість різних типів польових транзисторів. Їх умовні позначення в електричних схемах наведені на рис.1.13. Керуючим електродом транзистора є затвор 3. Він дозволяє керувати значенням опору між стоком С і витоком В. Керуючою напругою 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 вірній полярності напруги $U_{св}$ діод, створений переходом затвор-канал, замикається та затвор ізолюється від каналу; при протилежній полярності він відмикається. В польових транзисторах з ізолюваним затвором, чи у МОН-транзисторів, затвор відокремлений від каналу СВ тонким шаром 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 складають від 1пА до 1нА, а для МОН-транзисторів вони в середньому менші в 10^3 раз. Вхідні опори для транзисторів з керуючим переходом складають від 10^{10} до 10^{13} Ом, а для МОН-транзисторів - від 10^{13} до 10^{15} Ом.

Аналогічно розподілу біполярних транзисторів на p-n-p і n-p-n, польові транзистори діляться на р-канальні та n-канальні. У n-канальних польових транзисторів струм каналу стає тим меншим, чим сильніше знижується потенціал затвора. У р-канальних польових транзисторів спостерігається зворотнє явище. Нижче в основному будуть розглядатися n-канальні транзистори.

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

У n- канальних польових транзисторів до виводу витоку необхідно

під'єднати від'ємний потенціал більший за величиною, ніж до виводу стоку. В симетричному n-канальному транзисторі будь-яке з виведень каналу, до якого підведений більш низький потенціал, може служити як вивід витoku.

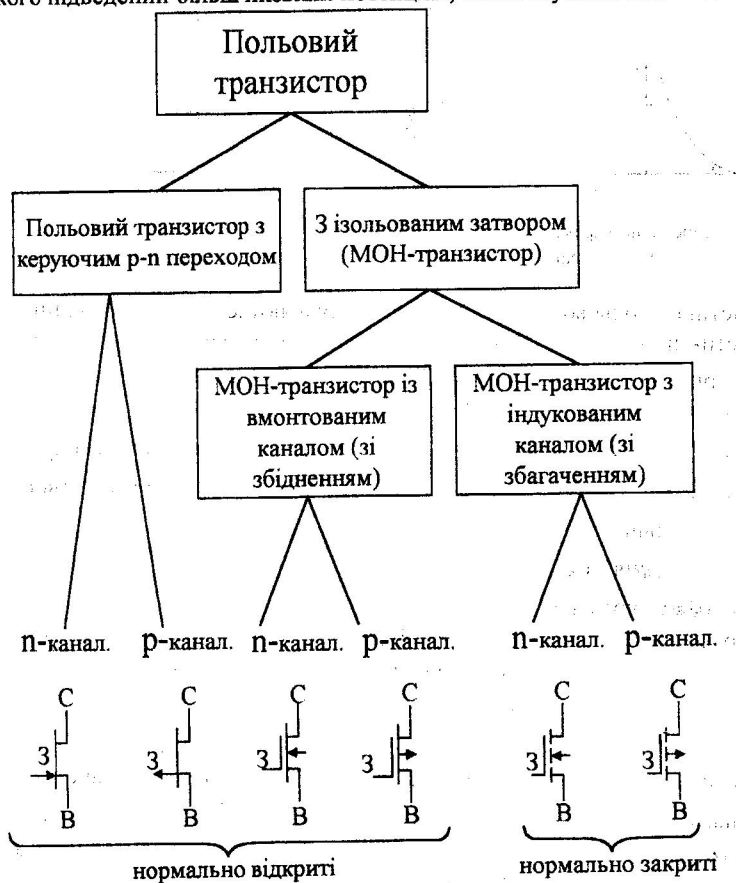


Рис. 1.13. Схемні позначення польових транзисторів

В МОН-транзисторах часто роблять четвертий вивід від так званої підложки. Цей електрод, як і затвор, також може виконувати керуючі функції, але він відокремлений від каналу тільки р-п-переходом. Керуючі властивості підложки звичайно не використовують, а її виводи з'єднують з виводами витoku.

1.2.1. Статичні характеристики

На рис. 1.14 і 1.15 зображено сім'ю характеристик типового польового транзистора з керуючим р-п-переходом в області малих сигналів. Можна відзначити, що зовні ці характеристики подібні характеристикам біполяр-

ного транзистора. При цьому стік відповідає колектору, витік - емітеру, а затвор - базі біполярного транзистора.

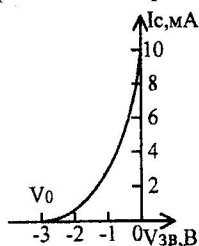


Рис.1.14. Передатна характеристика нормально відкритого транзистора.

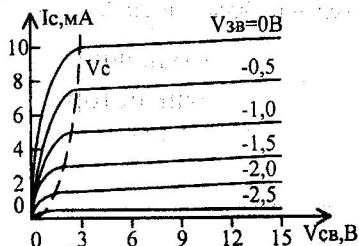


Рис.1.15. Вихідні характеристики.

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

Стоківі характеристики являють собою залежність струму стоку I_c від напруги стоку U_{cb} при декількох від'ємних значеннях напруги затвор-витік U_{zb} . Найбільше значення струму стоку має при $U_{zb}=0$. Із збільшенням від'ємного значення U_{zb} струми відсічки зменшуються, і при U_{zb} , приблизно дорівнюють напрузі відсічки, $I_c \approx 0$.

На рис.1.14 наведена стокзатворна характеристика транзистора, ввімкнутого за схемою зі спільним джерелом. Це залежність струму стоку I_c від напруги затвор-витік U_{zb} . Після відсічки струм стоку I_c майже постійний, так що зміна U_{cb} майже не чинить на нього впливу і характеристику можна використати практично при будь-яких значеннях U_{cb} вище напруги відсіку. Однією з найбільш важливих характеристик польового транзистора з керуючим p-n-переходом є I_{cbb} . Це значення струму, який протікає від стоку до витіку після відсічки при $U_{zb}=0$.

При значеннях напруг U_{zb} , більших U_0 передатна характеристика транзистора описується рівнянням:

$$I_c = I_{cb} (1 - U_{zb} / U_0)^2, \quad (1.27)$$

де I_{cb} - струм стоку при $U_{zb}=0$.

Даний вираз можна використати також і для опису передатних характеристик МОН-транзисторів, як нормально відкритих, так і нормально закритих, якщо врахувати знаки U_{zb} і U_0 . Для нормально закритих МОН-

транзисторів вибирається значення I_{CB} при $U_{3B}=2U_0$. Зміст цього стає зрозумілим при порівнянні передатних характеристик МОН-транзисторів збіденого та збагаченого типів на рис.1.16,1.17.

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

$$S = dI_C / dU_{3B} \text{ при } U_{CB} = \text{const.} \quad (1.28)$$

Другим і третім параметрами МОН-транзистора є відповідно: внутрішній опір $r_c = dU_{CB} / dI_C$ при $U_{3B} = \text{const}$, коефіцієнт підсилення $K = dU_{CB} / dU_{3B}$ при $I_C = \text{const}$.

Ці три параметри зв'язані співвідношенням:

$$K = S r_c. \quad (1.29)$$

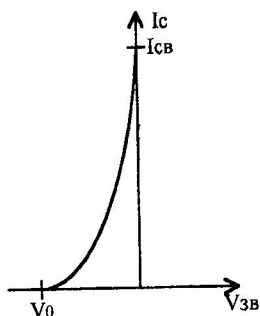


Рис.1.16. Передатна характеристика нормального відкритого польового транзистора

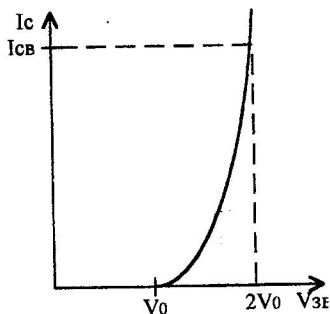


Рис.1.17. Передатна характеристика нормального закритого польового транзистора

МОН-транзистор є польовим транзистором з другою структурою і з деякими відмінностями характеристик порівнянно з польовим транзистором з керуючим р-п-переходом. МОН-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 МОН-транзистором є те, що затвор МОН-транзистора відокремлений від підкладки дуже тонким шаром (2,54 мкм чи навіть менше) діоксида кремнію (SiO_2 , окис у структурі метал-окис-напівпровідник), який ізолює затвор від підкладки. Таким чином, високий вхідний опір МОН-транзистора забезпечується оксидним діелектриком, а не зворотнзмішеним р-п-переходом, як в польовому транзисторі з керуючим р-п переходом. А це означає також, що затвор може мати і позитивний потенціал відносно витоку.

МОН-транзистори виготовляються або з індуктованим каналом, або із

вмонтованим каналом. МОН-транзистор із вмонтованим каналом має вмонтований п-канал між витокom і стоком, а МОН-транзистор з індукованим каналом такого каналу не має. Якщо ланцюг затвора розімкнутий, а між витокom і стоком прикласти напругу, то в МОН-транзисторі із вмонтованим каналом протікає струм, а в МОН-транзисторі з індукованим каналом струм протікати не буде, тому що він має два р-п-переходи між стоком і витокom, і один з них зміщений у зворотному напрямку.

Малосигнальна керуюча схема заміщення МОН-транзистора зображена на рис.1.18 при $U_{пв}=0$.

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 зворотний опір стоку. Ємність $C_{зв}$ і $C_{зс}$ - це ємність металевого електрода затвора відносно шарів витокu і стоку.

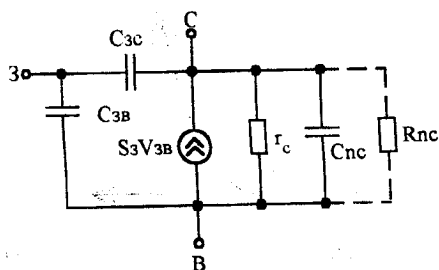


Рис.1.18. Спрощена малосигнальна схема МОН-транзистора

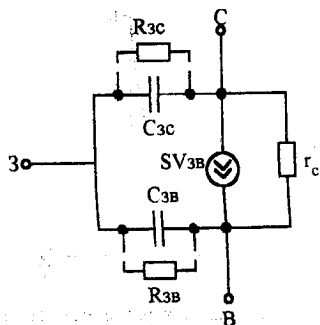


Рис.1.19. Малосигнальна еквівалентна схема польового транзистора

Малосигнальна еквівалентна схема польового транзистора у режимі збудження з р-п переходом зображена на рис.1.19. Елементи цієї схеми по суті ті ж, що і в МОН-транзисторі:

r_c - диференціальний 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 описуються моделлю Шихмана-Ходжеса відповідно з еквівалентною схемою [5] для транзистора з каналом п-типу.

В програмі PSpice польові транзистори з ізольованим затвором (МОН-транзистори) описуються чотирма різними системами рівнянь, вибір яких визначається точністю моделювання вольтамперних характеристик. Всі моделі мають одну і ту ж еквівалентну схему [5].

Питання для самоперевірки:

Дайте відповіді на такі питання, користуючись вище викладеним матеріалом і наведеною літературою [1÷5].

1. В чому різниця між польовим транзистором з керуючим р-п-переходом і МОН-транзистором з ізольованим затвором?
2. Чому в польовому п-канальному транзисторі з керуючим р-п-переходом напруга $U_{зв}$ не повинна бути додатною? Чи справедливе це твердження для МОН-транзистора?
3. Яка напруга є напругою відсіку польового транзистора?
4. В чому різниця між МОН-транзистором з індукованим каналом і МОН-транзистором із вмонтованим каналом?
5. Структура польового транзистора з керуючим р-п-переходом.
6. Принцип дії польового транзистора з керуючим р-п-переходом.
7. Стокові характеристики польового транзистора з керуючим р-п-переходом.
8. Стокові та стокозатворні характеристики МОН-транзисторів.
9. Еквівалентні схеми заміщення польових і МОН-транзисторів зі зби-
дненням.
10. Еквівалентні схеми заміщення польових і МОН-транзисторів зі збагаченням.
11. Схеми вмикання нормально відкритих польових і МОН-транзисторів.
12. Схеми вмикання нормально закритих польових і МОН-транзисторів.

2. 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 (ФП), що використовуються для задання статичного режиму аналогових інтегральних схем; при цьому складні інтегральні аналогові пристрої (АП) можуть містити десятки ДПС. Ідеальне ДПС забезпечує заданий струм у навантаженні R_n , який не залежить від значення опору R_n , тобто вихідний опір $R_{вих}$ 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.2.1. Ідеальне джерело струму має горизонтальну вольт-амперну характеристику, показану на рис.2.2 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 V_T . Проте враховування такої нелінійності не завжди виправдано на практиці. Тому під R_i завжди розуміють деяке середнє значення.

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

Напруга $V_{T \min}$ в точці **a** 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 $V_{сб}$.

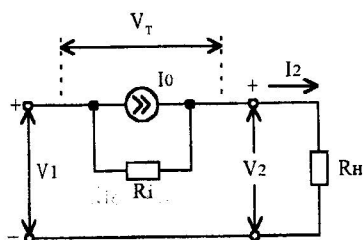


Рис.2.1 Еквівалентна схема джерела струму

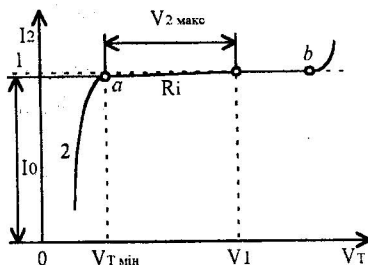


Рис. 2.2 Вольт-амперна характеристика джерела струму

Остання, в залежності від струму і крутизни транзистора, знаходиться в межах від часток вольтів 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 V_2 при заданому струмі.

Номинальним режимом джерела струму є режим короткого замикання, коли $V_2=0$. При цьому, як видно з рис.2.1, на стабілізуючому елементі падає максимальна напруга, що дорівнює напрузі V_1 . Зрозуміло, що напруга V_1 повинна лежати в межах робочої ділянки (рис.2.2).

Струм короткого замикання вважається номінальним струмом джерела. Цей струм складається зі струму I_0 і струму V_1/R_i , зумовленого кінцевим опором стабілізуючого елемента (див. рис. 2.1). У всіх реальних джерелах другою складовою можна знехтувати, оскільки вона дуже мала, тому номінальний вихідний струм I_2 вважають рівним струму ідеального стабілізуючого елемента I_0 .

В режимі, що відрізняється від короткого замикання, на виході джерела струму є кінцева напруга V_2 . Чим вона більша, тим менша напруга V_T на стабілізуючому елементі. Максимальна напруга на навантаженні відповідає значенню $V_{T \text{ мин}}$.

Значення I_0 , V_1 і V_2 у загальному випадку не кориговані, тобто змінюються незалежно один від одного. Тому для найгіршого випадку приріст вихідного струму є арифметичною сумою трьох прирістів (рис. 2.1):

$$\Delta I_2 = \Delta I_0 + \Delta V_1/R_i + \Delta V_2/R_i.$$

Поділивши ліву частину формули на струм I_2 , а праву - на близький до нього струм I_0 , запишемо відносну нестабільність у вигляді

$$\Delta I_2/I_2 = \Delta I_0/I_0 + \Delta V_1/E_1 + \Delta V_2/E_1.$$

Тут $E_1 = I_0 R_i$ - еквівалентна напруга, що визначає якість стабілізації по вихідній та вхідній напрузі. Чим більше значення E_1 , 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_1 , не залежить від струму і може розглядатися як параметр транзистора. Для ввімкнення ЗЕ, при якому опір $r_k^* = r_k(1-\alpha)$, значення E_1 в десятки разів менше.

У випадку МДН-транзисторів добуток I_{cs} також є параметром.

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

2.1. 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 джерело постійного струму (рис.2.3). В даній схемі:

$$I = E / (R_i + R_H). \quad (2.1)$$

Напруга на навантаженні дорівнює:

$$U_H = E - I_a R_i. \quad (2.2)$$

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 можна витримати співвідношення $R_i \ll R_H$.

Друга еквівалентна схема для реального джерела струму отримувється в результаті перетворення рівняння 2.2.

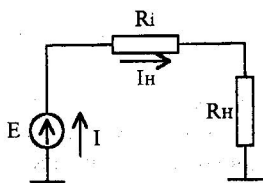


Рис.2.3 Еквівалентна схема реального джерела напруги

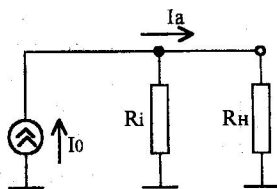


Рис.2.4 Еквівалентна схема реального джерела струму

$$I_a = (E - U_n) / R_i = I_o - (U_n / R_i), \quad (2.3)$$

де $I_o = E/R_i$ - струм короткого замикання. Ця схема наведена на рис.2.4. 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 $U_{ке}$ повинна бути більша 0,3 В, але менша напруги пробою між колектором і емітером. В цьому діапазоні напруг струм колектора відносно не залежить від напруги між колектором і емітером.

На рис.2.5 наведено просте однострижисторне джерело незмінного постійного струму. Дослідження схеми показують, що емітерний струм незмінний:

$$I_e = (U_{бe} - U_{ee}) / R_e.$$

доки опір колекторного резистора, що є еквівалентом навантаження, залишається доволі низьким, таким, щоб транзистор не входив в режим насичення, тоді $I_e \approx I_k$ і колекторний струм залишається постійним. 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.2.5 за заданими значеннями $U_{кк}=30\text{В}$; $U_{ee}=-10,7\text{В}$; $R_e=200\text{ Ом}$ визначити діапазон значень опору R_k , в якому схема буде працювати як джерело постійного струму. Струм емітера:

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

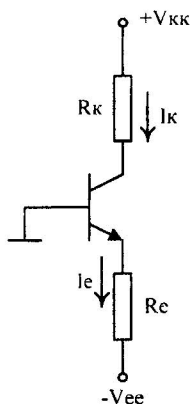


Рис. 2.5 Схема активного джерела струму

Схема буде служити джерелом незмінного постійного струму, доки транзистор не перейде в область насичення. Тому падіння напруги на R_c повинно бути менше 30В, 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 50мА для значень R_K між 0 і 600 Ом.

Основними характеристиками джерела незмінного постійного струму є фіксована напруга бази U_B і фіксована напруга емітера U_{ce} , створювана поточним струмом. Іноді фіксована напруга на базі джерела постійного струму задається напівпровідниковим стабілітроном або подільником напруги.

На рис.2.6 представлена найпростіша схема активного джерела струму. Для даної схеми

$$I_{\text{вих}} = I_K = I_e - I_B \approx I_e, \quad (2.4)$$

оскільки $I_e \gg I_B$.

Перетворивши формулу 2.4, отримуємо:

$$I_{\text{вих}} = I_e = U_e / R_e = (E - U_{be}) / R_e \quad (2.5)$$

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

$$R_{\text{вих}} = R_e \cdot \beta, \quad (2.6)$$

де β - коефіцієнт передання струму у схемі із загальним емітером. Якщо $R_e = R_H$, то $R_{\text{вих}}$ орієнтовно на два порядки вищий.

Вхідний опір визначається

$$R_{\text{вх}} = r_B + (r_e + R_e) (1 + \beta). \quad (2.7)$$

Проаналізуємо роботу схеми рис.2.6. В цій схемі і базовий струм I_B і відповідний йому колекторний струм βI_B 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. Визначимо струм I_e :

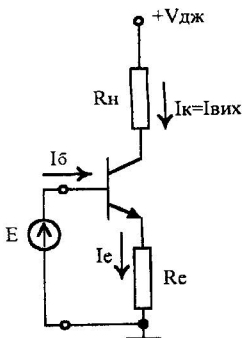


Рис. 2.6 Найпростіше джерело струму на n-p-n-транзисторі

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

За законом Кірхгофа для контура в колі бази можна записати:

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

звідки визначимо

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

Якщо прийняти $\beta + 1 = \beta$, що справедливо при великих значеннях β 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 β , а $I_{вих} = I_k = \beta I_b = (U_b - U_{be}) / R_e$, тобто $I_{вих}$ не залежить від β . Тому із врахуванням вказаних припущень $I_{вих}$ і $U_{вих}$ будуть постійними і не залежними від β .

Як ми бачили, від'ємний зворотний зв'язок по струму викликає стабілізацію U_{be} і зменшення коефіцієнта підсилення по напрузі. З цієї причини знижується вхідний струм dI_b і збільшується вхідний опір, при чому в те ж число разів, в котре зменшується коефіцієнт підсилення по напрузі. Із врахуванням співвідношення $r_{ке} \gg R_n$ отримаємо:

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

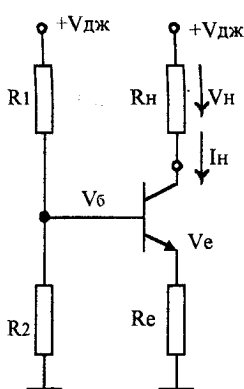
Внаслідок від'ємного зворотного зв'язку по струму вихідний опір зростає мало і наближається (у випадку глибокого негативного зворотного зв'язку) до R_n .

На практиці схема на рис. 2.6 використовується рідко, оскільки тут потрібні два джерела живлення.

Схема джерела струму, зображеного на рис. 2.7, являє собою джерело струму з подільником напруги і побудована на основі схеми із загальним емітером та від'ємним зворотним зв'язком по струму. Вихідний струм залишається незмінним, доки транзистор ненасичений, тобто доки $U_{ке} > U_{ке.нас}$

При аналізі схеми передбачається, що напруга на базі транзистора U_b визначається резисторами R_1 і R_2 , які виконують роль подільника напруги. Вона дорівнює:

$$U_b = U_n (R_2 / (R_1 + R_2)).$$



Напруга на емітері

$$U_e = U_b - U_{be}.$$

Струми на колекторі і емітері

$$I_e = U_e / R_e = (U_b - U_{be}) / R_e.$$

Опори подільника визначаються з'єднаними паралельно резисторами R_1 і R_2 :

$$R_6 = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2).$$

Тоді струм бази буде дорівнювати

$$I_b = (U_b - U_{be}) / [R_6 + (\beta + 1) R_e].$$

Рис. 2.7 Джерело струму з подільником напруги

Струм колектора: $I_k = \beta I_b$. Напруга на колекторі:

$U_k = U_{ke} + U_e$. Струм на емітері: $I_e = I_b + I_k$. Напруга на емітері: $U_e = I_e R_e$.

Напруга між колектором та емітером в статичному режимі: $U_{кеQ} = U_k - U_e$.

Напругу на базі можна визначити як: $U_b = I_b R_6 + U_{be} + U_e$ або $U_b \approx U_{be} + U_e$.

Струми через опори R_1 і R_2 та базовий струм, що є різницею цих струмів:

$$I_{R2} = U_b / R_2;$$

$$I_{R1} = (U_{\Pi} - U_b) / R_1;$$

$$I_b = I_{R1} - I_{R2}.$$

Для розрахунку внутрішнього опору запишемо такі співвідношення:

$$dI_n = dI_k, dU_{ке} = -dU_n, dI_e = dI_k + dI_b, dU_{be} = -dI_b(R_1 \parallel R_2) - dI_e R_e. \quad (2.8)$$

Внутрішній опір джерела струму визначається як:

$$r_i = -dU_n / dI_n = r_{ке} [1 + (\beta \cdot R_e) / ((R_1 \parallel R_2) + r_{be} + R_e)] \quad (2.9)$$

Для визначення параметрів джерела при струмі, що дорівнює 1 мА, можна вибрати, наприклад, $R_e = 5$ кОм і $U_e = 5$ В. Загальний опір подільника напруги, що об'єднаний з базою, складає $R_1 \parallel R_2 = 10$ кОм. З врахуванням параметрів транзистора $r_{ке} = 50$ кОм, $\beta = 100$, $r_{be} = 300 \cdot 26 \text{ мВ} / 1 \text{ мА} = 7,8$ 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 виключно великим, якщо врахувати, що напруга живлення складає всього декілька вольт.

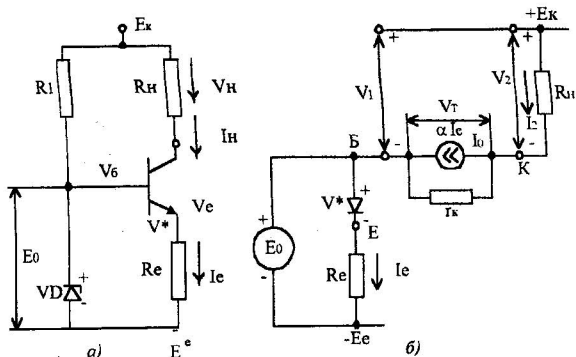


Рис.2.8 Джерело струму зі стабілітроном (а) і його еквівалентна схема (б)

З формули 2.9 видно, що загальний опір подільника напруги погано впливає на внутрішній опір джерела струму. Тому опір R_2 доцільно замінити стабілітроном, як показано на рис.2.8,а; при цьому потенціал бази стає в значній мірі незалежним від коливань напруги живлення.

На рис.2.8,б показана еквівалентна схема джерела струму. Позначення основних значень ті ж самі, що й на рис.2.1. Порівнюючи вихідне коло на рис.2.8,б зі схемою на рис.2.1, отримаємо

$$I_0 = \alpha I_e = \alpha (E_0 - V^*) / R_e; \quad (2.10)$$

$$R_i = r_k; \quad (2.11)$$

$$V_1 = E_k + E_e - E_0. \quad (2.12)$$

З виразів (2.10, 2.11, 2.12) можна зробити такі висновки.

Стабілізований струм I_0 задається колом E_0 , R_e . Стабільність струму визначається в першу чергу стабільністю значень E_0 і V^* . Зокрема, якщо температурні чутливості цих величин мають різні знаки, то температурна чутливість струму буде перевищувати кожен з них. Внутрішній опір R_i зростає із зменшенням струму [1]. Значення R_i , наведене в (2.11), відповідає абсолютно незмінному струму емітера. В реальних випадках, коли опір R_e має кінцеве значення, приріст ΔI_2 розподіляється між емітерним та базовим колами. В емітерному колі отримаємо приріст струму

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

де коефіцієнт струморозподілу γ_e визначається за формулою [1]:

$$\gamma_e = (R_\Gamma + r_6) / (R_e + r_e + R_\Gamma + r_6).$$

Роль опору R_Γ в даному випадку грає опір опорного елемента VD на рис.2.8,а. Таким чином приріст вихідного струму складається з двох складових.

$$\Delta I_2 = \Delta V_2 / r_k + \alpha \gamma_e \Delta I_2. \quad (2.13)$$

Звідси легко отримати вихідний опір у загальному вигляді:

$$R_i = \Delta V_2 / \Delta I_2 = r_k (1 - \alpha \gamma_e). \quad (2.14)$$

Максимальна вихідна напруга в цій схемі може бути близька до значення V_1 (див.2.12), оскільки транзистор зберігає підсилювальні властивості майже до значень $V_{кб}$, близьких до нуля. Нестабільність струму I_2 можна оцінити за загальною формулою (2.1), використовуючи вирази (2.10 - 2.12). Якщо навантаження приєднується не до додатного, а до від'ємного джерела живлення чи "до землі", то джерело струму будується на основі р-п-транзистора.

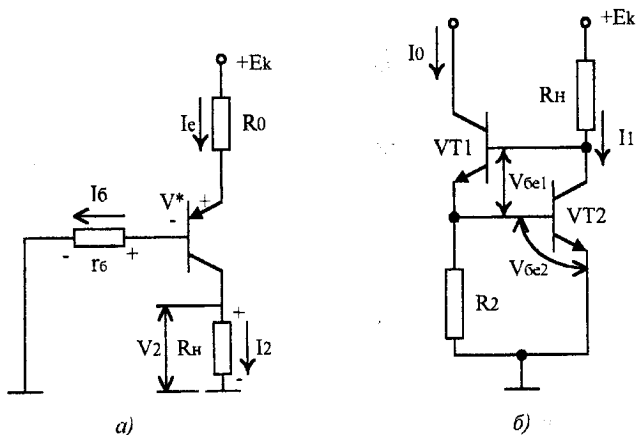


Рис.2.9 Принципові схеми джерел постійного струму

На практиці зустрічається варіант джерела струму, показаний на рис.2.9,а. Цей варіант характерний однополярним живленням і нульовим потенціалом бази (з точністю до невеликого падіння напруги $I_6 r_6$). В результаті потенціал колектора виявляється додатним відносно бази, тобто колекторний перехід зміщено в прямому напрямку. При цьому формально транзистор працює у режимі подвійної інжекції. Проте, як відомо, невеликі прямі зміщення колекторного переходу (менше, ніж $V^*-0,1B$) не призводять до помітного зменшення колекторного струму. Отже, у області достатньо малих вихідних напруг (десяті долі вольт) дане джерело струму працює нормально.

На рис.2.9,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 ($\pm 2...3B$) живленням. При температурі, близькій до $25^\circ C$, струм I_0 визначається за формулою

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

Резистор R_2 служить для запуску джерела струму і для встановлення напруги $V_{\text{бe2}}$. Допоміжний струм $I_1 = (E_k - 2 V_{\text{бe}}) / R_H$ 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.2.10, працює аналогічно транзисторному джерелу струму, що показаний на рис.2.7. У нормально відкритого польового транзистора струм сток-тече навіть тоді, коли допоміжна напруга U_B дорівнює нулю. Цей режим роботи транзистора представляє особливий інтерес, оскільки схема джерела струму може бути виконана у вигляді двополюсника, як показано на рис.2.11. Щоб знайти опір зворотного зв'язку R_B , потрібно визначити зна-

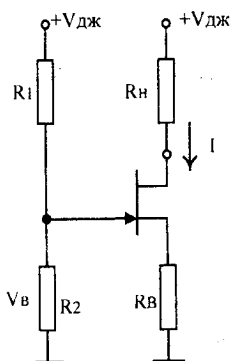


Рис.2.10 Польовий транзистор як джерело стабільного струму

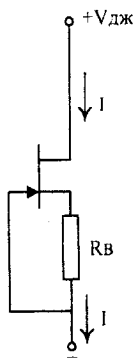


Рис.2.11 Джерело струму на польовому транзисторі

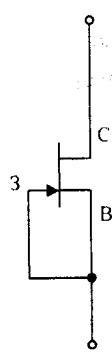


Рис.2.12 Польовий транзистор в діодному вмиканні

чення U_{3B} для заданого струму стабілізації I по передатній характеристиці транзистора. Тоді

$$R_B = (U_B + U_{3B}) / I_c = \left[U_B + U_p \cdot \left(1 - I_c / I_{cB} \right) \right] / I_c \quad (2.15)$$

де U_p - напруга затвор-витік, при якій $I_{cB}=0$, тобто напруга відсікання. Для визначення внутрішнього опору джерела струму можна використати вираз 2.9 для біполярного транзистора, замінивши β та r_{be} , що наближаються до нескінченності, та решту параметрів на відповідні: $r_{ке} \rightarrow r_{св}$, $S \rightarrow S$, $\beta \rightarrow S r_{св} \approx \infty$, $r_{be} \rightarrow r_{3B} \approx \infty$

$$r_i = r_{св}(1 + S R_B) = r_{св} + \mu R_B. \quad (2.16)$$

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

Порівнявши вирази (2.16) та (2.9), можна відзначити принципові відмінності між джерелом струму на польовому та біполярному транзисторах, а саме: якщо безперервно збільшувати опір R_e або опір R_c , то внутрішній опір джерела струму, виконаного на польовому транзисторі, буде наближатися до нескінченності, а на біполярному - до граничного значення, що дорівнює βg_{ke}^* . Слід зазначити, що при більших значеннях опор зворотного зв'язку найкращі характеристики досягаються для джерел струму на польових транзисторах.

Розглянемо джерела струму на польових транзисторах при діодному вмиканні. Польовий транзистор з керуючим р-п переходом при діодному вмиканні (рис.2.12) можна використовувати як стабілізатори або джерело струму. Польовий транзистор з керуючим р-п переходом використовується як діод із затвором, закороченим на витік, тому $U_{zb} = 0$. На рис.2.13 показана

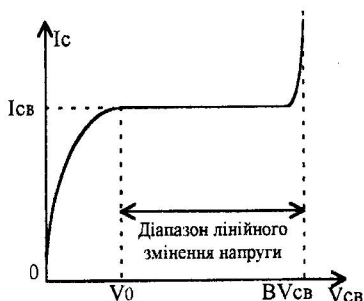


Рис.2.13 Вольт-амперна характеристика діодного джерела струму

вольт-амперна характеристика; по суті це стокова характеристика I_{cb} в залежності від U_{cb} при $U_{zb} = 0$. Відзначимо, що коли напруга між стоком та витоком U_{cb} перевищує напругу відсіку U_n , струм між стоком та витоком I_{cb} фіксується на рівні I_{cbn} . Це неповне насичення оскільки, якщо U_{cb} продовжує збільшуватись, струм стоку буде повільно зростати. Однак, починаючи з точки $U_{cb} = U_n$ і до $U_{cb} = \beta \cdot U_{cb}$, що відповідає напрузі пробію між стоком та витоком, струм стоку залишається приблизно постійним, таким чином, що ця область представляє собою діапазон лінійного зміння напруги даного приладу. Диференційна провідність в цій області визна-

часться провідністю між стоком та витокom і характеризує нахил кривої: $g_{cb}=dI_{cb}/dU_{cb}$. Для ідеального джерела струму цей нахил повинен дорівнювати нулю.

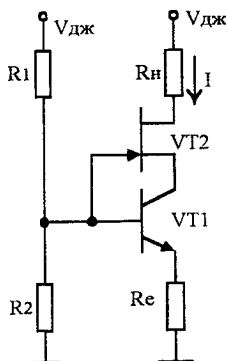


Рис.2.14 Каскадування джерел струму

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.2.14, то, згідно чисельному прикладу, розглянутому вище, при струмі $I=1\text{mA}$ диференційний опір такого джерела r_b , що використовується як опір зворотного зв'язку, складатиме приблизно $7\text{M}\Omega$. Внутрішній опір джерела струму з підключеним верхнім у схемі польовим транзистором визначається за формулою $r_i = 2r_{cb}r_{ke}(1+S_1R_e)$ і складатиме біля $1,1\text{G}\Omega$.

2.2. 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.2.15. Насамперед розглянемо

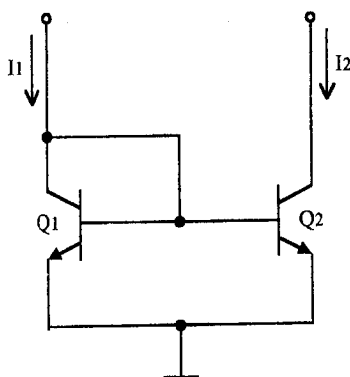


Рис.2.15 Схема струмового дзеркала

випадок, коли обидва транзистора повністю ідентичні. Оскільки бази обох транзисторів з'єднані і емітери підключені до загальної точки, можна записати, що $U_{b1}=U_{b2}$ і $U_{e1}=U_{e2}$, звідки $U_{be1}=U_{be2}$. Таким чином, обидва транзистори мають абсолютно однакові падіння напруг між базою і емітером. Q_1 - транзистор в діодному вмиканні, оскільки його колектор закорочено на базу, звідси витікає, $U_{кб}=0$. Емітерний перехід транзистора Q_1 зміщено в прями

мому напрямі струмом I_1 , що тече через нього. Оскільки $U_{кб}=0$, колекторний перехід замкнено, тому Q_1 працює в активній області. Транзистор Q_2 буде працювати в активній області весь час, доки напруга на ньому $U_{ке2}$ не більша $0,3\text{V}$, але менша напруги пробоя $\beta U_{ке0}$. Оскільки транзистори ідентичні, обидва вони знаходяться в активній об-

ласті з однаковими напругами між базою і емітером, і колекторні струми обох транзисторів приблизно рівні: $I_{k2}=I_{k1}$. Оскільки $I_1=I_{k1}+I_{61}+I_{62}=I_k+2I_k/\beta=I_k(1+2/\beta)$, маємо $I_{k2}=I_{k1}=I_1/(1+2/\beta)$. Підсилення по струму β для ІС-транзисторів набагато більше одиниці, тому можна сказати, що $I_{k2} = I_{k1} \approx I_1$. Для типового підсилення по струму $\beta=100$ врахування впливу базового струму дасть лише 2%-ву різницю між I_k і I_1 . Навіть таке низьке підсилення по струму, як 50, призведе лише до 4%-ї різниці між I_k і I_1 . Тому на практиці у більшості випадків можна зневажати впливом базового струму і вважати, що $I_{k2} = I_{k1} \approx I_1$. Розглянута схема називається струмовим дзеркалом, оскільки струм, що тече через ліву частину схеми, є по суті зеркальним 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 $+U$ треба взяти від'ємну напругу $-U$ і п-р-п-транзистори замінити р-п-р-транзисторами.

Розглянемо схему відбивача струму, що наведена на рис.2.16. Легко встановити формальну подібність між схемою відбивача струму і схемою найпростішого джерела струму: замість стабілітрона (рис.2.8) в даному випадку використовується резистор R_1 і прямозміщений р-п-перехід; роль останнього відіграє транзистор VT1, ввімкнений за діодною схемою БК-Е. Така трансформація джерела E_0 призводить до підвищення гнучкості схеми і покращення ряду параметрів.

З рис.2.16 витікає рівність

$$V_1^*+I_eR_1=V_2^*+I_eR_2. \quad (2.17)$$

На цій рівності базується робота відбивача струму.

Омічний доданок в (2.17) зазвичай не перевищує значень $V^*\approx 0,7\text{В}$ (для струмів 0,1 - 1мА для кремнієвих транзисторів). Тому в залежності від робочих струмів, R_1 і R_2 лежать в межах від сотень омів до 10÷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 (2.17) будуть однакові, звідки витікає: $I_2=I_1$. Значить в розглянутому варіанті схеми вихідний струм I_2 повторює чи відбиває вхідний струм I_1 , тобто дана схема є відбивачем струму.

Тоді з (2.17) при $R_1=0$ легко отримати таку трансцендентну залежність між вихідним і вхідним струмами:

$$I_2 = (\varphi_T / R_2) \ln(I_1 / I_2). \quad (2.20)$$

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

$$I_2 \approx \sqrt{(\varphi_T / R_2) \cdot I_1} \quad (2.21)$$

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

Вирази (2.20, 2.21) легко використати для розрахунку необхідного опору R_2 , якщо задатися бажаними значеннями струмів.

Нехай, наприклад, $I_1=0,5$ мА і $I_2=10$ мкА; тоді з (2.52): $R_2 \approx 10$ кОм. При цьому падіння напруги $I_2 R_2$ (тобто різниця $V_1^* - V_2^*$) складе біля 100 мВ.

З виразів (2.20, 2.21) видно, що залежність відношення струмів від коефіцієнта β все ще відсутня, але має місце безпосередня залежність струму I_2 від температури через температурний коефіцієнт φ_T . Для зменшення цієї залежності бажано, щоб резистор R_2 мав такий самий температурний коефіцієнт, як і φ_T , а саме $0,33\%/^\circ\text{C}$. Такі значення температурного коефіцієнта легко забезпечити в інтегральних резисторах [1].

Ще один варіант відбивача струму (рис.2.17,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, у значній мірі втрачається економія у порівнянні з резисторним варіантом. Вважаючи $R_1=R_2=0$ у виразі (2.17) і підставляючи значення V_1^* і V_2^* з (2.18), легко побачити, що відношення струмів I_2 / I_1 пропорційне відношенню теплових струмів I_{e02}/I_{e01} [1].

Теплові струми [1] за інших рівних умов пропорційні площам переходів. В інтегральних схемах "інші рівні умови" (тобто ідентичність електрофізичних параметрів) забезпечуються близьким розташуванням транзисторів. Враховуючи усе сказане, можна записати для схеми на рис.2.17,б:

$$I_2 = I_1 (S_2 / S_1), \quad (2.22)$$

де S_1 і S_2 - площі емітерних переходів.

В даному варіанті, як і в основному (рис.2.16), вплив змінювань коефіцієнта β і напруги V^* в першому наближенні відсутній. У незначній мірі такий вплив має місце, якщо врахувати струм I_{B2} , 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 (2.22). На практиці відношення струмів і площ рідко перевищують декілька одиниць і тоді похибка лежить в межах до 2-5%.

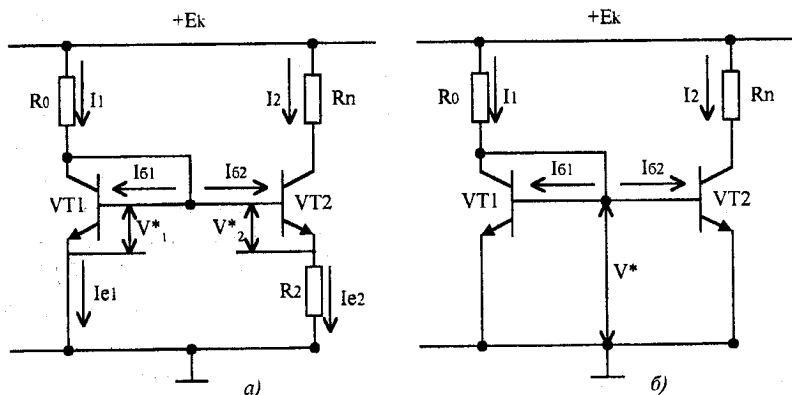


Рис.2.17 Варіанти відбивачів струму: а - однорезисторний, б - безрезисторний

Нарешті відзначимо, що вихідний опір $R_{\text{вих}}$ у відбивача струму може помітно відрізнятись від опору r_k , який було прийнято для найпростішого джерела струму (2.11). Річ у тім, що в найпростішого джерела струму опір емітерного кола завжди трохи більший, ніж базовий, оскільки в емітерне коло ввімкнено достатньо великий опір R_e . Тому коефіцієнт струморозподілу γ_e звичайно не перевищує 0,1 - 0,2. У відбивачах струму опори емітерного та базового кіл транзистора VT2 можуть знаходитися в різних відношеннях, частково може мати місце нерівність $R_6 > R_e$. В такому випадку вихідний опір транзистора VT2, а значить, і внутрішній опір відбивача струму слід, розраховувати за формулою (2.14).

Наприклад, у схемі на рис.2.17,б під R_6 слід розуміти опір r_{e1} , а під R_e - опір r_{e2} . Обидва вони згідно з формули визначення диференційного опору емітерного переходу $r_e = \varphi_T / I_e$ [1] обернено пропорційні відповідним емітерним струмам, практично - струмам I_1 і I_2 . Тому, якщо для простоти вважати $\alpha=1$ і $r_{62}=0$, то внутрішній опір (2.23) після простих перетворень набуде вигляду:

$$R_{\text{вих}} \approx [r_k / (1 + I_2/I_1)]. \quad (2.23)$$

Як бачимо, із зростанням відношення I_2/I_1 опір $R_{\text{вих}}$ суттєво зменшується. Цей висновок носить загальний характер.

Оскільки струм $I_1 = (V_1 - V_{be}) / R_1$, $I_2 \approx I_1$, розрахунок схеми рис.2.17,б порівняно простий. Якщо, наприклад, необхідно, щоб це джерело давало струм $I_2 = 1,0$ мА, треба, щоб I_1 дорівнював 1,0 мА. Якщо $V_1 = 15$ В, то $R_1 = (15 - 0,7) \text{ В} / 1,0 \text{ мА} = 14,3$ кОм. У даній схемі $R_{\text{вих}} \approx r_k^*$, де r_k^* визначається за вольт-амперною характеристикою $r_k^* = \Delta V_{ke} / \Delta I_k$.

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.2.18). Ця схема має значні переваги в порівнянні з простою схемою струмового дзеркала, яка розглядалась раніше. Вона забезпечує більш слабку залежність узгодження струмів I_1 та I_2 від значення β . 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 змінненні базового струму. Падіння напруги $V_{\text{бс}}$ на транзисторі Q_3 у діодному вмиканні фіксує зміщення бази опорного тран-

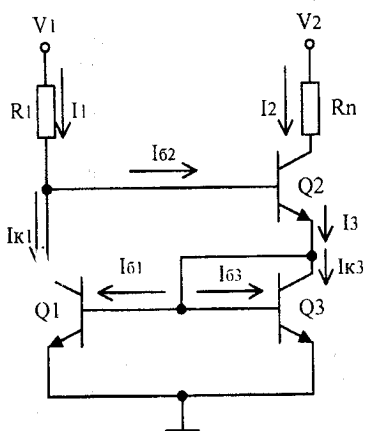


Рис.2.18 Струмове дзеркало Уїлсона

зистора Q_1 , який, в свою чергу, фіксує рівень струму в Q_2 . Струм I_2 пов'язаний з опорним струмом I_1 співвідношенням

$$I_2 = I_1 + (I_{61} + I_{63} - 2I_{62}).$$

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 β даних транзисторів.

Оскільки в даному випадку практично відсутні похибки, викликані базовими струмами, температурні залежності I_1 та I_2 майже співпадають.

Q_1 і Q_3 мають однакові напруги база-емітер, тому $I_{\text{к1}} = I_{\text{к3}}$. Базові струми дуже малі у порівнянні з колекторними, значить $I_2 \approx I_3 \approx I_{\text{к3}}$, тобто всі базові струми приблизно рівні між собою. Звідси витікає, що вузлові рівняння мають вигляд

$$I_1 = I_{\text{к1}} + I_6; \quad (2.24)$$

$$I_3 = I_{\text{к3}} + 2I_6; \quad (2.25)$$

$$I_3 = I_2 + I_6; \quad (2.26)$$

і, крім того,

$$I_{\text{к1}} = I_{\text{к3}} \quad (2.27)$$

Підставивши формулу (2.25) в (2.26) отримаємо

$$I_2 = I_3 - I_6 = I_{k3} + 2I_6 - I_6 = I_{k3} + I_6 = I_{k1} + I_6. \quad (2.28)$$

Із порівняння останньої рівності з формулою (2.24) 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 повинні знаходитися в активній області. Оскільки падіння напруги на Q_3 дорівнює V_{be} , тобто $\sim 0,6V$, і напруга, необхідна для того, щоб попередити насичення транзистора Q_2 , складає приблизно $+0,2V$, на Q_3 і на Q_2 сумарна напруга буде $\sim 0,8V$. Наприклад, якщо $V = 15V$, то нижня межа діапазона лінійного змінення напруги складе $-14,2V$.

Визначимо вихідний опір даної схеми. Позначимо опір між колектором і емітером транзистора Q_2 через r_{ke} . Вважаючи, що вихідна напруга змінилась на ΔV_0 , визначимо відповідне змінення вихідного струму ΔI_0 . Тоді відношення ΔV_0 до ΔI_0 визначить вихідний опір: $R_{вих} = \Delta V_0 / \Delta I_0$.

Змінення вихідного струму ΔI_0 , який проходить через Q_3 , викличе таке ж змінення струму через Q_1 . Якщо вважати, що струм живлення I_1 залишається постійним, то змінення базового струму транзистора Q_2 дорівнює $-\Delta I_0$. Це змінення базового струму транзистора Q_2 викличе змінення струму колектора на $-\beta \Delta I_0$. Змінення вихідної напруги ΔV_0 викличе змінення струму через r_{ke} на $\Delta V_0 / r_{ke}$. Додавши струми на колекторі Q_2 , отримаємо

$$\Delta I_0 = -\beta \Delta I_0 + (\Delta V_0 / r_{ke}).$$

Привівши подібні члени при I_0 у лівій частині, отримаємо

$$\Delta I_0(1 + \beta) = \Delta V_0 / r_{ke},$$

звідки диференційний вихідний опір дорівнює

$$R_{вих} = \Delta V_0 / \Delta I_0 = r_{ke}(1 + \beta) \approx r_{ke} \beta.$$

Роботу схеми, зображеної на рис.2.18 можна зрозуміти, розглядаючи її як особливий випадок схеми з паралельно-послідовним зворотним зв'язком при коефіцієнті зворотного зв'язку в шунтуючій гілці, що дорівнює одиниці. Як наслідок глибокого зворотного зв'язку вихідний опір такої схеми сильно зростає

$$R_{вих} = r_k^* \beta.$$

Дана схема має погіршені динамічні характеристики. Для збільшення $R_{\text{вих}}$ в емітерне коло транзисторів Q_1 та Q_3 схеми (рис. 2.18) вводять резистори R_3 та R_4 та для фіксації струмів використовуються їх співвідношення (див. рис.2.19). Різницю падінь напруг база-емітер для двох ідентичних транзисторів, при даних колекторних струмах I_1 та I_2 , можна записати у вигляді:

$$\Delta V_{\text{бе}} = V_{\text{бе}1} - V_{\text{бе}3}.$$

Якщо падіння напруги на R_3 одного порядку з $V_{\text{бе}}$, то співвідношення струмів приблизно дорівнює співвідношенню опорів:

$$I_2/I_1 \approx R_3/R_4.$$

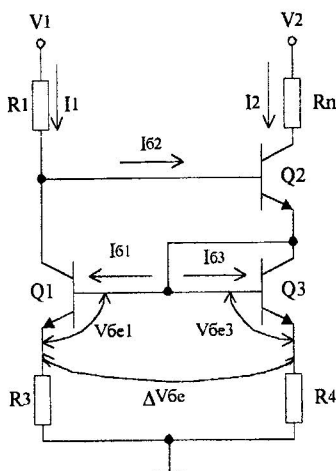


Рис.2.19 Модифікована схема струмового дзеркала Уїлсона

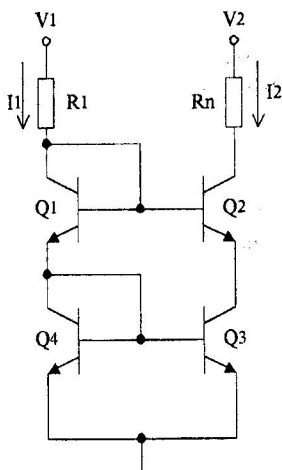


Рис.2.20 Схема двоярусного струмового дзеркала

З даного 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

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

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 (рис.2.20). 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.2.17. Якщо є резистори в емітерному колі, то вихідний опір не залежить від колекторного струму. Він в даному випадку залежить від R_e , тому $R_{вих} = R_e \beta$.

На рис.2.21 зображено схему струмового дзеркала кільцевого типу. Принцип роботи схеми побудовано на введенні додаткового зворотного зв'язку. При подачі живлення на схему на стабілітроні з'являється напруга $V_{ст}$. Транзистор Q_3 починає відкриватися, оскільки $I_{к2}$ тече 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):

$$I_{к3} = (V_{ст} - V_{be2})/R_e.$$

Вихідний струм можна записати у вигляді:

$$I_{вих} = 2I_{e3} = 2(V_{ст} - V_{be2})/R_e.$$

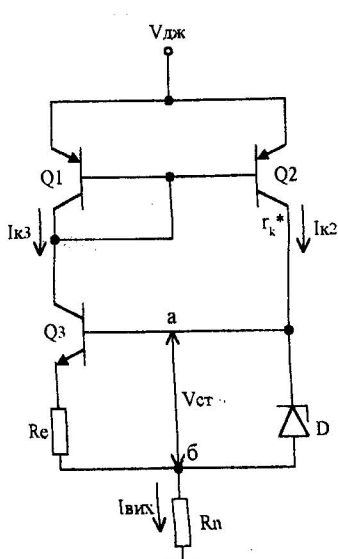


Рис.2.21 Схема струмового дзеркала кільцевого типу

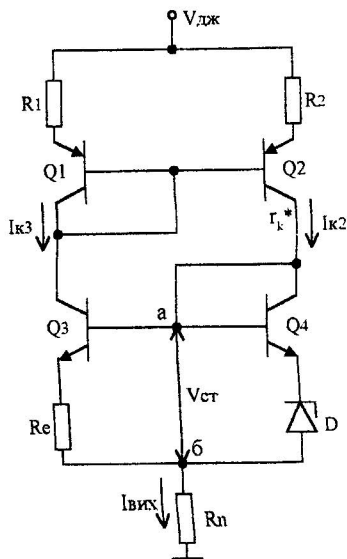


Рис.2.22 Схема джерела струму з підвищеним вихідним опором

Вихідний опір визначається як:

$$R_{вих} = R_n \Delta V_{дж} / \Delta V_n \quad \text{або} \quad R_{вих} \approx r_{к*}.$$

Недоліком даної схеми є високий температурний дрейф, який обумовлений дрейфом напруги V_{be} транзистора Q_3 .

Для зменшення температурного дрейфа та збільшення $R_{вих}$ використовується схема джерела живлення, наведена на рис.2.22. Вихідний опір

$$R_{вих} = R_1 \beta_1 / 2.$$

Слід зауважити, що схеми кільцевого типу можуть мати тригерний ефект, котрий спостерігається при малих β . 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.2.23. У даній схемі послідовно з емітерами транзисторів Q_{21} вмикається резистор R_2 . При цьому більше не виконується рівняння $V_{be2} = V_{be1}$ завдяки падінню напруги на R_2 . У даному випадку для транзисторів Q_1 , Q_2 вірно:

$$V_{be1} = V_{be2} + V_{R2}, \text{ або}$$

$$V_{R2} = I_2 R_2 = K T / q \ln(I_2 / N I_1),$$

де I_1 , I_2 - струми колектора відповідних транзисторів, N - кількість відповідних площин емітерів Q_2 .

Для двох ідентичних транзисторів співвідношення

струмів колектора визначається таким виразом:

$$I_{k1} / I_{k2} = \exp(V_{be1} / V_T) / \exp(V_{be2} / V_T) = \exp(\Delta V_{be} / V_T),$$

де $V_{be} = V_{be1} - V_{be2}$. У розглянутому випадку $\Delta V_{be} = I_2 R_2$, звідки $I_1 / I_2 = I_{k1} / I_{k2} = \exp(I_2 R_2 / V_T)$. Завдяки вводу резистора R_2 до схеми, струм I_2 більше не дорівнює I_1 , тому можливо отримати I_2 менше, ніж I_1 .

Розглянемо характерний приклад. Оскільки у схему входить багато-емітерний транзистор Q_2 , то відношення площин емітера Q_2 і Q_1 дорівнює

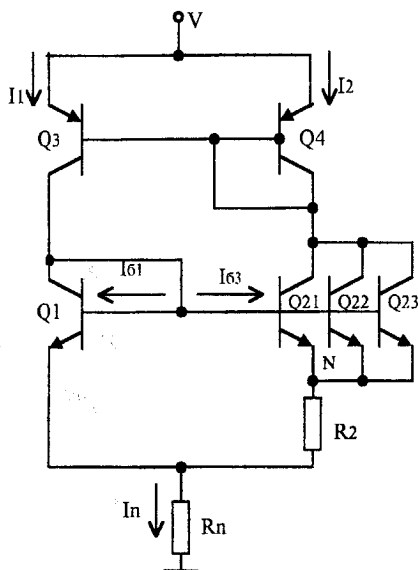


Рис.2.23 Джерело низьких рівнів струму

$\approx 3,5$. 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 $I_1/I_2 = 3,5 = \exp(I_2 R_2 / V_T)$, маємо $I_2 R_2 / V_T = \ln 3,5 = 1,25$, звідки

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

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

Джерела струму на МОН-транзисторах. У джерелах струму використовують і МОН-транзистори. На рис.2.24 показана вихідна, чи стокова,

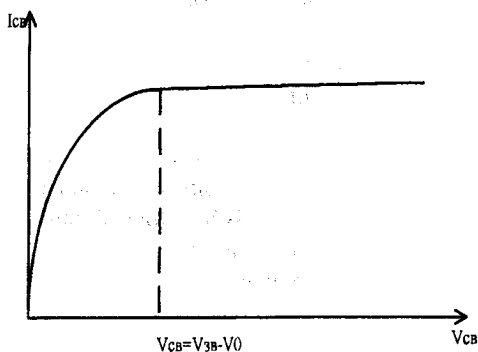


Рис.2.24 Вихідна характеристика МОН-транзистора

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 V_{CB} зменшується швидкість зростання стокового струму dI_{CB}/dV_{CB} , якою визначається нахил характеристики. Коли V_{CB} досягне значення $V_{CB} = V_{ЗВ} - V_0$, напруга на оксидному шарі затвору стокового кінця каналу буде дорівнювати $V_{ЗС} = V_{ЗВ} - V_{CB} = V_0$.

Подальше збільшення V_{CB} викличе падіння $V_{ЗС}$ нижче порогової напруги V_0 , і канал "зімкнеться" до дуже невеликого проміжку на стоковому кінці. Це призведе до вирівнювання чи насичення стокового струму при значенні, що визначається формулою $I_{CB} = K(V_{ЗВ} - V_0)^2$. У цьому співвідношенні $K = (\mu C_{OX} / 2)(W/L)$ [3], де μ - 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 V_{CB} в області

стокова, характеристика МОН-транзистора при фіксованій напрузі між затвором і витком $V_{ЗВ}$, яка перевищує порогову напругу V_0 . При збільшенні напруги між стоком та витком V_{CB} струм стоку I_{CB} зростає. Проте по мірі збільшення V_{CB} напруга на оксидному шарі затвору стокового кінця каналу

в області насичення визначає динамічну провідність між стоком та витоком $g_{св}$.

Існує багато схем джерел струму на МОН-транзисторах, схожих на схеми джерел на біполярних транзисторах, розглянутих вище. Простий

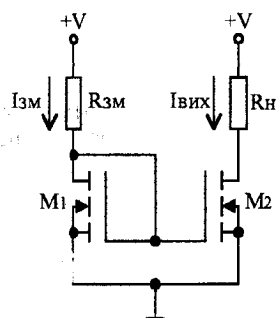


Рис.2.25 Джерело струму на МОН-транзисторі

приклад - схема на рис.2.25, яка використовує струмове дзеркало на МОН-транзисторі. Для струму I_1 маємо $I_1 = (V^* - V_{зв}) / R_1$. Якщо транзистори M_1 і M_2 узгоджені, то $I_2 = I_1$, причому повинна виконуватись умова, що транзистор M_2 працює в області насичення. Ця умова

задовольняється при $V_{св2} \geq V_{зв} - V_0$, звідки визначається нижня границя діапазону лінійного змінення напруги. Якщо транзистори M_2 і M_1 ідентичні, за винятком ширини каналів, то відношення струмів повинно підпорядковуватися

рівності $I_2/I_1 = W_2/W_1$, де W_1 і W_2 - ширина 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 МОН-транзисторах показано на рис.2.26. Це схема (рис.2.17,6), в якій біполярні транзистори замінено МОН-транзисторами.

Головна перевага цього джерела у порівнянні із 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.2.25, 2.26 показані схеми джерел струму на МОН-транзисторах з п-каналом.

Для струму I_1 (сх. рис. 2.24, 2.25)

$$I_1 = (V_1 - V_{св}) / R_{3M}.$$

Якщо транзистори M_1 та M_2 узгоджені, то

$$I_{вих} = I_1.$$

Розрахунок схем (рис.2.25, 2.26) порівняно простий.

ПРИКЛАД. Щоб джерело на рис.2.26 давало струм $I_{вих} = 2\text{мА}$, треба,

щоб $I_1 = 2\text{мА}$. Напруга живлення $V_1 = 25\text{В}$. По ВАХ транзистора (рис.2.27), увімкненого в діодному режимі знаходимо напругу $V_{св}$. В нашому випадку вона дорівнює $\approx 13\text{В}$.

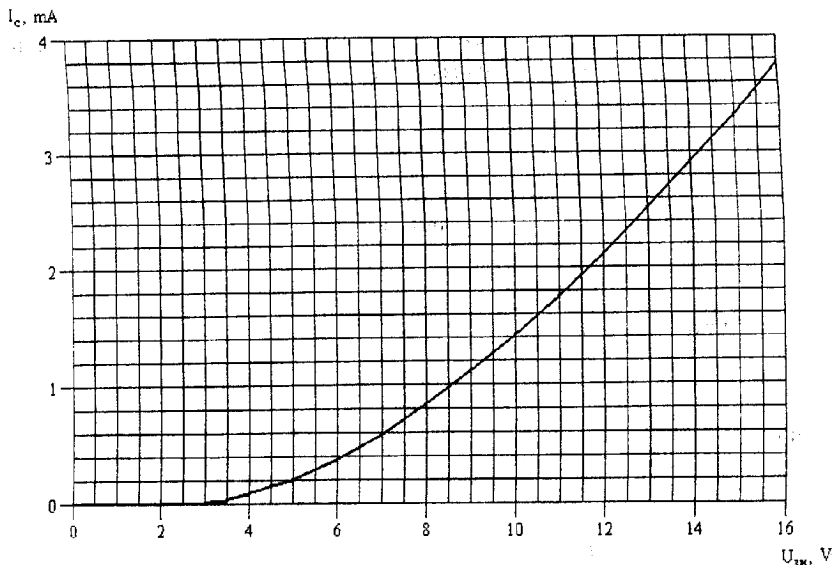


Рис.2.27 ВАХ МОП-транзистора увімкненого в діодному режимі

Визначаємо:

$$R_{3M} = (V_1 - V_{св})/I_1 = (25 - 12)/(2 \cdot 10^{-3}) = 6,5 \text{ k}\Omega.$$

Для схеми на рис.2.24 виконується рівність:

$$I_{R3M} = V_{R3M}/R_{3M} = (V_1 - V_{3B3} - V_{3B2})/R_{3M}.$$

Звідки

$$R_{3M} = (V_1 - V_{3B3} - V_{3B2})/I_{R3M}.$$

При першому наближенні можна вважати, що $V_{3B3} \approx V_{3B2}$ і тоді останню формулу можна спростити:

$$R_{3M} = (V_1 - 2V_{3B2})/I_{R3M}.$$

По ВАХ транзистора (див. рис.2.27) знаходимо напругу V_{3B2} і визначаємо R_{3M} .

2.3.Схеми джерел струму на базі підсилювачів постійного струму (ППС)

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 $V_{бe}$

і $V_{зв}$. Для виключення цієї залежності достатньо ввести в схему операційний підсилювач. На рис.2.28 показані схеми джерел струму з біполярними й польовими транзисторами. Вихідна напруга операційного підсилювача встановлюється такою, що напруга на резисторі R_1 дорівнює V_1 . При цьому, струм через резистор R_1 буде дорівнювати V_1/R_1 . Вихідний струм джерел (рис.2.28,а,б) визначається співвідношеннями:

- для схеми з біполярним транзистором:

$$I_2 = (V_1/R_1)[1 - (1/\beta)],$$

- для схеми з польовим транзистором:

$$I_2 = V_1/R_1.$$

Різниця вихідних струмів пояснюється тим, що в біполярних транзисторах частина емітерного струму віддається у базу. Коефіцієнт підсилення по струму β цих транзисторів залежить від напруги $V_{ке}$, і, відповідно, струм I_6 змінюється в залежності від V_2 . Через це вихідний опір джерела обмежено значенням $\beta\Gamma_{ке}$, тобто $R_{вих}=\beta\Gamma_{ке}$, якщо навіть вважати операційний підсилювач ідеальним. Вихідний опір при використанні польового транзистора складає біля 15ГОм. Проте через частотну залежність A_D це значення досягається лише при частотах, менших граничної частоти операційного підсилювача.

Якщо необхідно отримати великий вихідний струм, можна використати потужний польовий транзистор чи використати вихідний каскад за схемою Дарлінгтона, який в цьому випадку буде складатися з малопотужного польового і потужного біполярного транзисторів, як показано на схемі рис.2.28,г. Вихідний струм $I_2 = V_1/R_1$ при $V_1>0$. Вихідний опір $R_{вих} = \mu_1 A_D R$.

Вплив кінцевого підсилення по струму може бути зменшено, якщо біполярний транзистор ввімкнути за схемою Дарлінгтона (рис.2.28,в). В даній схемі вихідний струм дорівнює:

$$I_{вих}=V_{вх}/R.$$

Звідси витікає, що $I_{вих}$ задається резистором R . Вихідний опір визначається як

$$R_{вих}=R \cdot \beta_1 \cdot \beta_2.$$

Практично впливу кінцевого підсилення по струму можна повністю позбутися, використовуючи польовий транзистор, оскільки струм затвора в ньому дуже малий. Вихідний опір схеми рис.2.28,б обмежується тільки

кінцевим підсиленням операційного підсилювача. Для розрахунку

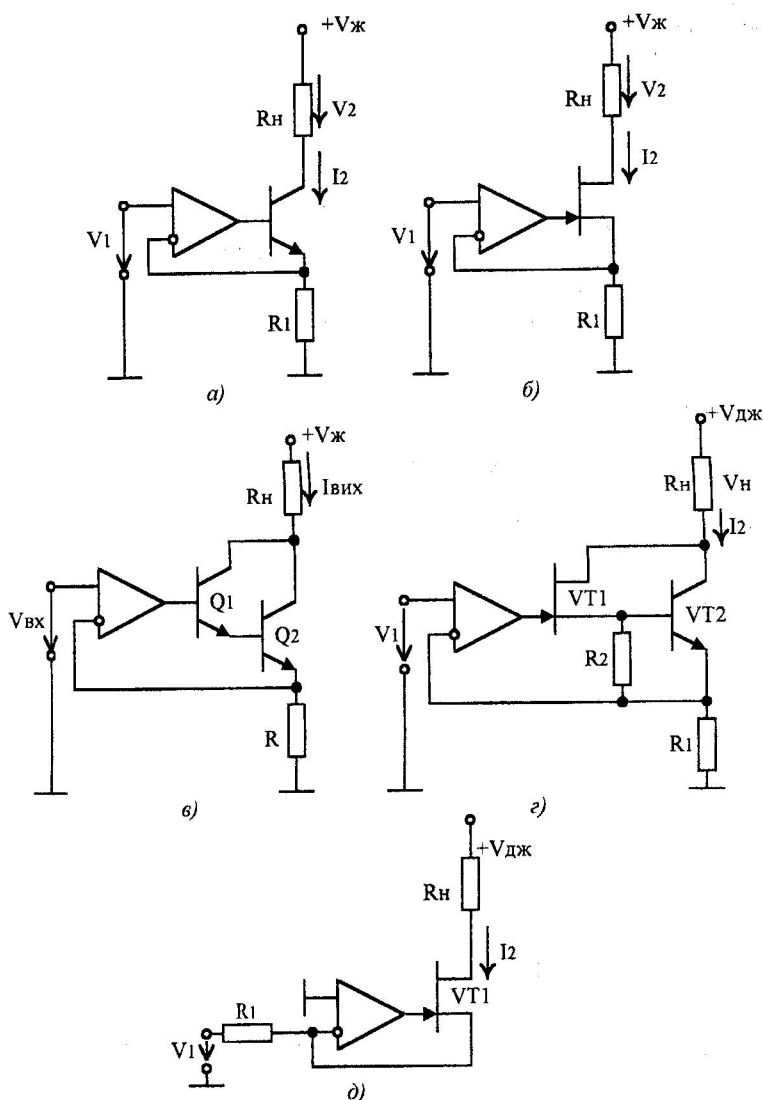


Рис.2.28 Джерела струму з біполярним (а), польовим (б), складеним біполярним (в), комбінованим (г), та інвертуючим польовим (д) транзисторами
вихідного опору джерела струму на польовому транзисторі запишемо такі співвідношення (вважаючи, що $V_1 = \text{const}$):

$$dV_{св} \approx -dV_2, \quad dV_{3в} = dV_3 - dV_B = -A_D R_1 dI_2 - R_1 dI_2 \approx -A_D R_1 dI_2,$$

де A_D - диференційний коефіцієнт підсилення операційного підсилювача. Враховуючи основне рівняння польового транзистора, отримаємо формулу для оцінювання вихідного опору

$$r_{\text{вих}} = dV_2/dI_2 = r_{\text{св}}(1 + A_D S R_1) \approx \mu A_D R_1,$$

де $\mu = S r_{\text{св}}$.

Схему на рис.2.28,б можна модифікувати, подавши вхідну напругу безпосередньо на резистор R_1 і заземливши додатний вхід підсилювача. Така схема джерела струму наведена на рис.2.28,д. Для того, щоб польовий транзистор був у лінійному режимі, вхідна напруга V_1 повинна бути від'ємною. На відміну від схеми на рис.2.28,б у цьому випадку джерело керучої напруги навантажено струмом I_2 . Вихідний струм $I_2 = -V_1/R_1$ при $V_1 < 0$. Вихідний опір

$$R_{\text{вих}} = \mu A_D R_1.$$

Розглянемо ще одну схему джерела струму на операційному підсилювачі (рис.2.29). У даній схемі вхідною величиною є струм сигналу $I_{\text{вх}}$, а вихідною - струм $I_{\text{вих}}$, який протікає через опір навантаження R_H . В даній схемі вхідний струм, що надходить на інвертуючий 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 $I_{\text{вх}} + I_{\text{вих}}[R_1 / (R_1 + R_2)] = 0$.

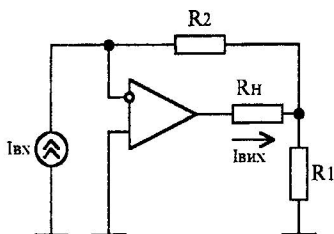


Рис.2.29 Підсилювач струму

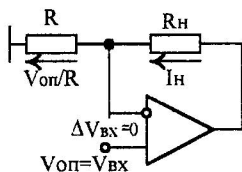


Рис.2.30 Схема джерела струму на неінвертуючому підсилювачі

В ідеальному операційному підсилювачі в рівняння $I_{\text{вих}} = (R_2/R_1 + 1)I_{\text{вх}}$ опір навантаження R_H не входить. Отже операційна схема працює як ідеальне джерело струму з нескінченно великим внутрішнім опором по відношенню до навантаження, тобто $R_{\text{вих.ід.}} = \infty$.

Безрозмірний коефіцієнт пропорційності між вхідним і вихідним струмами є коефіцієнтом підсилення по струму

$$K_I = -(R_2/R_1 + 1).$$

Існує множина різних схем джерел струму, побудованих на операцій-них підсилювачах. [7]

На рис.2.30 зображено схему джерела стабільного струму, що протікає через не заземлене навантаження. Якщо врахувати, що $V_{вх} = V_{оп}$, то струм через резистор R (він же струм навантаження)

$$I_H = V_{вх}/R = V_{оп}/R.$$

Цей струм не залежить від номіналу резистора навантаження R_H . Точність задання I_H залежить від стабільності номіналу R і напруги $V_{оп}$, а також від рівня вхідного струму $I_{вх}$, який повинен 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 $V_{оп}$.

Схема інвертуючого джерела стабільного струму, що протікає через незаземлене навантаження наведена на рис.2.31. У цій схемі $I = V_{оп}/R_1 = I_H - I_3$; $-IR_2 + I_3R_3 = 0$; $I_3 = V_{оп}[R_2/(R_1R_3)]$. Отже $I_H = I + I_3 = (V_{оп}/R_1)(1 + R_2/R_3)$.

Дана схема являє собою паралельний перетворювач напруга-струм. Ідеальний коефіцієнт підсилення схеми дорівнює

$$K_{ід} = -1/R_1(R_2/R_3 + 1).$$

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

Схема, зібрана на ОП (рис.2.32), генерує стабільний струм, який протікає через заземлене навантаження. Передатну функцію цієї схеми можна вивести таким чином. Струм від джерела сигналу V_{c1} пов'язаний з вихідною напругою $V_{вих}$ пропорцією

$$(V_{c1} - V_{вх})/R_1 = (V_{вх} - V_{вих})/R'_1. \quad (2.29)$$

Струм, використаний від джерела V_{c2} , пов'язаний з $V_{вх}^+$ (тобто з напругою на навантаженні $I_H R_H$) і з $V_{вих}$ співвідношенням

$$(V_{c2} - V_{вх}^+)/R_2 + (V_{вих} - V_{вх}^+)/R'_2 = V_{вх}^+/R_H = I_H. \quad (2.30)$$

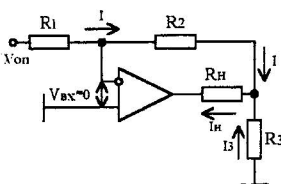


Рис.2.31 Схема джерела струму побудована на інвертуючому підсилювачі

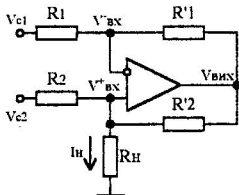


Рис.2.32 Схема джерела струму, побудована на диференційному підсилювачі

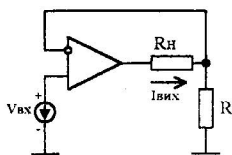


Рис.2.33 Претворювач напруга-струм

Враховуючи, що $V_{вх}^+ = V_{вх}^-$ як результат спільного розв'язку рівнянь (2.29) і (2.30) отримаємо

$$I_H = -[(V_{c1} - V_{c2})/R_2] = [(V_{c2} - V_{c1})/R_2].$$

Перетворювач напруга-струм, показаний на рис.2.33, перетворює вхідну напругу у вихідний струм. У результаті дії кола зворотного зв'язку вхідна напруга $V_{вх}$ проходить також на інвертуючий вхід і виділяється на заземленому резисторі R . Підсумковий струм $V_{вх}/R$ надходить з виходу підсилювача через опір навантаження R_H , оскільки струм, що втікає в інвертуючий вхід, дорівнює нулю:

$$I_{вих} = (1/R)V_{вх}.$$

Величина, обернена опору R , має значення крутизни.

Перетворювач струм-напруга є ідеальним джерелом струму, керованим напругою; його вхідний та вихідний опір практично нескінченно великі: $R_{вх.ід.} = \infty$, $R_{вих.ід.} = \infty$.

Коефіцієнт підсилення схеми дорівнює $K_{ід} = 1/R$.

Контрольні питання

1. Принцип роботи заданої схеми?
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 проектуванні 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 пам'яті 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 Уїлсона?
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.

Лабораторна робота №1

ДОСЛІДЖЕННЯ ДЖЕРЕЛ СТРУМУ

Мета роботи: Вивчення функціонування схемних різновидів джерел струму, дослідження їх основних характеристик за допомогою пакета програм PSpice.

Завдання до лабораторної роботи. Необхідно провести моделювання досліджуваних схем ДПС та здійснити їх порівняльний аналіз за такими основними параметрами: вихідний опір $R_{вих}$, температурна нестабільність вихідного струму $K_T = \Delta I_{вих} / \Delta T$, коефіцієнт $K_{V_{дж}} = \Delta I_{вих} / \Delta V_{дж}$, що характеризує змінення вихідного струму від змінення напруги живлення. Для схем відбивачів струму, визначити статичний коефіцієнт передання струму $K_I = I_{R2} / I_{R1}$ і параметр δ_I , який характеризує відхилення статичного коефіцієнта передання ДПС від одиниці ($\delta_I = |1 - K_I|$).

При моделюванні використовувати моделі інтегральних транзисторів базового матричного кристалу (БМК) Фархад або моделі дискретного транзистора п-р-п КТ315А, р-п-р КТ361А, стабілітрони - КС133А, Д814А, підсилювач струму - К140УД7, який живиться від джерела $\pm 15В$.

Порівняння схем ДПС необхідно провести за умови ідентичності моделей всіх транзисторів ($I_k \approx 0,5mA$) та опорних навантажень ($R_n \approx 1k\Omega$).

Дослідити задану схему при різних значеннях R_n та провести аналіз отриманих результатів з оцінкою ступеня зміни значень вихідних струмів. Провести розрахунок статичного режиму ДПС при використанні в ньому малопотужних інтегральних транзисторів типу р-п-р та порівняти їх характеристики з ДПС на транзисторах типу п-р-п.

ПРИМІТКА. При дослідженні схем (рис.2.36, 2.40) необхідно ввести додаткове джерело струму, значення якого дорівнює приблизно $1mA$.

1. Перехідні процеси завжди розраховуються за директивою

.TRAN 0.5us 2us.

Результати моделювання виводяться у вигляді графіків, тобто струму, який тече через елементи схеми та напруги у відповідних вузлах схеми.

2. Вихідний опір джерела струму визначається як $R_{\text{вих}} = \Delta V_{\text{вих}} / \Delta I$.

Для цього необхідно отримати графік за директивою

.DC V2 0 <кінцеве значення> <приріст>.

Для схем джерел струму зі стабілітроном вихідний опір розраховується за директивою

.DC V_{дж} <кінцеве значення> <приріст>.

3. Температурний коефіцієнт нестабільності вихідного струму розраховується за директивою

.DC TEMP LIST -50 -20 0 27 50 100.

4. Коефіцієнт, який характеризує змінення вихідного струму від змінення напруги живлення визначається за директивою

.DC V 0V <кінцеве значення> <приріст>.

Визначити мінімальну напругу, при якій джерело струму зберігає працездатність.

5. Для схеми відбивача струму статичний коефіцієнт передання по струму (K_I) і параметр (δ_I) визначається за директивою

.TRAN 0.5us 2us.

На графік виводяться значення струму через відповідні опори та коефіцієнти K_I і δ_I .

6. Провести дослідження впливу навантаження на $I_{\text{вих}}$, тобто $I_{\text{вих}} = f(R_n)$. Визначити діапазон змінення R_n , при якому $I_{\text{вих}}$ змінюється в припустимих межах. Навантаження змінювати у вхідному файлі за допомогою глобального параметру. Наприклад:

Rn 1 0 {P}

.PARAM P=1

.STEP PARAM P LIST <значення Rn>

ПРИМІТКА. Розрахунок режиму по постійному струму виконується тільки однією директивою .DC, інші директиви ігноруються.

Підготовка до роботи. Методика підготовки до моделювання принципів схем пакетів програм PSpice однакова для всіх типів схем.

1. Отримати у викладача варіант досліджуваної схеми та завдання на моделювання.

2. Вивчити опис лабораторної роботи та відповідні розділи рекомендованої літератури.

3. Ознайомитись з пакетом програм моделювання PSpice та використанням їх при моделюванні заданої схеми.
4. Зарисувати принципову схему, що досліджується, ДПС та присвоїти імена її вузлам.
5. Скласти вхідний файл для програм PSpice досліджуваної схеми ДПС з розширенням .CIR (див. додаток 1).

Порядок виконання роботи

1. Завантажити програму PSpice і увійти у свій розділ, вказаний викладачем.
2. Записати вхідний файл, який містить опис досліджуваної схеми в текстовому вигляді, по замовчуванню він має розширення .CIR.
<ім'я файла .cir>.
3. Для отримання результатів моделювання досліджуваної схеми використовується пакетний файл <<astart.bat>>.
Ввести команду <<astart.bat>> <<ім'я файла .cir>> [Enter]. Йде виконання програм моделювання з відповідними заставками інформації про процес моделювання.
4. Провести багатоваріантний розрахунок режиму по постійному струму та розрахунок перехідних процесів за директивами .DC та .TRAN відповідно. На сітку екрана дисплея вивести параметри згідно завдань. При необхідності внести зміни у вхідний файл та знову провести моделювання і видати на екран необхідні значення параметрів.
Результати моделювання записуються у файл <<ім'я файла .out>>. В даному файлі фіксуються також помилки, яких припустилися при створенні вхідного файла.
5. Провести необхідні вимірювання та визначення даних для визначення основних характеристик схем ДПС відповідно до завдання.
6. Видати на друк отримані графіки.
7. Визначити основні характеристики заданих схем ДПС.
8. За отриманими результатами пояснити принцип роботи заданої схеми ДПС.
9. Порівняти отримані характеристики заданих схем і пояснити їх відмінності.
10. Скласти звіт з лабораторної роботи.

Зміст звіту. Звіт з лабораторної роботи повинен містити: мету роботи; принципові схеми досліджуваних ДПС, розрахункові значення параметрів схеми, вхідний файл, що використовується при моделюванні, результати моделювання, отримані значення основних параметрів заданих схем, порівняльний аналіз їх характеристик та висновки.

Варіанти завдань

Дані для розрахунку схем рис. 2.34, 2.36, 2.37, 2.38, 2.39, 2.40.

Таблиця 1

№ варіанта	V_1 (В)	V_2 (В)	$I_{\text{вих}}$ (мА)	Типи транзисторів
1	10	10	0,1	Типи транзисторів і їх моделі наведені в додатку 2.
2	12	12	0,2	
3	15	15	0,3	
4	10	10	0,4	
5	5	5	0,5	
6	10	10	0,6	

Дані для розрахунку схеми рис.2.35.

Таблиця 2

№ варіанта	V (В)	I_n (мкА)	Типи транзисторів
1	5	20	Типи транзисторів і їх моделі наведені в додатку 2.
2	5	15	
3	5	12	
4	5	10	
5	5	8	
6	5	6	

Дані для розрахунку схем рис.2.42, 2.43.

Таблиця 3

№ варіанта	V_1 (В)	V_2 (В)	$I_{\text{вих}}$ (мА)	Типи транзисторів
1	5	5	0,5	Типи транзисторів і їх моделі наведені в додатку 2.
2	10	10	1,0	
3	12	12	1,5	
4	15	15	2,0	
5	10	10	2,5	
6	15	15	3,0	

Дані для розрахунку схеми рис.2.41.

Таблиця 4

№ варіанта	V (В)	$V_{\text{вх}}$ (В)	$I_{\text{вих}}$ (мА)	Типи транзисторів
1	15	1	0,5	Типи транзисторів і їх моделі наведені в додатку 2.
2	10	2	0,4	
3	12	3	0,6	
4	15	4	0,8	
5	10	5	1,0	

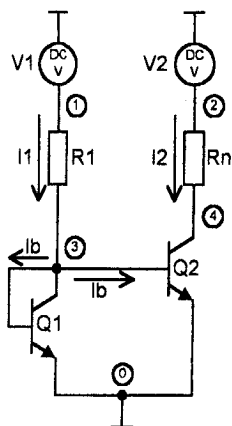


Рисунок 2.34

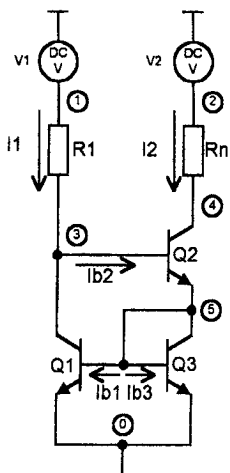


Рисунок 2.35

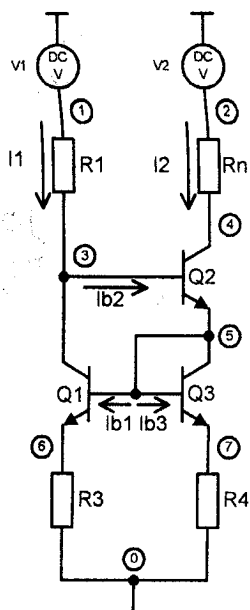


Рисунок 2.36

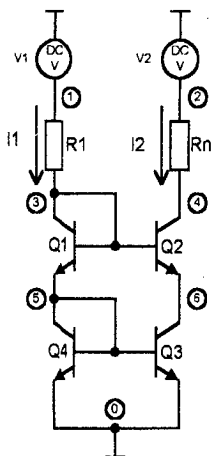


Рисунок 2.37

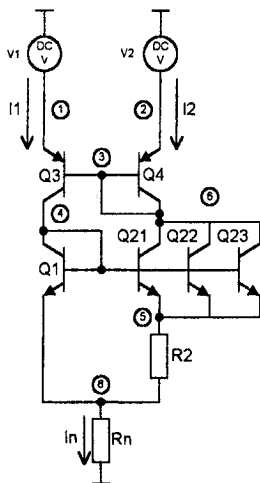


Рисунок 2.38

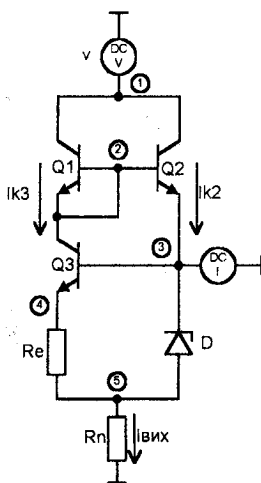


Рисунок 2.39

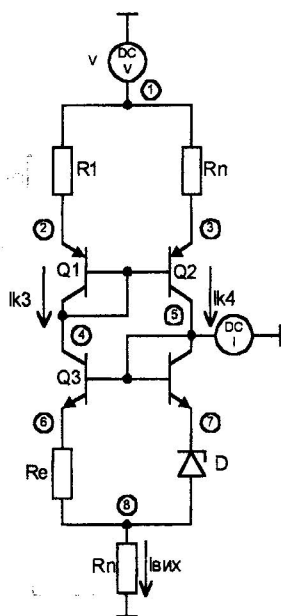


Рисунок 2.40

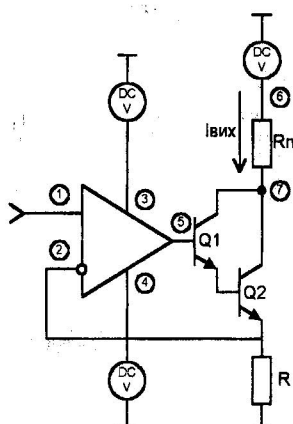


Рисунок 2.41

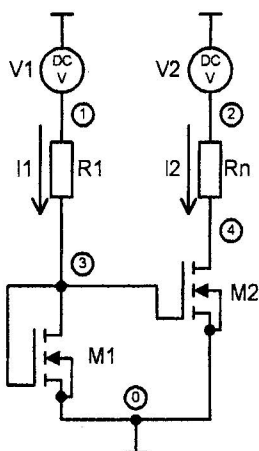


Рисунок 2.42

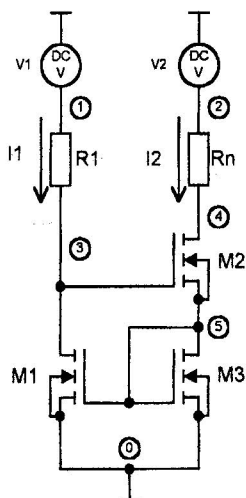


Рисунок 2.43

Джерела постійної напруги

Джерело постійної напруги - компонент електричної схеми, котрий створює вихідну напругу $U_{\text{вих.}}$, що не залежить від опору навантаження джерела напруги, чи, що те ж саме, від вихідного струму. На рис.3.1 наведена вихідна характеристика джерела напруги. Не дивлячись на те, що практично неможливо створити ідеальне джерело напруги, як ідеальне

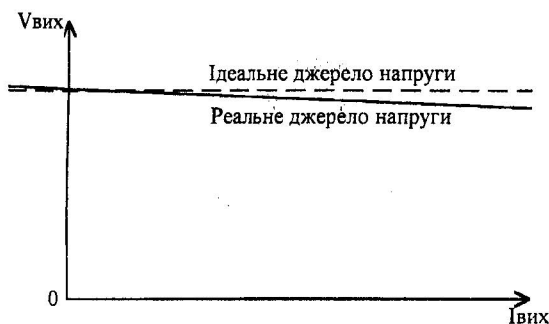


Рис.3.1 Вихідна характеристика джерела напруги

джерело струму, можна проектувати електронні схеми, характеристики яких близько апроксимують ідеальні джерела напруги. Існує два основних способи реалізації джерела напруги, які використовуються окремо або разом. Один спосіб базу-

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

В різних електричних схемах необхідно мати коло з низьким імпедансом, котре могло б слугувати внутрішнім джерелом напруги. В ідеалі таке джерело опорної напруги повинно мати дуже низький імпеданс для змінного струму й стабільну постійну напругу, котра не залежить від потужності навантаження і змінення температури. У більшості випадків лише одна з цих вимог - низький імпеданс чи стабільність постійної напруги - має першочергове значення. Прилади, які в першу чергу задовольняють вимозі низького імпеданса, відомі як джерела напруги, тоді як прилади, спеціально спроектовані для створення напруги, незалежного від потужності навантаження і змін температури, називаються схемами опорної напруги.

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

Змінення вихідної напруги схеми джерела опорної напруги, приведене до змінення температури називається температурним коефіцієнтом напруги, або ТКН: $\text{ТКН}_V = dV/dT$. Схему, яка має постійний рівень напруги, й є корисною для багатьох практичних використань, називають *стабілізатором*

ром напруги. Стабілізатор напруги, відповідно, має низький ТКН, низький вихідний опір (тобто хорошу стабільність по навантаженню) 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 призводять у крайньому разі до $\text{ТКН}_V=0$ при даній температурі.

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

3.1. Найпростіші джерела напруги

Для реального джерела напруги справедливе співвідношення

$$V_a = V_0 - R_i I_a, \quad (3.1)$$

де V_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.3.2. В ідеального джерела напруги $R_i = 0$, тобто його

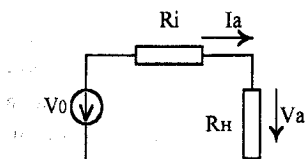


Рис.3.2. Еквівалентна схема реального джерела напруги

вихідна напруга не залежить від струму.

Джерела напруги на стабілітроні. Найпростішим джерелом постійної напруги є стабілізатор напруги на стабілітроні. Коротко пригадаємо їх властивості. Вольт-амперна характеристика стабілітрона наведена на рис.3.3,а. Р-п перехід стабілітрона майже завжди зміщений в оберненому напрямку. Коли обернена напруга менша номінальної напруги стабілітрона $U_{\text{СТ}}$, стабілітрон не проводить струм. Коли обернена напруга досягає $U_{\text{СТ}}$, стабілітрон починає проводити струм; при цьому напруга на ньому дорівнює $U_{\text{СТ}}$ і слабо 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.3.3,б наведена схема джерела напруги на стабілітроні. Струм I_1 тече через R_1 і ділиться на струм стабілізації $I_{\text{СТ}}$ і струм навантаження $I_{\text{Н}}$. Вихідна напруга дорівнює $U_{\text{СТ}}$ і приблизно постійна.

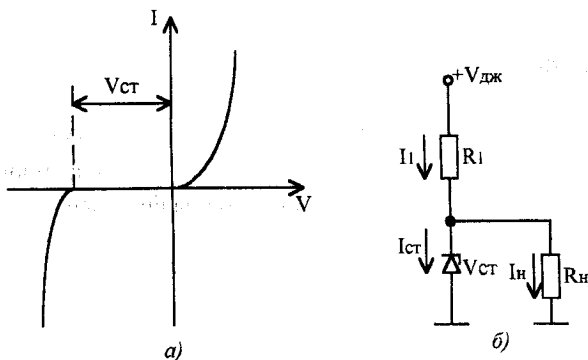


Рис.3.3 Джерело постійної напруги на стабілітроні (параметричний стабілізатор)

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

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

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

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

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

Якість стабілізації оцінюється таким коефіцієнтом:

$$K_{ст} = \Delta U_{дж} / \Delta U_{вих}.$$

Він носить назву "коефіцієнт стабілізації" змінної складової і часто вимірюється в децибелах. Для схеми рис. 3.3,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 - диференціальний опір стабілітрона. Він обернено пропорційний струму, що тече через нього. Таким чином, при заданій входній напрузі збільшенням R_1 досягти підвищення коефіцієнта стабілізації не можливо.

Суттєвого підвищення коефіцієнта стабілізації можна досягти, якщо резистор R_1 , що обмежує струм, замінити джерелом постійного струму (рис.3.4). Існують і інші методи підвищення коефіцієнта стабілізації [7]. З урахуванням диференційного опору стабілітрона r_d , струм, який протікає через стабілітрон, дорівнює $I_{CT} = U_{CT}(R_1 + r_d)$. Падіння напруги на стабілітроні буде визначатися як напруга стабілізації плюс падіння напруги на диференційному опорі.

$$U_{CT} = U_{CT0} + I_C \cdot r_d.$$

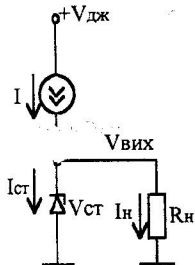


Рис.3.4 Схема джерела напруги з джерелом струму

Коли обернена напруга стабілітрона стає рівна U_{CT} (див.рис.3.3,а), струм різко зростає, динамічний опір після перелому характеристики $r_d = dU_{CT} / I_{CT}$ стає невеликим. У більшості практичних випадків значенням опору в режимі пробою можна знехтувати, а при розрахунках враховувати лише напругу пробою, 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 мають 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.3.5,а. На рис.3.5,б показана малосигнальна еквівалентна схема. З рисунку витікає, що вихідна напруга визначається номінальною напругою стабілітрона: $V_2 = V_d$. Звичайно $V_d > 5-6$ В при лавинному пробіі і $V_d = 2-5$ В при тунельному пробіі [1].

Оскільки струм I_1 задано, збільшення вихідного струму супроводжується зменшенням струму діода. При короткому замиканні вихідних зажимів ($R_H = 0$) отримаємо: $I_d = 0$, тобто діодний стабілізатор "не боїться" коротких замикань на виході. Ця особливість характерна для стабілізаторів паралельного типу, у яких регульовальний елемент увімкнено паралельно навантаженню.

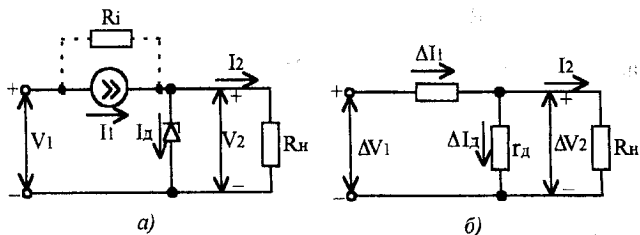


Рис.3.5 Діодний стабілізатор з використанням стабілітрона

Оскільки вихідний опір визначається загальним виразом [1]

$$R_{\text{вих}} = (V_{\text{вих}})_{\text{ХХ}} / (I_{\text{вих}})_{\text{КЗ}},$$

то вихідний опір діодного стабілізатора дорівнює

$$R_{\text{вих}} = r_d \parallel R_i \approx r_d. \quad (3.2)$$

Значення r_d звичайно складає 10 - 20 Ом при номінальному струмі 5-10мА і дещо зростає із зменшенням струму.

Коефіцієнт стабілізації у випадку ідеального джерела струму ($R_i = \infty$) виявляється нескінченно великим, оскільки у цьому випадку змінення вхідної напруги ΔV_1 не передається на вихід. При кінцевому значенні R_i прирости ΔV_2 і ΔV_1 пов'язані коефіцієнтом передання резистивного подільника напруги (рис.3.5,б):

$$\Delta V_2 = \Delta V_1 [r_d / (R_i + r_d)] \approx \Delta V_1 r_d / R_i. \quad (3.3)$$

Коефіцієнт стабілізації визначається таким чином:

$$K_{\text{СТ}} = (V_2 / V_1) \cdot (\Delta V_1 / \Delta V_2). \quad (3.4)$$

Підставляючи відношення $\Delta V_2 / \Delta V_1$ (3.3) у вираз (3.4), отримаємо:

$$K_{\text{СТ}} = (V_2 / V_1) (R_i / r_d). \quad (3.5)$$

Наприклад, якщо $V_2 / V_1 = 0,8$; $R_i = 50$ кОм і $r_d = 10$ Ом, то $K_{\text{СТ}} = 4000$.

Таке значення коефіцієнта стабілізації припустиме у більшості випадків. Основною проблемою є порівняно великий вихідний опір стабілізатора.

Замість стабілітрона (тобто діода, який працює у режимі пробою) можна використовувати діод, який працює в режимі прямого струму (рис.3.6). В цьому випадку вихідна напруга $V_2 = V^*$, а вихідний опір

$$R_{\text{вих}} = r_{\text{д}} = (\varphi_{\text{т}}/I_{\text{д}}) + r_{\text{б}}, \quad (3.6)$$

де перший доданок - диференційний опір переходу [1], а другий - опір базового шару. Із зростанням струму навантаження струм $I_{\text{д}}$ 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 $r_{\text{б}}$ (звичайно не менше 2-5 Ом).

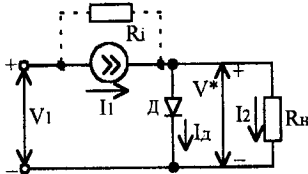


Рис.3.6 Діодний стабілізатор з використанням прямого вмикання діода

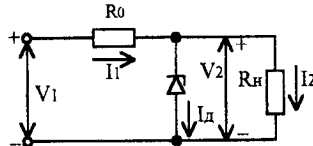


Рис.3.7 Діодний стабілізатор з баластним резистором

Коефіцієнт стабілізації отримаємо, підставляючи в (3.5) значення з (3.6) і $V_2=V^*$:

$$K_{\text{СТ}} = (V^*/V_1)[(R_i/\varphi_{\text{т}})/(I_{\text{д}}+r_{\text{б}})]. \quad (3.7)$$

Наприклад, якщо $R_i=50$ кОм, $I_{\text{д}}=1$ мА, $r_{\text{б}}=5$ Ом і $V_1=5$ В, то $K_{\text{СТ}} \approx 220$ і $R_{\text{вих}}=30$ Ом.

У порівнянні 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 (рис.3.7). Вихідний опір у цьому варіанті практично не відрізняється від попередніх, але коефіцієнт стабілізації має свою специфіку. Вона обумовлена тим, що у даному випадку вхідна та вихідна напруги пов'язані одна з одною:

$$V_1 = V_2 + I_1 R_0.$$

Підставляючи значення V_1 в (3.5) і замінюючи R_i на R_0 , отримаємо:

$$K_{\text{СТ}} = [V_2/(V_2 + I_1 R_0)](R_0/r_{\text{д}}). \quad (3.8)$$

Як бачимо, із збільшенням опору R_0 коефіцієнт стабілізації даної схеми, на відміну від попередніх, наближається до граничного значення:

$$K_{\text{СТ. max}} = V_2/(I_1 r_{\text{д}}). \quad (3.9)$$

Нехай значення V_2 і r_d такі ж, як і в попередньому прикладі (0,7В і 30Ом) і нехай $I_1=2\text{мА}$. Тоді $K_{\text{ст. max}} \approx 12$, 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 $\text{ТКН}_V > 0$) з діодами, що працюють при прямому змищенні (у яких $\text{ТКН}_V < 0$), можна забезпечити температурну чутливість до 0,01% /°С і менше.

Стабілізатор на стабілітроні простий та дешевий і використовується в деяких схемах, але йому характерні такі недоліки:

1. Безпосереднє використання часто не ефективно. Потужність, що розсіюється на R_1 , збиткова і може досягати великих значень.
2. Струм, що протікає через стабілітрон, може змінюватися в широкому діапазоні при змінненні навантаження, й відповідно змінювати вихідні напруги стабілітрона.
3. Вихідна напруга має фіксоване значення (напруга пробою стабілітрона у робочій точці) й не регулюється.
4. Зміна напруги стабілітрона від температури може бути небажаною.

Більш ефективними є транзисторні стабілізатори, описані в наступному розділі.

3.2. Джерела напруги та опорної напруги, побудовані на активних елементах

При дослідженні джерел напруги, в схемах яких використовується транзистор, проведемо спочатку аналіз характеристик транзистора по перетворенню імпеданса. Розглянемо схему

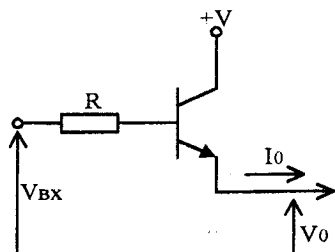


Рис.3.8 Джерело напруги з перетворенням імпеданса транзистора.

рис.3.8. База транзистора через резистор R ввімкнена до джерела напруги $U_{\text{вх}}$. Прослідкуємо, що відбувається з U_0 по мірі збільшення I_0 . Допустимо, що I_0 зростає на dI_0 . Це викликає збільшення базового струму на $dI_b = dI_e / (\beta + 1) = dI_0 / (\beta + 1)$, що в свою чергу призведе до падіння напруги на опорі джерела на $dI_b R = dI_0 R / (\beta + 1)$. Зросте і падіння напру-

ги між базою та емітером транзистора відповідно формулі $dU_{be} = (dU_{be} / dI_e) dI_e$. Значення dU_{be} / dI_e являє собою диференційний опір переходу емітер-база транзистора. Її легко визначити з таких співвідношень. Для транзистора в активному режимі маємо $I_e \approx I_k = I_{T0} \exp(U_{be} / U_T)$,

звідки $dI_e/dU_{be} \approx dI_k/dU_{be} = I_e/U_T$ і, відповідно, $dU_{be}/dI_e = r_{e6} = U_T/I_e$. Тоді повне змінення вихідної напруги буде визначатися за формулою:

$$dV_0 = -dI_0 R - dU_0 = -[dI_0 R / (\beta + 1)] - dI_0 r_{e6}.$$

Вихідний опір цієї схеми буде дорівнювати

$$R_{\text{вих.}} = -dU_0/dI_0 = R / (\beta + 1) + r_{e6}.$$

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 β доволі велике, як правило, порядку 100, зм'якшення імпеданса буде суттєвим.

Для ілюстрації покладемо $R = 1000 \text{ Ом}$, $I_0 = 5 \text{ мА}$ при $U_0 = 10 \text{ В}$, $\beta = 100$. Тоді вихідний опір буде дорівнювати

$$R_{\text{вих.}} = 1000 / (\beta + 1) + 25 \text{ мВ} / 5 \text{ мА} = 10 \text{ Ом} + 5 \text{ Ом} = 15 \text{ Ом}.$$

Відповідно, збільшення I_0 на 1 мА викликає падіння 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. Змінення U_0 , викликані великими зміненнями вихідного

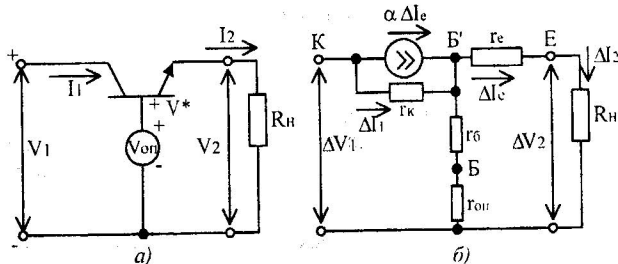


Рис.3.9 Принципова (а) й еквівалентна (б) схеми транзисторного стабілізатора на основі повторювача

струму, аналізуються в [3]. Принципова схема найпростішого транзисторного стабілізатора напруги показана на рис.3.9,а, а його малосигнальна еквівалентна схема - на рис.3.9,б.

Стабілізатор має структуру емітерного повторювача: навантаження ввімкнено в коло емітера, а на базу замість змінного сигналу подано постійну опорну напругу $V_{оп}$.

З рис.3.9,а витікає: $V_2 = V_{оп} - V^*$, 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 відноситься до всіх стабілізаторів послідовного типу, у яких результуючий 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_{Γ} (опору генератора) [1] грає малий опір опорного елемента $r_{оп}$, можна прийняти вираз: $R_{вих} = r_e$. Звідси витікає, що вихідний опір зростає із зменшенням струму і по мірі наближення до режиму холостого ходу може досягати неприйнятних значень. Щоб зменшити залежність вихідного опору від струму навантаження, можна увімкнути паралельно навантаженню (до вихідних зажимів) 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 ΔV_1 не буде проходити в базове і емітерне кола транзистора, оскільки в колекторному колі знаходиться ідеальне джерело струму (рис.3.9,б) (ΔI_e дуже мале, оскільки $V_2=\text{const}$):

$$\Delta V_2 = \Delta V_6 R_H / (R_H + r_e) \approx \Delta V_6;$$

$$\Delta V_6 = \Delta V_1 (r_6 + r_{оп}) / (r_k + r_6 + r_{оп}) \approx \Delta V_1 (r_6 + r_{оп}) / r_k;$$

де в правих частинах стоять коефіцієнти передавання відповідних резистивних дільників напруги.

Підставивши відношення $\Delta V_2 / \Delta V_1$ в (3.4), отримаємо коефіцієнт стабілізації:

$$K_{ст} = (V_2 / V_1) [r_k / (r_6 + r_{оп})]. \quad (3.10)$$

Нехай, наприклад, $V_2 / V_1 = 0,8$; $r_k = 250 \text{ кОм}$; $r_6 = 150 \text{ Ом}$; $r_{оп} = 20 \text{ Ом}$. Тоді $K_{ст} \approx 1200$.

Таким чином, простий однострижковий 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 отримати також, використовуючи транзистор з паралельним зворотним зв'язком, як видно з рис.3.10. Принцип роботи такої схеми простіше всього можна зрозуміти на прикладі основної схеми

на рис.3.10,а. Падіння напруги на R_2 дорівнює напрузі база - емітер V_{be} транзистора VT1. Нехтуючи базовим струмом VT1, можна вважати, що

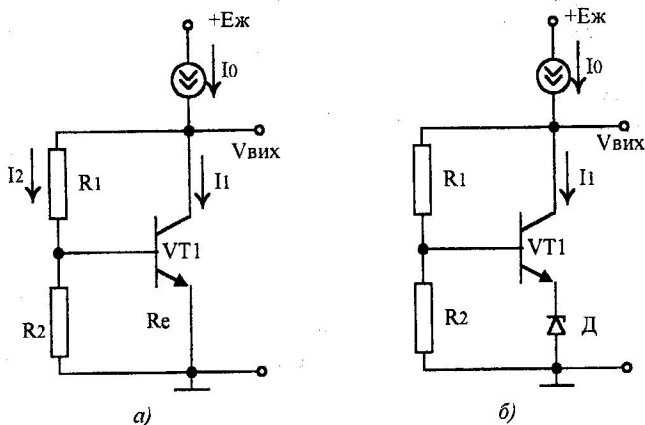


Рис 3.10. Схеми джерел напруги з паралельним зворотним зв'язком.

струми які проходять через R_1 та R_2 рівні між собою. Тому вихідна напруга виражається через V_{be} згідно з співвідношенням

$$V_{вих} = I_2 (R_1 + R_2) = V_{be}(1 + R_1/R_2). \quad (3.11)$$

Відзначимо, що завдяки зворотному зв'язку через R_1 струм транзистора I_1 автоматично підтримується таким чином, щоб значення I_2 і $V_{вих}$ були відносно незалежні від напруги живлення. Вихідний опір даної схеми можна отримати за формулою:

$$R_{вих} = R_1/\beta_0 + (R_1 + R_2)/S_T R_2, \quad (3.12)$$

де S_T - крутизна характеристики транзистора VT1. Значення $R_{вих}$ лежить в діапазоні 50-200 Ом.

Щоб зменшити до мінімуму вплив базового струму, слід 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 повинен бути таким, щоб забезпечити необхідний струм через R_1+R_2 , і плюс струм колектора транзистора і максимально необхідний струм навантаження.

Вихідна напруга цього джерела практично не залежить від напруги живлення внаслідок невеликої диференційної провідності джерела струму, а залежить від змінення температури.

На рис.3.10,б зображено модифікований варіант основної схеми з паралельним зворотним зв'язком, який можна використати для отримання великої постійної напруги без використання стабілітронів з високою напру-

гою пробою. Вважаючи, що - оберненозміщений перехід база - емітер має напругу пробою $V_{пр}$, вихідну напругу можна зобразити як

$$V_{вих} = (V_{пр} + V_{б\epsilon})(1 + R_1/R_2).$$

Схема рис.3.10,б особливо корисна для високовольних інтегральних схем, де її можна використовувати або як джерело високої напруги ($20V < V_{вих} < 100 V$), або для заміни високовольного стабілітрона в колах захисту від перенапруги.

Найпростіша реалізація послідовного стабілізатора. Найпростішим послідовним стабілізатором напруги є емітерний повторювач, база транзистора якого підключена до джерела опорної напруги. Опорна напруга може бути отримана, наприклад, як показано на рис.3.11, за допомогою стабілітрона з нестабілізованою

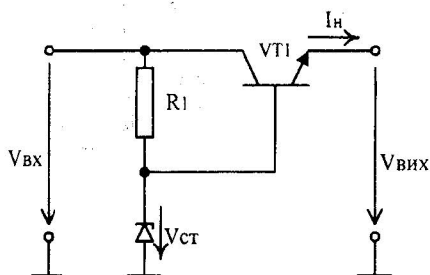


Рис.3.11 Стабілізатор напруги на базі емітерного повторювача

в'язку по напрузі вихідна напруга стабілізатора встановлюється рівною значенню $U_{вих} = U_{СТ} - U_{б\epsilon}$. Змінення вихідної напруги в залежності від струму навантаження визначається вихідним опором стабілізатора

$$R_{вих} = - dU_{вих}/dI_H = 1/S = U_T/I_H.$$

При $U_T \approx 26mV$ і $I_H = 100mA$ отримаємо значення порядку 0,3 Ом.

Коливання вхідної напруги згладжується завдяки малому диференціальному опору стабілітрона $r_{СТ}$. Змінення 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.3.12 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 $V_{дж}$.

Простий спосіб покращення коефіцієнта стабілізації напруги $V_{дж}$, яка виділяється на стабілітроні, показано на рис.3.12,а. В цій схемі до стабілітрона підключається буферний підсилювальний транзистор, тому

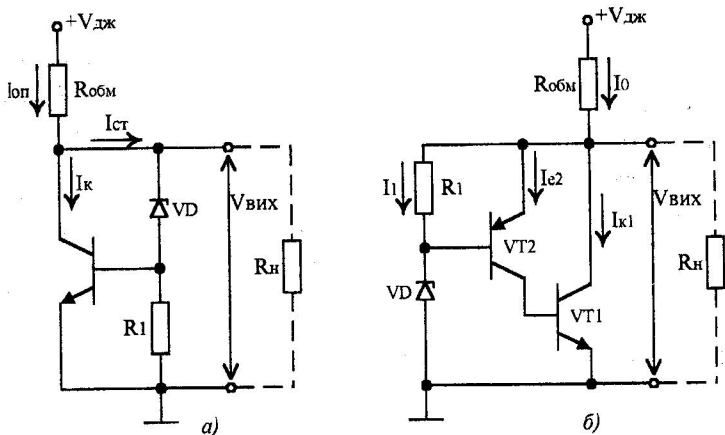


Рис.3.12 Схеми паралельних стабілізаторів напруги

струм через стабілітрон постійний і дорівнює $I_{ст}=V_{6e}/R_1$. Напруга на стабілітроні змінюється мало навіть при великих зміннях колекторного струму транзистора, якщо вибрати $(V_{6e}/R_1) \gg I_{б}$ транзистора $VT1$.

Вихідний опір даної схеми дорівнює

$$R_{вих} = r_{e1} + (r_{б1} + r_{ст}) / (1 + \beta_1). \quad (3.13)$$

У схемі 3.12,а використана комбінація р-п-р і п-р-п транзисторів, а опорна напруга, що задається стабілітроном, подається на базу транзистора ($VT2$). Полярність і характеристики такої схеми еквівалентні р-п-р транзистору з більш високим підсилюванням по струму. Підсилення по струму β_T такої схеми пов'язано з β_p і β_n відповідно для р-п-р і п-р-п транзисторів. Коефіцієнт підсилення складає

$$\beta_T = \beta_p \beta_n.$$

В схемному з'єднанні на рис.3.12,б використані п-р-п-транзистор і р-п-р-транзистор у вмиканні із загальною базою. Зміщення на базі р-п-р транзистора задається через фіксовану напругу $V_{ст}$. Вихідну постійну напругу можна виразити у вигляді:

$$V_{вих} = V_{ст} + V_{6e2}.$$

Струм через резистор $R_{обм}$ дорівнює

$$I_0 = (V_{дж} - V_{вих}) / R_{обм}.$$

Колекторний струм $I_{к1}$ можна визначити як

$$I_{к1} = I_0 - I_{e2} - I_1 - I_H.$$

Вихідний опір орієнтовно дорівнює

$$R_{вих} \approx r_{e2} / \beta_1. \quad (3.14)$$

З порівняння формул (3.13) і (3.14) випливає, що вихідний опір схеми рис.3.12,б набагато менший ніж вихідний опір схеми рис.3.12, 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.3.13 показано, що за допомогою струмового зворотного зв'язку можна отримати бажану напругу затвор-витік, яка й використовується як опорна напруга. Значення R_b визначимо з пере-

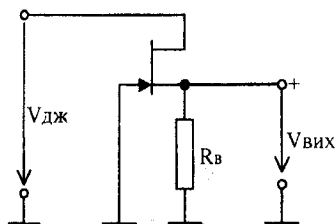


Рис.3.13 Польовий транзистор з автоматичним зміщенням як джерело напруги

датної характеристики польового транзистора:

$$I_c = I_{cв} (1 - U_{зв} / U_0)^2$$

і співвідношення $U_{зв} = -R_b I_c$. При цьому для величини R_b отримаємо

$$R_b = U_0 / I_c (1 - I_c / I_{cв}).$$

Кільцеві схеми стабілізаторів напруги. На рис.3.14 наведено схеми джерел напруги кільцевого типу. Принцип роботи даних схем і їх параметри розглянуто у розділі 2. Вихідний опір схем на рис.3.14 дорівнює $R_{вих} = r_{ct}$, тобто вихідний опір дорівнює внутрішньому опору стабілітрона. Коефіцієнт стабілізації для схеми рис.3.14,а дорівнює $K_{ct} \approx r_{k2}^* / r_{ct}$, а для схеми рис.3.14,б - $K_{ct} \approx (\beta_2 R_2 + r_{k2}^*) / r_{ct}$.

Недоліком даних схем джерел постійної напруги є те, що в них використовується як джерело опорної напруги - стабілітрон. Якщо використовувати в даних схемах складені транзистори, то коефіцієнт стабілізації збільшується.

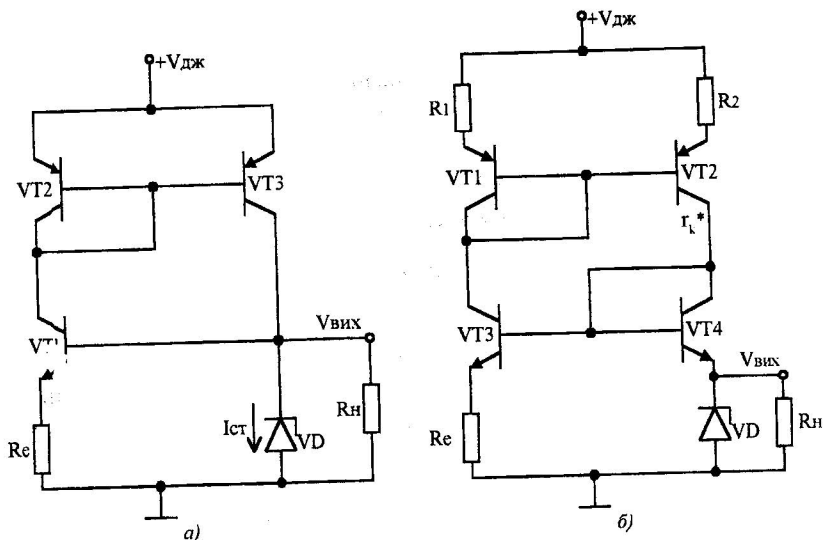


Рис.3.14 Прецизійні джерела постійної напруги

3.3. Джерело опорної напруги, що визначається шириною забороненої зони

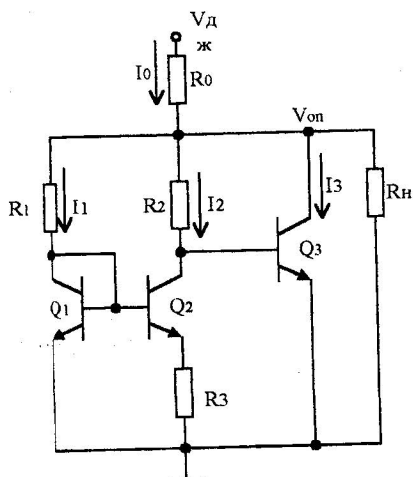


Рис.3.15 Схема джерела опорної напруги з використанням ширини забороненої зони

На рис.3.15 зображена схема, в якій використовується біполярний транзистор як джерело опорної напруги. В цій схемі напруга база-емітер біполярного транзистора використовується як опорна напруга. Температурний коефіцієнт напруги складає в основному біля 2мВ/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. В схемі на рис.3.15 для цієї мети служать транзистори Q1 і Q2. Перейдемо до аналізу цієї схеми. Для цього запишемо:

$$V_{оп} = V_{be3} + I_2 R_2.$$

Вважаємо, що всі транзистори ідентичні. Відповідно, для визначення відповідності між I_1 та I_2 отримуємо: $I_1 = I_2 \exp(I_2 R_3 / V_T)$. Будемо вважати базові струми настільки малими, що ними можна знехтувати. Із співвідношення для I_1 знайдемо

$$I_2 R_3 = V_T \ln(I_1 / I_2).$$

Звідки

$$I_2 R_2 = (R_2 / R_3) I_2 R_3 = (R_2 / R_3) V_T \ln(I_1 / I_2).$$

Підставивши отриманий вираз у формулу для $V_{оп}$, маємо:

$$V_{оп} = V_{б\epsilon} + (R_2 / R_3) V_T \ln(I_1 / I_2).$$

Тепер звернемо увагу на той факт, що $V_{б\epsilon}$ буде мати від'ємний температурний коефіцієнт (тобто зменшується із збільшенням температури), а останній член цього виразу буде мати додатний температурний коефіцієнт, бо $V_T = kT/q$. Відповідно, необхідним підбиранням відношення опорів і відношення струмів можна компенсувати два температурних коефіцієнта і дійти того, що $TKH=0$. В даному випадку повинна виконуватись рівність:

$$(R_2 / R_3) (k/q) \ln(I_1 / I_2) = -dV_{б\epsilon} / dT,$$

звідки отримуємо відповідне значення $V_{оп}$:

$$V_{оп} = V_{б\epsilon} + (R_2 / R_3) V_T \ln(I_1 / I_2) = V_{б\epsilon} - T dV_{б\epsilon} / dT = V_{б\epsilon} + (E_{G0} - V_{б\epsilon}) + 3(k/q)T = \\ = E_{G0} + 3V_T = 1205\text{мВ} + 78\text{мВ} = 1283\text{мВ} = 1,283\text{В}.$$

Таким чином, вихідна напруга схеми джерела опорної напруги при $TKH=0$ складає 1,28 В. Відзначимо, що $V_{оп}$ визначається шириною забороненої зони ($E_{G0}=1205\text{мВ}$ для кремнія). Запишемо отриману вище основну умову, при якій температурний коефіцієнт дорівнює нулю, у вигляді:

$$(R_2 / R_3) (k/q) \ln(I_1 / I_2) = -dV_{б\epsilon} / dT = (E_{G0} - V_{б\epsilon}) / T + 3k/q.$$

Помноживши обидві частини на T , матимемо:

$$(R_2 / R_3) V_T \ln(I_1 / I_2) = E_{G0} - V_{б\epsilon} + 3V_T = 1283\text{мВ} - V_{б\epsilon}.$$

В результаті ділення на $V_T=25,9\text{мВ}$ при 300К маємо:

$$(R_2 / R_3) \ln(I_1 / I_2) = (1283\text{мВ} - V_{б\epsilon}) / 25,9\text{мВ}.$$

Для типового значення $V_{б\epsilon}=650\text{мВ}$ 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:

$$V_{e61}=V_{e62}+V_{R3}.$$

У встановленому режимі знехтуємо значеннями базових струмів:

$$I_1=(V_{оп}-V_{e61})/R_1,$$

$$I_2=(V_{оп}-V_{e62})/R_2.$$

Для працездатності схеми необхідно задати струм I_0 більший за $I_1+I_2+I_3$.

Розглянемо вплив навантаження на опорну напругу. Змінення напруги $U_{оп}$ пов'язані зі зміненнями струмів I_1 , I_2 і I_3 . Іншими словами, змінення струму I_0 будуть врівноважені майже рівними, але протилежними за знаком зміненнями I_3 . Змінення I_3 викликає змінення напруги між базою та емітером транзистора Q_3 : $dI_3/dU_{6e3}=g_{m3}=I_3/T$. В результаті можна записати

$$dU_{оп}/dI_0 = - dU_{оп}/dI_3 = - dU_{6e3}/dI_3 = 1/g_{m3}.$$

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 розглядається вище, то $r_0=250$ Ом. Якщо, наприклад, необхідно обмежити коливання $U_{оп}$, зумовлені коливаннями вихідного струму, так щоб вони складали не більше 1,0 мВ, слід накласти відповідні обмеження на коливання I_0 згідно з 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, необхідно підключити 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 $U_{оп}$ по відношенню до напруги живлення у вигляді

$$dU_{оп}/dU_{пв}=dU_{оп}/dI_3 \cdot dI_3/dI_Q \cdot dI_Q/dU_{пв}.$$

Тут знову використовується той факт, що змінення струму I_Q в основному викликані зміненнями 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 $dU_{оп}/dU_{пв} = 250 \text{ Ом} \cdot 1 \cdot 10^{-7} \text{ См} = 2,5 \cdot 10^{-6} = 2,5$ мкВ/В, так що змінення $U_{оп}$ складась всього лише 2,5 мкВ при змінненні напруги живлення на 1В. 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 по співвідношенню струмів значеннях напруг V_{6e} інтегральних транзисторів. Як опорний вибрано рівень напруги, що дорівнює енергетичній зоні кремнію $V_{оп} = \Delta E_0 = 1,205$ В.

Можна показати, що в такій схемі температурний коефіцієнт напруги дорівнює нулю, якщо підібрані вірно 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: $I_1 = I_3 = 1,0$ мА, $I_1/I_2 = 5$. Оскільки $I_2 R_3 = V_T \ln(I_1/I_2) = 41,6$ мВ, маємо $R_3 = 41,6 \text{ мВ} / 0,2 \text{ мА} = 208$ 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 $R_1 = (V_{оп} - V_{6e})/I_1 = (1283 \text{ мВ} - 650 \text{ мВ})/1,0 \text{ мА} = 633 \text{ Ом}$.

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 $I = I_1 + I_2 + I_3 + I_{оп(мак)} = 2,2 \text{ мА} + I_{оп(мак)}$, де $I_{оп(мак)}$ - максимальний вихідний струм, який це джерело опорної напруги повинно генерувати. Звичайно, для того щоб звести до мінімуму вплив навантаження на джерело опорної напруги, цей вихідний струм повинен 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 падінням напруги і дуже низьким температурним коефіцієнтом і називається опорним діодом.

Схема опорного діода показана на рис.3.16. Транзистори Q_1 - Q_3 і резистори R_1 - R_3 виконують ті ж функції, що й в основній схемі джерела опорної напруги (рис.3.15).

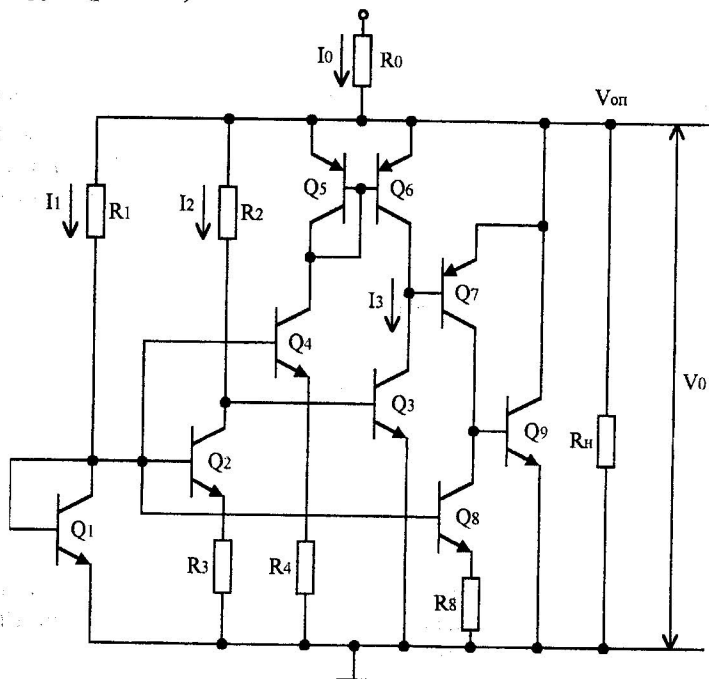


Рис.3.16 Принципова схема опорного діода

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 в свою чергу формують дзеркало, що складається з Q_3 і Q_6 . Транзистор Q_6 функціонує як джерело струму й є навантаженням для Q_3 . Транзистор Q_3 , увімкнений за схемою із загальним емітером, є джерелом струму для транзистора Q_7 , який також увімкнений за схемою із 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 таким чином. Збільшення V_D викличе відповідне зростання напруги між базою й емітером транзистора Q_3 , бо падіння напруги на R_3 залишається відносно постійним. Збільшення струму через Q_3 дорівнює: $\Delta I_3 = g_{m3} \Delta V_{be3} = g_{m3} \Delta V_D$. Оскільки Q_6 є джерелом струму, струм I_6 не змінюється і, таким чином, змінення струму через Q_3 викличе однакове змінення базового струму транзистора Q_7 , тобто $\Delta I_{b7} = \Delta I_3$.

Змінення базового струму транзистора Q_7 викличе змінення його колекторного струму $\Delta I_7 = \beta_7 \Delta I_{B7} = \beta_7 \Delta I_3$. Оскільки Q_8 -джерело постійного струму протилежного напрямку, змінення колекторного струму транзистора Q_7 викличе однакове змінення базового струму транзистора Q_9 , так що $\Delta I_{B9} = \beta_7 \Delta I_3$. Це змінення базового струму транзистора Q_9 викличе змінення колекторного струму на $\Delta I_9 = \beta_9 \beta_7 \Delta I_3$. Струм ΔI_3 , пов'язаний з ΔV_D рівністю $\Delta I_3 = g_{m3} \Delta V_D$, тому, $\Delta I_9 = \beta_9 \beta_7 g_{m3} \Delta V_D$. В результаті підсилення струму транзисторами Q_7 та Q_9 струм через Q_9 буде набагато більший ніж струм через Q_7 та Q_3 . Тому змінення діючого струму в основному буде відбуватись за рахунок змінення струму через Q_9 , звідки отримаємо $\Delta I_D \approx \Delta I_9 = \beta_9 \beta_7 g_{m9} \Delta V_D$. В результаті вихідний опір діода можна записати у вигляді

$$R_{\text{вих}} = \Delta V_D / \Delta I_D = 1 / \beta_9 \beta_7 g_{m3}.$$

Оскільки $g_{m3} = I_3 / V_T$, цей вираз доцільно переписати таким чином: $r_{\text{вих}} = (V_T / I_3) / \beta_9 \beta_7$. Оскільки у знаменник цього виразу входить добуток коефіцієнтів підсилення по струму, можна отримати дуже низьке значення вихідного опору діода, як буде видно з прикладу.

Приклад розрахунку опорного діода. Для ілюстрації розрахунку опорного діода необхідно, щоб вихідний опір діода не перевищував 0,1 Ом. Будемо вважати, що всі транзистори мають мінімальне підсилення по струму $\beta = 50$. Таким чином, 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 $V_{BE} = 600 \text{ мВ}$, 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

$$I_2 R_3 / V_T = \ln(I_1 / I_2) = \ln 5,$$

звідки

$$R_3 = (25 \text{ мВ} / 40 \text{ мкА}) \ln 5 = 1,006 \text{ кОм}.$$

Тепер легко знайти R_2 :

$$R_2 = (V_D - V_{BE}) / I_2 = (1,283 - 0,6) \text{ В} / 40 \text{ мкА} = 17,1 \text{ кОм}.$$

Оскільки $I_3 = I_6 = I_5 = I_4 = 100 \text{ мкА}$, для R_4 маємо $I_4 R_4 / V_T = \ln(I_1 / I_4) = \ln 2$.

Звідки $R_4 = 25 \text{ мВ} \ln 2 / 100 \text{ мкА} = 173 \text{ Ом}$.

Виходячи зі значень для інших струмів, прийнемо припустиме значення $I_8=100$ мкА, звідки $R_8=R_4=173$ Ом. Якщо скласти всі струми зміщення, то отримаємо повний струм спокою $I=I_1+I_2+I_5+I_6+I_8=(200+40+100+100+100)$ мкА=540мкА. Відповідно, щоб діод працював у температурно скомпенсованому режимі постійної напруги, через нього повинен проходити струм $I=540$ 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 (рис.3.15 і 3.16) є те, що їх можна реалізовувати в інтегральному виконанні.

3.4. 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 кремнієві стабілітрони.

Джерело опорної напруги з підсилювачем зі зворотним зв'язком. На рис.3.16 показано об'єднання джерела опорної напруги та підсилювача зі зворотним зв'язком. Ця схема може служити для підвищення опорної напруги до значення, необхідного у конкретній практичній ситуації, а також для ізоляції джерела опорної напруги від навантаження. Завдяки останньому, змінення вихідного струму не змінюють опорну напругу, а лише викликають незначні змінення вихідної напруги через дуже низьке значення вихідного опору підсилювача зі зворотним зв'язком.

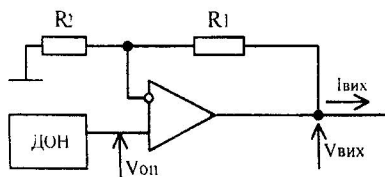


Рис.3.17 Джерело опорної напруги з підсилювачем зі зворотним зв'язком

В цій схемі частина вихідної напруги, одержана діленням у відношенні $R_2/(R_1+R_2)$, повертається на інвертуючальний вхід підсилювача.

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 $U_{вих}/(R_1+R_2)=U_{оп}$. Таким чином $U_{вих}=U_{оп}(1+R_1/R_2)$.

В результаті $U_{оп}$ можна збільшити до будь-якого значення, що відповідає умовам реалізації схеми. Відзначимо, що яким би не був залишок від ТКН схеми для $U_{оп}$, він також буде підвищуватись з таким самим множителем, що й $U_{оп}$. Звідси

$$ТКН_{U_{вих}} = dU_{вих}/dT = (dU_{оп}/dT)(1 + R_1/R_2).$$

Проте в процентному чи відносному виразі ТКН для $U_{вих}$ буде таким самим, як і для $U_{оп}$:

$$1/U_{оп} \cdot (dU_{вих}/dT) = 1/U_{оп} \cdot (dU_{оп}/dT).$$

Цей результат базується на припущенні, що відношення опорів R_1/R_2 не змінюється з температурою. Щоб воно виконувалось, обидва резистори повинні мати добре узгоджені температурні коефіцієнти, і вони повинні 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.3.18. Коефіцієнт підсилення визначається як:

$$K_n = 1 + R_{зз}/R_{вх}.$$

В даній схемі якщо $R_{зз}=0$, то $K_n=1$.

Схема носить назву "повторювач напруги", тому що вихідна напруга ППС повністю повторює входну. Спочатку може здатись, що таке включення підсилювача недоцільне, оскільки коефіцієнт підсилення дорівнює одиниці. Однак повторювач напруги має широке практичне застосування. Причина цього полягає в досить великому входному опорі ($R_{вх}$) і досить малому вихідному опорі ($R_{вих}$), тобто ППС виконує роль трансформатора опору:

$$R_{вих} = R_{вих\text{ ппс}}/K_n.$$

Звичайно $K_n = 10^5, 10^6 \dots$, $R_{вих} \approx 10 \dots 100 \text{ Ом}$.

Така властивість повторювача напруги дозволяє розв'язати задачу узгодження відносно низького навантаження з високоомним джерелом сигналу без суттєвого зменшення амплітуди сигналу.

Опір R (рис.3.18) можна обчислити за формулою:

$$R = (V - V_{ст})/I_{ст},$$

де $V_{ст}$, $I_{ст}$ - напруга та струм стабілітрона.

Недоліком даної схеми є неможливість регулювати $V_{вих}$. Цього недоліку позбавлені схеми (рис.3.19-3.21).

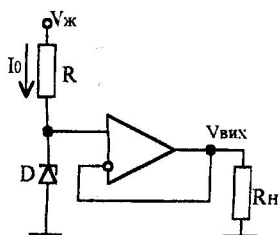


Рис.3.18. Повторювач напруги.

Джерело напруги на ОП ($V_{вих} > V_{ст}$). На рис.3.19 показано поширений варіант джерела напруги. У цьому варіанті вихідна напруга підбирається так, щоб з точністю до статистичної похибки виконувалась умова

$$V_{вих} [R_3 / (R_3 + R_2)] = V_{ст},$$

де $V_{ст}$ - напруга на стабілітроні D. Припускається, що $R_{вих}$ підсилювача набагато більший, ніж R_3 .

У цій схемі $V_{вих}$ може бути більшою за $V_{ст}$, але ніколи не може бути меншим за $V_{ст}$. Опорами зворотного зв'язку R_3 , R_2 регулюється вихідна напруга $V_{вих}$.

$$V_{вих} = V_{ст}(1 + R_2/R_3).$$

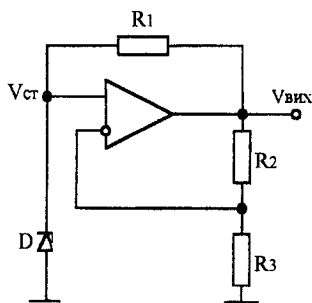


Рис.3.19 Варіант реалізації джерела напруги зі стабілітроном у колі додатного зв'язку

Струм через стабілітрон D визначається за формулою

$$I_{ст} = I_{R1} = V_{вих} R_2 / (R_3 + R_2) R_1,$$

тобто він практично не залежить від напруги живлення. В результаті вихідна напруга відносно незалежна від змінень напруги живлення (забезпечується добра лінійна стабілізація) доти, доки напруга живлення буде вищою будь-якого мінімального значення, що необхідне для роботоздатності цієї схеми.

Опір R_1 визначається за формулою:

$$R_1 \approx (V_{вих} - V_{ст}) / I_{ст}.$$

Опір R_2 приймають таким: $R_2 \approx (5-10) R_1$.

Недоліком даної схеми є те, що $V_{вих}$ завжди більша за $V_{ст}$.

Приклад розрахунку схеми. Необхідно отримати вихідну напругу $V_{вих} = 5В$. Використовуємо в схемі стабілітрон типу КС133А, для якого $V_{ст} = 3В$, $I_{ст} = 5mA$, підсилювач типу К140УД7А.

Опір $R_1 = (V_{вих} - V_{ст}) / I_{ст} = (5В - 3В) / 5mA = 400\Omega$. Тоді $R_2 = 5R_1 = 5 \cdot 400\Omega = 2\text{ к}\Omega$.

Оскільки $V_{вих} = V_{ст}(1 + R_2/R_3)$, звідси $R_3 = V_{ст} R_2 / (V_{вих} - V_{ст}) = 3В \cdot 2\text{ к}\Omega / (5В - 3В) = 3\text{ к}\Omega$.

Оскільки високоякісні сучасні стабілітрони мають $V_{ст} \approx 9,5В$, а вітчизняні ОП мають максимальну вихідну напругу не більшою 10 В, побудова джерела напруги по варіанту рис.3.19 ускладнена.

Джерело напруги, де $V_{вих} > V_{ст}$ На рис.3.20 наведена схема джерела напруги, в якій також, як і в схемі рис.3.19, вихідна напруга завжди більша за $V_{ст}$. Для такої схеми справедлива рівність:

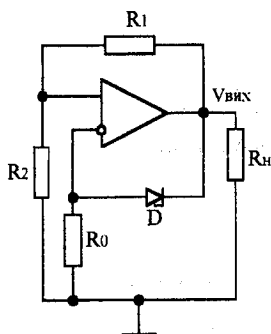


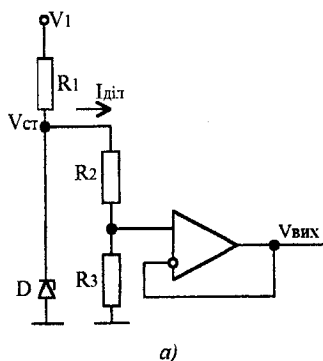
Рис.3.20 Джерело напруги зі стабілітроном у колі від'ємного зворотного зв'язку ($V_{вих} > V_{ст}$)

$$V_{вих} = V_{ст}(1 + R_2/R_1).$$

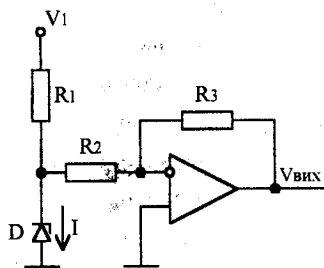
Приклад розрахунку схеми. Початкові дані візьмемо такі ж, як і для схеми рис.3.19.

Опір $R_0 = (V_{вих} - V_{ст})/I_{ст} = (5B - 3B)/5mA = 400\Omega$.
Опір R_1 повинен бути в (5-6) разів менший за вхідний опір підсилювача. Для підсилювача К140УД7А він дорівнює 0,4МОм. Тоді $R_1 = R_{вх.підс}/5 = 0,4МОм/5 = 80кОм$.
Опір $R_2 = R_1(V_{вих} - V_{ст})/V_{ст} = 80кОм(5B - 3B)/3B = 53,6кОм$.

Джерела напруги на ОП ($V_{вих} < V_{ст}$ або $V_{вих} > V_{ст}$). Інші варіанти джерела напруги (рис.3.21) не мають недоліків попереднього, проте мають



а)



б)

Рис.3.21 Джерела напруги, в яких вихідна напруга може бути малою

інші. Для варіанту рис.3.21,а $V_{вих} = V_{ст}R_3/(R_3 + R_2)$, тобто $V_{вих} < V_{ст}$, а для варіанту рис.3.21,б $V_{вих} = -V_{ст}R_3/R_2$, тобто вихідна напруга за абсолютним значенням може бути як більшою $V_{ст}$, так і меншою від $V_{ст}$. Діапазон змінень вихідної напруги знаходиться приблизно в межах $0B < V_{вих} < \text{максимальної вихідної напруги підсилювача}$.

Приклад розрахунку схеми рис.3.21,а. Нехай $V_{дж} = 12B$, $I_{дж} = 5,5mA$, $V_{вих} = 8B$, $I_{ст} = 5mA$ і $V_{ст} = 9B$. Струм, що тече через опір R_1 , визначається як $I_{R1} = V_{R1}/R_1 = (V_{дж} - V_{ст})/R_1$. Звідки, $R_1 = (V_{дж} - V_{ст})/I_{R1} = (12B - 9B)/5,5mA = 7B/5,5mA = 1,273кОм$. Струм через дільник R_3 і R_2 дорівнює $I_d = I_{R1} - I_{ст} =$

$=5,5\text{mA}-5\text{mA}=0,5\text{mA}$. Тоді опір $R_2=V_{\text{вих}}/I_d=8\text{В}/0,5\text{mA}=16\text{кОм}$. Опір $R_3=R_2(V_{\text{СТ}}/V_{\text{вих}}-1)=16\text{кОм}(9\text{В}/8\text{В}-1)=16\text{кОм}\cdot0,125=2\text{кОм}$.

Приклад розрахунку схеми рис.3.21,6. Задано: $V_1=15\text{В}$, $I_0=5,5\text{mA}$, $V_{\text{СТ}}=5\text{В}$, $V_{\text{вих}}=6\text{В}$, $I_{\text{СТ}}=5\text{mA}$, підсилювач К140УД7А. Опори: $R_1=(V_1-V_{\text{СТ}})/I_0=(15\text{В}-5\text{В})/5,5\text{mA}=1,8\text{кОм}$. $R_2=V_{\text{СТ}}/(I_0-I_{\text{СТ}})=5\text{В}/(5,5\text{mA}-5\text{mA})=10\text{кОм}$.

$R_3=V_{\text{вих}}R_2/V_{\text{СТ}}=6\text{В}\cdot10\text{кОм}/5\text{В}=12\text{кОм}$. Якщо $V_{\text{вих}}=2\text{В}$, тобто менша за $V_{\text{СТ}}$, тоді $R_3=2\text{В}\cdot10\text{кОм}/5\text{В}=4\text{кОм}$.

Недолік схеми рис.3.21 полягає у складності забезпечення для стабілітрона строго постійного робочого струму. Нестабільність робочого струму ст. літронів в обох схемах практично однакова й дорівнює $\Delta I \approx \Delta V_1/R_1$, а нестабільність напруги $V_{\text{СТ}}$ через непостійність робочого струму складає

$$\Delta V_{\text{СТ}} = \Delta I r_{\text{СТ}} = \Delta V_1 r_{\text{СТ}}/R_1,$$

де $r_{\text{СТ}}$ - диференційний опір стабілітрона в робочій точці.

Для високоякісного джерела опорної напруги похибка $\Delta V_{\text{СТ}}/\Delta I$ може виявитись неприпустимо великою. Наприклад, при $r_{\text{СТ}}=15\text{ Ом}$, $I=10\text{ mA}$, $V_{\text{СТ}}=10\text{В}$ і $V_1=27\text{В}$, $R_2=R_3=10\text{кОм}$ маємо $R_1=(V_1-V_{\text{СТ}})/(I+I_{\text{діл}}) \approx 1,6\text{кОм}$.

Якщо напруга V_1 задається з точністю $\pm 10\%$, то $\Delta V_1 = \pm 2,7\text{В}$ і $\Delta V_{\text{СТ}} \approx \pm 25\text{мВ}$, що дає відносну похибку напруги стабілітрона $\delta V_{\text{СТ}} \approx 0,25\%$.

Можна жити коло R_1 Д не зовнішньою напругою V_1 , що має недостатню стабільність, а стабілізованою напругою, що виробляється у самій схемі джерела напруги (рис.3.22). Тут вихідна напруга $V_{\text{вих}}$ визна-чається з

таких співвідношень:

$$V'_1 R_3/(R_2 + R_3) \approx V_{\text{СТ}},$$

$$V_{\text{вих}} = V'_1 - V_2,$$

де V_2 - напруга на стабілітроні D_2 . Звідси

$$V_{\text{вих}} \approx V_{\text{СТ}} (1 + R_2/R_3) - V_2,$$

тобто вихідна напруга може бути більша чи менша напруги стабілізації D_1 та D_2 .

Основним недоліком схеми рис.3.22 є велике значення

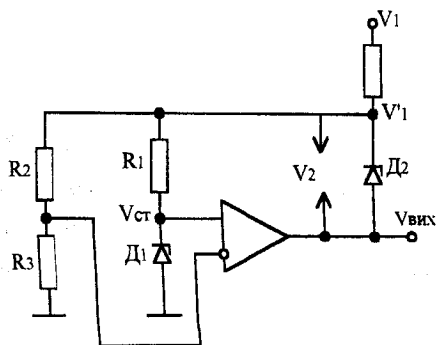


Рис.3.22 Джерело напруги зі стабілізованою напругою, що створюється в самій схемі

значення синфазної напруги на вході підсилювача.

На рис.3.23 зображена схема джерела напруги, що не має недоліків попередніх варіантів. Підсилювач П1 стабілізує струм стабілізатора D_1 ,

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 змінення значення R_2 і V_1 на еталонну напругу $V_{ст}$ при достатньо великому коефіцієнті підсилення підсилювача П1 може бути зроблено досить малим. Підсилювач П1 входить до складу інвертора-масштабатора. Схема рис.3.23 використовується для створення джерела напруги високої якості.

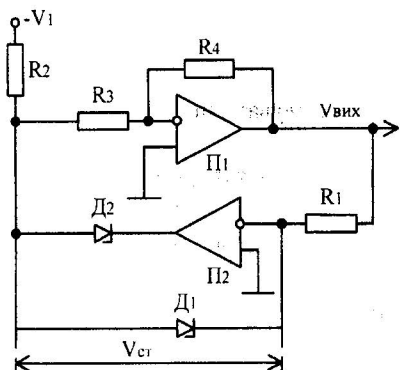


Рис.3.23 Структурна схема джерела напруги високої якості

що має на вході напругу $-V_{ст}$, тобто $V_{вих} \approx V_{ст} R_4 / R_3$, причому напруга $V_{ст}$ знімається зі стабілітрона, що має строго постійний робочий струм $I_1 = V_{вих} / R_1$.

При проектуванні джерел напруги за структурами рис.3.22 чи 3.23 слід враховувати, що вихідні каскади підсилювача, крім струму зовнішнього навантаження, мають навантаження і струми стабілітронів [10].

Джерела напруги, що керуються напругою. Джерело напруги, що керується напругою, характеризується тим, що його вихідна напруга $V_{вих}$ пропорційна вхідній напрузі $V_{вх}$. Це значить, що джерело напруги, є по суті, 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 рис.3.24 показані прості джерела напруг на ОП, керовані напругою.

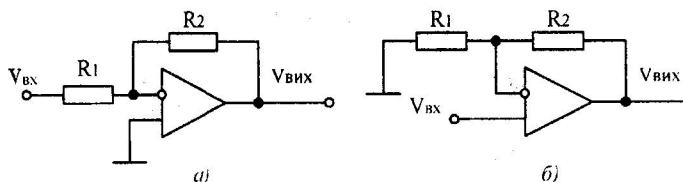


Рис.3.24 Джерела напруги, що керуються напругою

Вхідний опір ОП дуже великий, практично є нескінченно великим. Для даної схеми рис.3.24, а вихідна напруга $V_{вих} = -V_{вх} R_2 / R_1$, вхідний

опір $R_{\text{вх.ід}} = R_1$, $R_{\text{вих.ід}} = 0$.

Для схеми рис.3.24,б вихідна напруга $V_{\text{вих}} = V_{\text{вх}} [1 + (R_2/R_1)]$, 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 необхідних випадках слід використовувати підсилювач з польовим транзистором на вході.

Для низькоомних джерел сигналу можна використовувати інвертувальний підсилювач за схемою на рис.3.24,а, тому що в цьому випадку його низький вхідний опір R_1 не викличе похибок. При цьому, використовуючи синфазне регулювання, можна повністю уникнути похибки.

Джерело напруги, що керується струмом (рис.3.25). Відмінність даного джерела напруги від попереднього (рис.3.24) полягає лише в тому, що зараз керуючим сигналом є вхідний струм, проте він повинен здійснювати якомога менший вплив на останню частину схеми. Якщо знехтувати зворотнім зв'язком, то

$$V_{\text{вих}} = R I_1 - r_a I_2,$$

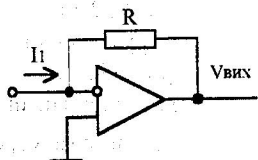


Рис.3.25. Джерело напруги, що керується струмом

де r_a - вхідний опір підсилювача, I_2 - вхідний струм підсилювача.

Оскільки додатний вхід підсилювача заземлено, то точка підсумовування є нулем (землею) схеми. Тому й можливо отримати бажаний низький вхідний опір. Для вихідної напруги джерела можна записати $V_{\text{вих}} = R I_1$, якщо знехтувати

вхідним струмом підсилювача у порівнянні з I_1 . Якщо ж для керування джерелом необхідно мати малі значення вхідних струмів I_1 , то слід використовувати подільник з польовим транзистором на вході. В реальній схемі джерела можуть виникнути додаткові помилки, зумовлені рухом 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 $R_{вх} = R/A_D$, а повний вихідний - $R_{вих} = r_a/g$.

3.5. Інтегральні схеми в приладах стабілізації напруги живлення

Підвищена точність роботи електронної системи може бути досягнута лише в тому випадку, якщо всі компоненти, що входять до цієї системи, будуть мати стабільні передатні функції. В попередніх розділах було відзначено, що ряд параметрів підсилення й рівні похибок ЛПС у певній мірі залежать від напруг живлення. Як показує досвід, для апаратури, збудованої на великій кількості ЛПС, при зміні напруг живлення можуть виникати значні похибки. Чим складніша електронна схема, тим сильніше 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 змінення станів.

Велика потреба в стабілізаторах живлення для обслуговування апаратури, виконаної на інтегральних схемах, призвела до того, що були розроблені й втілені спеціальні ЛПС - стабілізатори напруги. Відзначимо, що ЛПС підвищеної складності (типу ОП, компараторів, радіочастотних лінійок) мають власні внутрішніми стабілізаторами напруг живлення чи струмів.

Особливості інтегральних стабілізаторів. Інтегральні схеми, що працюють в режимі стабілізації напруг живлення, мають такі особливості. В інтегральному виконанні переважають так звані послідовні стабілізатори напруги. Стабілізатори можуть будуватися для додатніх 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 необхідні кристали збільшених розмірів (відповідно необхідні складні багатовивідні корпуси зі збільшеною потужністю розсіювання). Схемотехніка такої ІС по складності 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, ни-

з'являються 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 [14]. При зворотному зміщенні цей перехід пробивається при напрузі 6,2...6,5В, причому температурний коефіцієнт опорної напруги $TKV_{оп} \approx +2\text{мВ}/^\circ\text{C}$.

Джерело напруги з активною температурною компенсацією. В джерелі опорної напруги з 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 змінювань зовнішньої температури, підтримуючи температуру кристала на деякому постійному рівні. Тоді незважаючи на змінення 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 змінення опорної напруги при змінюванні зовнішньої температури, відповідно також буде малим.

У всіх джерелах опорної напруги з тепловою стабілізацією температуру кристала підтримують вище зовнішньої. За допомогою кола зворотного зв'язку, яке контролює кількість електроенергії, що розсіюється на кристалі, і фіксує зростання температури внаслідок цього розсіювання, як правило температуру кристала доводять до рівня 90-100°C. Схема теплової стабілізації й схема джерела опорної напруги завжди розміщені на одному кристалі, створюючи монолітну ІС.

На рис.3.26 показана функціональна блок-схема давача температури й контрольного кола для стабілізації температури кристала. Всі елементи, необхідні для формування такої системи регулювання температури, можуть бути виконані у вигляді компонентів інтегральної схеми. Відома температурна залежність значень напруги V_{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 по відношенню до нагрівача і давача температури, а найбільш критичні елементи розміщуються по можливості найближче до датчика. Порогів рівень фіксується таким чином, щоб нагрівач діяв у всій області температур, що цікавлять, і підтри-

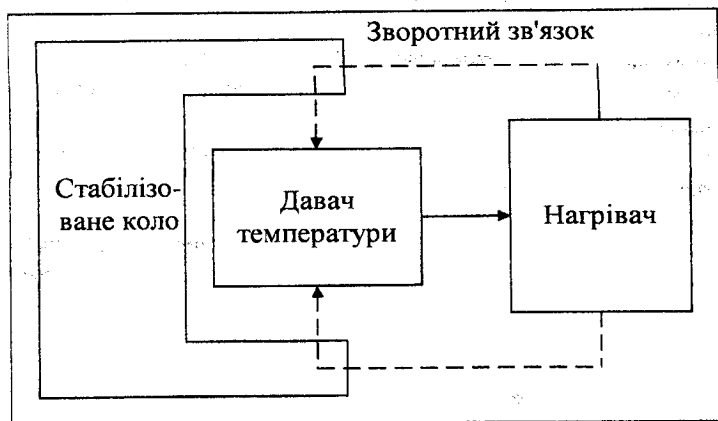


Рис. 3 26 Структурна схема джерела напруги з активною температурною стабілізацією

мував 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 розладу значень V_{be} сусідніх транзисторів на кристалі може складати всього лише $10\text{мВ}/^\circ\text{C}$. Оскільки саме значення V_{be} змінюється з температурою зі швидкістю $2\text{мВ}/^\circ\text{C}$, звідси випливає, що різниця змінень температури між двома сусідніми транзисторами підтримується в межах 10^{-4}°C при зміні температурі навколишнього середовища на 1°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.

Контрольні питання

1. Для чого використовуються джерела опорної напруги?
2. Як визначається $V_{оп}$ 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 $V_{оп}$?

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 від'ємним 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 повинен бути вихідний опір джерела напруги?

Лабораторна робота №2

ДОСЛІДЖЕННЯ ДЖЕРЕЛ НАПРУГИ

Мета роботи: Дослідження різновидів схемних рішень джерел опорної напруги (ДОН), стабілізаторів напруги, визначення їх експлуатаційних характеристик, моделювання схем джерел напруги пакетом програм PSpice.

Підготовка до лабораторної роботи

1. Вивчити опис до лабораторної роботи.
2. Вивчити методику підготовки щодо моделювання принципових схем пакетом програми PSpice.
3. Накреслити принципову схему згідно заданого варіанта (рис.3.27-3.33) і присвоїти імена її вузлам.
4. Зробити розрахунок джерела опорної напруги, використовуючи моделі транзисторів базового матричного кристала (БМК) Фархад або інших, підсилювачі типу 140УД6, К1400УД7А і стабілітрони D814В, КС139А, КС133А, КС147А. Вихідні дані для розрахунку джерел напруги (рис.3.27-3.33) наведені в таблицях 1-7, відповідно.
5. Створити вхідний файл з розширенням .CIR (дод.3) для схеми, що досліджується.

Завдання до лабораторної роботи

1. Провести проектування, дослідження джерел напруги при розрахункових значеннях параметрів схеми. Змінюючи розрахункові значення резисторів для схем рис.3.27, 3.28 отримати $V_{оп} \approx 1,28В$. Для всіх схем виміряти струми, які протікають через елементи, напругу у вузлах схеми і скоригувати параметри схеми. Перехідні процеси розраховуються за директивою

.TRAN 0.5us 2us

2. Визначити температурний коефіцієнт вихідної напруги $K_T = \Delta V_{\text{вих}} / \Delta T$, тобто перевірити, чи виконується умова термокомпенсації вихідної напруги. В даному випадку провести розрахунки при зміні температури в межах $-50^\circ\text{C} \dots 100^\circ\text{C}$, тобто $V_{\text{вих}} = f(T)$, за директивою

.DC TEMP LIST -50 -20 0 27 50 100.

3. Провести розрахунок статичного режиму ДОН, змінюючи напругу живлення від 0 до $V_{\text{дж}}$ В з кроком 0,5В, тобто $V_{\text{оп}} = f(V_{\text{дж}})$ за директивою:

.DC V 0 $V_{\text{дж}}$ 0.5.

Визначити мінімальну напругу, при якій ДОН зберігає працездатність та коефіцієнт нестабільності опорної напруги $K_{\text{нс}} = \Delta V_{\text{оп}} / \Delta V_{\text{дж}}$.

4. Знайти вихідний опір джерела напруги $R_{\text{вих}} = \Delta V_{\text{вих}} / \Delta I_{\text{вих}}$. Для цього необхідно до виходу джерела напруги підключити джерело струму й отримати графік $V_{\text{вих}} = f(I)$ за директивою:

.DC I 0mA 1mA 0.1mA.

5. Провести дослідження впливу навантаження на $V_{\text{вих}}$, тобто $V_{\text{вих}} = f(R_{\text{н}})$. Визначити діапазон змінення $R_{\text{н}}$, при якому $V_{\text{вих}}$ змінюється в допустимих межах. Навантаження змінювати у вхідному файлі за директивою:

.R_n <вузол> 0 {P}

.PARAM P=1

.STEP PARAM P LIST <значення $R_{\text{н}}$ >

Примітка. При дослідженні схеми рис.3.18 необхідно задати для її нормального функціонування початкове значення потенціала на інверсному виході підсилювача за директивою

.IC V(2)= -1V

Порядок виконання роботи

1. Завантажити програму PSpice.
2. Зайти у свій розділ, зазначений викладачем.
3. Створити вхідний файл, який містить опис схеми, що аналізується, в текстовому вигляді, по замовчуванню він має розширення .cir <ім'я файла.cir> в редакторі NORTON.

4. Записати вхідний файл.

5. Для отримання результатів моделювання схеми, що досліджується, використовується пакетний файл <<astart.bat>>, що містить за вибором необхідні процедури зі складу програми PSpice.

Ввести команду <<astart.bat>> <<ім'я файла.cir>>. Далі виконуються програми моделювання з відповідними заставками інформації про процес моделювання, згідно завдання на моделювання.

Графічна обробка даних проводиться за допомогою програми Probe. Після вибору того чи іншого режиму на екран виводиться координатна сітка, по горизонтальній вісі якої відкладається незалежна змінна, що відповідає обраному режиму.

6. Видати на екран дисплею необхідні параметри згідно завдання на проведення досліджень, провести необхідні виміри значень напруг та струмів.

7. Видати на друк результати моделювання.

8. Вийти з програми PSpice.

9. Провести аналіз отриманих результатів моделювання та скласти звіт з лабораторної роботи.

Звіт

Звіт по лабораторній роботі повинен містити:

1. Мету роботи.
2. Принципові схеми джерел опорної напруги, що досліджуються.
3. Розрахункові значення параметрів схеми.
4. Вхідний файл для моделювання в системі PSpice.
5. Отримані значення параметрів при моделюванні.
6. Результати моделювання.
7. Порівняльний аналіз характеристик схем опорної напруги.
8. Висновки.

Варіанти завдань

В таблицях наведені дані для розрахунків принципових схем.

Початкові дані для розрахунку принципової схеми рис.3.27.

Таблиця 1

№ вар.	$V_{дж}$ (В)	$R_2/R_3 \cdot \ln(I_1/I_2)$ при $V_{бе}=0,65В$	E_{G0} (В)	V_T при 300К (мВ)	$V_{бе}$ (В)	$I_1=I_3$ (мА)	I_1/I_2	Тип тран-зис-тора	β
1	5	24.5	1.205	25.9	0.65	0.35	5	TNA npn	50
2	10	24.5	1.205	25.9	0.65	0.4	6	TNA npn	100
3	12	24.5	1.205	25.9	0.65	0.45	7	TNA npn	50
4	15	24.5	1.205	25.9	0.65	0.5	8	TNA npn	100
5	25	24.5	1.205	25.9	0.65	0.55	9	TNA npn	50
6	30	24.5	1.205	25.9	0.65	0.6	10	TNA npn	100

Початкові дані для розрахунку принципової схеми рис.3.28.

Таблиця 2

№ вар.	$V_{дж}$ (В)	$r_{вих}$ (Ом)	V_T (мВ)	β прп	β рпр	$V_{бс}$ (В)	E_{G0} (В)	V_D (В)	β Q_9 (tnb)
1	10	0.2	25.9	50	100	1.205	1.205	1.283	100
2	12	0.4	25.9	100	50	1.205	1.205	1.283	100
3	15	0.6	25.9	50	100	1.205	1.205	1.283	100
4	10	0.8	25.9	100	50	1.205	1.205	1.283	100
5	5	1.0	25.9	50	100	1.205	1.205	1.283	100

Початкові дані для розрахунку принципової схеми рис.3.29.

Таблиця 3

№ вар.	Тип підсилюв.	$V_{ппс}$ (В)	Тип стабілітрона	$V_{ст}$ (В)	$I_{ст}$ (мА)	V_1 (В)
1	K140YD7A	± 15	KC133A	3,61	5,211	5
2	K140YD7A	± 15	KC133A	4,24	5,324	10
3	K140YD7A	± 15	KC147A	5,12	10,15	15
4	K140YD7A	± 15	KC133A	4,01	19,84	10
5	K140YD7A	± 15	Д814В	10,23	5,097	15

Початкові дані для розрахунку принципової схеми рис.3.31.

Таблиця 4

№ варі- ан.	Тип підсилюв.	$V_{ппс}$ (В)	Тип стабілітрона	$V_{ст}$ (В)	$I_{ст}$ (мА)	$V_{вих}$ (В)
1	K140YD7A	+15	KC133A	3,75	10,13	5
2	K140YD7A	+15	KC139A	4,40	10,11	6
3	K140YD7A	+15	KC147A	5,12	10,15	8
4	K140YD7A	+15	KC133A	3,88	14,92	8
5	K140YD7A	+15	KC139A	4,40	10,11	7

Початкові дані для розрахунку принципової схеми рис.3.32

Таблиця 5

№ варі-ан.	Тип підсилюв.	$V_{пп}$ (В)	Тип стабілітрона	$V_{ст}$ (В)	$I_{ст}$ (мА)	V_1 (В)
1	K140YD6A	+15	KC133A	3,75	10,13	5
2	K140YD6B	+15	KC139A	4,40	10,11	6
3	K140YD7A	+15	KC147A	5,12	10,15	8
4	K140YD7A	+15	KC133A	3,88	14,92	7
5	K140YD7A	+15	KC139A	4,40	10,11	6

Початкові дані для розрахунку принципової схеми рис.3.30.

Таблиця 6

№ вар.	Тип підсилюв.	V_1 (В)	Тип стабілітрона	$V_{ст}$ (В)	$I_{ст}$ (мА)	$V_{вих}$ (В)	I_0 (мА)
1	K140YD6A	5	Д814В	10,23	5,097	8	5,5
2	K140YD6B	10	Д814В	10,26	10,18	5	10,5
3	K140YD7	12	Д814В	10,29	15,13	2	15,5
4	K140YD7	15	KC147A	5,12	10,15	3	10,5
5	K140YD7	10	KC147A	5,24	15,12	4	15,5

Початкові дані для розрахунку принципової схеми рис.3.33.

Таблиця 7

№ варі-ан.	Тип підсилюв.	V_1 (В)	Тип стабілітрона	$V_{ст}$ (В)	$I_{ст}$ (мА)	$V_{вих}$ (В)	I_0 (мА)
1	K140YD7A	10	KC147A	5,12	10,15	4 (6)	10,5
2	K140YD7A	12	KC147A	5,36	20,24	8 (2)	20,5
3	K140YD7A	15	KC139A	4,4,	10,11	6 (1)	10,5
4	K140YD7A	20	KC139A	4,56	15,09	9 (3)	15,5
5	K140YD7A	10	KC147A	5,47	24,98	3 (7)	25,5

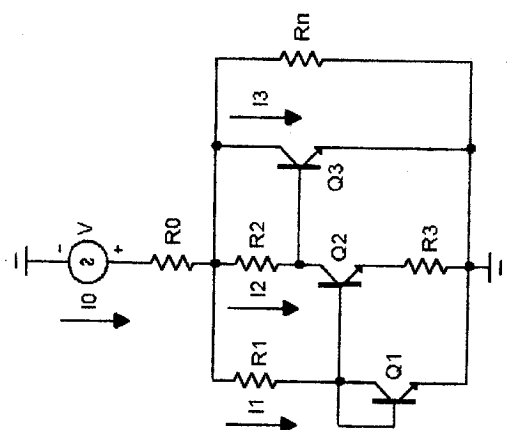


Рис.3.27

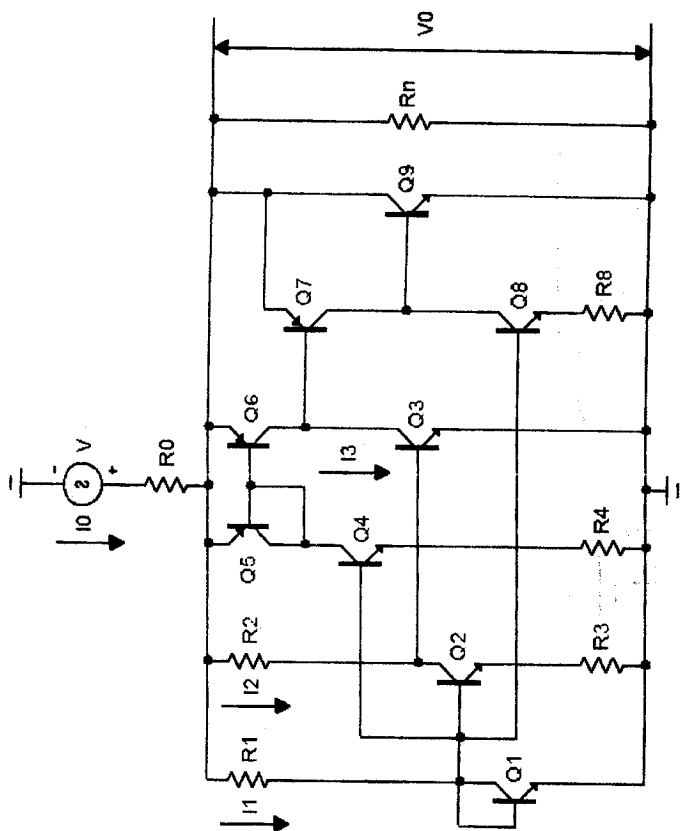


Рис.3.28

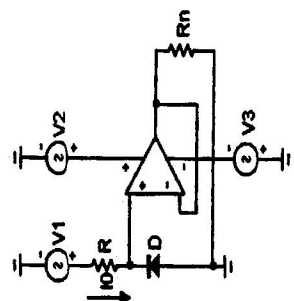


Рис.3.29

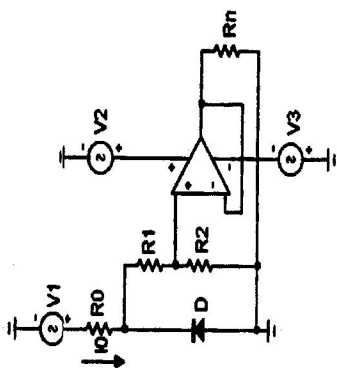


Рис.3.30

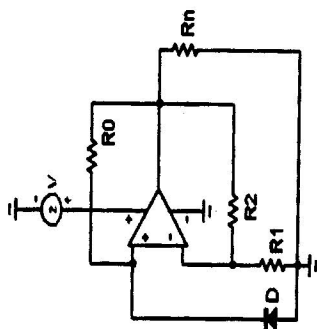


Рис.3.31

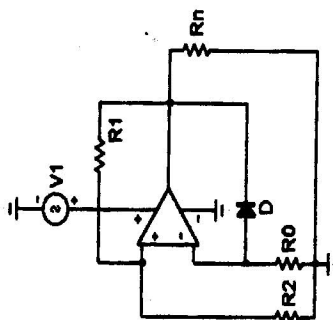


Рис.3.32

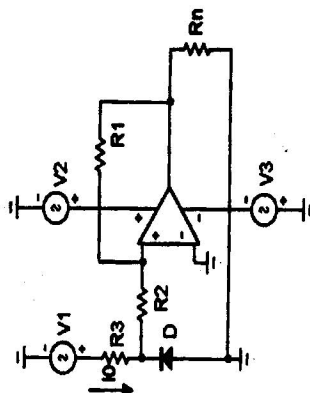


Рис.3.33

Підсилювачі постійного струму

В даному розділі розглядаються питання аналізу та проектування інтегральних підсилювачів постійного струму. Поряд із загальними питаннями вивчення підсилювачів, наводяться конкретні приклади розрахунку й варіанти технічної реалізації. Досліджується внутрішня структура різних схем підсилювачів, що зустрічаються в багатьох аналогових пристроях.

Підсилювачі відіграють провідну роль в аналоговій техніці, виконуючи найпоширенішу функцію - підсилення потужності сигналів.

Підсилювачі в основному складаються з декількох елементарних комірок, які називаються підсилювальними каскадами. Підсилювальний каскад може містити один, два й більше транзисторів, тобто сам по собі може мати досить складну схему.

В першому параграфі даного розділу розглянуто найпростіші підсилювачі постійного струму на біполярних і польових транзисторах. Другий параграф присвячено диференційним підсилювачам. Розглядаються питання дослідження та проектування диференціальних підсилювачів на біполярних і польових транзисторах.

Найпоширеніший тип аналогових ІС - операційні підсилювачі, яким присвячено третій параграф цього розділу. Розглядаються основні характеристики ОП і наводяться методи їх дослідження в лабораторній роботі. Аналізуються приклади використання ОП. Основну увагу приділено внутрішній схемотехніці ОП. Спочатку досліджується базова внутрішня схема ОП і наводиться узагальнений аналіз частотної характеристики підсилювача без зворотного зв'язку й зі зворотним зв'язком. Досліджуються перехідні процеси в ОП.

4.1 Загальні теоретичні відомості та розрахункові співвідношення

Підсилювачем називається пристрій, призначений для підвищення потужності вхідного електричного сигналу. Структурна схема підсилювача показана на рис.4.1. На схемі підсилювач зображено у вигляді активних чотириполюсників, до вхідних зажимів (1,2) яких підключається джерело вхідного сигналу у вигляді джерела напруги (рис.4.1,а) або джерела струму (рис.4.1,б).

У наведеному вхідному колі (рис.4.1,а,б) мають місце співвідношення

$$V_{BX} = E_{\Gamma} R_{BX} / (R_{BX} + R_{\Gamma});$$

$$I_{BX} = I_{\Gamma} R_{\Gamma} / (R_{\Gamma} + R_{BX}),$$

де R_{Γ} - внутрішній опір генератора.

З формул витікає, що $V_{\text{вх}} \approx E_{\Gamma}$ при $R_{\text{вх}} \gg R_{\Gamma}$, а $I_{\text{вх}} \approx I_{\Gamma}$ при $R_{\Gamma} \gg R_{\text{вх}}$.

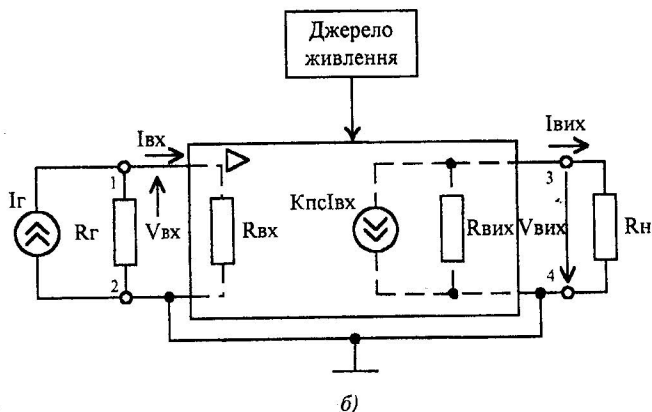
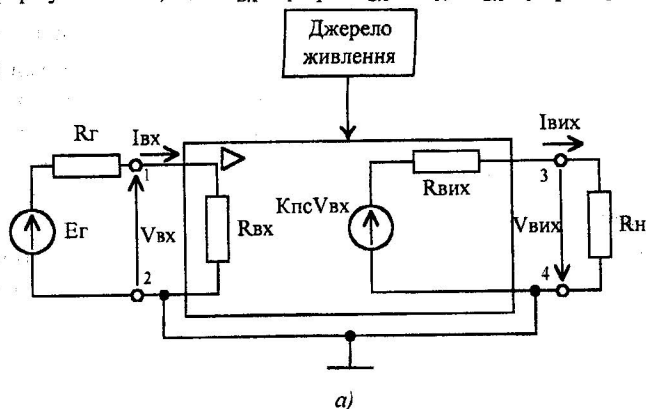


Рис.4.1. Структурні схеми підсилювачів постійного струму

Вихідне коло підсилювача можна також зобразити у вигляді джерела напруги $K_{\text{пс}} V_{\text{вх}}$ (рис.4.1,а) або джерела струму $K_{\text{пс}} I_{\text{вх}}$ (рис.4.1,б) з внутрішнім опором для обох джерел $R_{\text{вих}}$.

Основними технічними параметрами підсилювача є: коефіцієнти підсилення (по напрузі, струму та потужності), вхідний та вихідний опір, вихідна потужність, коефіцієнт корисної дії, номінальна вихідна напруга, діапазон підсилювальних 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:

$$\dot{K}_{\text{пс}} = \dot{A}_{\text{вих}} / \dot{A}_{\text{вх}} = (A_{\text{вих}} / A_{\text{вх}}) e^{j(\varphi_{\text{вих}} - \varphi_{\text{вх}})} = K_{\text{пс}} e^{j\varphi}, \quad (4.1)$$

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:

$$\dot{K}_{\text{пс. V}} = \dot{V}_{\text{вих}} / \dot{V}_{\text{вх}}; \dot{K}_{\text{пс. I}} = \dot{I}_{\text{вих}} / \dot{I}_{\text{вх}}; K_{\text{пс. P}} = P_{\text{вих}} / P_{\text{вх}} = K_{\text{пс. I}} \cdot K_{\text{пс. V}} \quad (4.2)$$

Якщо підсилювач містить n каскадів, то

$$\dot{K}_{\text{пс}} = \dot{K}_{\text{пс.1}} \cdot \dot{K}_{\text{пс.2}} \dots \dot{K}_{\text{пс.n}} = \prod_{i=1}^n \dot{K}_{\text{пс.i}}, \quad (4.3)$$

або в логарифмічному масштабі

$$L K_{\text{пс p}} = 10 \lg(P_{\text{вих}}/P_{\text{вх}}) = 10 \lg K_{\text{пс p}};$$

$$L K_{\text{пс v}} (\text{дБ}) = 20 \lg(V_{\text{вих}}/V_{\text{вх}}) = 20 \lg K_{\text{пс v}};$$

$$L K_{\text{пс I}} (\text{дБ}) = 20 \lg(I_{\text{вих}}/I_{\text{вх}}) = 20 \lg K_{\text{пс I}}.$$

Коефіцієнт підсилення в децибелах змінюється (зменшується чи збільшується) зі швидкістю 20 дБ на декаду (декада означає змінення частоти (f) в 10 разів), що відповідає зміненню $K_{\text{пс}}$ в 10 разів, а октава - у два рази, що відповідає зміненню $K_{\text{пс}}$ вдвічі.

При цьому коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача (дБ)

$$L K_{\text{пс}} = L K_{\text{пс1}} + L K_{\text{пс2}} + \dots + L K_{\text{пс n}} = \sum_{i=1}^n L K_{\text{пс i}}. \quad (4.4)$$

Вхідний опір $R_{\text{вх}}$ підсилювача являє собою опір між зажимами (1,2) підсилювача (рис.4.1)

$$R_{\text{вх}} = V_{\text{вх}} / I_{\text{вх}}. \quad (4.5)$$

Вихідний опір $R_{\text{вих}}$ визначають між вихідними зажимами (3,4) підсилювача (рис.4.1) при відімкненому опорі навантаження ($R_{\text{н}} = \infty$)

$$R_{\text{вих}} = \Delta V_{\text{вих}} / \Delta I_{\text{вих}}. \quad (4.6)$$

Вхідна та вихідна потужності підсилювача відповідно визначаються виразами

$$P_{\text{вх}} = 1/2 V_{\text{м вх}} \cdot I_{\text{м вх}} = 1/2 (V_{\text{м вх}}^2 / R_{\text{вх}}) = 1/2 (I_{\text{м вх}}^2 \cdot R_{\text{вх}}); \quad (4.7)$$

$$P_{\text{вих}} = 1/2 V_{\text{м вих}} \cdot I_{\text{м вих}} = 1/2 (V_{\text{м вих}}^2 / R_{\text{н}}) = 1/2 (I_{\text{м вих}}^2 \cdot R_{\text{н}}). \quad (4.8)$$

Коефіцієнт корисної дії

$$\eta = (P_{\text{вих}} / P_{\text{спож}}) \cdot 100\%, \quad (4.9)$$

де $P_{\text{спож}}$ - потужність, що споживається підсилювачем від джерела живлення.

Залежність модуля коефіцієнта підсилення від частоти являє собою амплітудно-частотну характеристику підсилювача (рис.4.2,а). Оскільки модуль коефіцієнта підсилення на різних частотах має різні значення, гармонійні складові складного вхідного сигналу підсилюються не однаково 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.

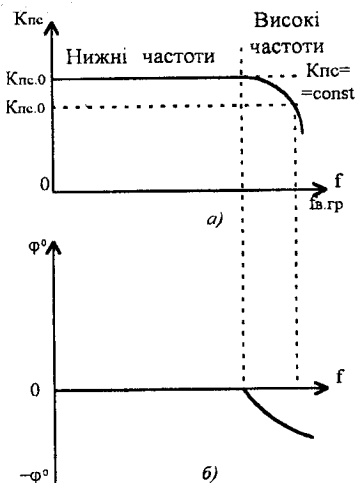
Мірою частотних спотворень, котрі вносить підсилювач на частоті f , служить коефіцієнт частотних спотворень M , що дорівнює відношенню модулів коефіцієнтів підсилення на середній та заданій частотах

$$M = K_{\text{пс}0} / K_{\text{пс}f} \quad (4.10)$$

На практиці смуга пропускання підсилювача змінюється, коли $K_{\text{пс}} = (1/\sqrt{2}) K_{\text{пс}0} = 0,707 K_{\text{пс}0}$. В ідеальному випадку, при якому підсилювач не вносить частотних спотворень ($M=1$), амплітудно-частотна характеристика являє прямою, паралельну вісі частот (рис.4.2,а).

Фазо-частотна 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.

Рис.4.2. Амплітудно-фазова частотна характеристика



Використовуючи амплітудну характеристику, можна приблизно оцінити нелінійні спотворення. Коефіцієнт нелінійності визначається відношенням

$$K_{\text{н}} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \hat{V}_n^2 / \hat{V}_0^2}$$

Він визначає 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 і т.д., використовують зворотні зв'язки.

Основним показником кола зворотного зв'язку по напрузі є коефіцієнт передання кола зворотного зв'язку χ , котрий показує, яка частина напруги з виходу підсилювача передається на його вхід:

$$\chi = V_{33} / V_{\text{вих}}. \quad (4.11)$$

Якщо напруга зворотного зв'язку V_{33} протилежна за фазою напрузі підсилюваного сигналу в тих точках кола, куди підводиться зв'язок, то V_{33} віднімається з напруги сигналу, зменшуючи його. Тоді коефіцієнт підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком дорівнює:

$$K_{\text{пс } 33} = K_{\text{пс}} / (1 + \chi K_{\text{пс}}). \quad (4.12)$$

Таким чином, якщо сигнал зворотного зв'язку поступає на вхід підсилювача у протифазі із вхідним сигналом, то коефіцієнт підсилення підсилювача 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 підсилювачах, оскільки з його введенням значно покращується ряд параметрів підсилювача. Так, зменшення коефіцієнта підсилення супроводжується збільшенням його стабільності, що підвищує стійкість роботи підсилювача.

При $\chi K_{\text{пс}} \gg 1$ (глибокий зворотний зв'язок) з (4.12) маємо:

$$K_{\text{пс } 33} = 1 / \chi,$$

тобто загальний коефіцієнт підсилення схеми не залежить від коефіцієнта підсилення підсилювача.

Послідовний від'ємний зворотний зв'язок збільшує вхідний опір підсилювача [4]:

$$R_{\text{вх } 33} = R_{\text{вх}} (1 + \chi K_{\text{пс}}).$$

Введення від'ємного зворотного зв'язку по напрузі в $(1 + \chi K_{\text{пс}})$ разів зменшує вихідний опір підсилювача $R_{\text{вих}}$, а по струму - збільшує його:

$$R_{вх\ 33} = R_{вх} + R_{33}(1 + \chi K_{пс}),$$

де R_{33} - опір, з якого знімається зворотний зв'язок.

Поряд з покращенням стабільності роботи підсилювача й параметрів його вхідного і вихідного кіл від'ємний зворотний зв'язок в $(1 + \chi K_{пс})$ разів зменшує всі види лінійних і нелінійних спотворень підсилюваного сигналу, а також напруги шумів та 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 підсилювача, змінюючи їх у потрібному напрямку.

4.2. Найпростіші підсилювачі постійного струму

4.2.1. Найпростіші підсилювачі постійного струму на біполярному транзисторі

На рис.4.3,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 $-E_C$ відносно землі.

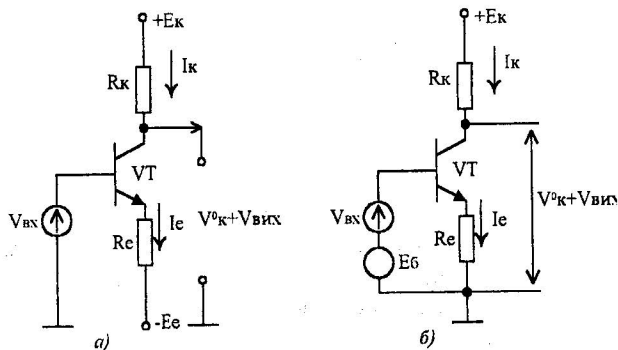


Рис.4.3. Варіанти підсилювальних каскадів із двополярним (а) та однополярним (б) живленням

У принципі можна використовувати й однополярне живлення (рис.4.3,б). Проте в такому варіанті можуть виникати серйозні труднощі. По-перше, потрібне спеціальне джерело зміщення E_6 . По-друге, джерело сигналу не має заземленої точки, що виключає використання більшості типових джерел сигналу і різко підвищує рівень паразитних наводок (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 $V_{вх} = 0$. Тоді в схемі протікають постійні скла-

дові струмів, зумовлені джерелами E_k і E_e . Режим відсутності сигналу прийнято називати режимом спокою підсилювача.

При наявності вхідного сигналу до постійних складових додаються змінні складові, пропорційні значенню $V_{вх}$. В робочому режимі повні значення напруг і струмів можна записати у вигляді: $V=V^0+\Delta V$; $I=I^0+\Delta I$. Тут верхній індекс "0" присвоєно постійним складовим, а змінні складові позначені як прирости. Як уже відзначалось у розділі 1, аналіз постійних та змінних складових можна проводити незалежно. Розглянемо постійні складові, характерні режиму спокою.

Припустимо $V_{вх}=0$ та зобразимо еквівалентну схему підсилювача так, як показано на рис.4.4. Тут для транзистора використана спрощена модель Еберса-Молла, що відповідає нормальному активному режиму, а в коло бази введено опір R_6 . Він включає в себе внутрішній опір бази r_6 , а

також опір джерела сигналу або попереднього каскаду.

Обійшовши вхідний контур схеми (рис.4.4), отримаємо рівняння:

$$I^0_6 R_6 + V^* + I^0_e R_e - E_e = 0 \quad (4.13)$$

Підставляючи $I^0_6 = (1-\alpha)I^0_e$, легко найти струм емітера:

$$I^0_e = (E_e - V^*) / [(R_e + (1-\alpha)R_6)]. \quad (4.14)$$

Потенціал колектора має вигляд

$$V^0_k = E_k - I^0_k R_k, \quad (4.15)$$

де $I^0_k = \alpha I^0_e$.

Значення I^0_e і V^0_k задаються заздалегідь. Їхня сукупність визначає, як кажуть, робочу точку транзистора в режимі спокою. Напругу живлення E_k також задано; тоді з виразу (4.16) однозначно отримаємо необхідне спів-відношення R_k .

Щодо значень E_e і R_e , то обидві вони повинні бути достатньо великими з тим, щоб змінення параметрів α і V^* не здійснювали помітного впливу на струм I^0_e . Можна сказати, що вибір значень E_e і R_e визначається бажаною стабільністю робочої точки транзистора при зміненнях температури й інших чинників.

Опір R_e вибирають за умови

$$R_e \gg (1-\alpha)R_6. \quad (4.16)$$

Наприклад, якщо $R_6=2\text{кОм}$ і $\alpha=0,99$ (тобто $\beta=100$), то опір R_e повинен бути не менше 200 Ом .

Вибравши опір R_e , легко знайти значення E_e з (4.14). Може виявитись, що значення E_e не достатньо велике, щоб в потрібній мірі попередити вплив змінювань V^* . Тоді потрібно збільшити E_e і відповідно R_e . В основному $E_e > 2\text{-}3\text{В}$.

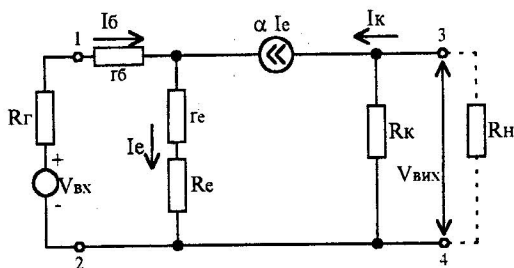


Рис.4.5. Малосигнальна еквівалентна схема каскаду в області низьких частот

Припустимо $V_{BX} \neq 0$. В цьому випадку сигнал V_{BX} викликає змінення потенціалів і струмів в схемі, тобто "породжує" змінні складові. Щоб знайти ці складові, використаємо малосигнальну т-подібну схему заміщення транзистора (рис.4.5). Обмежуючись областю достатньо низьких частот, будемо вважати α дійсною величиною і знехтуємо колекторною ємністю. Знехтуємо також опором колекторного переходу r_K ; його врахування не вносить суттєвих поправок в результати аналізу. Тоді еквівалентна схема каскаду буде такою, як показано на рис.4.5. Тут враховано внутрішній опір джерела сигналу R_G , а значення струмів і напруг записані без знаку Δ .

З рис.4.5 витікає:

$$V_{BX} = I_6(R_G + r_6) + I_e(R_e + r_e). \quad (4.17)$$

Підставляючи $I_6 = (1-\alpha)I_e$, легко знайти струм емітера:

$$I_e = V_{BX} [R_e + r_e + (1-\alpha)(R_G + r_6)]. \quad (4.18)$$

Враховуючи умову (4.16), можна без великих похибок покласти $I_e = V_{BX} / R_e$. 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. Головний з цих параметрів - *коефіцієнт підсилення* - визначається як відношення амплітуд вихідного і вхідного сигналів:

$$K = V_{\text{вих}} / V_{\text{вх.}}$$

Із рис.4.5 витікає: $V_{\text{вих}} = -\alpha I_e R_k$. Підставляючи струм I_e з (4.18) і поділивши обидві частини на $V_{\text{вх.}}$, знаходимо коефіцієнт підсилення у загальному вигляді:

$$K = \alpha R_k [R_e + r_e + (1 - \alpha)(R_{\Gamma} + r_5)]. \quad (4.19)$$

Нехтуючи згідно (4.16) двома останніми членами у знаменнику, отримаємо простий вираз, цілком придатний для всіх практичних розрахунків:

$$K = -\alpha (R_k / R_e). \quad (4.20)$$

Із виразу (4.20) витікає, що опір R_k бажано робити великим, а опір R_e малим. Проте в реальній схемі опір R_k визначається напругою живлення й робочою точкою транзистора (4.15), а опір R_e повинен задовольняти умову стабільності (4.16). Тому коефіцієнт підсилення в розглянутому каскаді практично не перевищує значень 4-5.

Обмеженість коефіцієнта підсилення стає особливо очевидною, якщо перетворити вираз (4.18), підставивши в нього значення R_k і R_e з (4.14). Тоді, вважаючи $r_e \ll R_e$, отримаємо:

$$K = -(E_k - V^{\circ}_k) / (E_e - V^*). \quad (4.21)$$

Нехай, наприклад, $E_k = 12\text{В}$, $E_e = 3\text{В}$ і $V^{\circ}_k = 2\text{В}$; при цьому отримаємо $K \approx 4,5$. Корисно відзначити, 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 увімкнено зовнішнє навантаження, то в формулах (4.19 і 4.20) потрібно замінити R_k на еквівалентний опір $R_k || R_n$, де $||$ - символ паралельного з'єднання.

Наступний важливий параметр підсилювача - *вхідний опір* - визначається виразом

$$R_{\text{вх}} = V_{\text{вх}} / I_{\text{вх.}}$$

де $I_{\text{вх}}$ - змінна складова базового струму, а напруга $V_{\text{вх}}$ вважається поданою безпосередньо до бази. Таким чином, при розрахунку вхідного опору необхідно вважати $R_{\Gamma} = 0$.

По відношенню до джерела сигналу вхідний опір грає роль навантаження. Тому, чим він більший, чим менше навантажено джерело сигналу тим краще передається його напруга на вхід каскаду.

З рис.4.5, вважаючи $R_T=0$, отримаємо:

$$V_{BX}=I_B r_B + I_E (R_E + r_E). \quad (4.22)$$

Підставляючи $I_E=(\beta+1)I_B$ і поділивши обидві частини на $I_B=I_{BX}$, знаходимо вхідний опір у загальному вигляді:

$$R_{BX}=r_B+(\beta+1)(R_E+r_E). \quad (4.23)$$

Практично, якщо опорами r_B і r_E можна знехтувати, то

$$R_{BX}\approx(\beta+1)R_E. \quad (4.24)$$

Наприклад, якщо $\beta=100$ і $R_E=2\text{кОм}$, то $R_{BX}\approx 200\text{кОм}$.

Відзначимо, що із зростанням опору R_E вхідний опір не може зрости необмежено, як витікає з формули (4.24).

В перший момент після подання вхідного сигналу, коли $I_K=0$, струм бази дорівнює струму емітера: $I_B(0) = I_E$. Струм бази $I_B(0)$ в $\beta+1$ разів перевищує встановлене значення. Відповідно початкове значення вхідного опору в $\beta+1$ разів менше встановленого значення (4.24). Далі базовий струм спадає, а вхідний опір зростає до встановлених значень. Проте, оскільки встановлене значення струму бази в β разів менше, ніж струм колектора, довжина перехідного процесу виявляється в стільки ж разів більшою, тобто приблизно βt_Φ (t_Φ - тривалість фронту $V_{ВХ}$).

Якщо опір R_E замінити на ідеальне джерело струму ($R_i=\infty$), то згідно (4.24) отримаємо $R_{BX}=\infty$). Насправді вхідний опір має кінцеве значення зумовлене опором колекторного переходу r_K . Отже, максимальне значення вхідного опору підсилювача

$$R_{BX, \text{ макс. }} \approx r_K.$$

Третій важливий параметр підсилювача - *вихідний опір* - визначається виразом

$$R_{ВХ}=(V_{ВХ})_{ХХ}/(I_{ВХ})_{КЗ}, \quad (4.25)$$

де $(V_{ВХ})_{ХХ}$ - вихідна напруга при холостому ході каскаду (тобто за відсутності зовнішнього навантаження R_H), а $(I_{ВХ})_{КЗ}$ - вихідний струм при короткому замиканні вихідних зажимів (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 відімкнутого зовнішнього навантаження ($R_H = \infty$). За таких самих умов здійснюють і теоретичний розрахунок значення $R_{вих}$.

Для схеми на рис.4.3 при $V_{вх}=0$ можна записати:

$$R_{вих} = R_K. \quad (4.26)$$

Врахування опору колекторного переходу (тобто внутрішнього опору генератора струму) практично не чинить ніякого впливу на отриманий результат.

В [1] докладно проаналізовано перехідні процеси, постійні часу, перехідні та частотні характеристики найпростіших підсилювачів, тому вони тут не розглядаються.

4.2.2. Найпростіші підсилювачі на польових транзисторах

На рис.4.6 показано схему підсилювального каскаду на польовому транзисторі із затвором у вигляді р-п-переходу (з каналом п-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 V_{0c} .

Струм I_{0c} у вихідному (стоковому) колі встановлюється за допомогою джерела живлення E_C і початкової напруги зміщення на затворі $V_{0з}$, від'ємної полярності відносно витоку (для

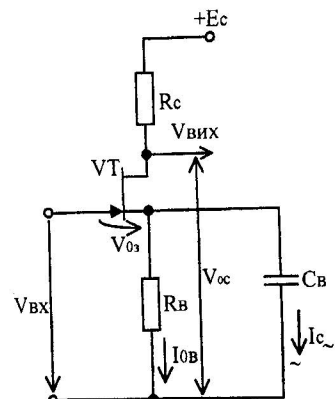


Рис.4.6. Підсилювач на польовому транзисторі.

польового транзистора з р-каналом - додатної полярності). В свою чергу напруга $V_{0з}$ забезпечується за рахунок того самого струму $I_{0з}$, що протікає через резистор у колі витоку $R_в$, тобто $V_{0з} = I_{0з} R_в$. Змінюючи опір $R_в$, можна змінювати напругу $V_{0з}$ і струм стоку I_{0c} , встановлюючи їхнє необхідне значення. Напругу V_{0c} в даній схемі можна знайти з виразу

$$V_{0c} = E_C - I_{0c} (R_в + R_c). \quad (4.27)$$

Резистор $R_в$, 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 на-

пруга за рахунок змінної складової струму I_c (що призвело б до наявності від'ємного оберненого зв'язку по сигналу), його шунтують конденсатором C_B , ємність якого визначається з умови $C_B \gg 1/(\omega R_B)$, де ω -колова частота підсилюваного сигналу.

Активний режим роботи польового транзистора забезпечується резистором у колі стоку R_C , з якого знімається змінний вихідний сигнал при наявності вхідного підсилюваного сигналу. Як правило $R_C \approx R_{B\lambda}$. 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

$$R_C \approx R_{C\omega} = R_C R_B / (R_C + R_B). \quad (4.28)$$

Для розрахунку параметрів слід задати струм стоку транзистора. З передатної характеристики визначається відповідне цьому струму значення напруги V_{CB} . У залежності від вибраного значення струму стоку воно може набувати значення від нуля до V_0 (пробою). Тому тут не можна вибрати, як це робилось для біполярного транзистора, приблизно постійне значення цієї величини. Для обчислення V_{CB} використаємо вираз (1.21):

$$V_{CB} = V_0 (1 - I_C / I_{CB}) \quad (4.29)$$

З цього виразу можна визначити опір у колі витоку

$$R_B = |V_{CB}| / I_C = |V_0| / I_C (1 - I_C / I_{CB}). \quad (4.30)$$

Як приклад задамо такі параметри польового транзистора: $I_{CB} = 10 \text{ mA}$, $V_0 = -3 \text{ B}$ і виберемо значення $I_C = 3 \text{ mA}$. При цьому

$$V_{CB} = -3 \text{ B} (1 - 3 \text{ mA} / 10 \text{ mA}) = -1,36 \text{ B}.$$

Опір у колі витоку R_B складатиме $R_B = 1,36 \text{ B} / 3 \text{ mA} = 452 \text{ Ом}$.

Розглянемо найпростіші підсилювачі на МДН-транзисторах. Існує два схемних варіанта таких підсилювачів - з резистивним (пасивним) та з активним навантаженням (рис.4.7). 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.4.7,а) режим спокою характеризується такими потенціалами:

$$E_B^0 = -E_B; \quad (4.31,а)$$

$$V^{\circ}_c = E_c - I^{\circ}_c R_c. \quad (4.31,6)$$

Для того, щоб транзистор був відкритим, напруга $V^{\circ}_{зв}$ повинна перевищувати порогову напругу; значить, в даній схемі повинна виконуватись умова $E_b > V_0$. Потенціал V°_c зручно робити рівним нулю. Це полегшує каскадування підсилювачів: можна безпосередньо з'єднати стік попереднього каскаду із затвором наступного.

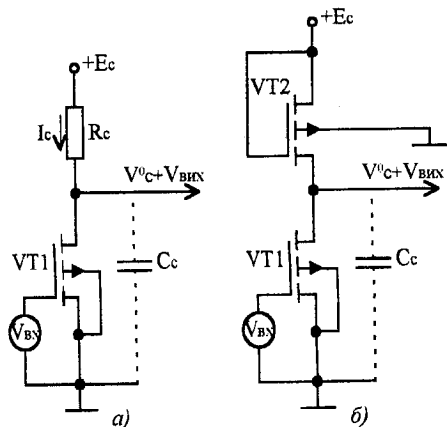


Рис. 4.7. Підсилюючі каскади на МДН-транзисторах: а) з лінійним навантаженням; б) з нелінійним навантаженням.

Для області насичення, тобто для пологих ділянок ВАХ:

$$I_c = 1/2b(V_{зв} - V_0)^2. \quad (4.32)$$

Струм спокою I°_c легко записати, підставляючи $V^{\circ}_{зв} = V^{\circ}_з - V^{\circ}_в$ у формулу (4.32):

$$I^{\circ}_c = 1/2b(E_c - V_0)^2.$$

Звідси, задаючись струмом I°_0 , можна знайти необхідне значення E_c .

Якщо напруги живлення E_c і E_b стабілізовані, то дрейф постійних складових I°_c і V°_c зумовлені в першу чергу дрей-

фом параметрів V_0 і b . Як відомо [1], 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. 4.8 витікає: $I_c = S V_{вх}$ і, відповідно,

$$V_{вх} = -I_c R_c = -S R_c V_{вх}. \quad (4.33)$$

Тоді коефіцієнт підсилення буде мати вигляд:

$$K = V_{вх} / V_{вх} = -S R_c. \quad (4.34)$$

Якщо ж опір r_c має кінцеве значення, порівняне з R_c , то повний струм $SV_{вх}$ розподіляється між R_c і r_c . При цьому струм стоку виявляється рівним

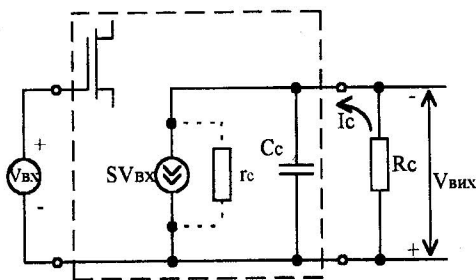


Рис.4.8. Еквівалентна схема стокового кола підсилюючого каскада.

$$I_c = SV_{вх} r_c / (r_c + R_c).$$

Відповідно

$$V_{вих} = -I_c R_c = -S(r_c || R_c) V_{вх}.$$

Тоді коефіцієнт підсилення можна записати в такому вигляді:

$$K = -\mu / (1 + r_c / R_c), \quad (4.35)$$

де $\mu = S r_c$ - власний коефіцієнт підсилення транзистора.

З виразу (4.35) видно, що максимальний коефіцієнт підсилення $|K| = \mu$ отримується за умови $R_c \gg r_c$. На практиці ця умова не виконується; виникає велике падіння напруги $I_c R_c$ і, відповідно, потрібна велика напруга живлення E_c (4.31,6). Тому звичайно $R_c \leq (0,2-0,3)r_c$ і, відповідно, $|K| \leq 0,2\mu$.

Наближений розрахунок елементів підсилювача можна провести за такими формулами:

$$R_b \leq (0,1 \div 0,3) E_c / I_{з3}; \quad R_c = (0,7 \div 0,9) E_c - V_{з3} / I_{з3}. \quad (4.36)$$

На рис.4.7,б зображено схему підсилювача з активним навантаженням. В цій схемі навантажувальний транзистор VT2 працює на положистій ділянці характеристики. Тому його вхідний опір на малому сигналі можна знайти, диференціюючи струм I_{c2} по напрузі $V_{св2}$ [1].

$$R_c = dV_{св2} / dI_{c2} = 1/S_2, \quad (4.37)$$

де S_2 - крутизна транзистора VT2. Внутрішній опір r_{c2} вважається таким що прямує до нескінченності, тому його враховувати необов'язково.

Замінюючи у виразі (4.35) опір R_c на $1/S_2$, коефіцієнт μ на μ_1 і під-

ставляючи $r_c = \mu_1/S_1$, отримаємо:

$$K = -\mu_1/[\mu_1(S_2/S_1)+1] \approx -S_1/S_2 \quad (4.38)$$

(нерівність $\mu_1(S_2/S_1) \gg 1$).

Оскільки струми обох транзисторів однакові, відношення S_1/S_2 можна записати таким чином:

$$S_1/S_2 = \sqrt{b_1/b_2}. \quad (4.39)$$

Введемо коефіцієнт B , котрий характеризує геометрію транзисторів [1]:

$$B = b_1/b_2 = (Z_1/L_1)/(Z_2/L_2). \quad (4.40)$$

При однакових довжинах каналів

$$B = Z_1/Z_2. \quad (4.41)$$

Тоді коефіцієнт підсилення можна записати у вигляді

$$K = -\sqrt{B}. \quad (4.42)$$

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

$$(V_{зв2}^0 - V_0)/(V_{зв1}^0 - V_0) = \sqrt{B} = |K|. \quad (4.43)$$

Підставимо сюди значення $V_{зв1}^0 = E_B$ і $V_{зв2}^0 = E_C - V_c$, (рис.4.7,6). Тоді зв'язок між коефіцієнтом підсилення та режимом спокою можна зобразити у вигляді:

$$[E_C - (V_c + V_0)]/(E_B - V_0) = |K|.$$

Цей вираз і за формою, і за змістом аналогічний виразу (4.20) для підсилювача на біполярних транзисторах. Зрозуміло, що напруга E_B повинна бути суттєво менше E_C ; проте вона повинна помітно перевищувати V_0 , щоб запобігти нестабільності.

4.3. Диференційні підсилювачі

Диференційний підсилювач - це підсилювач з двома входами. Він призначається для підсилення напруг, котрі 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, котрі широко використовується в аналогових ІС різного типу: ОП, компараторах та стабілізаторах напруги, відео-підсилювачах, балансних модуляторах і демодуляторах, пристроях вибірки та зберігання аналогових сигналів.

Диференційний підсилювач - це перший, (вхідний) каскад операційного підсилювача (ОП) та інших інтегральних систем, тому він визначає більшість найважливіших робочих характеристик ІС: напругу зміщення ($V_{зм}$), вхідний струм зміщення (I_6), вхідний струм зсуву (I_{3c}), вхідний опір і коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу (КОСС).

Цей параграф присвячено короткому вивченню основних принципів роботи диференціального підсилювача. Спочатку розглянемо диференціальні підсилювачі на біполярних транзисторах, а далі диференціальні підсилювачі, побудовані на основі МОН-транзисторів і польових транзисторів з керованим р-п-переходом.

4.3.1. Диференційний підсилювальний каскад з резисторним навантаженням

Диференційний підсилювальний каскад являє собою балансну підсилювальну схему, призначену для підсилення різниці між двома вхідними напругами. На рис.4.9 показано принципову схему диференціального підсилювального каскаду на біполярних транзисторах і резисторами навантаження. Оскільки диференційний підсилювач служить першим каскадом фактично всіх ОП, корисно коротко описати властивості диференціальних каскадів. Диференційний підсилювач повинен підсилювати різницю напруг, що подаються на два його входи ($V_{61}-V_{62}$), але не повинен підсилювати рівні сигнали $V_{61}=V_{62}$ при $\Delta V_{вх}=V_{61}-V_{62}=0$. 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 складають половину струму I_0 при нульовій різниці вхідних напруг.

$$I_1=I_2=I_0/2. \quad (4.44)$$

Так само при точному узгодженні в обох плечах схеми вихідні напруги будуть дорівнювати:

$$V_{вих1}=V_{вих2} \approx E_{дж}-I_0 R_K/2, \quad (4.45)$$

$$\text{а } \Delta V_{вих}=V_{вих1}-V_{вих2}=0.$$

Використання джерела струму I_0 забезпечує стабільність робочої точки - струмів I_e і напруг V_K .

Розглянемо принцип дії диференціального підсилювача (ДП). В осно-

ві роботи ДПІ лежить ідеальна симетрія обох його плечей, тобто ідентичність параметрів $VT1$, $VT2$ і рівність опорів R_{K1} , R_{K2} . При цьому при $\Delta V_{BX}=0$ струми й колекторні потенціали будуть однаковими, і вихідна напруга буде дорівнювати нулю. В силу

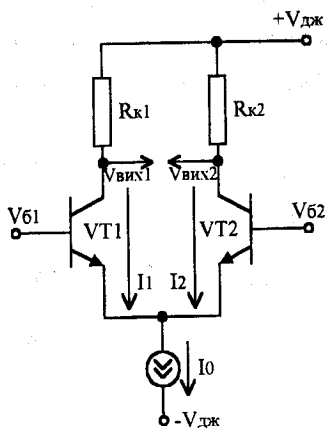


Рис. 4.9. Основна схема диференційного підсилювача.

симетрії нульове значення $\Delta V_{ВХ}$ зберігається при одночасному й однаковому зміні струмів в обох плечах, якими б причинами такі зміни не викликалися. Отже, в ідеальному ДПІ дрейф вихідної напруги відсутній, хоча в кожному з плечей він може бути порівняно великим.

Подано на бази однакові прирости напруг ($\Delta V_{61}=\Delta V_{62}$). Такі сигнали називають синфазними. Під дією синфазних сигналів потенціал емітерів змінюється на таке ж саме значення, що й потенціали баз: $\Delta V_e=\Delta V_6$ (оскільки напруги на емітерних переходах (V^*) можна вважа-

ти незмінними). Якщо джерело струму I_0 ідеальне (тобто $R_i=\infty$), то приріст ΔV_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 ΔI_0 , але він порівну розподілиться між обома плечами ДП і колекторні потенціали зміняться однакою. Отже й в цьому випадку $\Delta V_{ВХ}=0$. Значить в ідеальному ДПІ синфазні сигнали не впливають на вихідну напругу.

Тепер подано на бази напруги рівні за модулем, але протилежні за полярністю значеннями ($\Delta V_{61}=-\Delta V_{62}$). Такі сигнали називають диференціальними. Їхня різниця, за визначенням, саме і є вхідним сигналом ДПІ:

$$\Delta V_{ВХ}=\Delta V_{61}-\Delta V_{62}.$$

В силу симетрії сигнал $\Delta V_{ВХ}$ поділиться порівну між обома емітерними переходами: на одному з них напруга V^* збільшиться на $1/2 V_{ВХ}$, а на другому зменшиться на те ж саме значення. Отже прирости колекторних потенціалів в плечах ДПІ будуть однаковими за значенням, але різного знаку. В результаті з'явиться вихідна напруга

$$\Delta V_{ВХ}=\Delta V_{K1}-\Delta V_{K2}. \quad (4.46)$$

Як бачимо, ідеальний ДПІ реагує тільки на диференційний сигнал, звідси

назва цього типу підсилювачів.

Оскільки диференційний сигнал ділиться порівну між емітерними переходами, потенціал середньої точки, тобто потенціал емітерів, залишається незмінним. Отже, при аналізі диференціальних сигналів можна вважати потенціал V_e заданим, а точку Е заземленою для змінних складових.

Будь-яку комбінацію напруг ΔV_{61} і ΔV_{62} можна зобразити у вигляді суми синфазної й диференціальної складових:

$$\Delta V_{61} = V_{вх\ c} + 1/2 V_{вх\ д}; \quad (4.47,а)$$

$$\Delta V_{62} = V_{вх\ c} - 1/2 V_{вх\ д}. \quad (4.47,б)$$

Зручність такого зображення полягає в тому, що дію кожної із складових можна аналізувати окремо.

Синфазна й диференціальна складові вхідного сигналу виражаються таким чином:

$$V_{вх\ c} = 1/2(\Delta V_{61} + \Delta V_{62}); \quad (4.48,а)$$

$$V_{вх\ д} = \Delta V_{61} - \Delta V_{62}. \quad (4.48,б)$$

Вихідну напругу також можна зобразити як суму синфазної і диференціальної складових:

$$V_{вих\ c} = 1/2(\Delta V_{к1} - \Delta V_{к2}); \quad (4.49,а)$$

$$V_{вих\ д} = \Delta V_{к1} - \Delta V_{к2}, \quad (4.49,б)$$

де ΔV_k - приріст колекторних потенціалів відносно потенціалу спокою V_k^0 . На рис.4.9 диференціальні складові $V_{вх\ д}$ і $V_{вих\ д}$ записані без індексу "д".

Важливу роль в роботі ДП грає постійність струму I_0 . Якщо джерело струму ідеальне (тобто $R_i = \infty$), то синфазна складова сигналу викликає тільки приріст емітерного потенціалу: $\Delta V_e = \Delta V_6 = \Delta V_{вх\ c}$. Струми в плечах та колекторні потенціали залишаються незмінними.

Якщо ж джерело струму не ідеальне, тобто має кінцевий опір R_i , то приріст ΔV_e викликає приріст струму $\Delta I_0 = \Delta V_e / R_i$. Цей приріст ділиться між обома плечами ДП і викликає приріст колекторних потенціалів $\Delta V_{к1}$ і $\Delta V_{к2}$. В тому випадку, коли плечі ідентичні, ці прирости однакові: $\Delta V_{к1} = \Delta V_{к2}$; тоді на виході згідно (4.49) отримаємо лише синфазну складову. В тому випадку, коли плечі не ідентичні, прирости колекторних потенціалів неоднакові: $\Delta V_{к1} \neq \Delta V_{к2}$; тоді на виході поряд з синфазною одержується паразитна диференціальна складова.

У загальному випадку співвідношення між синфазними і диференціальними складовими можна записати за допомогою двох рівнянь:

$$V_{\text{вих с}} = K_{\text{сс}} V_{\text{вх с}} + K_{\text{сд}} V_{\text{вх д}}; \quad (4.50, \text{а})$$

$$V_{\text{вих д}} = K_{\text{дс}} V_{\text{вх с}} + K_{\text{дл}} V_{\text{вх л}}. \quad (4.50, \text{б})$$

Тут коефіцієнти K є коефіцієнтами передачі відповідних складових з входу на вихід. В ідеальному ДП взаємні коефіцієнти $K_{\text{сд}}$ і $K_{\text{дс}}$ дорівнюють нулю.

Розглянемо основні параметри ДП, зокрема коефіцієнт підсилення диференціальної складової $K_{\text{дд}}$. Його часто називають просто коефіцієнтом підсилення і позначають через K .

Коефіцієнт підсилення кожного плеча визначається як відношення вихідного і вхідного сигналів.

$$K = V_{\text{вих}} / V_{\text{вх}}. \quad (4.51)$$

Вихідним сигналом прийнято вважати змінну складову колекторної напруги ΔV_K (тому потенціал колектора рівний $V_K^0 + V_{\text{вих}}$). Оскільки

$$V_{\text{вих}} = -\alpha I_e R_K,$$

$$I_e = V_{\text{вх}} / [r_e + (1 - \alpha)(R_T + r_6)]. \quad (4.52)$$

Коефіцієнт підсилення кожного плеча можна отримати з (4.19), вважаючи $R_e = 0$. Оскільки в кожному плечі підсилюється сигнал $1/2 V_{\text{вх}}$, а на виході підсилені сигнали додаються, коефіцієнт підсилення ДП дорівнює коефіцієнту підсилення окремого плеча.

Якщо у вираз (4.19) підставити значення $R_e = 0$, то отримаємо:

$$K = -\alpha R_K / [r_e + (1 - \alpha)(R_T + r_6)], \quad (4.53)$$

або

$$K = -R_K \beta / [r_e(1 + \beta) + R_T + r_6].$$

Очевидно, що коефіцієнт підсилення ДП більший, ніж у найпростішого підсилювача. 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 (4.53) можна зневажити; тоді

$$K = -\alpha (R_K / r_e), \quad (4.54)$$

або

$$K = -\beta R_K / r_e (1 + \beta) \approx -R_K / r_e.$$

Підставляючи сюди значення R_K з (4.45) і значення $r_e = \phi_T / I_e^0$, отримаємо коефіцієнт підсилення в такій формі:

$$K = -(E_{дж} - V_k^0) / \varphi_T \quad (4.55)$$

Як бачимо, коефіцієнт підсилення ДП, як і в найпростіших підсилювачах, пов'язаний з напругою живлення й колекторною напругою в режимі спокою. Але знаменник у виразі (4.55) має таке мале значення, яке не досягне в найпростіших підсилювачах. Від температури він залежить безпосередньо через величину φ_T .

Коефіцієнт підсилення синфазної складової згідно (4.50) визначається як

$$K_{сф} = V_{вих с} / V_{вх с} \text{ при } V_{вх д} = 0.$$

Для аналізу роботи схеми у цьому режимі треба у схемі з'єднати обидві бази і подати на них сигнал $V_{вх с}$. Допускаючи, що $V^* = \text{const}$, отримуємо $\Delta V_e = \Delta V_{вх с}$. При цьому, якщо опір джерела струму дорівнює R_i , струм I_0 змінюється на $\Delta I_0 = \Delta V_{вх с} / R_i$, а колекторні потенціали - на $\alpha(\frac{1}{2} \Delta I_0) R_k$. Тоді

$$K_{сф} = -(\alpha R_k) / 2 R_i. \quad (4.56)$$

Звичайно $R_k / R_i < 1$, а значить, і $K_{сф} < 1$.

Коефіцієнт $K_{сд}$ згідно (4.50) характеризує вплив диференційної складової сигналу на синфазну складову вихідної напруги:

$$K_{сд} = V_{вих с} / V_{вх д} \text{ при } V_{вх с} = 0.$$

Оскільки диференційний сигнал розподіляється між обома емітерними переходами порівну, головною причиною змінення середнього колекторного потенціалу є неідентичність коефіцієнтів підсилення плечей. Тому можна вважати

$$K_{сд} = \Delta K,$$

де $\Delta K = K_1 - K_2$. Помножимо та поділимо праву частину на середній коефіцієнт підсилення

$$K = 1/2(K_1 + K_2).$$

Далі, вважаючи, що головною причиною неідентичності коефіцієнтів підсилення є різниця опорів R_k , допустимо $\Delta K / K = \Delta R_k / R_k$. Тоді

$$K_{сд} = K(\Delta R_k / R_k).$$

Наприклад, якщо $\Delta R_k / R_k = 0,02$, то $K_{сд} = 0,02$.

Значить, змінення постійної складової колекторних потенціалів під дією диференціального сигналу в десятки разів менше 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 диференціальної й синфазної складових сигналу. Ці опори суттєво різні.

Для диференціальної складової вхідний опір дорівнює подвоєному вхідному опору кожної половини ДП:

$$R_{вх\ д} = 2[(\beta + 1)r_e + r_6]. \quad (4.57)$$

Нехай, наприклад, $\beta = 100$, $r_e = 25\ \text{Ом}$ і $r_6 = 150\ \text{Ом}$, тоді $R_{вх\ д} = 5,35\ \text{кОм}$.

Опір r_e обернено пропорційний струму спокою I_e° . Тому для збільшення вхідного опору доцільно використовувати ДП в режимі малих струмів - у мікрорежимі. Крім того, доцільно використовувати транзистори з високим значенням β , наприклад, пари Дарлінгтона (рис.4.10). При цьому кожні два транзистора на вході схеми VT1, VT3 і VT2, VT4 виявляються еквівалентними одному транзистору з ефективним коефіцієнтом підсилення по струму β_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 $\Delta V_e = V_{вхс}$, отримаємо приріст струму. Перейшовши від коефіцієнту α до β , знаходимо синфазний вихідний опір:

$$R_{вх\ с} = (\beta + 1)R_i \quad (4.58)$$

Оскільки $R_i \gg r_e$, опір $R_{вх\ с}$ набагато перевищує $R_{вх\ д}$.

Використання схеми Дарлінгтона дозволяє підвищити вхідний опір диференційного підсилювача до 10-20 МОм при вхідних струмах порядку 5-10 нА. Нажаль, базові струми і падіння напруг на переході база-емітер $V_{бе}$ в складеному транзисторі, з'єднаному за схемою Дарлінгтона, виявля-

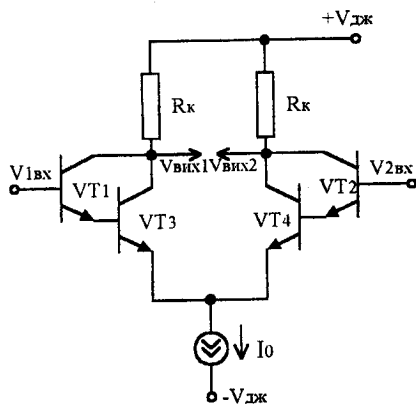


Рис 4.10. Диференційний каскад із вхідними транзисторами, з'єднаними за схемою Дарлінгтона

ються узгодженими не настільки добре, як в одиночних транзисторах. З цієї причини напруга зміщення й її температурний дрейф збільшуються, як правило, до $\pm 3\text{мВ}$ і $\pm 15\text{мкВ}/^\circ\text{C}$ відповідно. Крім того, змінення коефіцієнта підсилення β складеного транзистора при змінненні температури приводять до суттєвих змінень вхідних струмів і вхідних опорів.

Інші параметри диференційного підсилювача розглянуто в [1] і [5].

Диференційний підсилювальний каскад з активним навантаженням.

Використання активного навантаження в диференціальних підсилювачах дозволяє збільшувати коефіцієнт підсилення за напругою до 60дБ і більше.

На рис.4.11 наведено практичну схему диференціального каскаду, в якій

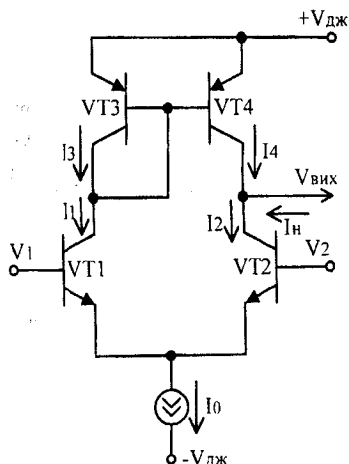


Рис.4.11. Схема диференційного каскада з активним навантаженням

немає жодного резистора. Транзистор VT3, ввімкнений як діод, задає рівень зміщення на транзистор VT4 р-п-р - типу і викликає появу різниці струмів в колекторних колах транзисторів VT1 і VT2, яка визначає значення вихідної напруги $V_{\text{вих}}$ на одиночному 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 по відношенню до 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 "дзеркальним відображенням" струму через VT4. Коефіцієнт підсилення каскаду визначається вихідним опором другого транзистора VT2 і вхідним опором каскаду й звичайно знаходиться в межах від 50 до 60 дБ. Вихідний опір даної схеми дорівнює $r_{\text{вих}} = r_{k4}^* \parallel r_{k2}^* \approx r_{k4}^*$. Як правило $r_4^* = 15 \div 20 \text{ кОм/мА}$ (оскільки $r_2^* > r_4^*$). Основною перевагою схеми є більш широкий динамічний діапазон напруги додатної амплітуди, що подається на симетричний вхід, котрий складає значення, що приблизно дорівнює $(V_{\text{впс}} - V_{\text{бе}})$. Основний недолік даної схеми: при балансі вхідних напруг - напруги на колекторах транзисторів VT1 і VT2 будуть різними, що в кінцевому рахунку призводить до збільшення напруги зміщення через ефект модуляції ширини базової області. Невелике значення коефіцієнта підсилення β транзистора р-п-р типу, що використовується як навантаження, також є причиною додаткової розбіжності колекторних струмів, що у

свою чергу збільшує напругу зміщення. Типове значення напруги зміщення для схеми (рис.4.11) не менше 3мВ.

На рис.4.12 показана ще одна схема диференційного підсилювача з

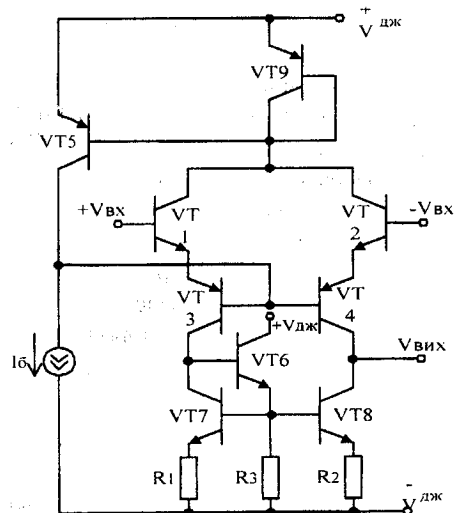


Рис.4.12. Схема диференційного підсилювача з активним навантаженням, яка має більш високий коефіцієнт підсилення

ними транзисторами VT1 і VT2, зумовлює більш високий вхідний опір. В цій схемі звичайно в ролі транзисторів VT9, VT4 і VT5 використовуються бокові р-п-р транзистори.

Роботу схеми можна пояснити таким чином. Дві пари транзисторів VT1, VT3 і VT2, VT4, емітери яких з'єднані між собою, еквівалентні двом транзисторам р-п-р типу із з'єднаними емітерними виводами, що мають еквівалентний коефіцієнт підсилення по струму 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 із 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 β), що керує транзистором VT8. Таким чином диференційний вихід каскаду перетворюється в одиночний вихід з колектора транзистора VT8. В схемі такого типу, що наведена на рис.4.12, можна отримати коефіцієнт підсилення по напрузі, що перевищує 60дБ.

більшим коефіцієнтом підсилення, котра використовується у більшості сучасних операційних підсилювачів у вигляді вхідного каскаду. Хоча ця схема трохи складніша за схему, наведену на рис.4.11, 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 із загальною базою на транзисторі р-п-р типу, ввімкненого послідовно із вхід-

Реальний коефіцієнт підсилення по напрузі 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 виключає необхідність мати транзистор 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, а рис.4.12 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 в свою чергу 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, крім того покращує стабільність рівня зміщення й подавлення синфазних сигналів. При цьому не виявляється ніякого впливу на підсилення диференційного сигналу.

Як видно із схеми (рис.4.12) диференційний підсилювач має складне вмикання транзисторів (з 3К-ЗБ-ЗЕ). Вхідний опір складних диференційних каскадів визначається так [13]:

$$R_{вхд} = 2m\phi_T / I_{см} = 4m\phi_T (\beta_{p-n-p} + 1) / [(\beta_{p-n-p} + 1) I_6].$$

Таким чином, використання активних навантажень (каскади з ЗЕ) дало принциповий виграш у коефіцієнті підсилення, причому без високоомних резисторів. Опори R_1 і R_3 ввімкнені для підвищення внутрішнього опору джерел навантаження стабільного струму (каскади із 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 диференціального підсилювача до 10-20 МОм при вхідних струмах порядку 5-10 нА. На жаль, базові струми й падіння напруги на переході база-емітер V_{be} в складеному транзисторі, з'єднаному за схемою Дарлінгтона, виходять узгодженими не так добре, як в одиночних транзисторах. З цієї причини, напруги зміщення й його температурний дрейф збільшуються, як правило, до ± 3 мВ і ± 15 мкВ/°С відповідно.

Нарешті відзначимо, що при використанні активного навантаження рівень напруги на колекторах двох транзисторів диференціального підсилювача залишається практично постійним і однаковим. З цієї причини зме-

нишується частина напруги зміщення, викликана різницею колекторних напруг пари транзисторів.

Диференційний підсилювач на польових транзисторах. Для багатьох областей використання потрібен диференційний підсилювач з високим вхідним опором. В принципі для цього можна використовувати біполярні транзистори, увімкнені за схемою Дарлінгтона, як було розглянуто в попередньому параграфі. Проте набагато кращі результати для вхідного струму можуть бути досягнуті при використанні польових транзисторів.

Типова схема диференціального підсилювача, виконаного на польових транзисторах, зображена на рис.4.13. Для визначення параметрів схеми

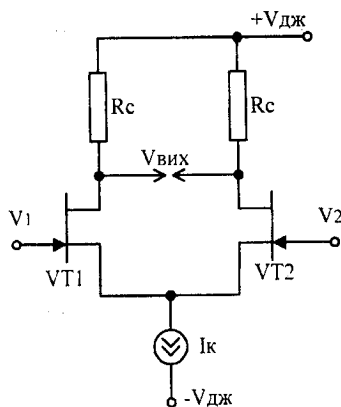


Рис.4.13. Диференційний підсилювач на польових транзисторах

в режимі малого сигналу можна скористатись співвідношеннями, наведеними в розділі 4.1. При розрахунку схеми слід також мати на увазі, що сумарний струм обох плечей I_K повинен вибиратися за умови $I_K \ll I_{CB}$, з тим, щоб р-п-переходи затвір-канал залишались ненасиченими навіть при максимальних вхідних сигналах.

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:

$$V_c = V_{3B1} - V_{3B2} \text{ і } I_{c1} + I_{c2} = I_K.$$

Отримаємо таку залежність:

$$V_c \quad V_0 = I_K \quad I_{CB} \cdot \left(I_{C1} \quad I_K - 1 - I_{C1} \quad I_K \right).$$

Коефіцієнт підсилення диференційного сигналу

$$A_d = dV_{ВІХ1}/dV_c = -dV_{ВІХ2}/dV_2 = -1/2S(R_c || r_{CB}) \text{ при } V_c = V_1 - V_2.$$

Коефіцієнт підсилення синфазного сигналу

$$A_{cc} = dV_{ВІХ1}/dV_{ce} = dV_{ВІХ2}/dV_{ce} = -1/2 R_c/rR \text{ при } V_{c1} = 1/2(V_{ВІХ1} + V_{ВІХ2}).$$

Диференційний вхідний опір $r_d \approx \infty$. Синфазний вхідний опір $r_{ce} \approx \infty$. Вихідний опір $r_{ВІХ} = R_c || r_{CB}$. 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 (-2мВ/К), проте він значно сильніше залежить від струму каналу. Як впливає з рис.4.14, при малих струмах

коефіцієнт від'ємний [7], 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 із співвідношення [7]

$$I_{CZ} \approx (0,4V)^2 (I_{CB}/V_0^2) \approx 100 \div 600 \text{ мкА}.$$

При таких параметрах робочої точки для монолітної пари

польових транзисторів можна досягти значень температурного дрейфу порядку $1 \div 50 \text{ мкВ/К}$.

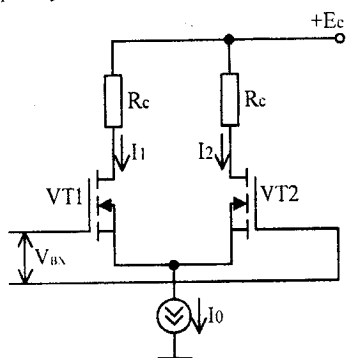


Рис.4.15. Диференційний підсилювач на МОН-транзисторах з резистивним навантаженням

Крутизна польового транзистора при струмі I_{CZ} може бути безпосередньо визначена як $S_Z = I_{CZ}/0,32 V$.

Розглянемо диференційний підсилювач на МОН-транзисторах з резистивним навантаженням (рис.4.15). Знову припустимо, що обидва транзистори мають ідентичні характеристики. В активному режимі роботи передатна характеристика МОН-транзистора має вигляд:

$$I_{CB} = K(V_{CB} - V_0)^2,$$

де V_0 - порогова напруга відкриття каналу. Розв'язуючи це рівняння відносно V_{CB} , отримаємо

$$V_{CB} = V_0 + (I_{CB}/K)^{1/2}.$$

При подачі диференційної вхідної напруги V_{bx} два стоки будуть визначатись формулами

$$I_1 = I_{CB1} = I_0/2 + \Delta I \text{ і } I_2 = I_{CB2} = I_0/2 - \Delta I,$$

так що

$$V_{зв} = V_0 + [(I_0/2 + \Delta I)/K]^{1/2}, \quad V_{зв} = V_0 + [(I_0/2 - \Delta I)/K]^{1/2}.$$

Таким чином, вираз, що зв'язує ΔI і диференційну вхідну напругу $V_{вх}$, можна записати у вигляді

$$\begin{aligned} V_{вх} &= V_{з1} - V_{з2} = V_{зв1} - V_{зв2} = [(I_0/2 + \Delta I)/K]^{1/2} - [(I_0/2 - \Delta I)/K]^{1/2} = \\ &= (I_0/K)^{1/2} [(1/2 + \Delta I/I_0)^{1/2} - (1/2 - \Delta I/I_0)^{1/2}]. \end{aligned}$$

Легко помітити, що цей вираз за формою схожий на вираз для передатної характеристики диференційного підсилювача на польових транзисторах з керованим р-п-переходом.

Синфазна передатна провідність диференційного підсилювача на МОН-транзисторах, як і для диференційного підсилювача на біполярних транзисторах, буде визначатися повною вихідною провідністю джерела струму I_0 . По аналогії з диференційним підсилювачем на біполярних транзисторах розраховується вхідний та вихідний опір, але замість струму колектора необхідно брати струм каналу (розділ 4.2.1).

Розглянемо диференційний підсилювач на МОН-транзисторах з активним навантаженням. Схема найпростішого МОН-транзисторного ДП показана на рис. 4.16. Плечима цього ДП служать найпростіші каскади з активним навантаженням.

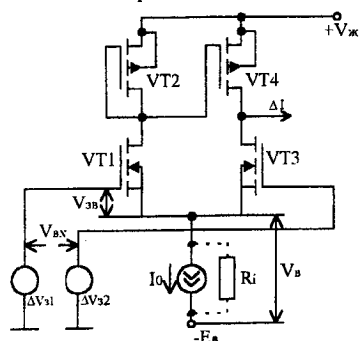


Рис. 4.16. Диференційний підсилювач на МОН-транзисторах

Оскільки диференційний сигнал $V_{вх}$ ділиться порівну між ділянками затвор-витік активних транзисторів (VT1 і VT3), можна вважати, що коефіцієнт підсилення ДП такий самий, як в окремого плеча: $K = -S_1/S_2 = -\sqrt{B}$, де параметр $B = b_1/b_2$ 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. Коефіцієнт підсилення синфазної складової визначається за допомогою наступних співвідношень. Синфазний сигнал викликає приріст напруги на загальному витоці і на ділянках затвор-витік

$$V_{вхс} = \Delta V_{зв} + \Delta V_{в};$$

напруга $\Delta V_{зв}$ викликає приріст струму I_c :

$$\Delta I_c = S \Delta V_{зв},$$

а напруга $\Delta V_{в}$ - приріст струму I_0 :

$$\Delta I_0 = \Delta V_B / R_i = (V_{BXC} - \Delta V_{3B}) / R_i.$$

Приріст ΔI_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:

$$\Delta V_{3B} = V_{BXC} / (2SR_i + 1).$$

Помноживши ΔV_{3B} на K і поділивши на V_{BXC} , 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 подавлення синфазної складової, отримаємо таким чином. Нехай плечі ДП не симетричні, тому $K_1 \neq K_3$ (індекси відносяться до транзисторів T_1 і T_3). Тоді диференційний вихідний сигнал, зумовлений синфазним вхідним сигналом, можна записати у вигляді:

$$V_{вих.д} = (K_1 - K_3) \Delta V_{3B} = (K_1 - K_3) V_{BXC} / (2SR_i + 1).$$

Припускаючи, що $K_1 = K + \Delta K$ і $K_3 = K - \Delta K$ (де K - середнє значення) і поділивши $V_{вих.д}$ на V_{BXC} , отримаємо:

$$K_{дс} = 2\Delta K / (2SR_i + 1).$$

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 зневажливо малими. 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 МОН-транзисторних ДП.

Основним недоліком диференційного підсилювача на польових транзисторах є гірші характеристики узгодження польових транзисторів з керуючим р-п-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 параграфі, складають лише невелику частину числа диференційних підсилювачів (вхідних каскадів), що використовуються на практиці, а також можуть в даний час використовуватись в монолітних операційних підсилювачах. Велику кількість інших схем та множину варіантів схем, які розглядались тут, можна знайти в літературі [1,3,6].

4.4. Операційні підсилювачі напруги та струму

4.4.1. Основні відомості про операційні підсилювачі

Інтегральний операційний підсилювач (ОП) - це аналогова інтегральна мікросхема (ІС), на виході якої формується напруга $V_{\text{вих}}$, що дорівнює за значенням підсиленій різниці між двома входними напругами V_1 і V_2 .

Вихідна напруга $V_{\text{вих}}$ пов'язана з двома вихідними співвідношеннями

$$V_{\text{вих}} = K_{\text{пс}}(V_1 - V_2);$$

де $K_{\text{пс}}$ - коефіцієнт підсилення ОП без зворотного зв'язку.

За принципом дії операційний підсилювач подібний до звичайного підсилювача. Як і звичайний підсилювач, він призначається для підсилення напруги чи потужності входного сигналу. Проте, тоді як властивості й параметри звичайного підсилювача повністю визначені його схемою, властивості й параметри операційного підсилювача визначаються переважно параметрами кола зворотного зв'язку. ОП мають також великий коефіцієнт підсилення, високий входний і низький вихідний опори.

Операційні підсилювачі класифікуються виходячи з технології виготовлення, побудови схеми, типу сигнальних входів, вихідної потужності і, нарешті, призначення.

На рис.4.17 наведено блок-схему ОП. Перший каскад ОП - диференціальний підсилювач. Диференціальний підсилювач має високий коефіцієнт підсилення по відношенню до різниці входних сигналів і низький коефіцієнт підсилення по відношенню до однакових сигналів, поданих на входи одночасно (синфазні сигнали).

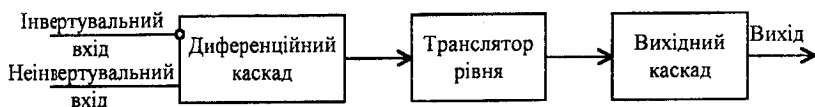


Рис. 4.17. Блок-схема операційного підсилювача.

Крім того, диференціальний підсилювач має високий повний опір по відношенню до будь-яких поданих на його входи сигналів. Вхідний каскад ОП є найбільш важливим, оскільки саме ним визначається значення повного входного опору й в ньому мінімізується чутливість до синфазних сигналів і напруг зсуву.

За вхідним каскадом, як показано на рис.4.17, 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 по напрузі або струму. Послідовне включення каскадів потрібне для отримання високого загального коефіцієнта підсилення по напрузі, а також - для забезпечення струму, достатнього для

роботи вихідного каскаду. В трансляторах рівня можуть бути використані як диференційні, так і прості схеми.

Кінцевий каскад повинен забезпечувати низький повний вихідний опір ОП і струм, достатній для живлення заданого навантаження. Крім того, цей каскад повинен мати достатньо високий повний вхідний опір, щоб не перевантажувати транслятор рівня каскадів. В ролі кінцевого каскаду використовують простий чи комплементарний емітерний повторювач (схемі 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 $\pm 15\text{В}$.

Однак більшість функцій підсилення та перетворення сигналів з неменшим успіхом реалізується за допомогою підсилювача струму (ПС), в ідеальному випадку вихідна напруга ПС

$$V_{\text{вих}} = K_R (I_{\text{вх1}} - I_{\text{вх2}}),$$

визначається коефіцієнтом передачі K_R , що має розмірність опору. При розміщеному резисторі $33 K_R$ прямує до нескінченності, вхідний опір дуже малий, і тому вхід ПС являє собою короткозамкнене коло. ПС може мати вихід як по напрузі, так і по струму. В останньому випадку вихідна напруга залежить також і від опору навантаження.

До переваг ПС по відношенню до підсилювачів напруги необхідно віднести більш високу швидкодію при простому схемному рішенні. Недоліками схем підсилювачів напруги є значна напруга та струм зміщення і недостатня швидкодія. На кафедрі ОТ і АЦС ВДТУ розроблені швидкодіючі ПС в гібридному виконанні 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 [12]:

1. Коефіцієнт підсилення без зворотного зв'язку ($K_{\text{пс}}$).
2. Вхідний опір $R_{\text{вх}}$.
3. Вихідний опір $R_{\text{вих}}$.
4. Передатна характеристика.
5. Перехідна характеристика.
6. Амплітудно-частотна характеристика.
7. Фазо-частотна характеристика.

Існує також і ряд інших характеристик, що наведені у [1]. Нижче будуть розглянуті вказані параметри ОП без зворотного зв'язку.

Коефіцієнт підсилення без зворотного зв'язку по постійному струму. Коефіцієнт підсилення можна виразити таким чином:

$$K_{\text{пс}} = V_{\text{вих}} / \Delta V_{\text{вх}}.$$

Як правило цей коефіцієнт знаходиться в межах від 10^5 до 10^7 .

Диференційний коефіцієнт підсилення ОП визначається як:

$$K_{\text{д.пс}} = \Delta V_{\text{вих}} / \Delta(V^+ - V^-) = \Delta V_{\text{вих}} / \Delta V^+ \text{ при } V^- = \text{const або } \Delta V_{\text{вих}} / \Delta V^- \text{ при } V^+ = \text{const.}$$

де V^+ і V^- - 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 коефіцієнта підсилення на будь-якій частоті має вигляд:

$$K_{\text{пс}}(f) = K_{\text{пс}} / [1 + j(f/f_1)],$$

де j -уявна одиниця ($j = -1$), 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 по напрузі в децибелах: $K_{\text{пс}} (\text{дБ}) = 20 \lg K_{\text{пс}}$.

Вхідний опір $R_{\text{вх}}$. Опір підсилювача по відношенню до вхідного сигналу. Як правило, $R_{\text{вх}}$ перевищує 1 МОм, але може досягати і декількох сотень мегаом. Слід 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:

$$R_{вх} = V_{вх} / I_{вх}.$$

Вихідний опір $R_{вих}$ Це внутрішній опір підсилювача, про який можна судити по зміні напруги на його виході при зміні навантаження. Як правило $R_{вих}$ не перевищує декількох сотень Ом для підсилювачів напруги, а для підсилювачів струму може бути великим.

Вихідний опір ОП $R_{вих}$ і опір навантаження R_n утворюють дільник напруги з коефіцієнтом ділення $R_n / (R_{вих} + R_n)$, тому для вихідної напруги можна записати

$$V_{вих} = K_{пс} V_{вх} R_n / (R_n + R_{вих}).$$

Вихідний опір ОП можна визначити, подаючи струм (напругу) на вихід і заземливши входи. Навантаження повинно бути відімкнене. Тоді:

$$R_{вих} = V_{вих} / I_{вих}.$$

Передатна характеристика ОП. Ідеальна передатна характеристика ОП показана на рис.4.18. 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 змінення 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:

$$V_i \approx (V^+ - V^- - 2V) / K_{псідс}$$

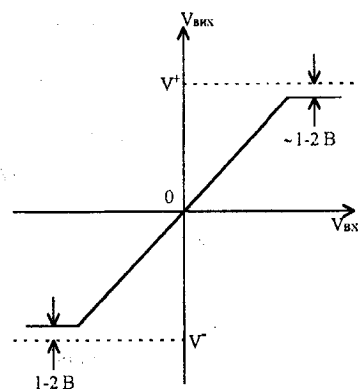


Рис.4.18. Передатна характеристика ОП.

Якщо напруга живлення ОП рівна приблизно 10 В, а $V \approx 20 \text{ В} / K_{псідс} \approx 2 - 200 \text{ мкВ}$.

Таким чином, щоб сигнал на виході ОП

дорівнював підсиленому значенню напруги на вході, амплітуда вхідної напруги повинна 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

ряду інших причин, ОП звичайно охоплюють петлею зворотного зв'язку, при цьому частина вихідної напруги повертається на інвертувальний вхід (рис.4.19). Наявність зворотного зв'язку надає ряд 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_{33} . Для схеми на рис.4.19 він визначається із співвідношення $K_{33}=Z_1/(Z_1+Z_2)$. Цей вираз впливає з рівняння простого дільника напруги.

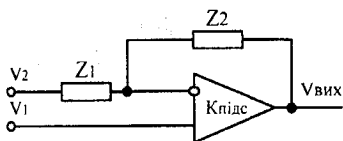


Рис.4.19. Схема вмикання ОП з від'ємним зворотним зв'язком

Коефіцієнт підсилення ОП із зворотним зв'язком дорівнює $K_{пс.33}=K_{пс}/(1+K_{пс}K_{33})$ та є меншим коефіцієнта підсилення ОП без зворотного зв'язку. Величину $K_{пс}K_{33}$ називають *петлевым підсиленням*. При значному петлевому підсиленні, коли

$K_{пс}K_{33} \gg 1$, маємо $K_{пс.33}=K_{пс}/K_{пс}K_{33}$, 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.4.19 $K_{33}=Z_2/(Z_1+Z_2)$, звідки впливає, що $K_{пс.33}=1/K_{33}=(Z_1+Z_2)/Z_1=1+Z_2/Z_1$, а значить, $K_{пс.33}$ визначається співвідношенням двох повних опорів - Z_1 та Z_2 . Вхідний сигнал V_1 , що поступає на неінвертувальний вхід ОП, передається на вихід ОП з коефіцієнтом підсилення $1+Z_2/Z_1$. Коефіцієнт підсилення другого вхідного сигналу V_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 параметру перехідної характеристики - часу наростання. За цей час вхідний сигнал збільшується від деякого нижнього до деякого верхнього рівня. Звичайно 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 рис.4.20 наведено приклад перехідної характеристики простої схеми з однією постійною часу.

При вхідній дії у формі стрибка, вихідна напруга як функція часу визначається виразом

$$V_{\text{вих}} = K_{\text{пс}}[1 - \exp(-t/\tau)],$$

де τ - постійна часу схеми. Постійна часу пов'язана з t_r , частотою зрізу f_1 співвідношенням $\tau = 1/\omega_1 = 1/(2\pi f_1)$.

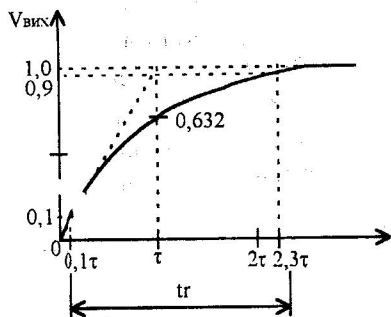


Рис. 4.20. Перехідна характеристика.

Щоб знайти час зростання t_r , визначимо абсцису точки перетину кривої $V_{\text{вих}}(t)$ і прямої, що визначає рівень 10%: $0,1 = 1 - \exp(-t_{10}/\tau)$, таким чином $t_{10} = 0,105\tau$. 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 фазо-частотна 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.

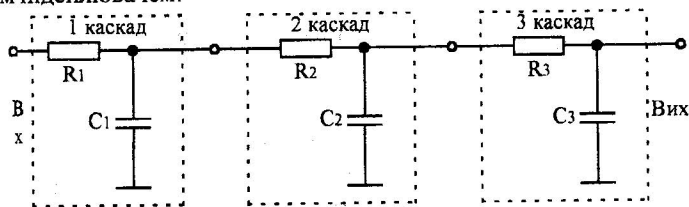


Рис. 4.21. Спрощена динамічна модель ОП.

Динамічну модель 3-х каскадного ОП в найпростішому вигляді можна зобразити як послідовне з'єднання трьох R-C кіл (рис.4.21). Динамічні моделі реальних схем можуть бути набагато складнішими.

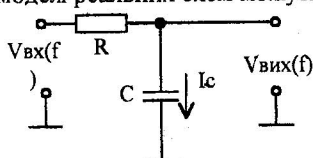


Рис. 4.22. Простий фільтр нижніх частот.

Роботу кожного каскаду ОП у першому наближенні можна ототожнити з R-C колом (фільтром низьких частот). Фільтр низьких частот - це схема, яка без змінювань передає сигнали нижніх частот, а на високих частотах забезпечує згасання сигналів і запізнення їх по фазі відносно вхідних сигналів.

На рис.4.22 зображена схема простого RC-фільтра нижніх частот.

Для розрахунку частотної характеристики схеми використаємо формулу відношення напруг, зображених у комплексній формі:

$$A(j\omega) = V_{\text{вих}}/V_{\text{вх}} = 1/(j\omega C)(R + 1/j\omega C).$$

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.4.23. 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

$$f_r = (1/2\pi)\omega_r = 1/2\pi RC.$$

Як видно з рис.4.23 амплітудно-частотну характеристику $|A| = V_{\text{вих}} / V_{\text{вх}}$ найбільш просто скласти з двох асимптот:

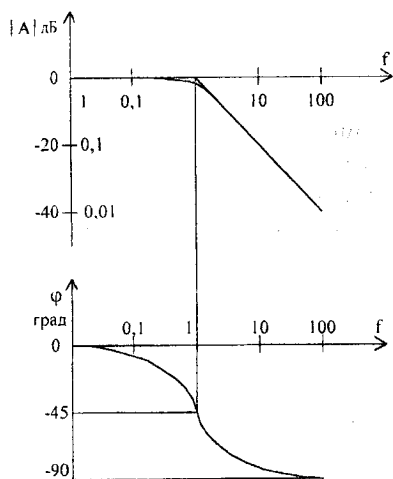


Рис.4.23. АФЧХ для фільтра нижніх частот.

структури операційний підсилювач за своїми частотними властивостями аналогічний фільтру нижніх частот високого порядку. Типова амплітудно-частотна і фазочастотна характеристики зображені на рис.4.24.

Зменшення коефіцієнта підсилення з частотою називається спадом. Спад виражається в децибелах на октаву чи в децибелах на декаду. Октавою називається зміна (збільшення чи зменшення) частоти у двічі. 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.

1) $|A| = 1 = 0$ дБ на нижніх частотах $f \ll f_r$.

2) На високих частотах $f \gg f_r$ $|A| \approx 1/(\omega RC)$, 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).

3) $|A| = 1/\sqrt{2} = -3$ дБ при $f = f_r$.

Постійна часу для даного контуру дорівнює $\tau = RC$.

Внаслідок наявності паразитних ємностей і багатокаскадної

Звертаючись до рис.4.24, бачимо, що на частотах нижче f_1 загальна частотна характеристика - це просто сума коефіцієнтів підсилення окремих

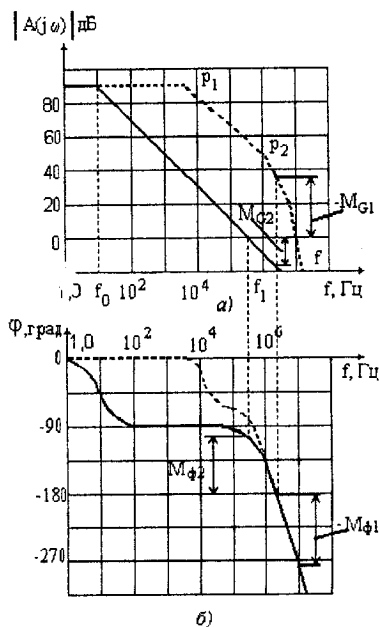


Рис.4.24. Амплітудно-частотна і фазо-частотна характеристики ОП з повною частотною корекцією та без неї при розімкненому колі зворотнього зв'язку.

зи на 180° з інвертувального входу, повинен бути менше 180° на всіх частотах, на яких $|A(j\omega)| \geq 1$. Запас стійкості ОП можна зв'язати з амплітудною й фазовою характеристиками розімкненої системи за допомогою так званих запасів стійкості по підсиленню й фазі, котрі визначаються таким чином.

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 рівний точно 180° . Запас стійкості по підсиленню вимірюється в децибелах і для забезпечення безумовної стійкості повинен бути додатним.

Запас стійкості по фазі M_ϕ - це різниця між 180° і зсувом фази на частоті, де $|A(j\omega)| = 1$. Запас стійкості по фазі вимірюється в градусах і для забезпечення безумовної стійкості повинен бути додатним. При проектуванні ОП для виключення можливості збудження схеми й запобі-

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 падає (нахил 20 дБ/декада), а фазовий зсув вихідної напруги $V_{\text{вих}}$ відносно $V_{\text{вх}}$ досягає $\varphi = -90^\circ$. Це означає, що вихідна напруга відстає по фазі від вхідної на 90° . Вище частоти f_2 починає діяти другий фільтр нижніх частот, коефіцієнт підсилення зменшується сильніше (нахил 40 дБ/декада), а фазовий зсув між $V_{\text{вх}}$ і $V_{\text{вих}}$ 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, виключаючи змінення фа-

ганню викидів перехідної характеристики необхідно використовувати методи частотного корегування.

На рис.4.24 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 перелому (полюси) і на високих частотах має нахил 60 дБ на декаду. Це в свою чергу призводить до великого зсуву фази в точці на вісі частот, де підсилення дорівнює одиниці, і призводить до того, що запас стійкості по підсиленню M_G і запас стійкості по фазі M_Φ , стають від'ємними. З рис.4.24 видно, що амплітудна характеристика скоригованого підсилювача має нахил 20дБ/декада (тобто характеристика має один полюс) до частоти, на котрій підсилення дорівнює одиниці. Відповідні запаси стійкості по підсиленню і по фазі 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 включенням у вузькосмуговий підсилювальний каскад коригувальної ланки. В операційному підсилювачі кожний підсилюючий каскад вносить принаймні один домінуючий полюс чи перелам частотної характеристики. Тому здійснення частотної корекції для забезпечення стійкості стає більш важким зі зростанням числа підсилювальних каскадів.

Якщо ОП розроблюється для універсального використання, то фазовий зсув його вихідного сигналу при $|K_{пс}| > 1$ повинен бути меншим 120° . Схемна реалізація частотної корекції наведена в [7].

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 3дБ, чи дорівнює 0,707 свого значення на середній частоті.

4.4.2. Вплив від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) на параметри й характеристики ОП

Від'ємний зворотний зв'язок зменшує коефіцієнт підсилення. Щоб це побачити, побудуємо еквівалентну схему, показану на рис.4.25. На цій схемі блок $K_{пс}$ є підсилювачем з коефіцієнтом підсилення без зворотного зв'язку, що дорівнює $K_{пс}$, а блок $K_{зз}$ - колом зворотного зв'язку. Величина $K_{зз}$ є коефіцієнтом зворотного зв'язку і показує, яка частина вихідного сигналу повертається на вхід.

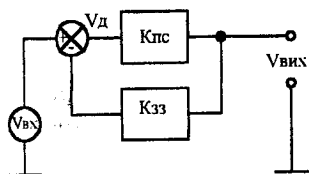


Рис. 4.25. Функціональна схема включення ЗЗ.

При розімкненому ЗЗ вихідна напруга буде дорівнювати $V_{ВЫХ} = K_{ПС} \cdot V_{ВХ}$. Після вмикання ЗЗ вхідний сигнал підсилювача $V_Д = V_{ВХ} - K_{ЗЗ} \cdot V_{ВЫХ}$. Тепер напишемо $V_{ВЫХ} = K_{ПС} \cdot V_Д$ і $V_{ВЫХ} = K_{ПС} \cdot (V_{ВХ} - K_{ЗЗ} \cdot V_{ВЫХ})$. Розв'язавши це рівняння, отримаємо $V_{ВЫХ} = K_{ПС} \cdot V_{ВХ} / (1 + K_{ПС} \cdot K_{ЗЗ})$.

$$\begin{aligned} V_{ВЫХ} \cdot (1 + K_{ПС} \cdot K_{ЗЗ}) &= K_{ПС} \cdot V_{ВХ}, \\ V_{ВЫХ} / V_{ВХ} &= K_{ПС} / (1 + K_{ПС} \cdot K_{ЗЗ}) = K_{ПС.ЗЗ}. \end{aligned} \quad (4.59)$$

де $K_{ПС.ЗЗ}$ - коефіцієнт підсилення по напрузі при наявності від'ємного зворотного зв'язку. Якщо розділити чисельник і знаменник на $K_{ПС} \cdot K_{ЗЗ}$, то отримаємо іншу форму виразу (4.59), котра часто використовується:

$$K_{ПС.ЗЗ} = K_{ПС} / (1 + K_{ПС} \cdot K_{ЗЗ}) = (1 / K_{ЗЗ}) / (1 + 1 / K_{ПС} \cdot K_{ЗЗ}). \quad (4.60)$$

Відзначимо, що якщо у виразі (4.60) $K_{ПС} / K_{ЗЗ} \gg 1$, то $K_{ПС.ЗЗ} = (1 / K_{ЗЗ}) \cdot (1 + 0)$, або $K_{ЗЗ} \approx 1 / \beta$. Звичайно, якщо операційний підсилювач використовується просто як підсилювач, то $K_{ПС} \cdot K_{ЗЗ} \gg 1$, тому $K_{ПС.ЗЗ} = 1 / K_{ЗЗ}$.

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 $K_{ПС} \cdot K_{ЗЗ}$ називається *петлевым коефіцієнтом підсилення*.

Від'ємний зворотний зв'язок зменшує вихідний опір підсилювача. Для того щоб зрозуміти, чому це відбувається, звернемося до рис. 4.26.

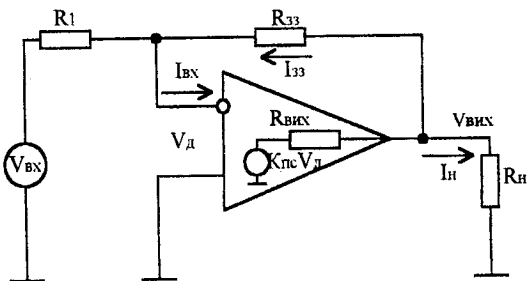


Рис. 4.26. Схема для розрахунку впливу зворотного зв'язку на $R_{ВЫХ}$.

Якщо допустити, що $I_{ВХ} \rightarrow 0$, то для будь-яких даних значень величин R_1 і $R_{ЗЗ}$ ми будемо мати вихідну напругу

$$V_{\text{вих}} = -V_{\text{вх}} \cdot (R_{33}/R_1) = V_d \cdot K_{\text{пс}}.$$

При підключенні $R_{\text{н}}$ вихідний струм підсилювача $I_{\text{н}}$, що протікає через опір навантаження, викличе падіння напруги на внутрішньому вихідному опорі підсилювача, що призведе до зменшення напруги на вихідному виводі підсилювача, яка стане дорівнювати

$$V_{\text{вих}} = -V_{\text{вх}} \cdot (R_{33}/R_1) - R_{\text{вих}} \cdot I_{\text{н}} = -V_d \cdot K_{\text{пс}} - R_{\text{вих}} \cdot I_{\text{н}}.$$

Припустимо, що $V_{\text{вх}} \ll K_{\text{пс}} \cdot \beta \cdot V_{\text{вих}}$. Можна виразити вихідний струм через падіння напруги на $R_{\text{вих}}$:

$$I_{\text{вих}} = V_{\text{рвих}} / R_{\text{вих}} = (V_{\text{вих}} - K_{\text{пс}} \cdot V_d) / R_{\text{вих}}.$$

Але $V_d = -\chi \cdot V_{\text{вих}}$ (так як $V_{\text{вх}} \ll K_{\text{пс}} \cdot \chi \cdot V_{\text{вих}}$), а тому

$$I_{\text{вих}} = [V_{\text{вих}} - (-K_{\text{пс}} \cdot \chi \cdot V_{\text{вих}})] / R_{\text{вих}} = V_{\text{вих}} \cdot (1 + K_{\text{пс}} \cdot \chi) / R_{\text{вих}}.$$

Розв'язавши тепер це рівняння відносно $V_{\text{вих}}/I_{\text{вих}}$, отримаємо

$$V_{\text{вих}} / I_{\text{вих}} = R_{\text{вих}} / (1 + K_{\text{пс}} \cdot \chi).$$

Оскільки $V_{\text{вих}} / I_{\text{вих}}$ є вихідний опір схеми, його можна назвати $R_{\text{вих 33}}$ (вихідним опором при 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.

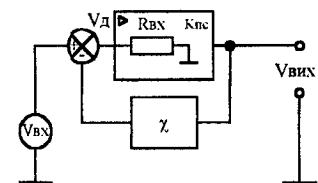


Рис.4.27. Схема для розрахунку впливу зворотного зв'язку на $R_{\text{вх}}$.

Для того, щоб визначити, наскільки збільшиться вхідний опір, звернемося до рис.4.27. При відключеному зворотному зв'язку $R_{\text{вх}} = V_{\text{вх}} / I_{\text{вх}}$, оскільки $V_{\text{вх}} = V_d$. Якщо підключається 33, то виконується умова $V_d = V_{\text{вх}} \cdot V_{33}$. Оскільки $V_{33} = -\chi \cdot V_{\text{вих}}$, то $V_d = V_{\text{вх}} \cdot (1 + \chi \cdot A)$ і $V_d / I_{\text{вх}} = (V_{\text{вх}} / I_{\text{вх}}) \cdot (1 + \chi \cdot K_{\text{пс}}) = R_{\text{вх}} \cdot (1 + \chi \cdot A)$.

Вхідний опір зі зворотним зв'язком дорівнює

$$R_{\text{вх 33}} = R_{\text{вх}} \cdot (1 + \chi \cdot K_{\text{пс}}).$$

Цей вираз придатний для диференціального входного опору неінвертувального підсилювача. У випадку інвертувального підсилювача до інверсного входу підключено малий опір

$$R_{33(\text{інв})}=R_{33}/(1+K_{\text{пс}}).$$

Вхідний опір інвертувального підсилювача в цілому дорівнює

$$R_{\text{вх (інв)}}=[R_1+R_{33} / (1+K_{\text{пс}})] || R_{\text{вх (ОПС)}}.$$

Можна вважати, що $R_{\text{вх(інв)}} \approx R_1$, де R_1 - опір на вході підсилювача. Використання від'ємного зворотного зв'язку збільшує ефективну смугу пропускання операційного підсилювача. Оскільки при наявності 33 як правило $(1+K_{\text{пс}} \cdot \chi) > 1$, виявляється, що $f_{133} = f_1 \cdot (1+K_{\text{пс}} \cdot \chi)$ і $f_{133} > f_1$, так що ефективна ширина смуги пропускання дійсно збільшується при використанні 33.

4.4.3. Практичні схеми операційних підсилювачів

На рис.4.28 наведена схема інтегрального диференційного 3-х каскадного підсилювача за принципом підсилення напруги.

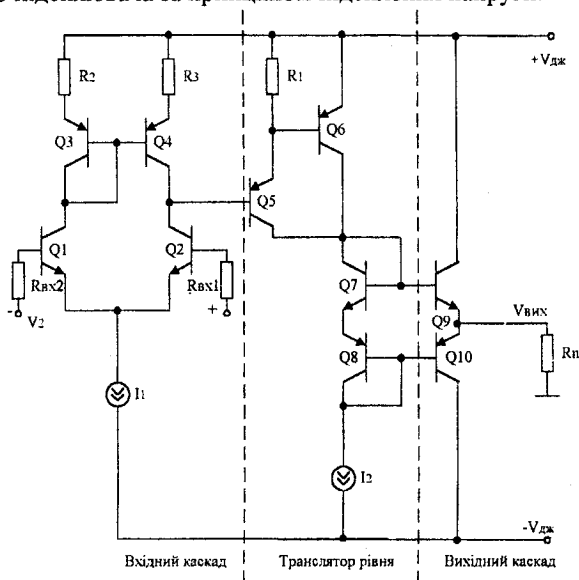


Рис.4.28. Принципова схема диференційного підсилювача напруги.

Електричну схему ОП можна умовно розподілити на три каскади: вхідний каскад, проміжний каскад (транслатор рівня) та вихідний каскад. Дві найбільш важливі частини ОП - це вхідний каскад та вихідний каскад.

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 усі вхідні параметри та чинить істотний вплив на ряд передатних та вихідних параметрів. Симетрична диференціальна конфігурація даного каскаду природним чином забезпечує функціональну симетрію інвертувального та неінвертувального входів.

Застосування на вході ОП польових транзисторів призводить до значного зменшення вхідних струмів та істотного збільшення вхідних опорів. На жаль, це супроводжується погіршенням порівняно із біполярним каскадом стабільності вхідної напруги зсуву, а також зменшенням коефіцієнта підсилення.

Перевагами диференціального 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 по напрузі. Інший недолік - це досить велика напруга зміщення пари польових транзисторів в порівнянні з парою біполярних транзисторів.

Існують диференційні вхідні каскади й на МОН-транзисторах [1].

Другим каскадом диференційного підсилювача напруги (рис.4.28) є транслятор рівня, який являє собою інвертор, побудований на транзисторах Q_5 - Q_8 . Складений транзистор на Q_5 , Q_6 збільшує коефіцієнт передачі по струму. Транзистори Q_7 , Q_8 включені за схемою діода й служать для завдання режиму по постійному струму вихідного каскаду. Напруга на ньому завжди відслідковує вхідну напругу. Джерело струму I_2 служить для завдання робочої точки. Звичайно $I_2 = I_1/2$. Якщо $I_2 = I_1/2$, тоді між верхнім та нижнім струмом буде баланс.

Існує багато схемних різновидів трансляторів рівня [3].

Вихідний каскад операційного підсилювача (рис.4.28) повинен віддавати достатньо велику потужність у низькоомне навантаження. Звідси витікають основні вимоги щодо вихідного каскаду:

1. Великі діапазони вихідного струму й напруги.
2. Низький вихідний опір.
3. Мала потужність розсіювання в режимі спокою.

Вихідний каскад диференційного підсилювача (рис.4.28) побудований по схемі із додатковою симетрією. Він ще називається самодоповняльним емітерним повторювачем. Такий вихідний каскад має гарну навантажувальну здатність та високу швидкодію.

Існує велика кількість модифікацій схем вихідного каскаду [3-7].

Робота підсилювача постійного струму за принципом підсилення напруги без зворотного зв'язку. Схема працює таким чином. Нехай пер-

ший (прямий) вхід заземлено. На другий вхід (інверсний) подається напруга, що дорівнює нулю. При цьому транзистори Q_1 і Q_2 привідкриті 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 $I_{k4}+I_{65}=I_{k2}$. Причому

$$I_{k5}+I_{k6}\approx I_2.$$

Транзистори Q_7, Q_8 забезпечують потрібний режим роботи вихідного каскаду по постійному струму.

Припустимо, що потенціал точки 10 умовно дорівнює "0". Вважаємо, що в ній має місце баланс струмів. $I_{k5}+I_{k6}+I_{69}=I_2+I_{610}$. За цієї умови $V_{11}=V_{10}=0$.

Слід звернути увагу, що вказана ситуація має місце чисто теоретично. В реальних схемах завжди є асиметрія вихідних струмів внаслідок ненулевих значень базових струмів, а також неідентичності параметрів транзисторів.

Якщо вхідна напруга (V_2) додатня й збільшується, то транзистор Q_1 привідкривається, а транзистор Q_2 призакривається. 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 призакриваються. За цих умов $I_{k5}+I_{k6}<I_2$. При цьому транзистор Q_{10} привідкривається, а Q_9 призакривається. Через резистор R_N в емітер Q_{10} починає витікати струм, потенціал виходу $V_{\text{вих}}$ стає від'ємним.

Якщо потенціал V_2 стає від'ємним, то Q_1 призакривається, а Q_2 привідкривається. 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 привідкриваються. Потенціал V_{10} збільшується й стає додатнім. Оскільки потенціал виходу схеми відслідковує потенціал V_{10} , то й потенціал V_{11} збільшується й стає додатнім. При цьому з емітера Q_9 через резистор R_N на землю протікає вихідний струм.

На рис.4.29 приведено принципову схему підсилювача струму, що працює за принципом підсилення струмів. Дану схему, як і підсилювача напруги, можна умовно розділити на три каскади.

Перший каскад являє собою схему завдання режиму по постійному струму, тобто каскад змищення, що задає струми спокою усієї схеми. До його складу входить резистор $R_{3м}$, 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

$$V_{\text{вих}} = I_{\text{вх}}(R_{33}/K_{\text{ПС}} \cdot R_{\text{Н}}).$$

Коефіцієнт передання по струму:

$$K_i = ((\beta_{15} + \beta_{18})/2) \cdot ((\beta_{13} + \beta_{20})/2).$$

Вхідний опір ПС дуже незначний, так що на вході ПС являє собою короткозамкнене коло. ПС також може мати вихід як по напрузі, так і по струму. В останньому випадку вихідна напруга залежить також і від опору навантаження.

Розглянемо роботу схеми підсилювача постійного струму по принципу підсилення різницевого струму без зворотного зв'язку. Дивись схему на рис.4.29. Нехай $I_{BX}=0$. Причому транзистори Q_6 і Q_7 однаково привідкриті і транзистори Q_{17} і Q_{20} також однаково привідкриті (це забезпечується схемою задання режиму по постійному струму). За цих умов $I_{K17}+I_{622}=I_{K20}+I_{623}$. Вихідний струм при цьому $I_{ВХ}=0$, внаслідок чого $V_{ВХ}=0$.

Нехай $I_{BX} > 0$ і втікає у схему. При цьому транзистор Q_7 привідкривається, а Q_6 прикривається, внаслідок чого I_{K6} зменшується, а

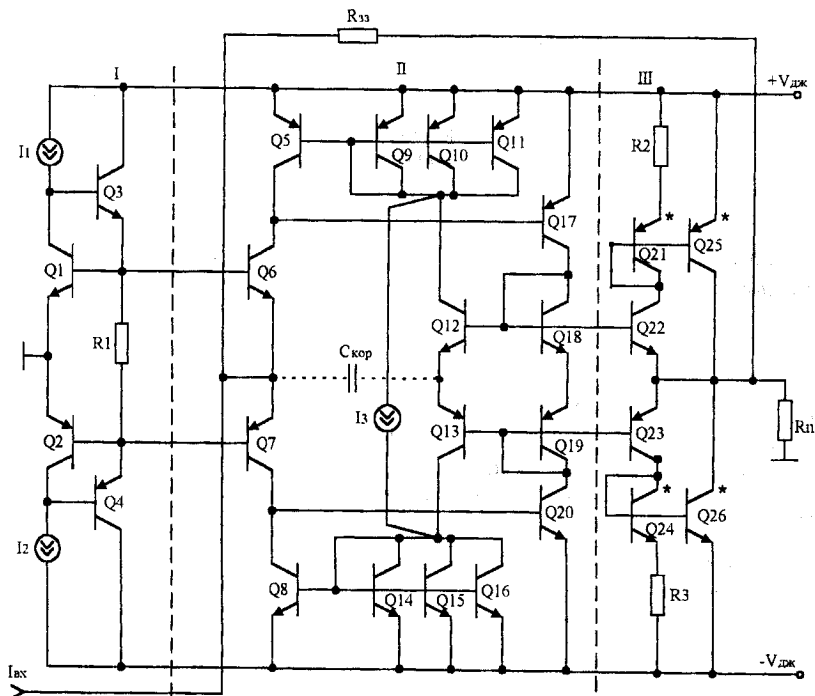


Рис.4.29. Принципова схема диференційного підсилювача різницевого струму

I_{K7} збільшується. Транзистор Q_{17} призакривається, а транзистор Q_{20} привідкривається. Таким чином I_{K17} зменшується, а I_{K20} збільшується. При цьому Q_{22} призакривається, а Q_{23} привідкривається. Через резистор R_H в емітер Q_{23} втікає струм і вихідна напруга $V_{вих}$ стає від'ємною.

Якщо $I_{вх}$ витікає зі входу схеми, то транзистор Q_6 привідкривається, а транзистор Q_7 призакривається. Таким чином I_{K6} збільшується, а I_{K7} зменшується. За цих умов Q_{15} привідкривається, а Q_{20} призакривається (I_{K17} збільшується, а I_{K20} зменшується). При цьому транзистор Q_{22} привідкривається, Q_{23} призакривається. Через емітер Q_{22} і R_H починає протікати струм. Потенціал $V_{вих}$ 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 по постійному струму. Наприклад, якщо треба збільшити вихідний струм у десять разів у буферному каскаді в порівнянні з колекторними струмами Q_{22} , Q_{23} то падіння напруги на R_2 , R_3 повинно бути 60мВ (дивись крутизну вхідної вольт-амперної характеристики біполярного транзистора).

4.4.4. Основні схеми вмикання ОП

З раніш 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.4.30). Повторювач напруги - це ОП, що використовується для розв'язки входу та виходу або навантаження від генератора сигналу. Вкажемо основні характеристики повторювача напруги:

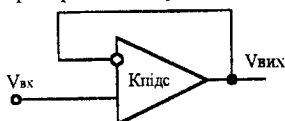


Рис.4.30. Схема повторювача напруги

1. Коефіцієнт підсилення досить близький до 1.

2. Вхідний опір дуже високий.

3. Вихідний опір дуже низький.

Вихідна напруга повторювача:

$$V_{вих} = V_{вх} \pm \Delta V_{вх},$$

$$\Delta V_{вх} = V_{вих} / K_{пс}$$

Тоді:

$$V_{вих} = V_{вх} + V_{вих} / K_{пс},$$

$$V_{\text{вих}}(1-1/K_{\text{yc}})=V_{\text{вх}}.$$

Коефіцієнт підсилення:

$$K_{\text{пс.33}}=V_{\text{вих}}(1-1/K_{\text{пс}})=1-1/K_{\text{пс}}.$$

Таким чином ослаблення сигналу (похибка передання) дуже мале (в $1/K_{\text{пс}}$ разів).

Неінвертувальний 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.4.31). В даній схемі напруга додатного входу дорівнює потенціалу землі, напруга від'ємного входу також

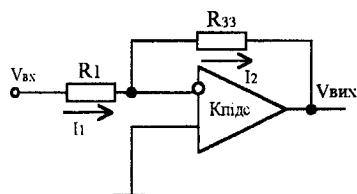


Рис.4.31. Схема масштабатора - інвертора

повинна дорівнювати 0. Крім того, струм, що протікає через R_1 , повинен 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 мож-

на записати:

$$V_{\text{вх}}=I_1 R_1, \quad I_1=I_2,$$

$$V_{R33}=I_2 R_{33}=I_1 R_{33}=-V_{\text{вх}} (R_{33}/R_1).$$

Спад напруги на резисторі R з великою точністю дорівнює напрузі вихідного сигналу $V_{\text{вих}}=I_2 R_{33}$, оскільки потенціал лівого (по схемі) виводу резистора R_{33} , приєднаного до точки додавання стумів, практично дорівнює нулю. В схемі створюється так званий штучний нуль потенціалу, по іншому - точка штучної землі по сигналу. Таким чином

$$V_{\text{вих}}=V_{R33}=-V_{\text{вх}} (R_{33}/R_1).$$

Із цих співвідношень випливає, що

$$K_{\text{пс 33}}=-V_{\text{вих}}/V_{\text{вх}}=-R_{33}/R_1.$$

Дане рівняння показує, що коефіцієнт підсилення цієї схеми визначається тільки опорами резисторів і не залежить від характеристик ОП. Від'ємний зворотний зв'язок в даній схемі дуже глибокий, тому вихідний сигнал (напруга) залежить тільки від вхідного сигналу, а також номіналів операційних резисторів.

Масштабатор (рис.4.32). Підсилювач, що не інвертує, неможливо побудувати простим заземленням від'ємного входу і подачею вхідного сиг-

налу на додатний вхід. Оскільки $V_{вх}$ і $V_{вих}$ додатні, неможливо отримати напругу на вході нижче потенціалу заземлення. Однак підсилювач, що не інвертує, можна отримати на базі попередньої схеми включенням резисторів між входом та виходом. Різниця полягає в тому, що вхід схеми 4.31 треба заземлити. Для аналізу цієї схеми, зауважи-

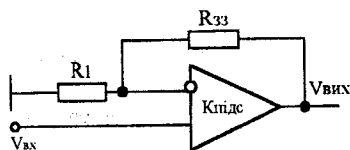


Рис.4.32. Схема масштабатора

мо, що вихідна напруга дорівнює $V_{вих}$.

В даній схемі напруга зворотного

зв'язку створюється дільником $R_{ос}-R_1$

$$V_{33}=V_{вих}R_1/(R_1+R_{33}),$$

але, оскільки напруга між входами ОП близька до нуля, можна вважати, що $V_{ос}=V_{вих}$, тому ідеальний ОП має в цій схемі включення коефіцієнт підсилення по напрузі

$$V_{вх}=V_{вих}R_1/(R_1+R_{33}), \text{ тобто}$$

$$K_{пс.33}=V_{вих}/V_{вх}=(R_1+R_{33})/R_1=(1+R_{33}/R_1)$$

Масштабатор різницевої напруги (рис.4.33). Диференційна схема з множенням різниці двох сигналів на коефіцієнт N є сполученням інвертувальної та неінвертувальної схем [13].

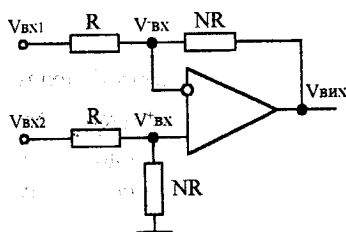


Рис.4.33. Диференційна схема вми-
кання ОП

Щоб вивести рівняння передавального коефіцієнта даної схеми врахуємо, що різниця напруг між входами підсилювача $V_+вх=V_вх \approx 0$, тобто $V_+вх \approx V_вх$, а струми сигналів не розгалужуються на входи ОП. Для розрахунку передавального коефіцієнта схеми складемо систему рівнянь. Перше з цих рівнянь можна записати у вигляді

$$(V_{вх1}-V_вх)/R = (V_вх-V_{вих})/NR.$$

Складаючи друге рівняння, врахуємо, що потенціал $V_+вх$ визначається дільником, який складається з двох резисторів R і NR :

$$V_+вх = V_{вх2}NR/(NR+R) = V_{вх2}NR/[R(N+1)] = NV_{вх2}/(N+1).$$

Оскільки, $V_+вх=V_вх$ то

$$NV_{\text{вх}2}/(N+1) = (V_{\text{вих}} + NV_{\text{вх}1})/(N+1).$$

Отже

$$V_{\text{вих}} = N(V_{\text{вх}2} - V_{\text{вх}1}).$$

В даній схемі диференційного вмикання на вході ОП присутній синфазний сигнал $V^+_{\text{вх}} = V^-_{\text{вх}}$, який викликає похибку підсилення $\Delta V_{\text{синф}}$, що є недоліком такої схеми. Існують інші схеми диференційного вмикання ОП, які не мають вищевказаного недоліку й розглянуті в [13].

Підсилювач-суматор (рис.4.34). В даній 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 $V_1 + V_2 + V_3$.

Якщо резистори на рис.4.34 не рівні, то схема називається масштабом. Вихідна напруга масштабується ваговим коефіцієнтом кожного резистора. Рівняння схеми масштабатора-суматора має вигляд:

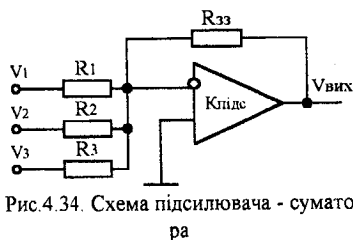


Рис.4.34. Схема підсилювача-суматора

$$V_{\text{вих}} = I_{33}R_{33} = (I_1 + I_2 + I_3)R_{33} = R_{33}(V_1/R_1 + V_2/R_2 + V_3/R_3).$$

Схеми, розглянуті вище, містили на вході й в колах зворотного зв'язку тільки резистори. Конденсатори, увімкнені в ці кола разом із резисторами, дозволяють створити інші корисні

схеми, такі, як інтегратори, диференціатори й фільтри.

Інтегратор на ОП. Інтегратор аналогових сигналів, схема якого приведена на рис.4.35, є самим простим пристроєм з реактивним елементом в петлі ВЗЗ.

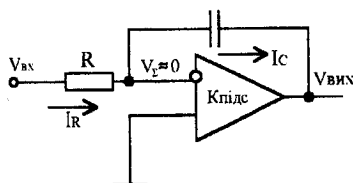


Рис.4.35. Схема інтегратора

Через повний ВЗЗ (правило 2 розділ 4.4.4.) потенціал точки додавання струмів в схемі $V_{\Sigma} = 0$, тому через резистор R тече струм перехідного процесу:

$$I_R = (V_{\text{вх}} - V_{\Sigma})/R = V_{\text{вх}}/R.$$

Оскільки у вхідне коло високоякісного ОП струм сигналу не втікає (правило 1 розділ 4.4.4.), то через конденсатор C протікає тільки струм заряду $I_C = -I_R$, тому напруга на конденсаторі C відповідає інтегралу напруги вхідного сигналу $V_{\text{вх}}$:

$$V_C = (1/C) \int I_C dt = -(1/C) \int I_R dt = -[1/(RC)] \int V_{\text{вх}} dt$$

Оскільки ліва (по схемі) обкладинка конденсатора приєднана до "штучної землі", що існує під час інтегрування, то вхідна напруга інтегратора приблизно дорівнює напрузі на конденсаторі, тобто

$$V_{\text{вих}} = V_C = -V_{\text{вх}} t / (RC),$$

де $V_{\text{вих}}$ - вихідна напруга інтегратора,
 $RC = T$ - стала часу інтегратора.

Цєю властивістю інтегратора користуються для створення генераторів лінійної пилоподібної 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 $V_{\Sigma} = 0$.

Інтегратор сигналу є підсилювачем низьких частот. Він пропускає на вхід постійну складову сигналу, має сталу часу $T = RC$, що відповідає завалу АЧХ по рівню -3дБ.

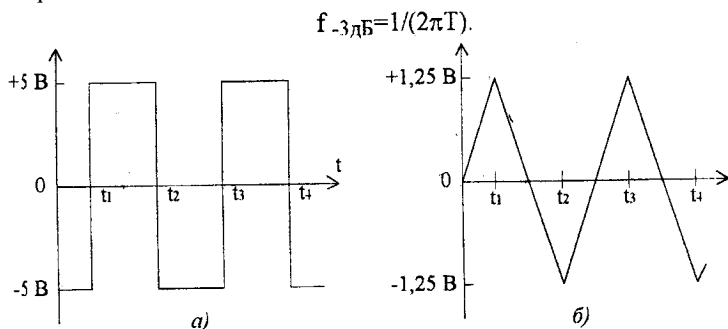


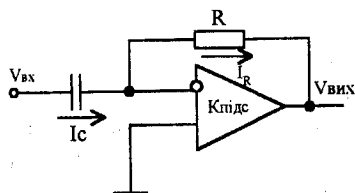
Рис. 4.36. Реакція інтегратора на прямокутні коливання
 а - вхідний сигнал; б - вихідний сигнал

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).

Межами інтегрування у вище вказаному рівнянні є моменти часу t_1 і t_2 , тобто початок і кінець інтервалу часу спостереження сигналу. Для обчислення інтеграла напруги, що змінюється, треба спочатку виразити цю напругу як функцію часу.

На рис. 4.36 наведені часові діаграми, тобто реакція інтегратора на прямокутні коливання на вході.

Диференціатор. Схема диференціатора зображена на рис. 4.37. Якщо на вхід диференціатора подати напругу сигналу $V_{вх}$, то вона буде практично повністю прикладена до конденсатора C , оскільки $V_{\Sigma}=0$ (правило 2 розділ 4.4.4), тому через конденсатор потече струм заряду:



$$I_C = C(dV_C/dt) = (dV_{вх}/dt)C,$$

який по рівню дорівнює струму, що проходить через резистор оберненого зв'язку R (правило 1 розділ 4.4.4).

$$I_R = -I_C = -(dV_{вх}/dt)C.$$

Рис.4.37. Схема диференціатора
Таким чином,

$$V_{вих} = I_R R = -RC(dV_{вх}/dt),$$

де RC - стала часу диференціатора.

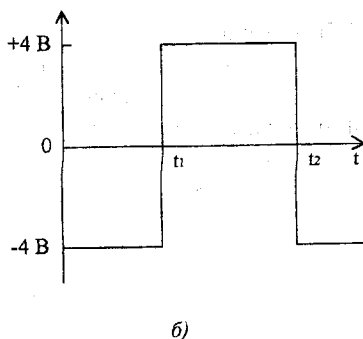
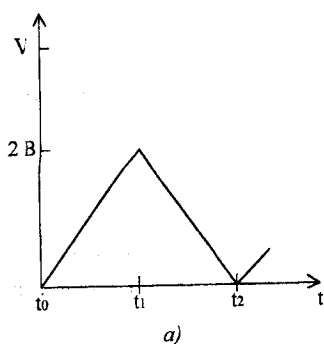


Рис.4.38. Реакція диференціатора на трикутний вхідний сигнал.
а - вхідний сигнал, б - вихідний сигнал.

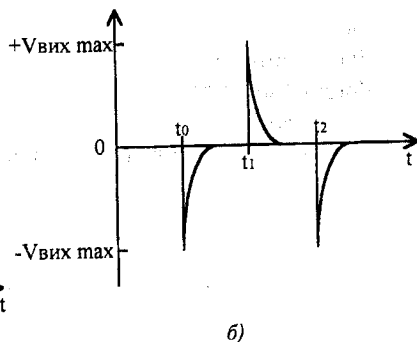
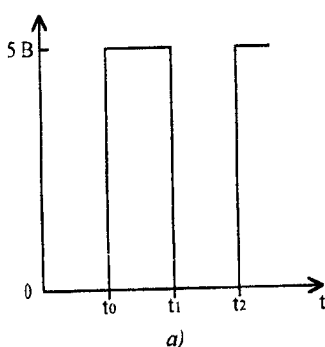


Рис.4.39. Реакція диференціатора на прямокутний вхідний сигнал
а - вхідний сигнал, б - вихідний сигнал

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 рис.4.38, 4.39 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 якою інтеграторам надається перевага в порівнянні з диференціаторами.

Існують і інші схеми вмикання ОП, детальний аналіз кожної з них проведено в [1÷7].

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Що таке операційний підсилювач?
2. Назвати основні характеристики ОП.
3. З яких каскадів складається ОП та які функції вони виконують?
4. Дати визначення неінвертувальному й інвертувальному ОП. Їхня схемна реалізація.
5. Написати вирази для визначення коефіцієнта підсилення ОП, що інвертує та неінвертує.
6. Повторювач напруги є хорошим буферним каскадом. Чому?
7. Вказати, що трапиться із K , $R_{вх.33}$ та $R_{вих.33}$ при збільшенні петлевого коефіцієнта підсилення.
8. Вказати умову, за якої коефіцієнт підсилення ідеального підсилювача із 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. Намалювати схему інвертувального суматора на ОП. Чому дорівнює $V_{вих}$?
16. Привести схему підсумовувального інтегратора з n входами. Чому дорівнює $V_{вих}$?
17. Привести схему інтегратора на ОП. Чому дорівнює $V_{вих}$?

18. Якими елементами схеми визначається коефіцієнт підсилення по струму?

19. Пояснити необхідність включення у схему джерела ОП струму зміщення $I_{зм}$.

Лабораторна робота №3

ВИВЧЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Мета роботи: Вивчити принцип дії операційного підсилювача напруги та струму, дослідити основні його каскади і схеми їх побудови, провести моделювання схем програмами PSpice і визначити основні параметри заданого операційного підсилювача без зворотного зв'язку і зі зворотним зв'язком.

Підготовка до лабораторної роботи.

1. Вивчити опис лабораторної роботи і рекомендовану літературу.
2. Вивчити методику підготовки до моделювання принципових схем пакетом програми PSpice.
3. Намалювати принципову схему ОП згідно заданого варіанта та вивчити принцип її роботи.
4. Скласти вхідний файл для досліджуваної схеми.

Завдання до лабораторної роботи. По заданому варіанту завдання по струму розрахувати значення R_2 і R_3 . Провести дослідження ОП:

- визначити коефіцієнт підсилення;
- визначити коефіцієнт зворотного зв'язку;
- отримати передатну характеристику ОП без ЗЗ та із ЗЗ;
- отримати перехідну характеристику
- зняти АЧХ та ФЧХ;
- визначити вхідний та вихідний опір.

Одержати вказані вище характеристики ОП без ЗЗ і з ЗЗ. Дослідити вплив ЗЗ на параметри ОП. Дослідити задані типи схем включення ОП.

Примітка: дослідження ОП струму проводити із ЗЗ.

1. Передатна характеристика ОП по напрузі та струму визначається при багатоваріантному розрахунку схеми ОП за директивою:

$DC\ V1$ <початкове значення><кінцеве значення><приріст>.

Оскільки коефіцієнт підсилення без ЗЗ значний, то ширина лінійної зони передатної характеристики дуже незначна. Якщо напруга живлення ОП дорівнює приблизно $\pm 10V$, то $V_1 \approx 10-200\text{ мкВ}$. Шляхом підстроювання колекторних резисторів R_2 та R_3 провести підстройку $V_{вих} < 100\text{ мВ}$ або проходження передатної характеристики через $V_1 = 0$.

По передатній характеристиці визначити коефіцієнт підсилення ОП

без 33 та перевірити його по директиві TRAN, подаючи на вхід підсилювача вхідну напругу $V_{\text{вх}}$.

2. Отримати амплітудно-частотну та фазо-частотну характеристики ОП без 33. Для цього необхідно на один із входів ОП подати нульову напругу, а на другий вхід - синусоїдальну напругу, наприклад:

$$V_2 \ 2 \ 0 \ 0V$$

$$V_1 \ 1 \ 0 \ AC \ 1 \ SIN \ (0 \ 20E-6V \ 50H)$$

АФЧХ розраховується за директивою:

$$.AC \ DEC \ <p><\text{початкова частота}><\text{кінцева частота}>$$

Ця директива задає діапазон частот в межах $<\text{початкова частота}> \dots <\text{кінцева частота}>$. Параметр DEC встановлює логарифмічний характер зміння частоти декадами. Параметр p визначає кількість точок по частоті на одній декаді.

Приклад:

$$.AC \ DEC \ 20 \ 10h \ 1Gh.$$

Амплітудно-частотну характеристику отримати в децибелах (DB) і фазо-частотну характеристику в градусах (P).

По АФЧ характеристиках визначити полюси та запаси стійкості по амплітуді та фазі, а також ширину смуги пропускання ОП.

Визначити межеву чи спряжену частоту (частоту зрізу) f_c . Нагадаємо, що спряжена частота визначається як частота, на якій коефіцієнт підсилення даного підсилювача по напрузі падає до 0.707 від коефіцієнта підсилення по напрузі на низьких частотах, або, що є те ж саме, стає нижче $A(f)$ на 3 дБ.

Визначити частоту одиничного підсилення f_1 . f_1 - це частота, при якій коефіцієнт підсилення ОП зменшується до одиниці. Таким чином, при $f=f_1$ справедливе рівняння:

$$K_{\text{пс}}(0) * f_c / f_1 = 1, \text{ звідки}$$

$$f_1 = K_{\text{пс}}(0) * f_c,$$

де $K_{\text{пс}}(0)$ - коефіцієнт підсилення без зворотного зв'язку на нульовій частоті. Обчислити f_1 і порівняти її з отриманою по амплітудно-частотній характеристиці.

3. Отримати перехідну характеристику ОП. На вхід підсилювача необхідно подати сигнал у формі послідовності прямокутних імпульсів відповідної тривалості та періоду повторення.

По перехідній характеристиці визначити сталу часу τ схеми ОП та час зростання t_r . Через t_r позначають час зростання від рівня 10% до рівня ~. Постійна часу визначається як $\tau = 1/2\pi f_{3p}$. Звідки $-f_{3p} = 1/2\pi\tau$. Час зростання

можна визначити по формулі $t_r = t_{90} - t_{10} = 2,2\tau$. Час зростання можна виразити й через ширину смуги пропускання: $t_r = 2,2\tau = 2,2/(2\pi f_{3p}) = 0,35f_{3p}$.

Наприклад, якщо ширина смуги пропускання 10кГц, то відповідний їй час зростання буде $t_r = 0,35/10\text{кГц} = 35\text{мкс}$.

Необхідно порівняти значення параметрів t_{3p} і t_r по перехідній характеристиці та формулам із значеннями, отриманими по амплітудно-частотній характеристиці. Побудувати АФЧХ для кожного каскаду ОП.

4. Визначити вхідний опір ОП. Вхідним опором ОП є, як правило, опір між +ІN та -ІN, хоча іноді він визначається як опір між одним з його входів та землею. Вхідний опір ОП можна визначити, подаючи на вхід +ІN напругу. Значення $V_{вх}$ визначається з передатної характеристики ОП. Струм бази вхідного транзистора прийняти рівним $\approx 1-1,5\text{мкА}$ при розрахунку опору, що підключається до вхідного джерела напруги. Другий вхід ОП підключається через розрахований опір на землю. У цьому випадку вхідний опір визначається з формули:

$$R_{вх.ОП} = \Delta V_{вх} / \Delta I_{вх} - 2R_{вх}.$$

5. Визначити вихідний опір ОП. Вихідний опір схеми ОП можна визначити при подачі струму (напруги) на вхід та заземлюючи входи. Тоді:

$$R_{вих} = V_{вих} / I_n \text{ або } R_{вих} = \Delta V_{вих} / \Delta I_n.$$

6. Оцінити вплив від'ємного зворотного зв'язку на вищевказані основні параметри ОП. Введення від'ємного ЗЗ призводить до зменшення коефіцієнта підсилення підсилювача в порівнянні із значенням коефіцієнта підсилення без ЗЗ і визначається як:

$$K_{ЗЗ} = K_{пс} / (1 + K_{пс} \beta),$$

де $K_{псдс}$ - коефіцієнт підсилення розімкненого підсилювача, β -коефіцієнт передання кола зворотного зв'язку.

Від'ємний ЗЗ призводить до збільшення вхідного опору. Його можна визначити з виразу:

$$R_{вх.ЗЗ} = R_{вх}(1 + K_{пс} \beta),$$

де $R_{вх}$ - вхідний опір без зворотного зв'язку.

Від'ємний ЗЗ призводить до зменшення вихідного опору ОП, що дорівнює:

$$R_{вих.ЗЗ} = R_{вих} / (1 + K_{пс} \beta),$$

де $R_{вих}$ - вихідний опір підсилювача без ЗЗ.

7. Визначити основні параметри підсилювача струму. Дослідження

ОП струму проводяться таким же чином, що і ОП напруги. ЗЗ повинен бути підключений.

8. Дослідити вплив навантаження на вихідні параметри ОП. Визначити діапазон змінення R_n , при яких параметри змінюються у припустимих межах.

Порядок виконання роботи.

1. Завантажити програму PSpice та увійти у свій розділ.
2. Записати вхідний файл, що містить опис досліджуваної схеми в текстовому вигляді.

3. Провести моделювання схеми підсилювача по директивах, вказаних у завданні та отримати основні характеристики ОП.

4. Проаналізувати отримані основні характеристики ОП.

5. Підготувати звіт з лабораторної роботи.

Зміст звіту. Звіт з лабораторної роботи повинен містити: мету роботи, принципові схеми, вхідний файл, що використовувався при моделюванні та результати моделювання, а також отримані значення основних параметрів ОП. Розрахувати значення параметрів ОП. Порівняльний аналіз результатів моделювання ОП без ЗЗ та з ЗЗ. Висновки.

Варіанти завдань.

В таблиці 1 наведені вихідні дані для розрахунку схеми ОП напруги, рис.4.40 тобто для визначення R_1 , R_2 , R_3 .

Таблиця 1

N в,	I_1 , мкА	I_2 , мкА	$V_{п}$, В	$R_{ос}$, КОм	$K_{ос}$, КОм	Типи транзисторів
1	200	100	10	10	2	Види транзисторів та їх моделі наведені у додатку 4
2	180	90	10	20	4	
3	160	80	10	40	8	
4	150	75	10	50	10	
5	250	125	10	70	15	
6	240	120	10	80	20	
7	220	110	10	100	40	
8	120	60	10	110	50	

У таблиці 2 приведено вихідні дані для розрахунку схеми ОП струму
рис.4.41. $I_{ВХ}$ повинно бути $\leq I_1$.

Таблиця 2

№ в.	I_1 , мкА	I_2 , мкА	I_3 , мкА	V_n , В	$R_{33Т}$, кОм	$K_{33Т}$	Види транзисторів
1	400	400	200	10	100	2	Види транзисторів і їх моделі наведені в додатку 4.
2	300	300	150	10	90	3	
3	250	250	125	10	80	4	
4	200	200	100	10	70	5	
5	180	180	90	10	60	6	
6	160	160	80	10	50	7	
7	150	150	75	10	40	8	
8	120	120	60	10	30	9	
9	100	100	50	10	20	10	
10	80	80	40	10	10	5	

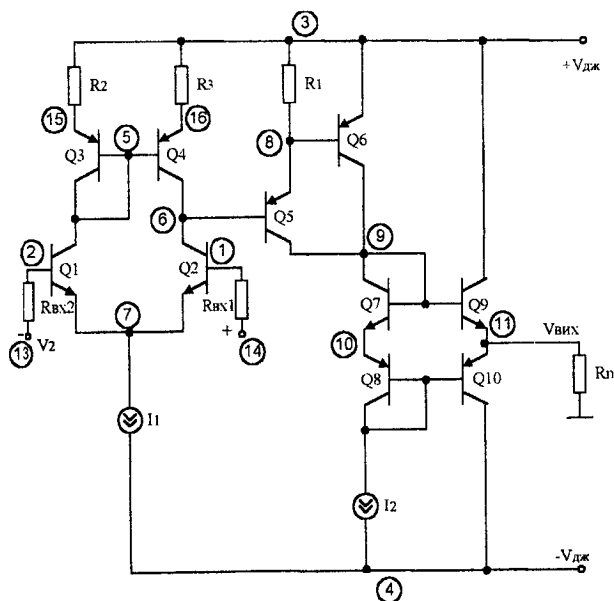


рис.4.40

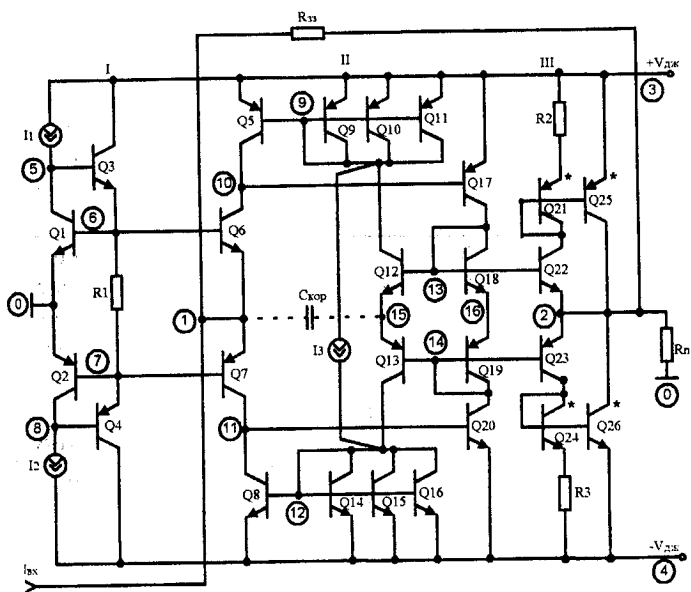


Рис. 4.41

Цифроаналогові та аналого-цифрові перетворювачі

Наявність цифрових та аналогових способів обробки сигналів обумовлене існуванням двох якісно різних методів зображення інформації. В реальному світі інформація подана у аналоговій формі, але проводити різні операції над інформацією для людини набагато зручніше у цифровій формі. Тому виникає необхідність взаємного перетворення різних форм інформації. Якісно інший рівень ця проблема отримала зі створенням техніки, здатної здійснювати обробку цифрової інформації.

У аналоговій техніці сигнали існують у вигляді безперервних величин, а у цифровій - у вигляді дискретних, двійкових сигналів, як. комбінація нулів та одиниць. В багатьох випадках потрібно забезпечити взаємодію аналогових та цифрових пристроїв, для чого необхідно перетворення цифрової форми інформації в аналогову та навпаки. Таке перетворення здійснюється цифроаналоговими (ЦАП) та аналого-цифровими (АЦП) перетворювачами. Цифроаналогові та аналого-цифрові перетворювачі можливо розглядати як своєрідні кодувальні та декодувальні пристрої.

На вхід АЦП надходить певна невідома аналогова величина, а на виході АЦП формується цифрове слово, що має визначену кількість розрядів. На вхід ЦАП надходить цифровий код заданої розрядності, а на виході формується аналоговий сигнал однозначно відповідний вхідному коду.

В наш час відома велика кількість різновидів ЦАП і АЦП. Метою дані глави є розгляд основних принципів побудови й параметрів цих пристроїв, існуючих алгоритмів цифроаналогового і аналого-цифрового перетворення, базових типів ЦАП і АЦП їхніх переваг та недоліків, основних джерел похибок.

5.1. Цифроаналогові перетворювачі

Цифроаналогові перетворювачі це пристрої, що генерують вихідну аналогову величину відповідну цифровому коду, котрий надходить на вхід перетворювача.

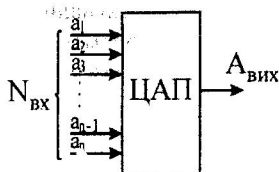


Рис.5.1.1. Загальна структура ЦАП

Узагальнена структурна схема ЦАП зображена на рис.5.1.1. Вхідний сигнал становить собою цифровий код ($N_{вх}=a_{n-1}a_{n-2}...a_2a_1a_0$), а вихідний - являє собою аналогову величину ($A_{вих}$) таку, що сигнал на виході ЦАП визначається співвідношенням:

$$A_{вих}=k_0 \cdot (a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + ... + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0).$$

Як правило $a_i \in \{0,1\}$ чи $a_i \in \{0,1\}$. Чим вища розрядність вхідного коду для даного перетворювача тим вища точність зображення довільної величини.

ЦАП використовують для узгодження ЕОМ з аналоговими пристроями, а також як внутрішній вузол АЦП або цифрового вимірювального приладу.

5.1.1 . Параметри ЦАП

Сукупність значень вихідних аналогових величин X_i в залежності від значень вхідного коду A_i називається характеристикою перетворення (ХП). Така сукупність може бути наведена у вигляді графика, формули чи таблиці.

Значення вихідної аналогової величини X_i відповідають мініальному й максимальному значенню вхідного коду A_i і є початковою та кінцевою точками ХП. Інтервал значень вихідної аналогової величини від початкової до кінцевої точки називається діапазоном вихідної величини, а різниця між максимальним та мінімальним значенням цієї величини - амплитудою її змінення.

Значення дискретного змінення вихідної аналогової величини при змінненні значення вхідного коду на одиницю називається ступінню квантування. У випадку двійкового лінійного ЦАП для номінальної ХП всі сходинок дорівнюють

$$n=(X_{\max} - X_{\min})/(b-1)=X_{\text{орн}}/(b-1),$$

де $X_{\min}$, $X_{\max}$ - номінальні значення вихідної аналогової величини у початковій та кінцевій точках ХП,

$X_{\text{оп}}$ - номінальне амплітудне значення змінення вихідної аналогової величини,

b - число можливих значень коду.

Номінальне значення сходинки квантування, що становить найменше змінення вихідної аналогової величини, є роздільною здатністю перетворювача.

Дану характеристику часто плутають з точністю перетворювача. У дійсності це дві вкрай слабко зв'язані одна з одною характеристики. Точність - сумарне відхилення вихідної величини перетворювача від свого ідеального значення для даної кодової комбінації. Плутанина, яка виникає пов'язана з тим, що точність зазвичай визначають у частках ОМР, це говорить про те, що точність знаходиться десь у межах роздільної здатності перетворювача.

В дійсності амплітуди квантів у різних точках відрізняються, у цьому випадку підраховується середнє значення сходинки квантування, це значення може служити одиницею виміру вихідних аналогових величин і його називають одиницею молодшого розряду (ОМР).

Ступінь співпадіння реальної ХП з ідеальною визначає точність, котра характеризується рядом відхилень реальної ХП від ідеальної і кількісно відображається такими параметрами:

- * нелінійністю;
- * диференційною нелінійністю;
- * зсувом початкової точки ХП;
- * відхиленням значення аналогової величини від номінальної у кінцевій точці.

Нелінійність у даній точці ХП - це відхилення точки реальної ХП від прямої проведеної певним чином:

- * нелінійність відносно прямої, проведеної через початкову і кінцеву точки ХП;
- * нелінійність відносно прямої, проведеної таким чином, щоб мінімізувати значення нелінійності. Наприклад відносно прямої середньоквадратичного відхилення.

Для ЦАП нелінійність як правило визначається нелінійністю у точці ХП, де вона за абсолютним значенням максимальна. Нелінійність виражається у частках ОМР, чи в процентах від значення аналогової величини у кінцевій точці ХП:

$$\delta_L = (\Delta x / h)[\text{ОМР}] \quad \text{або} \quad \delta_L = (\Delta x / x_k) \cdot 100,$$

де δ_L - нелінійність у даній точці ХП,

Δx - 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 нелінійності зображена на рис.5.1.2.



Рис.5.1.2. ХП ЦАП, що демонструє різні види нелінійності

Диференційна нелінійність - це відхилення дійсних значень сходинок квантів від їх середнього значення. Диференційна нелінійність i -тої сходинок квантів:

$$\delta_{LD} = (\bar{h} - h_i) / \bar{h} [ОМР] \quad \text{або} \quad \delta_{LD} = [(\bar{h} - h_i) / x_k] \cdot 100$$

Для ЦАП вказують значення диференційної нелінійності тієї точки характеристики, де воно за абсолютним значенням максимальне.

Під **монотонністю** приймається незмінність знаку приросту вхідної величини при послідовному зміні значення вхідного коду. Умова монотонності

$$-1 ОМР \leq \delta_{LD} \leq +1 ОМР$$

Якщо побудувати дві ХП для ЦАП з відмінними, хоча й незначно, середніми сходинок квантування, то відхилення буде помітне внаслідок різної крутизни характеристик. Параметр, що характеризує середню крутизну ХП називається **коефіцієнтом перетворення**.

Вказане відхилення дійсної ХП від номінальної зазвичай оцінюють у кінцевій точці ХП чи в тій точці ХП, де це відхилення набуває максимального значення та називають **максимальним відхиленням** вихідної величини у співвідношенні до номінального значення або **похибкою масштабу**.

Можливо також відхилення ХП від номінальної у вигляді **паралельного зсуву**. Паралельний зсув оцінюється відносно початку координат і на-

живається похибкою зміщення нуля вихідної аналогової величини. Це дійсне значення вихідної величини для вхідного коду при котрому номінальне значення вихідної величини дорівнює нулю.

Код вхідного сигналу - цифровий вхідний код, що використовується як двійковий (з розрядними коефіцієнтами $\{0,1\}$ чи $\{-1,1\}$), двійково-десятковий, код надлишкових позиційних систем числення та ін.

Стабільність - здатність ЦАП зберігати значення вихідного сигналу протягом обумовленого проміжку часу.

Параметри спряження

Перетворювачі є не абстрактними схемами, а є реальними пристроями, котрі потрібно застосовувати на практиці, тому суттєве значення мають такі параметри, як параметри спряження, без знання котрих, домогтися правильного функціонування пристрою не вдається. До них відносяться:

- * напруги джерел живлення;
- * струми споживання;
- * вхідні й вихідні напруги й струми;
- * тип і припустимі значення опору навантаження, вихідний повний опір;
- * число розрядів (роздільна здатність);
- * вхідний опір чи струм по входу для зовнішніх джерел опорної напруги;
- * діапазон робочих температур.

Динамічні параметри ЦАП

Час перехідних процесів в ЦАП визначає його **швидкодію**.

Час встановлення вихідного сигналу - час від моменту подачі вхідного коду на входи ЦАП до моменту, коли значення вихідної аналогової величини відрізняється від усталеного на задане значення. У більшості випадків вказане значення аналогової величини повинно відрізнитися від усталеного значення не більш як на $0.5 \text{ OMP}(t_1 \text{ на рис.5.1.3})$.

Час затримки розповсюдження - час від моменту досягнення вхідним цифровим сигналом половини амплітуди до моменту досягнення вихідною аналоговою величиною половини усталеного значення ($t_2 \text{ на рис.5.1.3})$.

Поруч із цим може використовуватися **час затримки** - час від моменту змінення коду до досягнення вихідною величиною 0.1 усталеного значення.

Час зростання - час, за котрий вихідна аналогова величина змінюється від 0.1 до 0.9 усталеного значення ($t_3 \text{ на рис.5.1.3})$.

Швидкість зростання - відношення значення приросту аналогової величини до часу t_3 , за котрий цей приріст відбувся.

Час перемикання - час від моменту подачі вхідного коду до моменту досягнення вихідною аналоговою величиною 0.9 усталеного значення.

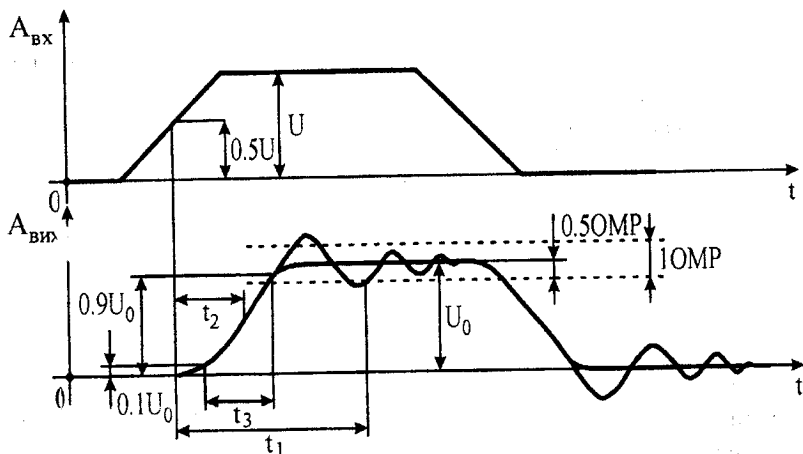


Рис.5.1.3.Залежність вихідного сигналу ЦАП від змінення коду на його входах

Викиди - короткочасні підйоми чи провали вихідного сигналу в момент змінення значення вхідного коду. Критерієм викиду є значення коливальної енергії. (Якщо викид зобразити у вигляді графіка, то енергія викиду пропорційна площині кривої з урахуванням її "знаку"). Часто викид характеризують амплітудою й тривалістю. Вважається, що найгірша ситуація для викиду виникає при переключенні найбільшого числа розрядів. Викиди можуть бути пов'язані з неоднаковим часом переключення різних розрядів, неоднаковим часом "вмикання" й "вимикання" розрядів.

5.1.2 . ЦАП з підсумовуванням еталонних величин

Найбільш розповсюдженим типом ЦАП є перетворювачі, що використовують алгоритм підсумовування еталонних величин. Згідно визначенню сигнал на виході ЦАП відображається формулою:

$$A_{\text{вих}} = A_0 \cdot \sum_{i=1}^n a_i \cdot 2^{i-1},$$

де $a_i \in \{0,1\}$, члени $A_0 2^{i-1}$ являють собою сукупність деяких заданих значень котрі можуть бути реалізовані за допомогою джерел еталонних аналогових величин (1, 2, ..., N, об'єднаних в блок еталонних величин(БЕВ)). Функцію

a_i можливо 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 підсумовуючим елементом (СЕВ - суматором еталонних величин). Загальна структура ЦАП, що реалізує даний алгоритм, наведена на рис. 5.1.4.

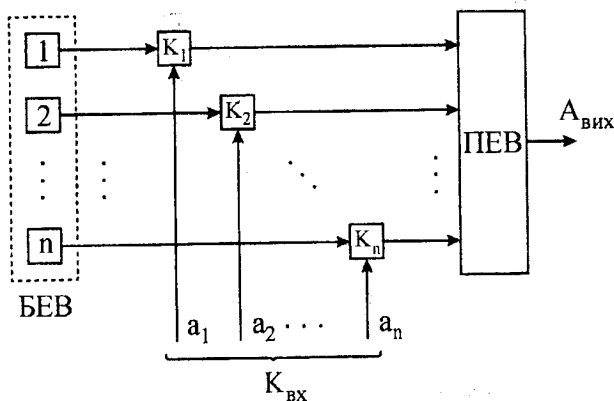


Рис.5.1.4. Загальна структура ЦАП з підсумовуванням еталонних величин

Подібні ЦАП можуть бути класифіковані за:

- * способом формування вихідного сигналу (з підсумовуванням напруг або струмів);
- * родом вихідного сигналу (з виходом по струму, виходом по напрузі);
- * 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).

5.1.2.1 . 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.5.1.5.-рис.5.1.7.

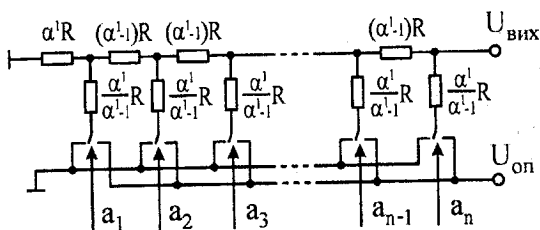


Рис.5.1.5. Дрabinкова схема дільника напруги

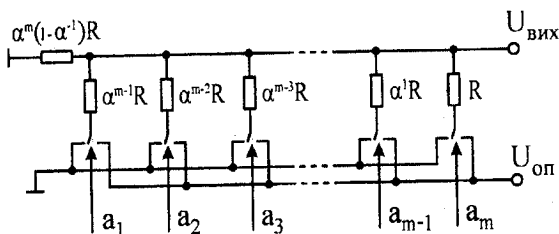


Рис.5.1.6. Зважена схема дільника напруги

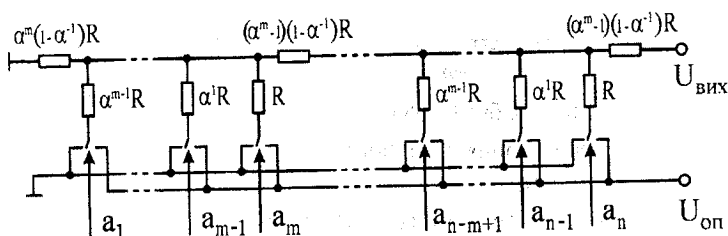


Рис.5.1.7. Комбінована схема дільника напруги

Еквівалентна схема одної з ланок матриці наведена на рис.5.1.8.

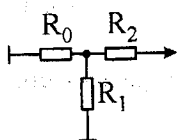


Рис.5.1.8.
Еквівалентна
схема однієї
ланки матриці

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 кристалу, по-друге у зв'язку з необхідністю високоточного підпасування резисторів. Вказаних недоліків не має структура драбинкового 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 α . Номінали резисторів у цьому дільнику повинні задовольняти таким співвідношенням:

1. З умови однорідності матриці витікає:

$$R_0 \| R_1 + R_2 = R_0$$

тобто кожна попередня ланка є навантаженням для наступної.

2. З умови рівності коефіцієнта поділу α має місце:

$$\frac{R_0 \| R_1}{R_0 \| R_1 + R_2} = \frac{1}{\alpha^m}$$

де m - кількість паралельно з'єднаних зважених резисторів у секції.

Підсумкова система рівнянь буде такою:

$$\begin{cases} R_0 \| R_1 + R_2 = R_0 \\ \frac{R_0 \| R_1}{R_0 \| R_1 + R_2} = \frac{1}{\alpha^m} \end{cases}$$

Розв'язання 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 $R=R_0 \| R_1$, 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:

$$R_1 = R_{11} \| R_{12} \| \dots \| R_{1m}$$

Оскільки номінали резисторів пропорційні вагам розрядів позиційної системи числення з основою α :

$$R_{li} = \alpha^{i-1} R$$

то номінали резисторів для такої системи будуть наступними:

$$R_1 = \frac{\alpha^m}{\alpha^m - 1} \cdot \frac{\alpha - 1}{\alpha} \cdot R, \quad R_0 = \alpha^m \cdot \frac{\alpha - 1}{\alpha} \cdot R, \quad R_2 = (\alpha^m - 1) \cdot \frac{\alpha - 1}{\alpha} \cdot R$$

Для двійкової системи $R_{li} = 2^{i-1} R$, $R_0 = 2^{m-1} R$, $R_2 = ((2^m - 1)/2) R$

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 $R_{li} = 2^{i-1} R$, $R_0 = 2^{m-1} R$;

Найпростішим перетворювачем код-напруга є схема зображена на рис.5.1.9. в котрій резистивна матриця використовується у прямому включенні.

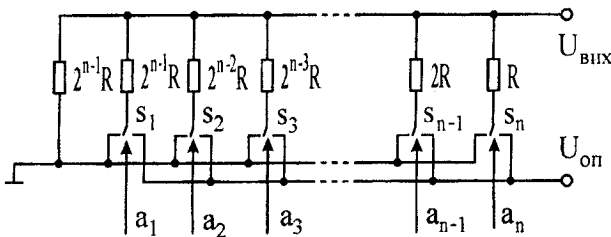


Рис.5.1.9. Найпростіший ЦАП на основі резистивної матриці

При надходженні вхідного коду частина резисторів підключається до U_0 , якщо $a_i=1$, друга частина залишається підключеною до землі, якщо $a_i=0$. При цьому матриця може бути зображена такою еквівалентною схемою (рис.5.1.10).

Опори R_0 та R_1 будуть дорівнювати:

$$R_1 = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{a_i}{2^{n-i} \cdot R}}, \quad R_0 = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{\bar{a}_i}{2^{n-i} \cdot R} + \frac{1}{2^{n-1} \cdot R}}$$

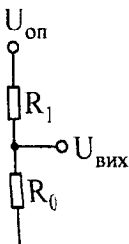


Рис.5.1.10.
Еквівалентна
схема ЦАП

Струм, що протікає через матрицю буде складати:

$$I = \frac{U_0}{R_1 + R_0} = \frac{U_0}{\frac{1}{2 \cdot R} \left(\sum_{i=1}^n \frac{a_i}{2^{n-i} \cdot R} \right) \left(\sum_{i=1}^n \frac{\bar{a}_i}{2^{n-i} \cdot R} + \frac{1}{2^{n-1} \cdot R} \right)}$$

Падіння напруги на R_0 , котре 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 підключення $R_{\text{н}}$ до $U_{\text{вх}}$. Підключення навантаження паралельно R_0 призведе до спотворень $U_{\text{вх}}$.

Значно покращити характеристики схеми можливо використовуючи ОП. У такій схемі матриця резисторів виступає у ролі формувача двійково-зважених токів котрі, підсумовуються на ОП.

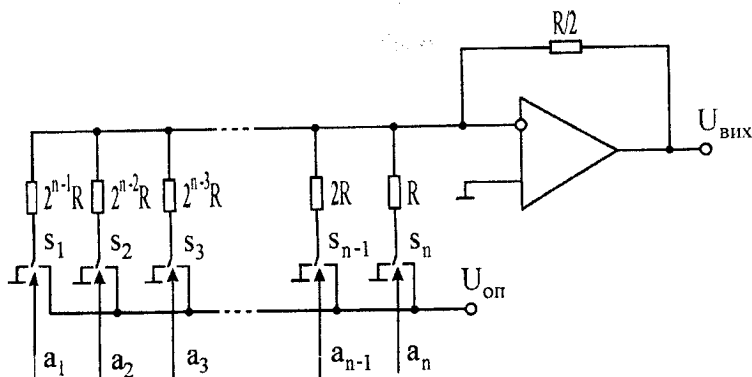


Рис.5.1.11. ЦАП на основі матриці двійково-зважених резисторів

Принципова схема ЦАП, що використовує ланцюг зважених резисторів, наведена на рис.5.1.11.

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 підсумовуючого елемента. Функцію підсумовуючого 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.5.1.11 працює таким чином: якщо даний розряд дорівнює нулю, то відповідний резистор підключається до землі (нульового потенціалу). Якщо дорівнює одиниці, то до $U_{\text{оп}}$. При цьому струми, що протікають через резистори матриці, будуть дорівнювати:

Струми підсумвуються на резисторі, ввімкнутому у ланцюг зворотного зв'язку ОП. Падіння напруги на R_{33} буде складати:

$$U_{\text{aux}} = -R_{33} \cdot \sum_{i=1}^n I_i = -\frac{R_{33} \cdot U_{\text{on}}}{R} \cdot \sum_{i=1}^n a_i / 2^{i-1} = -\frac{U_{\text{on}}}{2} \cdot \sum_{i=1}^n a_i / 2^{i-1}.$$

На виході вищенаведеної схеми генерується уніполярний сигнал ($0 - +U_{оп}$). 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 лежить у створенні двох високоточних різнополярних джерел опорної напруги.

У реальних ЦАП перемикачі, включені 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 опорами резисторів. Щоб зменшити вплив опорів перемикачів можливо 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 сама по собі має гірші показники швидкодії внаслідок впливу реактивних елементів (необхідність перезарядки бар'єрних ємностей р-п переходів та ін.). Тому отримали розповсюдження схеми з комутацією струмів, приклад такої схеми наведений на рис. 5.1.12.

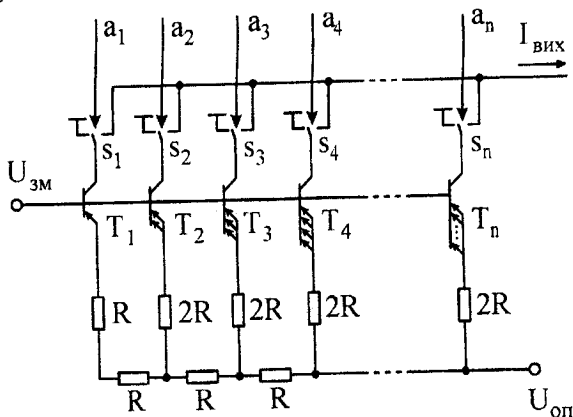


Рис.5.1.12. ЦАП с комутацією струмів, з матрицею типу R-2R в ланцюгах емітерів

У даній схемі матриця типу R-2R використовується в інверсному включенні, 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 перемикаю розрядів та досягненню високої швидкодії ЦАП у цілому. Через різні транзистори протікають різні за абсолютним значенням струми, що викликає неоднакове падіння напруги на відповідних транзисторах. З метою усунення даного недоліку транзистори виконуються багатоемітерними, що дає можливість підтримувати однакову щільність струму через р-п переходи транзисторів і рівне падіння напруги на них. Для того щоб усунути вказаний недолік може бути також застосована схема, вказана на рис.5.1.13.

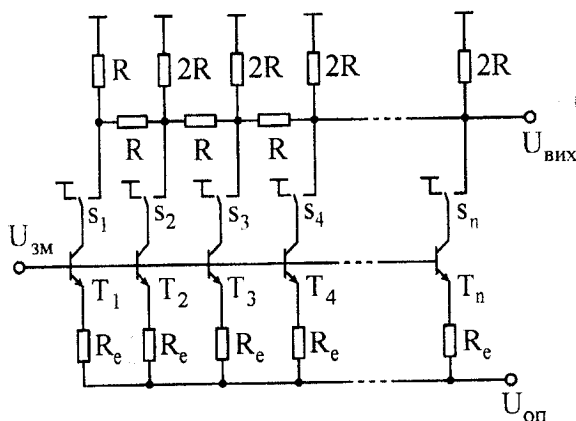


Рис.5.1.13. ЦАП с комутацією струмів на матриці типу R-2R в ланцюгах колекторів

У такому ЦАП в колах емітерів транзисторів знаходяться однакові опори, котрі задають однакові струми через р-п переходи та однакові падіння напруги на них. Резистивна матриця R-2R виконує у даному випадку роль дільника напруг. Даний ЦАП має вихід по напрузі.

5.1.2.2 . Струмові ключі

Як видно з вищенаведених схем, одним з основних вузлів ЦАП є електронні ключі. Від їх параметрів в багато-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.5.1.14, становить найпростішу схему струмового ключа. Транзистор T_1 з підключеним джерелом напруги $U_{ет}$ і резистор $R_{ет}$ утворюють джерело еталонного струму. Коли на цифровому вході низький рівень $a_i = "0"$ діод D_1 закритий, а діод D_2 відкритий і струм проходить у вихідний ланцюг. Коли на цифровий вхід надходить високий рівень

$a_i = "1"$ діод D_1 відкривається, відповідно викликаючи підвищення потенціалу точки А і закривання діоду D_2 . При цьому розрядний струм комутується в коло діоду D_1 . Похибки подібної схеми пов'язані зі струмами витікання діодів у замкненому стані та часом перезарядження бар'єрних емностей р-п переходів.

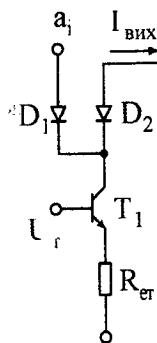


Рис.5.1.14.

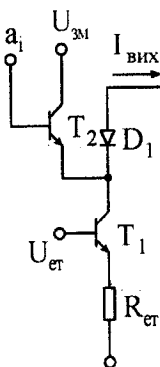


Рис.5.1.15.

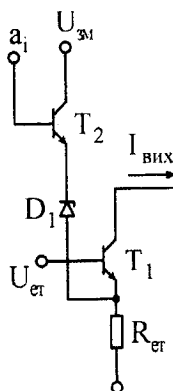


Рис.5.1.16.

У схемі, зображеній на рис.5.1.15 у керуючому колі 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 керуючому колі призводить до розв'язування керуючого та робочого кіл схеми.

В схемі, зображеній на рис.5.1.16, транзистор T_1 з підключеним джерелом напруги $U_{ет}$ та резистором $R_{ет}$ також являє собою джерело еталонного струму. Коли на цифровому вході низький рівень $a_i = "0"$, транзистор T_2 закритий та стабілітрон D_1 знаходиться в непровідному стані, а струм, що генерується джерелом еталонного струму, надходить у вихідне коло. Коли на цифровий вхід надходить високий рівень $a_i = "1"$ транзистор T_2 відкривається і через стабілітрон D_1 починає протікати струм. В результаті цього потенціал точки А зростає до значення, що визначається падінням напруги на р-п переході T_2 та стабілітроні. T_1 при цьому закривається й 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 перемикавання.

На рис.5.1.17 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

$U(0) < U_{3м} < U(1)$. Коли на цифровому вході низький рівень $a_i = "0"$, транзистор T_2 відкривається, в результаті чого напруга на його емітері дорівнює

$$U_e = U(0) - U_{бэ} > U_{3м}.$$

В результаті цього транзистор T_3 закривається та весь струм протікає через коло транзистора T_2 . Коли на цифровий вхід надходить високий рівень $a_i = "1"$, картина змінюється на протилежну

$$U_e = U_{3м} - U_{бэ} > U(1)$$

В результаті цього транзистор T_2 закривається та весь струм протікає через коло транзистора T_3 .

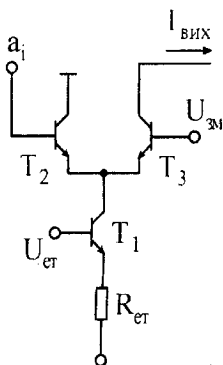


Рис.5.1.17.

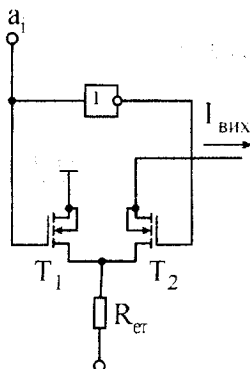


Рис.5.1.18.

На рис.5.1.18 наведена схема подібного типу на КМОН транзисторах, робота схеми зрозуміла з рисунка.

5.1.2.3 . ЦАП з використанням ланцюгів конденсаторів

Можлива побудова ЦАП, що використовують матриці конденсаторів. Подібні пристрої використовують принцип перерозподілу заряду й в останній час, у зв'язку з досягнутим прогресом в інтегральній технології, в галузі створення високоточних ключових елементів отримали широке розповсюдження.

Одним з найпростіших перетворювачів подібного типу є ЦАП зображений на рис.5.1.19.

Пристрій працює таким чином. У момент часу t_1 замикається ключ s_0 , а ключі s_1-s_n комутуються в залежності від значення розрядів коду на землю ($a_i = "0"$), чи до $U_{оп}$ ($a_i = "1"$). При цьому пристрій може бути зображений еквівалентною схемою, рис.5.1.20.

На конденсаторах матриці формується заряд:

$$q_0 = U_{on} \cdot \sum_{i=1}^n a_i \cdot \frac{C}{2^{i-1}}.$$

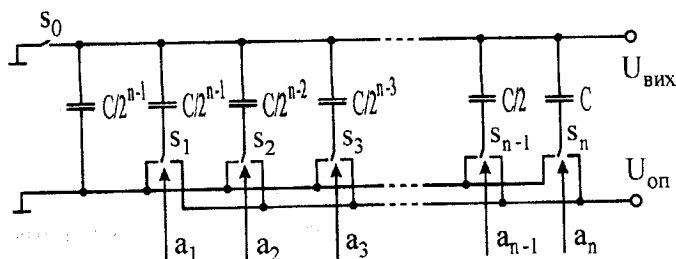


Рис.5.1.19. Найпростіший ЦАП на основі комутованих конденсаторів.

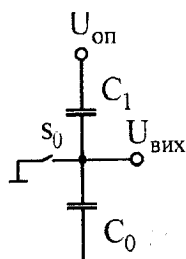


Рис.5.1.20.
Еквівалентна схема
ЦАП

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:

$$U_{вих} = \frac{q_0}{\left(\sum_{i=1}^n \frac{C}{2^{i-1}} + \frac{C}{2^{n-1}} \right)} = \frac{q_0}{2C} = \frac{U_{on}}{2} \cdot \sum_{i=1}^n \frac{a_i}{2^{i-1}}.$$

Безпосередньо ця схема не використовується через суттєвий вплив паразитних параметрів та погані характеристики навантаження.

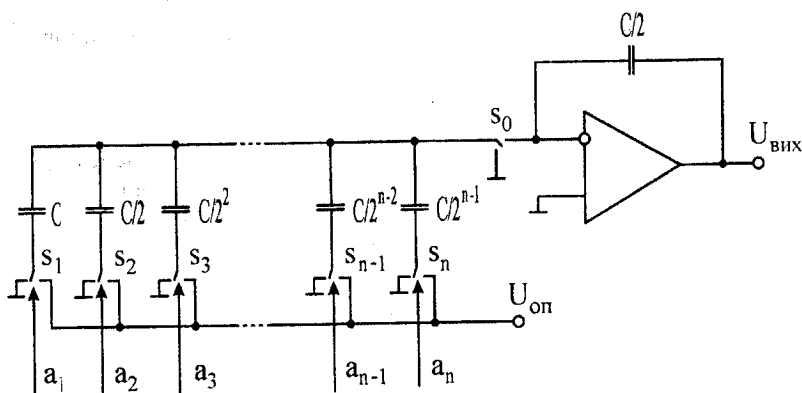


Рис.5.1.21. ЦАП на основі матриці двійково-зважених конденсаторів

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.5.1.21, рис.5.1.22. Розглянемо роботу схеми, зображеної на рис. 5.1.21.

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 підсумовуючого (накопичувального) елементу, 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 в залежності від значення розрядів коду на землю ($a_i="0"$) чи до $U_{оп}$ ($a_i="1"$). 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 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.5.1.22, працює таким самим чином. Принципи побудови та робота матриці С-2С подібні резистивній матриці типу R-2R.

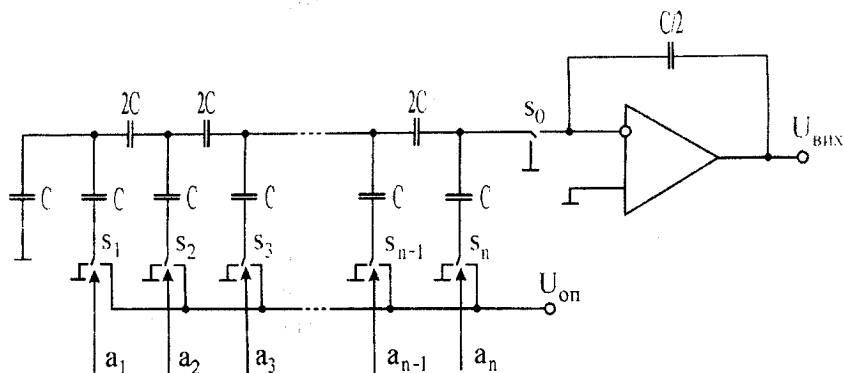


Рис.5.1.22. ЦАП на основі матриці конденсаторів типу С-2С.

5.1.3 . Паралельні ЦАП на базі резистивних дільників

Якщо потрібна розрядність ЦАП невелика можливо застосування най-

простішої схеми ЦАП на резистивному дільнику. Структура подібного перетворювача подана на рис.5.1.23.

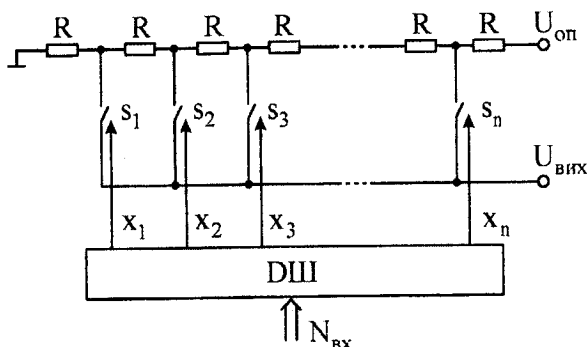


Рис.5.1.23. Загальна структура найпростішого ЦАП

Основним елементом даного пристрою є резистивний дільник, що формує 2^n рівнів опорного сигналу, де n - розрядність вхідного коду. За допомогою керуючих сигналів x_i потрібний рівень комутується на вихід пристрою.

Подібні ЦАП відрізняються більшими витратами обладнання при необхідності забезпечити високу розрядність та не мають тих значних переваг по швидкодії у порівнянні з другими типами ЦАП, як це є для паралельних АЦП у порівнянні 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.

5.1.4 . ЦАП с 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.5.1.24 містить лічильник, що здійснює формування часового інтервалу, пристрій порівняння, що фіксує момент закінчення часового інтервалу та інтегратор, зібраний на ОП, резистори R та ємності C .

За сигналом "запуск" лічильник починає рахувати і до входу інтегратора підключається опорний сигнал $U_{оп}$. Доки стан лічильника не досягне значення рівного вхідному коду, інтегратор інтегрує $U_{оп}$. По досягненні станом лічильника величини рівної $N_{вх}$ спрацьовує пристрій

порівняння (ПП) та вмикає джерело опорного сигналу від входу компаратора. Тим самим на виході інтегратора фіксується потрібна вихідна аналогова величина. Ключ s_2 слугує для розрядки ємності C і переведення інтегратора у початковий стан.

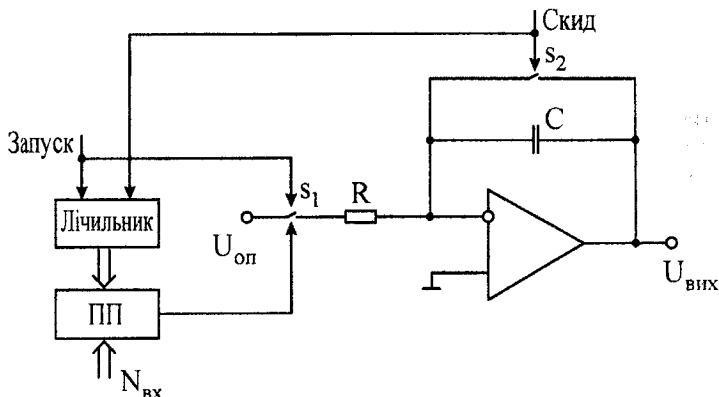


Рис.5.1.24. ЦАП з часовою комутацією

Переваги даного перетворювача полягають у порівняльній простоті конструкції, можливості підстройки (наприклад R може бути зроблено регульованим, що дозволить змінювати постійну інтегрування схеми, таким чином коригуючи її роботу). Недоліком подібної схеми є її низька швидкодія.

5.1.5 . Послідовний ЦАП

В останній час у зв'язку з успіхами інтегральної технології отримали широке розповсюдження 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.

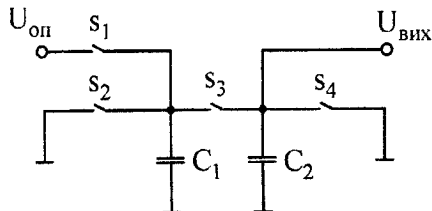


Рис.5.1.25. Послідовний ЦАП

Принципова схема такого пристрою наведена на рис.5.1.25. Цей ЦАП функціонує таким чином.

У початковий момент часу ключі s_1, s_3 розімкнені, а s_2, s_4 замкнені і конденсатори C_1 і C_2 розряджені. В наступний момент у залежності від значення першого розряду або замикається ключ s_2 , розряджаючи C_1 до нуля ($a_1="0"$), або ключ s_1 , заряджаючи C_1 до напруги $U_{оп}$ ($a_1="1"$). 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

$$q_1=q_2 = a_1 C_1 U_{оп}/2, \text{ звідки } U_1=U_2 = a_1 U_{оп}/2.$$

На третьому такті ключ s_3 розмикається, а s_2 замикається. Т.ч. на C_2 зберігається заряд, сформований у попередньому такті, а C_1 розряджається до нуля. Потім повторюються змальовані вище операції для другого розряду. Після другого перерозподілу зарядів між C_1 і C_2 напруга на C_2 буде складатися:

$$U_2 = (a_2 U_{оп} + a_1 U_{оп}/2)/2 = a_2 U_{оп}/2 + a_1 U_{оп}/4.$$

Аналогічно після завершення алгоритму для n розрядів

$$U_2 = a_N U_{оп}/2 + \dots + a_2 U_{оп}/2^{N-1} + a_1 U_{оп}/2^N = U_{оп} \cdot \sum a_i / 2^{N-i+1}.$$

Формування вихідної аналогової величини здійснюється за n циклів. Робота алгоритму починається з молодших розрядів, результуюча напруга формується на C_2 . Подібний перетворювач відрізняється простотою схеми, й середньою швидкістю.

5.2. Аналого-цифрові перетворювачі

Аналого-цифровим перетворювачем називається пристрій призначений для перетворення вхідної аналогової величини в еквівалентний їй цифровий код.

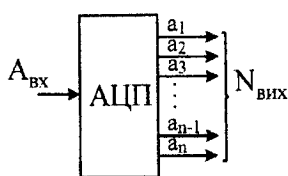


Рис.5.2.1. Загальна структура АЦП

АЦП це пристрій рис.5.2.1, вхідна інформація котрого задається невідомою аналоговою величиною $A_{вх}$ (напругою, струмом та ін.), а вихідна інформація є сукупністю n логічних рівнів $(a_n a_{n-1} \dots a_3 a_2 a_1)$ $N_{вих}$ - цифровий код ($N_i = a_n a_{n-1} \dots a_3 a_2 a_1$) такий, що

$$A_{вх} \cong k_0 \cdot (a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0) \quad (*)$$

Як правило $a_i \in \{0,1\}$ чи $a_i \in \{0,1\}$. Значення $N_{вих}$ визначає роздільну здатність перетворювача. Чим воно більше, тим більш точно виконується співвідношення (*).

АЦП використовуються у пристроях зв'язку комп'ютерів з об'єктами. Внаслідок широкого впровадження цифрової обробки сигналів вони є важливою складовою частиною багатьох комп'ютерних систем.

5.2.1 . Параметри АЦП

При поданні на вхід АЦП напруги, що лінійно змінюється на виході АЦП, має місце послідовне змінення кодів. Залежність між значеннями вхідної аналогової напруги та вихідного коду називається характеристикою перетворення (ХП) АЦП. Характеристика перетворення може бути подана у вигляді таблиць, графіків чи формул.

Під напругою міжкодового переходу розуміють таке значення вхідної напруги, статистична ймовірність перетворення котрої в задане і попереднє заданому значення вихідного коду є однаковою.

Зона невизначеності міжкодових переходів. Ширина зони є ймовірнісною величиною. Зона невизначеності міжкодових переходів характеризує нестабільність точок ХП.

Різниця значень напруг заданого й наступного за ним міжкодових переходів визначають крок квантування ХП АЦП. Наявність кроку квантування породжує похибку квантування АЦП, обумовлену цифровою природою вихідної інформації АЦП, тобто кінцевим числом кодових комбінацій, котрі можуть існувати на виході АЦП.

Точнісні параметри АЦП:

* напруга зміщення нуля;

- * відхилення коефіцієнта перетворення від номінального значення;
- * нелінійність (інтегральна нелінійність);
- * диференційна нелінійність;
- * зона невизначеності міжкодових переходів;
- * монотонність ХП.

Дійсне значення вхідної напруги у точці ХП, що відповідає номінальному нульовому значенню цієї напруги, визначає напругу зміщення нуля. Графічно ця напруга показується паралельним зсувом ХП уздовж осі абсцис.

У окремому випадку відхилення коефіцієнта перетворення від номінального значення можливо характеризувати похибкою перетворення в кін. звітній точці ХП. Ця похибка показує змінення нахилу прямої, проведеної через початкові та кінцеві точки дійсної ХП.

Нелінійність АЦП - відхилення дійсних значень вхідної напруги, відповідної заданій точці ХП, від значення, що визначається по лінеаризованій ХП у тій самій точці.

Диференційна нелінійність АЦП - відхилення дійсних значень кроків квантування ХП від їх середнього значення.

Під монотонністю характеристики перетворення розуміють існування всіх кодових комбінацій на його виході при поданні на вхід сигналу, що змінюється. При цьому знак нахилу монотонної ХП змінюватися не повинен.

Параметри спряження

- * напруги джерел живлення;
- * струми живлення;
- * вхідні та вихідні напруги та струми;
- * вхідний повний опір, вхідна ємність;
- * число розрядів вихідного коду;
- * вхідний опір чи струм по входу для зовнішніх джерел опорної напруги;
- * номінальні значення та припустима похибка на рівні напруги логічних 0 та 1;
- * діапазон робочих температур.

Динамічні параметри :

- * час перетворення, частота перетворення;
- * апертурний час, апертурна невизначеність;
- * монотонність характеристики перетворення при максимально припустимій швидкості змінення вхідного сигналу;

* співвідношення сигнал-шум.

Час перетворення - час від початку змінення сигналу на вході АЦП до появи на виході відповідного сталого коду.

Час затримки запуску - максимальний час з моменту подачі стрибкоподібного сигналу на аналоговий вхід АЦП до моменту подачі сигналу запуску АЦП, при котрому вихідний код відрізняється від номінального не більше ніж на значення статичної похибки.

Час циклу кодування - час, впродовж котрого здійснюється безпосереднє перетворення усталеного значення вхідного сигналу.

Максимальна частота перетворення - частота дискретизації вхідного сигналу, при котрому обраний параметр АЦП не виходить за задані межі. Обраний параметр може бути монотонністю АЦП чи нелінійністю.

Коли на вході АЦП не використовується ПВЗ, динамічні параметри АЦП характеризуються такими величинами:

- * апертурний час;
- * апертурна невизначенність.

Строго кажучи під **апертурним часом** розуміють час, впродовж котрого зберігається невизначенність між значенням вибірки та часом, до якого воно відноситься. Таким чином для виключення впливу апертурного часу на точність параметрів АЦП змінення сигналу на аналоговому вході повинно бути набагато меншим 1 ОМР за час, що дорівнює апертурному.

Апертурна невизначенність - випадкове змінення апертурного часу, найбільш часто визначається в конкретній точці ХП. Апертурна невизначенність виникає через випадкові змінення часу затримки. Вплив апертурної невизначенності полягає в появі різних кодових комбінацій при кодуванні одного значення сигналу, що швидко змінюється. Закон розподілу близький до нормального, причому найбільша частота появи припадає на код, відповідний обраному значенню сигналу.

Вхідна ємність АЦП - впливає на смугу пропускання АЦП, на розкид апертурного часу по ХП, і т.ч. на точнісні параметри АЦП. Смуга пропускання буде обмежуватися по рівню ЗдБ добутком $R_o \cdot C_i$, де R_o - вихідний опір джерела сигналу в діапазоні робочих частот, C_i - вхідна ємність АЦП.

Співвідношення сигнал-шум є динамічним параметром АЦП. Шум як вхідного сигналу та вхідного кола, так і самого перетворювача фактично збільшує розмір зони квантування та може надавати вихідним числам статистичні властивості. Співвідношення сигнал-шум є інтегральним параметром АЦП, що дозволяє в цілому оцінити спотворення, що вносяться перетворювачем. Співвідношення сигнал-шум ідеального АЦП розраховується за формулою :

де b - розрядність АЦП.

5.2.2 . 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 дальнішому за допомогою цифрових пристроїв підраховується число імпульсів, які надійшли з аналогової схеми за визначений проміжок часу чи число імпульсів заданої частоти, що вміститься в отриманий часовий інтервал. У сучасній техніці досягнуті дуже високі показники генераторів еталонних частот та вимірювання часу, і сформувані потрібний проміжок часу чи стандартну частоту нескладно. Тому 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

Дані алгоритми використовують безпосереднє порівняння досліджуваної величини зі всіма можливими еталонними рівнями вхідної величини, котрі здатний розрізнити перетворювач. При цьому знаходяться два таких рівня 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. Дані алгоритми використовують метод перебору, коли порівнюючи вхідну величину зі всіма існуючими рівнями знаходять найбільш близький. Але кількість необхідних операцій порівняння зростає до 2^n , тобто дуже швидко зі зростанням роздільної здатності перетворювача. Тому пристрої, в яких використовують дані алгоритми потребують великих витрат чи-то з погляду часу, чи-то обладнання, необхідного на перетворення. До перетворювачів даного типу відносяться як пристрої з порівняно низькою швидкодією так і найбільш швидкі типи АЦП, в залежності від того, як програмно чи апаратно реалізується даний алгоритм.

Алгоритм послідовного наближення

Найбільш швидкими та ефективними з точки зору кількості операцій необхідних для перетворення є алгоритми послідовного наближення. Принцип їх роботи можливо розглянути на такому прикладі.

Для швидкого знаходження положення точки X на відрізок 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 котрий по-

трапила 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.

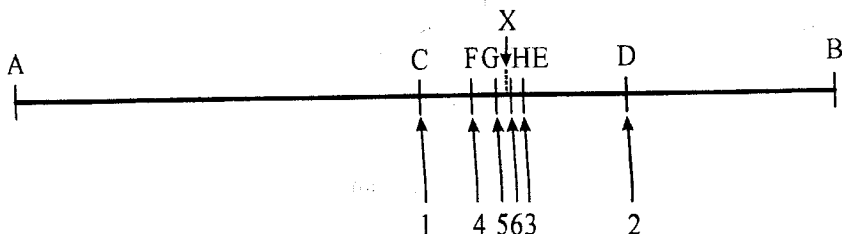


Рис.5.2.2. Знаходження положення точки X методом послідовного наближення

Вищезначений принцип лежить в основі алгоритмів послідовного наближення (де в ролі AB виступає діапазон значень вхідного сигналу), отримавших найбільш широке розповсюдження, завдяки своїм швидкодії та простоті.

5.2.3 . АЦП непрямого перетворення

В АЦП непрямого перетворення сигнал, що аналізується спочатку перетворюється в проміжні величини (частоту, часовий інтервал), котрі потім і вимірюються.

5.2.3.1 . Перетворювачі напруги в частоту

Найпростішими перетворювачами аналогової інформації в цифрову, є перетворювачі напруги в частоту. Дані пристрої можливо 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.5.2.3. Часові діаграми її роботи для двох різних значень $U_{вх}$ наведені на рис.5.2.4. Схема включає в себе інтегратор напруга на виході котрого визначається виразом:

$$U' = \int_{\eta}^{\eta_2} U_{ax} dt = U_{ax} \Big|_{\eta}^{\eta_2} = U_{ax} \cdot \Delta t .$$

Напруга з виходу інтегратора надходить на компаратор, де порівнюється з деяким опорним рівнем $U_{оп}$. При досягненні U' цього рівня компаратор спрацьовує і на його виході з'являється високий рівень. Таким чином виконуються співвідношення:

$$U' = U_{он} = U_{вх} \cdot \Delta t \Rightarrow \Delta t = U_{он} / U_{вх} \dots$$

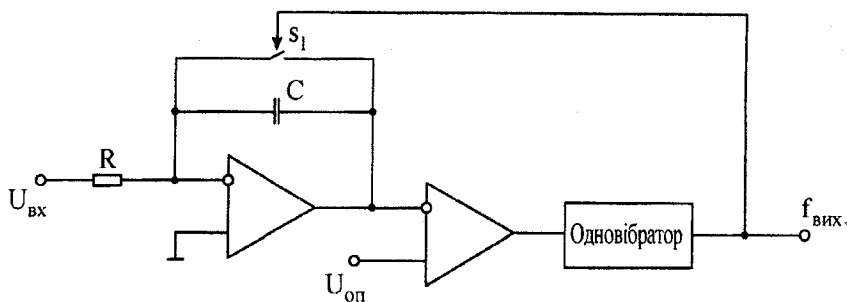


Рис.5.2.3. Перетворювач напруга-частота

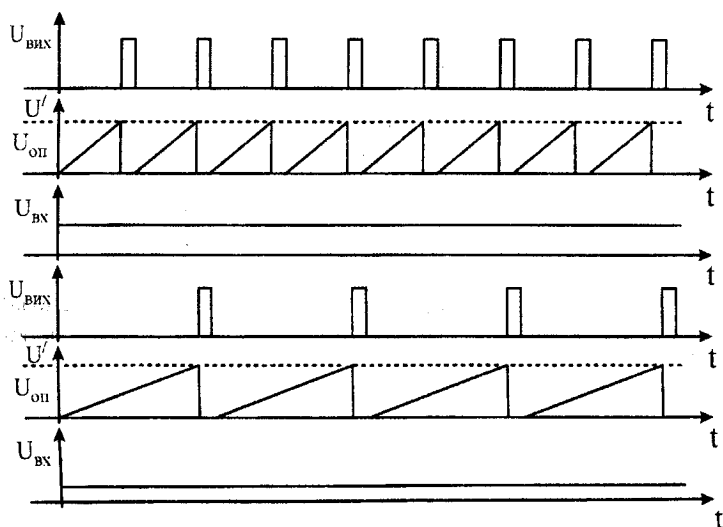


Рис.5.2.4. Часові діаграми роботи перетворювача напруга-частота

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. По закінченні імпульсу ключ s_1 розмикається та цикл інтегрування починається спочатку, тобто час одного циклу інтегрування:

$$T_i = \Delta t + t_i, \text{ якщо } t_i \ll \Delta t, \text{ то } f_{вих} = 1/T_i = U_{вх}/U_{оп}.$$

Подібні перетворювачі не знайшли широкого використання в АЦП непрямого перетворення через свої погіршені точнісні характеристики у порівнянні з пристроями, що використовують проміжне перетворення вхідної аналогової величини у часовий інтервал.

5.2.3.2 . Інтегруючі АЦП

Одним із найпоширеніших представників непрямих перетворювачів є інтегрувальні АЦП. Дані АЦП використовують перетворення вхідної аналогової величини у часовий інтервал. Схема інтегрувального АЦП наведена на рис.5.2.5, а часові діаграми роботи на рис.5.2.6. Вона включає в себе: інтегратор, зібраний на ОП; опори R та ємності C ; компаратор, що здійснює порівняння опорної напруги із вхідною досліджуваною напругою та лічильник, що здійснює вимірювання часого інтервалу.

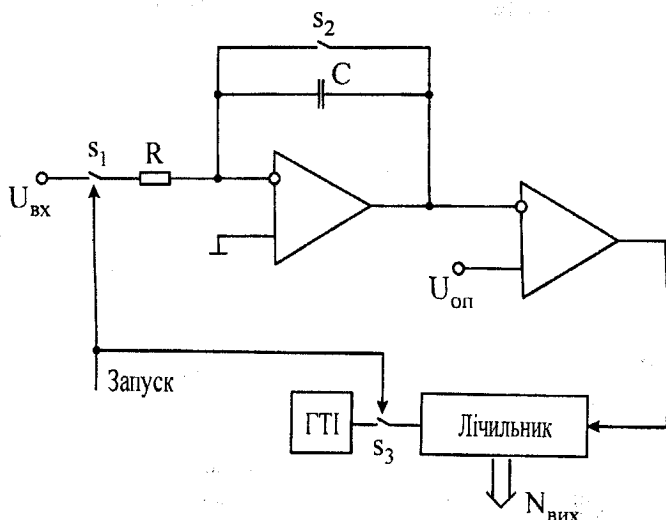


Рис.5.2.5.Інтегруючий АЦП

Схема працює таким чином. По сигналу “Запуск” замикається ключ s_1 та джерело опорної напруги підключається до входу інтегратора. При цьому напруга на виході інтегратора буде визначатися формулою:

$$U_i = \frac{1}{RC} \int_0^t U_{on} dt = \frac{U_{on} t}{RC}.$$

Як можна бачити, значення сигналу на виході інтегратора прямо пропорційне часу інтегрування. Одночасно із 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 даний момент часу справедливе рівняння:

$$U_{ex} = \frac{1}{RC} \int_0^{T_i} U_{on} dt = \frac{U_{on} T_i}{RC} = \frac{U_{on} N_i t_i}{RC},$$

а код на виході лічильника пропорційний

$$N_i = U_{\text{вх}} \cdot \frac{RC}{U_{\text{он}} t_i},$$

де T_i -час інтегрування, N_i - код в лічильнику, t_i - період тактових імпульсів.

Таким чином значення коду, зафіксоване у лічильнику, прямо пропорційне вхідній досліджуваній напрузі. Ключ s_2 служить для розряджання ємності C та переведення інтегратора у початковий стан.

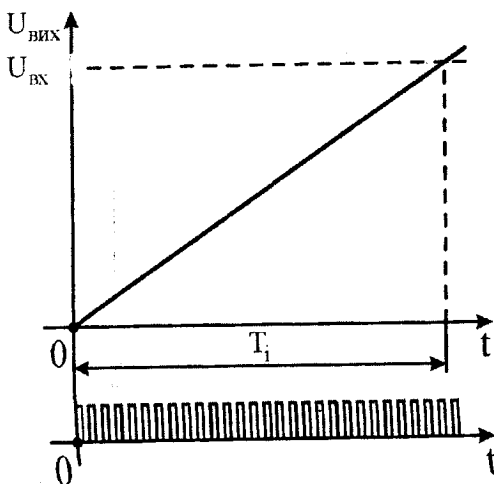


Рис.5.2.6.Часові діаграми роботи АЦП з двухтактним інтегруванням

Джерелами похибок даного перетворювача є не-точність виготовлення елементів R та C , нестабільність джерела опорної напруги, генератора тактових імпульсів, струми витікань операційних підсилювачів.

Дані перетворювачі відрізняються порівняно простою схемою, достатньо високою точністю, зручністю проведення калібрувань (наприклад можливо ввести регулювання постійної часу інтегратора). Крім того вони значно знижують вплив високочастотних завад $f > 1/T_i$,

вплив завад з частотою кратною $1/T_i$ повністю виключається (інтеграл від синусоїдального сигналу за його період дорівнює нулю). Недоліком подібних перетворювачів є нестабільність роботи поблизу нуля (що зумовлюється зростанням ролі струмів витікань ОП, неодноразово 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)

5.2.3.3 . АЦП з двотактним інтегруванням

Значно кращими параметрами по точності в порівнянні із звичайними інтегруючими АЦП є пристрої з двотактним інтегруванням. Схема подібного перетворювача наведена на рис.5.2.7.

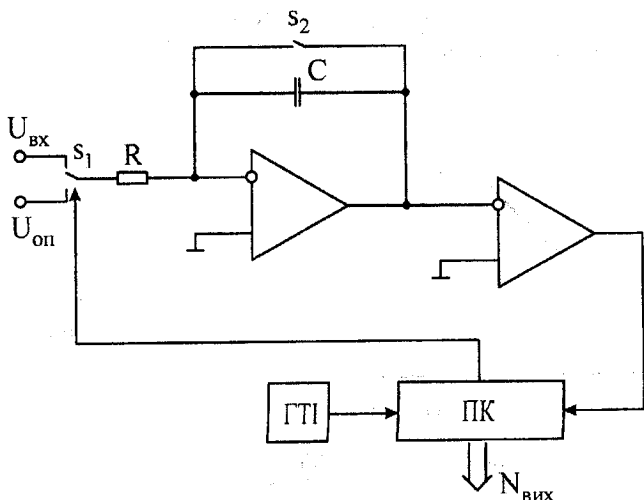


Рис.5.2.7. АЦП с двотактным интегрированием

Принцип роботи даного перетворювача такий. У першій фазі роботи перетворювача до входу інтегратора підключається вхідна напруга $U_{ВХ}$, котра інтегрується протягом декотрого проміжка часу T_i . Потім у фазі 2 до входу інтегратора підключається джерело опорної напруги $U_{ОН}$, полярність цього джерела обрана протилежною полярності $U_{ВХ}$. Це призводить до того, що інтегратор починає розряджатися, даний процес продовжується до тих пір поки напруга на виході інтегратора не стане рівною нулю. Одночасно пристрій керування (ПК) підраховує період часу $T_{ОН}$ впродовж котрого відбувається розрядження інтегратора. По завершенню фази 2 справедлива рівність:

$$\frac{1}{RC} \int_0^{T_i} U_{ВХ} dt = \frac{1}{RC} \int_0^{T_{ОН}} U_{ОН} dt.$$

Перетворюючи її отримаємо

$$\frac{U_{ВХ} T_i}{RC} = \frac{U_{ОН} T_{ОН}}{RC} \Rightarrow \frac{U_{ВХ} N_i t_i}{RC} = \frac{U_{ОН} N_{ОН} t_{ОН}}{RC} \Rightarrow U_{ВХ} N_i = U_{ОН} N_{ОН}.$$

Таким чином вихідний код перетворювача буде відповідати

$$N_{ОН} = N_i \cdot \frac{U_{ВХ}}{U_{ОН}}.$$

Як бачимо, у вищенаведеній формулі немає R , C , t_i , тобто точність роботи подібного перетворювача не залежить від цих величин, а на їх па-

раметри не накладається якихось обмежень. Це суттєво збільшує точність та зменшує кількість джерел похибок у подібному АЦП.

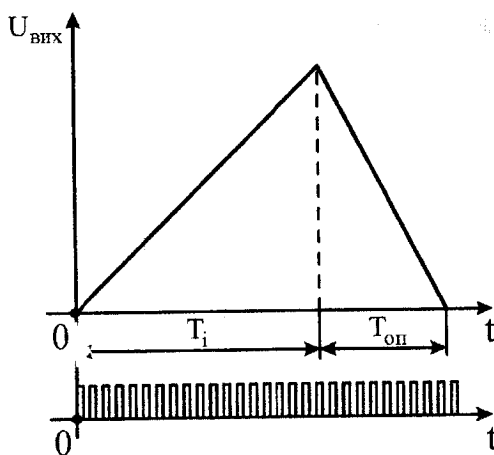


Рис.5.2.8.Часові діаграми роботи АЦП з двохтактним інтегруванням

Використання двох різнополярних джерел опорної напруги в інтегровальних АЦП дозволяє вимірювати біполярні сигнали, але це є джерелом додаткової похибки через складності створення двох прецизійних різнополярних джерел опорної напруги.

Часові діаграми роботи розглянутого АЦП наведені на рис.5.2.8. АЦП з двотактним інтегруванням отримали широке розповсюдження як високоточні завадостійкі перетворювачі.

5.2.3.4 АЦП із врівноваженням заряду

Різновидом інтегровальних АЦП є АЦП із врівноваженням заряду. В даних пристроях вхідна напруга постійно підключена до входу інтегратора, а розрядження конденсатора здійснюється імпульсами опорного струму. Алгоритм роботи даного АЦП такий. Спочатку до входу інтегратора підключена 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:

$$I_{on} > 2I_{вх}^{max}.$$

Ємність C при будь-якому $U_{вх}$ розряджається. Так продовжується доти, поки напруга на виході інтегратора не стане менша 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 $U_{вх}$ та 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 котрого перетворювач знаходиться в кожній з фаз та відповідно N_x і N_0-N_x , дорівнює співвідношенню струмів зарядки конденсатора в кожній фазі

$$I_1 = U_{вх} / R_1 \quad I_2 = U_{оп} / R_1 + \overline{U_{оп}} / R_2.$$

Параметри схеми підбираються таким чином, щоб при $U_{вх}=0$ - $I_1=0$, $I_2=U^{max}/R_1$, а при $U_{вх}=U^{max}$ - $I_1=U^{max}/R_1$, $I_2=0$.

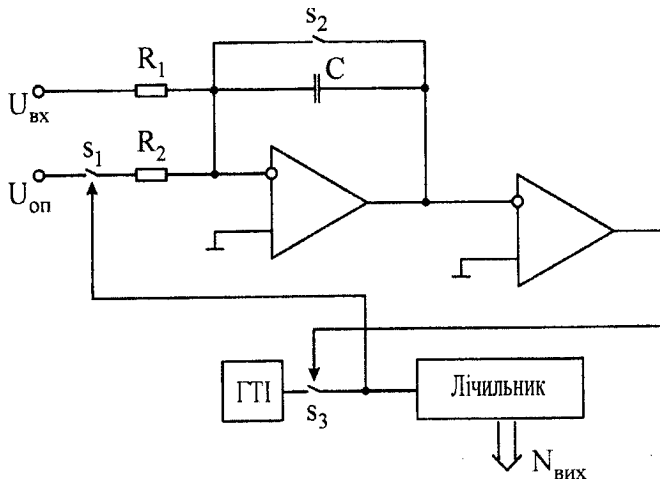


Рис.5.2.9. АЦП із врівноваженням заряду

Принципова схема подібного перетворювача наведена на рис.5.2.9.

5.2.4 . Сіigma-дельта АЦП

Вельми цікавим типом АЦ перетворювачів є сіigma-дельта АЦП. Вихідний код даних перетворювачів зображується у системі числення з основою "1" і становить послідованість імпульсів. Це зручно як з точки зору для передання даних з високою частотою, так і з точки зору фільтрації завад та спотворень. Аналогова частина подібних перетворювачів значно простіша цифрової.

Перетворювачі даного типу реалізують алгоритм в котрому вхідний сигнал, що перетворюється, зображується у вигляді:

$$U_x = m \cdot U_{оп} \text{ чи в окремому випадку } n \cdot U_x = m \cdot U_{оп} \Rightarrow U_x = \frac{m}{n} \cdot U_{оп}$$

Приклад сіigma-дельта АЦП наведено на рис.5.2.10.

Пристрій складається з сігма-дельта модулятора у складі: підсумовуючого елемента, накопичувального 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.

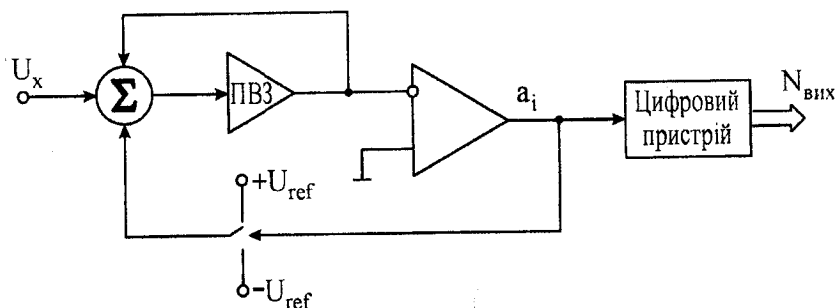


Рис.5.2.10. Сігма-дельта АЦП

Пристрій працює таким чином:

в першому такті $U_{вх}$ підсумовується з $-U_{ref}$ та запом'ятовується на ПВЗ,

$$U_i(0) = U_{вх} + (-U_{ref})$$

Значення у ПВЗ порівнюється з нулем та на виході компаратора формується перший результат порівняння. В наступному такті в залежності від результату порівняння $U_{вх}$ підсумовується з $-U_{ref}$ чи з U_{ref} та результат додається до значення яке залишилось в па'м'яті на ПВЗ з попереднього такту,

$$U_i(1) = U_{вх} + (-U_{ref}) + (U_{вх} + a_1 \cdot (-U_{ref})).$$

Потім значення у ПВЗ знов порівнюється з нулем, а на виході компаратора формується другий результат порівняння. Згадані вище операції повторюються у наступних тактах.

Значення напруги на ПВЗ по закінченню р-го циклу дорівнює:

$$U_i(p) = \sum_{i=0}^p (U_{вх} - a_i U_{ref})$$

В р-тому циклі перетворення результат порівняння у компараторі a_p буде складати:

$$a_p = \begin{cases} 1, & \text{якщо } U_i > \left(U_{оп} \sum_{i=0}^{p-1} a_i \right) / p \\ -1, & \text{якщо } U_i < \left(U_{оп} \sum_{i=0}^{p-1} a_i \right) / p \end{cases}$$

Підсумковий вихідний код визначається із співвідношення

$$N_i = \sum_{i=0}^p a_i + \text{sign}[U_i(p)].$$

Якщо здійснюється N_0 циклів перетворення то найменше і найбільше значення величини, котра може бути перетворена даним 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 необхідно провести $N_0 = 2^n$ циклів перетворення. Хоча число циклів перетворення досить значне, але саме перетворення може здійснюватися з високою частотою, що може забезпечити достатньо високу швидкодію на практиці, принаймні на три порядки вища ніж для інтегровальних АЦП. Крім того даний перетворювач дозволяє довільно вибирати розрядність отриманого коду, змінюючи час перетворення.

5.2.5 . АЦП послідовної лічби

Перетворювач послідовної лічби зі східчастоподібного еталонного сигналу є одним з найпростіших перетворювачів. Даний 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.5.2.11.

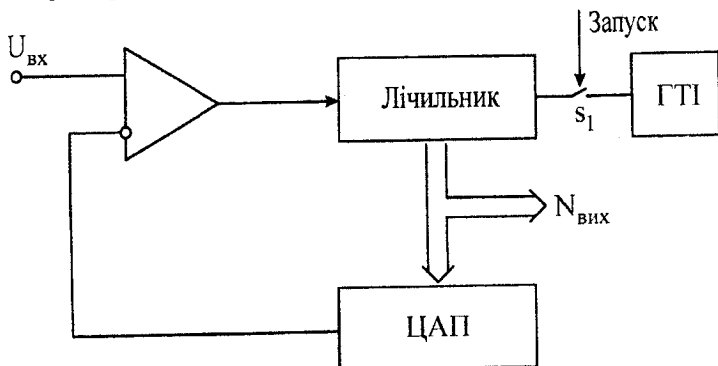


Рис.5.2.11. АЦП послідовної лічби

Пристрій складається з лічильника, ЦАП, і компаратора й працює таким чином.

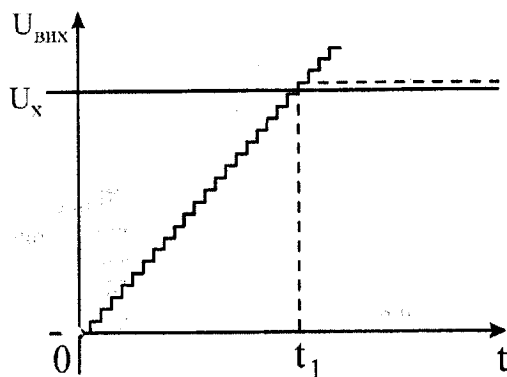


Рис.5.2.12. Часові діаграми роботи АЦП послідовної лічби

По сигналу 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 компенсуючу аналогову величину. Компаратор порівнює компенсуючий сигнал з виходу ЦАП із вхідною величиною.

Коли напруга на виході ЦАП стане рівною або більшою $U_{\text{вх}}(t_1)$ спрацює компаратор та зупиняє процес підрахунку імпульсів у лічильнику. Тим самим у лічильнику фіксується потрібний цифровий код.

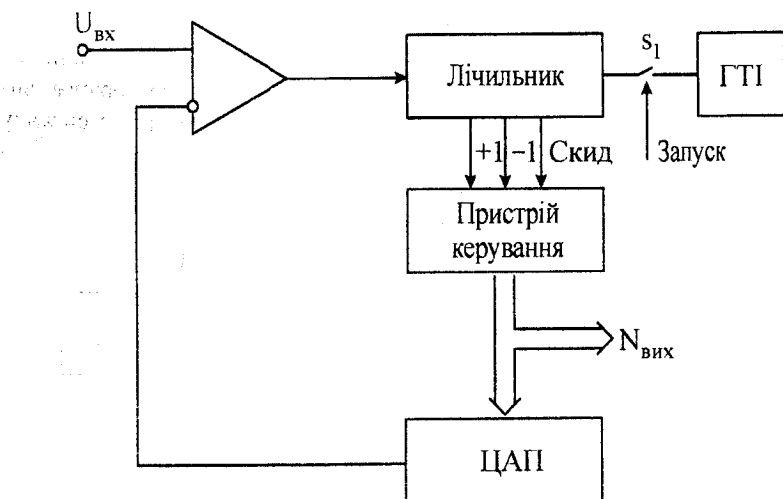


Рис.5.2.13. Слідкувальний АЦП

Часові діаграми роботи пристрою наведені на рис.5.2.12. Дані перетворювачі мають просту схему, але швидкодія їх невелика. Так для визначення сигналу, відповідного максимальному коду у лічильнику потрібно

провести 2^n циклів порівняння, що достатньо багато й швидко зростає зі зростанням числа розрядів.

Варіантом подібного перетворювача є слідкувальний АЦП, в котрому 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 $t_{\text{пер}} \ll \langle t_{\text{уп}} \rangle = 2^n \cdot t_{\text{пер}} / 2$) відслідковувати сигнал, за умови, що швидкість зміння останнього не перевищує максимальну швидкість зміння сигналу на виході ЦАП. Варіант подібного перетворювача зображений на рис.5.2.13, а часові діаграми його роботи на рис.5.2.14.

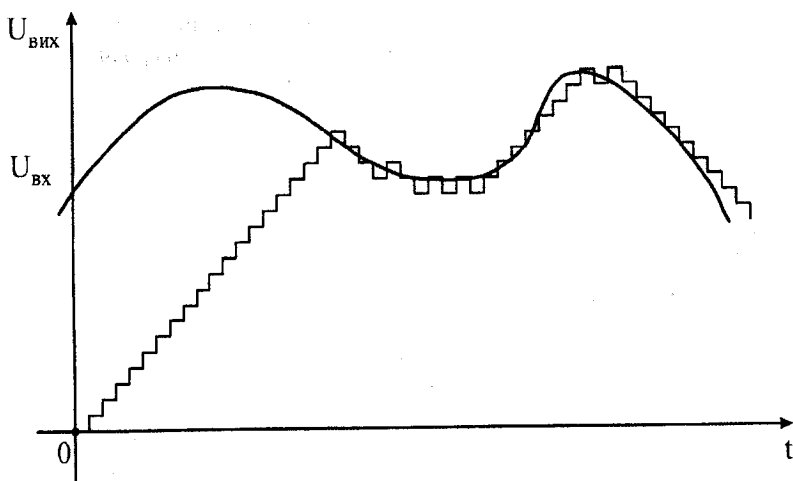


Рис.5.2.14. Часові діаграми роботи слідкувального перетворювача

5.2.6 . 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.

5.2.6.1 . Найпростіший АЦП послідовного наближення

Схема найпростішого АЦП послідовного наближення наведена на рис.5.2.15. Часові діаграми роботи такого АЦП наведені на рис.5.2.16.

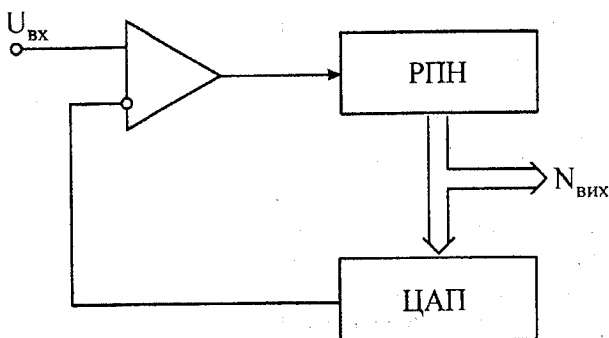


Рис.5.2.15. Структурна схема АЦП послідовного наближення

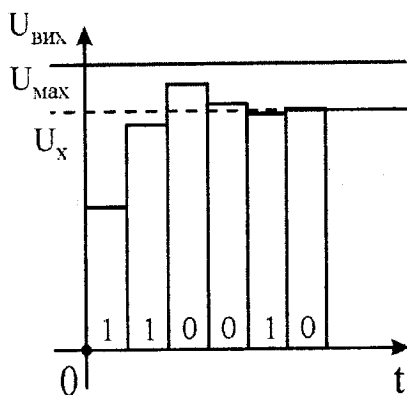


Рис.5.2.16. Часові діаграми роботи АЦП послідовного наближення

Схема включає в себе: регістр послідовного наближення в котрому 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 спрацювання 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 ($U_{вх} < U(N_i)$), то перший розряд РПН встановлюється в "0". Таким чином на виході РПН формується код 1100...00 якщо ($U_{вх} > U(N_i)$) і 0100...00 якщо ($U_{вх} < U(N_i)$), потім вищевказані операції повторюються для 3 та 2, 4 та 3 і т.д. розрядів РПН.

У продовж циклів перетворення інші розряди крім вищевказаних залишаються незмінними. У порівнянні 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.

5.2.6.2 . Конвейсрні АЦП

За допомогою аналогових вузлів можливо створити схеми, що здійснюють однорозрядне АЦ-перетворення. Дані схеми реалізують алгоритм порозрядного врівноваження. Аналогова величина в одній схемі в свою чергу може надходити на вхід такої ж наступної схеми для подальшого перетворення. Варіант реалізації подібного пристрою наведений на рис.5.2.17.

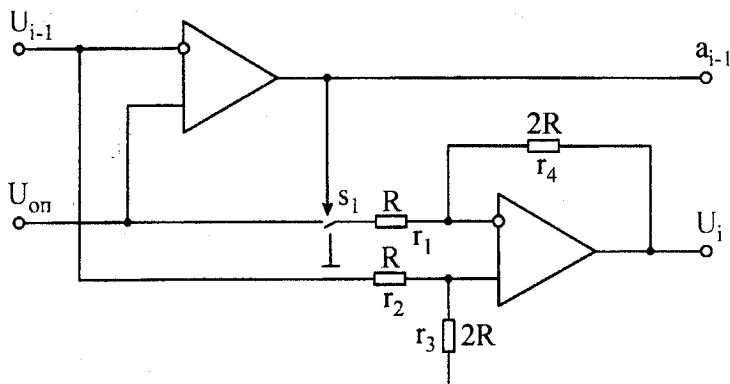


Рис.5.2.17. Однорозрядна АЦ комірка виконана на резистивних елементах

Тут U_{i-1} - вхідна досліджувана напруга, $U_{оп}$ - 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 $U_{оп}$. $U_{оп}$ підібрано таким чином, що $U_{оп} = U_{i-1}^{max} / 2$ і якщо $U_{i-1} < U_0$, то відповідний розряд коду $a_{i-1} = "0"$, а ключ s_1 замикається на землю й струм через r_1 дорівнює:

$$I_0 = \frac{U_+ - 0}{R} = \frac{2 U_{i-1}}{3 R}.$$

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 $a_{i-1} = "1"$, а ключ s_1 замикається на $U_{оп}$. Струм через r_1 дорівнює:

$$I_0 = \frac{U_+ - U_0}{R} = \frac{2/3 U_{i-1} - U_0}{R},$$

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 $U_{оп}$. Таким чином U_i і в даному випадку може бути коректно використане у наступному циклі перетворення.

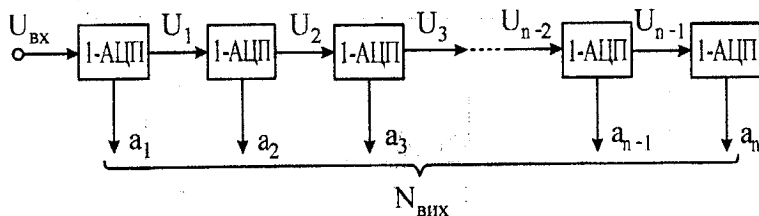


Рис.5.2.18. Конвейєрний АЦП

На базі таких комірок можуть бути створені конвейєрні 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 та визначається тільки часом спрацювання всіх аналогових однорозрядних схем. Процес перетворення нагадує конвейєр, звідки й назва даного типу АЦП.

Приклад подібного перетворювача наведений на рис.5.2.18. 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 повинні забезпечувати точність порівняння на рівні n розрядів, у конвейєрних перетворювачах вимоги до точності 1-АЦП знижуються по мірі переходу до наступних (молодших) розрядів.

5.2.7 . Паралельні АЦП

Найбільш швидкодіючим типом АЦП є паралельні. Дані пертворювачі 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 відбувається одночасно в різних точках пе-

ретворювача в одному циклі перетворення. Приклад подібного перетворювача наведений на рис. 5.2.19.

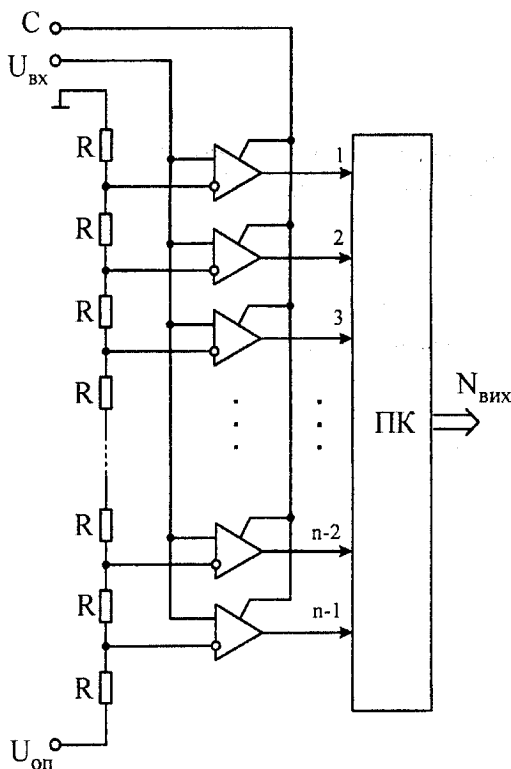


Рисунок 5.2.19. Паралельний АЦП

шифратора, що перетворює сукупність сигналів на виходах компараторів у вихідний двійковий цифровий код.

Перетворювач коду (ПК) за принципом дії є шифратором, котрий попередньо здійснює перетворення одиничного коду виду $000\dots0011\dots111$ у двійковий код виду $000\dots010\dots000$, 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 диференціальної нелінійності у вихідній характеристиці АЦП.

Перетворювачі даного типу відрізняються високою швидкістю, але потребують для своєї реалізації великих витрат обладнання. Причому ці витрати дуже сильно зростають із зростанням розрядності перетворювача,

Пристрій включає в себе резистивний ланцюг, що складається з резисторів однакового номіналу і виконує роль дільника опорної напруги $U_{оп}$, котрий здійснює формування 2^n дискретних рівнів (де n - розрядність вихідного коду)

$$U_i = \frac{i}{2^n} U_{оп},$$

2^n компараторів, що 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

пропорційно 2^n , де n - розрядність вихідного коду. Це робить практично неможливим реалізацію за допомогою даного принципу перетворювачів з високою роздільною здатністю. Але у силу своїх високих показників за швидкістю, дані АЦП знайшли широке розповсюдження для малої й середньої роздільної здатності ($n = 4-8$).

Контрольні питання.

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. Намалюйте загальну структуру ЦАП.
6. Назвіть види резистивних дільників струму та напруги та опишіть їх розрахунок для довільної позиційної системи числення з основою α .
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. Намалюйте основні структури ЦАП з використанням струмових ключів? 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. Намалюйте 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.
15. Що таке шаг квантування, напруга міжкодового переходу, зона невизначенності міжкодових переходів в АЦП.
16. Точнісні, динамічні та параметри спряження АЦП.
17. Що таке апертурний час та апертурна невизначенність в АЦП.
18. Співвідношення сигнал-шум для АЦП.
19. Опишіть основні алгоритми, що застосовуються при аналого-цифровому перетворенні, їх переваги та недоліки.
20. Перетворювачі напруги в частоту, принцип роботи, переваги та недоліки.
21. Інтегрувальні АЦП, опишіть їх роботу та доведіть коректність отримуваних результатів.

22. У чому переваги АЦП з двотактним інтегруванням перед звичайними інтегровальними АЦП.

23. АЦП із врівноваженням заряду, поясніть принцип, покладений в основу такого перетворення.

24. Сігма-дельта АЦП. Наведіть узагальнену структуру та поясніть алгоритм перетворення в цих пристроях. У чому переваги цих АЦП у порівнянні з АЦП непрямого перетворення?

25. АЦП послідовної лічби. Поясніть алгоритм роботи та наведіть часові діаграми. У чому переваги та недоліки цих АЦП?

26. Слідкувальні АЦП. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи.

27. АЦП послідовного наближення. Поясніть алгоритм перетворення та наведіть часові діаграми.

28. Конвейєрні АЦП. Наведіть їх структуру, вкажіть переваги та недоліки.

29. Наведіть принципову схему паралельного АЦП та опишіть процес перетворення у цьому пристрої. У чому переваги та недоліки подібних АЦП?

Коротка довідка по PSpice

1. Вхідна мова програми PSpice

Складання завдання на моделювання починається з присвоєння імен вузлам принципової схеми. Імена вузлів можуть бути цілими числами від 0 до 9999 або алфавітно-цифровими символами. Вузлу "земля" завжди присвоюється номер 0.

Після цього складають завдання на моделювання, котре заноситься у файл. Ім'я файла довільне, як розширення імені рекомендується використовувати .CIR, яке сприймається програмою по замовчуванню. Перший рядок файла - заголовок, котрий потім виводиться у вигляді заголовка у вихідному файлі. Рядки коментарів починаються символом * в першій позиції. Кінець будь-якого рядка після знака ; також сприймається як коментар. Останній рядок файла .END. Порядок введення проміжних рядків значення не має. Рядок продовження починається з символу + в першій позиції. Пробіли, коми або знаки рівності еквівалентні. Програма не розрізняє великі і малі букви.

Речення вхідної мови програми PSpice поділяються на опис компонентів і директиви управління завданням на моделювання.

1.1. Опис компонентів

Описом компонента вважається будь-який рядок, який не починається з символу (окрім першого рядка і рядків коментарів і продовжень). Ім'я компонента складається з послідовності символів латинського алфавіту й цифр, загальна довжина імені не повинна перевищувати 131 символа (рекомендується не більше 8 символів). Перший символ імені визначає його тип. Номери вузлів вказують у певному порядку, встановленому для кожного компонента. Ім'я моделі компонентів не є обов'язковим параметром. Чисельні значення параметрів можуть масштабуватися за допомогою суфіксів: $F=10^{-15}$, $P=10^{-12}$, $N=10^{-9}$, $U=10^{-6}$, $M=10^{-3}$, $K=10^3$, $MEG=10^6$, $G=10^9$, $T=10^{12}$. Допускається до масштабних суфіксів дописувати літерні символи для підвищення наочності позначень. Може використовуватись також форма з плаваючою комою: $1=E0$, $10=E1$, $0.1=E-1$ і т.п. Так опір 5,1 кОм може бути записаний: 5100, 5.1K, 5.1KOM, 5.1KOHM, 5.1K3, 0.0051E3K. При цьому допускається приєднувати суфікси й до чисел у формі з плаваючою комою. Нульові значення параметрів компонентів не допускаються.

Директиви управління завданням починаються з символу "." в першій позиції.

В програмі PSpice є вмонтовані математичні моделі типових компо-

ментів аналогових пристроїв, наведених в табл.1.

Таблиця 1

Перший символ імені	Компонент	Порядок проходження виводів
C	Конденсатор	+вузол, -вузол
D	Діод	Анод, катод
I	Незалежне джерело струму	+вузол, -вузол
J	Польовий транзистор з керованим р-п переходом	Стік, затвор, витік
M	МОП-транзистор	Стік, затвор, витік, підкладинка
Q	Біполярний транзистор	Колектор, база, емітер, підкладинка
R	Резистор	+вузол, -вузол
V	Незалежне джерело напруги	+вузол, -вузол

Опис аналізованої схеми зводиться до опису її елементів і зв'язків між ними.

Опис елементів містить:

- назву елемента;
- номер вузла схеми, до якого під'єднано елемент;
- значення параметрів, що визначають електричні характеристики елемента.

Напівпровідникові пристрої зображуються двома операторами: операторами опису пристроїв і операторами задання параметрів їх математичних моделей.

Перша літера назви в операторах опису елементів призначена для ідентифікації типу елемента, наступні сім позицій відведені для формування повної назви елемента, вони позначаються "XXXXXXX". Інформацію, записану в дужках (), в операторах задавати необов'язково.

Параметри компонентів вказуються двома способами: безпосередньо в реченні, яке описує включення компонента в схему, і з допомогою директиви .MODEL у відповідності зі структурою .MODEL <ім'я моделі> <ім'я типу> (<ім'я параметра>=<значення>...). Тут <ім'я моделі> - ім'я моделі компонента схеми, наприклад TNA1, NMOS. Тип компонента визначається його <іменем типу>:

RES	-резистор
CAP	-конденсатор
D	-діод
NPN	-біполярний ррп транзистор
PNP	-біполярний рпр транзистор
NJF	-польовий транзистор з каналом n-типу

PJF	-польовий транзистор з каналом р-типу
NMOS	-МОП-транзистор з каналом п-типу
PMOS	-МОП-транзистор з каналом р-типу

В директиві .MODEL у круглих дужках вказується список значень параметрів моделі компонента (якщо цей список відсутній, то значення параметрів моделі призначаються по замовчуванню).

Резистори

Форма опису:

Rxxx <+вузол> <-вузол> (ім'я моделі) <опір>.

Тут xxx - довільно алфавітно-цифрова послідовність загальною довжиною не більш 7 символів, котра разом з символом R створює ім'я компонента. Опір вказується в омах.

Приклад:

R1 1 0 2K

R2 1 2 2E4

Конденсатори

Форма опису:

Cxxx <+вузол> <-вузол> (ім'я моделі) <ємність>
(IC<початкове значення напруги>)

Ємність вказується у фарадах.

Приклад:

01 15 0 56PF

02 3 9 0.5PF IC=1.5V

Напівпровідникові прилади

Напівпровідникові прилади, математичні моделі котрих вмонтовані у програму Spice, описуються великою кількістю параметрів. Вони визначаються за допомогою оператора .MODEL, який можна розмістити в опису схеми, що аналізується, або у файл бібліотеки, доступ до якого здійснюється за допомогою оператора .LIB. Опис конкретного напівпровідникового приладу містить його ім'я, номера вузлів підключення, ім'я моделі й коефіцієнт кратності Area, за допомогою котрого імітується паралельне включення декількох однакових приладів.

Діоди

Форма опису:

Dxxx <вузол анода> <вузол катода> <ім'я моделі> (<коефіцієнт кратності Area>).

Приклад:

D1 1 2 D9B

.MODEL D9B (IS=5UA RS=14 BV=2.81 IBV=5UA).

Біполярний транзистор

Форма опису:

Qxxx <вузол колектора> <вузол бази> <вузол емітера> (<вузол підкладинки>) <ім'я моделі> (<коефіцієнт кратності Area>).

Приклад:

Q1 5 6 0 TV1

.MODEL TV1 NPN (IS=10E-15 ISE=100NA...).

Список параметрів повної математичної моделі біполярного транзистора наведений в [2].

Польовий транзистор

Форма опису:

Jxxx <вузол стоку> <вузол затвора> <вузол витоку> <ім'я моделі>
(<коефіцієнт кратності Area>).

МОП-транзистор

Форма опису:

Mxxx <вузол стоку> <вузол затвора> <вузол витоку> <вузол підкладинки> <ім'я моделі> (L<значення> W<значення> AD<значення> AS<значення> PD<значення> PS<значення> NRD<значення> NRS<значення>).

Приклад:

M1 2 3 5 0 ng1 (w=10u l=3u pd=37u...)

M3 2 4 1 1 ng2 (w=10u l=3u pd=37u...)

.MODEL NG1 NMOS (LEVEL=1 VTO=2.5...).

Джерела напруги (V) та струму (I)

Незалежні джерела напруги й струму

Форма опису:

Vxxx <+вузол> <-вузол> <значення>

Ixxx <+вузол> <-вузол> <значення>

Значення струму й напруги вказуються відповідно в амперах і вольтах. Струм тече від додатного вузла крізь джерело струму. При аналізі перехідних процесів задається така часова залежність.

Імпульсна функція задається списком параметрів:

PULSE (y₁ y₂ t_d t_r t_f τ T),

призначення котрих приведено в таблиці 2.

Таблиця 2

Позначення	Параметр	Розмірність	Значення по замовчуванню
y ₁	Початкове значення	В або А	-
y ₂	Максимальне значення	В або А	-
t _d	Початок переднього фронту	с	0
t _r	Тривалість переднього фронту	с	TSTEP
t _f	Тривалість заднього фронту	с	TSTEP
τ	Тривалість плоскої частини імпульсу	с	TSTOP
T	Період повторення	с	TSTOP

Приклад: V1 3 0 PULSE (-1 1 2NS 2NS 50NS 100NS).

Кусково-лінійна функція задається списком параметрів

$$PWL(t_1 y_1 t_2 y_2 \dots t_n y_n)$$

Тут $(t_1, y_1), (t_2, y_2), \dots$ - координати точок, через які проходить функція.

Сусідні точки з'єднуються прямими лініями.

Синусоїдна функція задається списком параметрів

$$SIN(y_0 y_a f t_d d_f \phi).$$

Опишемо її параметри:

Позначення	Параметр	Розмірність	Значення за змовчуванням
y_0	Постійна складова	В або А	-
y_a	Амплітуда	В або А	-
f	Частота	Гц	1/TSTOP
t_d	Затримка	с	0
d_f	Коефіцієнт згасання	1/с	0
ϕ	Фаза	град.	0

2. Директиви керування завданням

Директиви аналізу характеристик кола.

Програма PSpice дозволяє проводити дев'ять видів аналізу характеристик кола:

режиму кола за постійним струмом у "робочій точці";

режиму за постійним струмом при варіації джерел постійної напруги чи струму й інших параметрів кола (багатоваріантний аналіз);

чуттєвості характеристик кола до варіації параметрів компонентів в режимі за постійним струмом;

малосигнальних передатних функцій в режимі за постійним струмом;

частотних характеристик лінеаризованого кола при дії декількох сигналів;

спектральної щільності внутрішнього шуму;

перехідних процесів при впливі сигналів різної форми, а також спектральний аналіз і статистичні дослідження за методом Монте-Карло.

Характеристики кола аналізуються за допомогою таких директив.

Розрахунок режиму кола за постійним струмом (параметрів "робочої точки"). Режим за постійним струмом розраховується перед виконанням всіх видів аналізу без вказівок спеціальних директив. Повна інформація про режим за постійним струмом, включаючи список малосигнальних (лінеаризованих) параметрів нелінійних компонентів, виводиться у вихідний файл результатів при наявності директиви .OP. Без цієї директиви приводиться лише коротка інформація у вигляді карти вузлових потенціалів за постійним струмом.

Багатоваріантний розрахунок режиму за постійним струмом. Розрахунок проводиться при варіації одного або декількох параметрів схеми за директивами:

.DC [LIN] <ім'я першої змінної> <початкове значення> <кінцеве +значення> <приріст>[<ім'я другої змінної> <початкове +значення> <кінцеве значення> <приріст>]

.DC [OCT] [DEC] <ім'я першої змінної> <початкове значення> <кінцеве значення> <кількість точок>[<ім'я другої змінної> <початкове значення> <кінцеве значення> <кількість точок>]

.DC <ім'я першої змінної> LIST<значення>...[<ім'я 2-ї змінної> LIST<значення>...]

Режим за постійним струмом розраховується для декількох значень змінних, за якими можуть виступати імена незалежних джерел напруги чи струму, параметри моделей компонентів (вказується тип компонента, ім'я моделі і в круглих дужках ім'я варіюваного параметра) та температури (як ім'я вказується ключове слово TEMP). Характер зміни змінних задається ключовими словами:

LIN - лінійний масштаб (ключове слово LIN може не вказуватись);

DEC, OCT - логарифмічний масштаб декадами чи октавами;

LIST - список значень.

Якщо вказані специфікації двох змінювальних параметрів, то перший параметр змінюється в заданих рамках для кожного значення другого параметра. Такий вкладений цикл зручний, частково, для побудови статичних характеристик напівпровідникових приладів.

Наведемо приклади:

.DC VIN 0.5 5.0 0.25

.DC LIN VDS 0 10.5 VGS 0 5 1

.DC VCE 0V 10V .25V IB 0 10MA 1MA

.DC RES MODRES (R) 0.75 1.5 0.05

.DC DEC NPN KT315A (BF) 20 100 10

.DC TEMP LIST - 50 0 27 60 80.

Розрахунок частотних характеристик. Вони розраховуються за директивою

.AC [LIN] [OCT] [DEC] <n> <початкова частота> <кінцева частота>

Ця директива задає діапазон частот в межах <початкова частота> ... <кінцева частота>. Параметр LIN встановлює лінійний крок по частоті, при цьому n - загальна кількість точок по частоті. Параметри OCT і DEC встановлюють логарифмічний характер змінення частоти октавами й декадами відповідно. Параметр n визначає кількість точок по частоті на одній октаві або декаді. Частотні характеристики розраховуються після визначення режиму за постійним струмом і лінеаризації нелінійних компонентів (це робиться автоматично, ніяких додаткових директив не потрібно). Амплітуди та фази гармонічних сигналів вказуються при

описанні параметрів незалежних джерел напруги V або струму I. Результати розрахунку виводяться по директивам .PRINT, .PLOT або .PROBE.

Розрахунок перехідних процесів. Вони розраховуються за директивами

.TRAN [/OP] <крок виводу даних> <кінцевий час> [<початковий час виводу даних> [<максимальний крок обчислень>]] [UIC]

Перехідні процеси завжди розраховуються з моменту $t=0$ до моменту <кінцевий час>. Перед початком розрахунку перехідних процесів розраховується режим за постійним струмом. Крок інтегрування вибирається автоматично. Результати обчислень виводяться у вигляді таблиць або графіків з інтервалом часу, який задається параметром <крок виводу даних> (використовується квадратична інтерполяція між дискретними відліками). Якщо заданий параметр <початкове значення виводу даних>, то виведення результатів розрахунків подається на інтервалі часу від $t=0$ до вказаного значення. Максимальне значення кроку інтегрування встановлюється параметром <максимальний крок обчислень>; якщо він не вказаний, то максимальний крок інтегрування дорівнює <кінцевий час>/50.

Режим за постійним струмом визначає початкові умови для розрахунку перехідних процесів. Це пов'язано з тим, що значення джерел сигналу в момент часу $t=0$ можуть відрізнятися від їх постійних складових. При цьому на друк виводяться лише значення вузлових потенціалів в режимі за постійним струмом. Вказівка в директиві .TRAN суфікса /OP виводить на друк повну інформацію про режим за постійним струмом (як за директивою .OP).

Якщо в кінці директиви .TRAN вказати параметр UIC (Use Initial Conditions), то розрахунок режиму за постійним струмом відміняється. При цьому початкові значення напруг на ємностях і струмів через індуктивності вказуються в опціях виду IC=..., включених в опис конденсаторів та індуктивностей, а початкові значення вузлових потенціалів вказуються в директиві .IC.

Наведемо приклади:

.TRAN 5MS 500MS

.TRAN /OP 5MS 500MS 100MS UIC

.TRAN 5MS 500MS 0MS 0.5MS.

Задання початкових значень вузлових потенціалів. Ці значення задаються за директивою

.IC V (<вузол>)=<значення EPC>...

Наведемо приклад:

.IC V(5)=1.24 V (IN)=0.

До вказаних вузлів підключаються джерела постійної напруги з внутрішнім опором 0,002 Ом, і розраховується режим за постійним

струмом. Після закінчення розрахунку режиму за постійним струмом ці джерела відключаються, і при наявності директиви .TRAN починається розрахунок перехідних процесів із заданими початковими умовами.

Допоміжні директиви

Допоміжні директиви програми виконують наступні функції.

Глобальні вузли (до їх числа відносяться кола живлення, синхронізації і ін.) задаються директивою

.GLOBAL <ім'я вузла>... .

Вузли схеми з однаковими іменами з перерахованих в цій директиві автоматично з'єднуються в основному колі і у всіх макромоделях.

Глобальні параметри задаються директивою

.PARAM <ім'я параметра> = <значення>...

Значення температури вказуються в директиві

.TEMP <температура>...

по шкалі Цельсія. Якщо вказано декілька значень температури, то всі види аналізу проводяться для кожної температури. Якщо директива .TEMP не наведена, а в директиві .OPTIONS не вказано іншого значення температури, то розрахунки проводяться для номінальної температури $T_{NOM}=27^{\circ}\text{C}$.

Варіація параметрів назначається за директивою .STEP, що має такі різновиди:

.STEP [LIN] <ім'я змінюваного параметра> <початкове значення>
<кінцеве значення> <крок приросту параметра>

.STEP [OCT] [DEC] <ім'я змінюваного параметра> <початкове значення> <кінцеве значення> <кількість точок>

.STEP <ім'я змінюваного параметра> LIST <значення>...

На кожному кроці зміни параметрів виконуються всі види аналізу характеристик кола, що задаються директивами .DC, .AC, .TRAN і ін.

Наведемо приклади:

.STEP VIN -.8 .8 .2

.STEP LIN 12 5mA -2mA -0.1mA

.STEP RES RMOD (R) 0.9 1.1 0.05

.STEP TEMP LIST 0 20 27 50 80

.STEP PARAM VPOWER 4 6 0.2.

Звернемо увагу, що при зміні глобальних параметрів їх необхідно попередньо об'явити за директивою .PARAM.

Зміна опору резистора (і параметрів інших пасивних компонентів) здійснюється двома способами. По-перше, за допомогою глобального параметра:

.PARAM P=1

R1 2 0 {P}

.STEP PARAM P 15, 45, 10.

По-друге, використовуючи модель резистора:

.MODEL RMOD RES (R=15)

R1 2 0 RMOD 1

.STEP RES RMOD (R) 15, 45, 10.

Тут RMOD - ім'я моделі резистора, RES - тип моделі, R - ім'я змінюваного параметра.

Вихідні змінні

Режими DC і TRAN. При розрахунку режиму за постійним струмом і перехідних процесів вихідні змінні мають вигляд:

V<вузол>	-потенціал вузла;
V<+вузол>, <-вузол>	-різниця потенціалів вузлів;
V<i1 i2>	-різниця потенціалів між выводами двополюсного компонента;
Vx(<ім'я>)	-потенціал виводу ,багатополюсного компонента;
Vxy(<ім'я>)	-різниця потенціалів між выводами багатополюсного компонента;
I(<ім'я>)	-струм через двополюсний компонент;
Ix(<ім'я>)	-струм через вказаний вивід багатополюс- ного компонента.

В специфікації змінних V(<ім'я>), I(<ім'я>) параметр <ім'я> вказує на один із двополюсних компонентів, імена котрих починаються з букв: C - конденсатор, D - діод, I - незалежне джерело струму, R - резистор, V - незалежне джерело напруги.

В специфікаціях Vx(<ім'я>) і Ix(<ім'я>) параметр <ім'я> вказує ім'я триполюсного або чотириполюсного компонента, а x і y - аббревіатури їх виводів:

Перша буква імені	Компонент	Виводи
J	Польовий транзистор	D (стік) G (затвір) S (витік)
M	МОН - транзистор	D (стік) G (затвір) S (витік)
Q	Біполярний транзистор	B (підкладинка) C (колектор) B (база) E (емітер) S (підкладинка)

Графічний постпроцесор PROBE

Результати моделювання, одержані з допомогою програми Pspice, заносяться в файл з розширенням .DAT, якщо в завданні на моделювання включена директива .PROBE. Графічна обробка цих даних виконується за допомогою програми Probe.

Після виклику програми Probe на екран виводиться початкове меню, де передбачено вибір таких режимів:

Exit program - завершення роботи з постпроцесором Probe;

Dc sweep - побудова графіків передатної функції за постійним струмом;

Ac sweep - побудова графіків частотних характеристик;

Transient analysis - побудова графіків перехідних процесів.

Якщо вхідний файл включає завдання на моделювання декількох схем або однієї схеми при декількох значеннях температури або іншого параметра, то після вказання виду розрахунку виводиться меню вибору:

Exit - повернення в початкове меню;

All <тип аналізу> - побудова графіків всіх варіантів розрахунку;

Select sections - вибір із виведеного на екран списку тільки тих даних, графіки котрих повинні бути побудовані.

Після вибору того чи іншого режиму на екран виводиться координатна сітка графіка, по горизонтальній осі котрого відкладається незалежна змінна, яка відповідає вибраному режиму (вона змінюється по бажанню користувача). В нижній частині екрана виводиться меню режиму:

Exit - повернення в попереднє меню;

Add Trace - додавання кривої на графіку. На графіки виводяться залежності вихідних змінних або арифметичних виразів з цими змінними;

X(Y) Axis - установка діапазону зміни змінних по осі X(Y) за допомогою підкоманд:

Log (Linear) - установка логарифмічного (лінійного) масштабу по координатних осях;

Auto Range - автоматичне масштабування координатних осей;

Set Range - виведення частини графіка в заданому діапазоні значень змінних, що задаються по формату:

<значення>, <значення> або (<значення>, <значення>);

X variable - зміна імені змінної, яка відкладається по осі X. По замовчуванню по осі X відкладається незалежна змінна;

Plot Control - управління побудовою графіків за допомогою підкоманд:

Add Plot - розміщення на одному екрані графіків в окремих (до 20) координатних сітках з однаковим масштабом по осі X і довільно по осі Y;

Remove Plot - видалення з екрана вибраної координатної сітки разом з побудованими графіками. Координатна сітка, яка залишилась, масштабу-

ється таким чином, щоб заповнити весь екран;

Select Plot - активізація однієї з координатних сіток, в котрій в даний момент будуються графіки. Зліва від активної координатної сітки встановлюється мітка Sel>>;

Save - збереження поточних атрибутів в файлі з вказаним іменем;

List displays - виведення списку імен всіх файлів, в котрих збережені атрибути дисплея;

View display detail - перегляд атрибутів, які зберігаються у файлі із вказаним іменем;

One (All) delete - видалення одного (всіх) файлів атрибутів.

Hard copy - виведення графіків на принтер;

Cursor - зчитування координат точок на графіках за допомогою двох електронних курсорів. Курсори можуть бути пов'язані з однією або двома кривими.

В режимі Add Trace виводиться запит на введення однієї або декількох змінних або виразів, які відкладаються по вертикальній осі графіка.

Різні криві на одному графіку виділяються на кольоровому моніторі кольором, при виведенні на чорно-білий монітор - різними значками.

Як незалежні змінні в режимі DC виступає напруга або струм, в режимі TRAN - час.

На графік можна вивести не тільки значення окремих змінних, але й вирази, в котрих допускаються такі математичні операції:

+, -, *, / [1].

Приклади вхідних файлів для дослідження схем джерел струму

Circuit :Puc.2.37

R1 1 3 13K

*Rn 2 4 1K

*Rn 2 4 {P}

*PARAM P=1

*STEP PARAM P LIST 50 100 500 1K 5K 10K 15K 20K

V1 1 0 5V

*V2 2 0 5V

I 0 4 0.4mA

Q1 3 5 0 0 TNA

Q2 4 3 5 0 TNA

Q3 5 5 0 0 TNA

*** MODELS ***

.model TNA npn(is=5.2e-16 rb=160 re=2 rc=15 bf=100 nf=1

+vaf=70 cjc=0.8p cje=0.8p cjs=2.4p tf=0.3n mjs=0.45

+mjc=0.4 mje= 0.33 ikf= 15m var=8 br=2 tr=20n xtb=1.5

+ise=5.2e-12 ne=2.44)

*** ANALIS ***

.OP

*DC V2 0 10 0.5

*DC TEMP LIST -50 0 27 50 100

.DC I 0 0.4mA 0.02mA

*TRAN 0.5us 2us

.probe

.END

Circuit :Puc.2.38

R1 1 3 48K

Rn 2 4 1K

*Rn 2 4 {P}

*PARAM P=1

*STEP PARAM P LIST 50 100 500 1K 5K 10K 15K 20K

R3 6 0 1.2K

R4 7 0 1.2K

V1 1 0 15V

V2 2 0 15V

Q1 3 5 6 0 TNA

Q2 4 3 5 0 TNA

Q3 5 5 7 0 TNA

*** MODELS ***

.model TNA npn(is=5.2e-16 rb=160 re=2 rc=15 bf=100 nf=1

+vaf=70 cjc=0.8p cje=0.8p cjs=2.4p tf=0.3n mjs=0.45

+mjc=0.4 mje= 0.33 ikf= 15m var=8 br=2 tr=20n xtb=1.5

+ise=5.2e-12 ne=2.44)

*** ANALIS ***

```
.OP
*.DC V2 0 15 1
*.DC TEMP LIST -50 0 27 50 100
.TRAN 0.5us 2us
.probe
.END
```

Circuit :Puc.2.35

```
R2 5 6 5K
Rn 6 0 5K
*Rn 6 0 {P}
*.PARAM P=1
*.STEP PARAM P LIST 100 500 1K 2.5K 5K 10K 15K
V1 1 0 5V
V2 2 0 5V
Q1 4 4 6 0 TNA
Q21 4 5 0 TNA
Q22 5 4 5 0 TNA
Q23 3 4 5 0 TNA
Q3 4 3 1 0 TPA
Q4 3 3 2 0 TPA
*** MODELS ***
.model TNA npn(IS=5.2e-16 RB=160 RE=2 RC=15 BF=100 NF=1
+VAF=70 CJC=0.8P CJE=0.8P CJS=2.4P TF=0.3N MJS=0.45
+MJC=0.4 MJE=0.33 IKF=15m VAR=8 BR=2 TR=20n XTB=1.5
+ISE=5.2E-12 NE=2.44)
.MODEL TPA pnp(IS=0.904E-15 RB=200 RE=20 RC=100 BF=50 NF=1
+VAF=30 CJC=1.2p CJE=0.35p CJS=0 TF=2.5n IKF=1m VAR=7.8
+MJE=0.38 MJC=0.4 ISE=2.1E-13 NE=2.09)
*****
*** ANALIS ***
```

```
.OP
*.DC V2 1 5 0.5
*.DC TEMP LIST -50 0 27 60 80 100
.TRAN 0.5us 1us
.probe
.END
```

Circuit :Puc.2.36

```
Rn 5 0 1K
Re 4 5 11K
*Rn 6 0 {P}
*.PARAM P=1
*.STEP PARAM P LIST 500 1K 2.5K 5K 10K
V1 0 10V
Q1 2 2 1 0 TPA
Q2 3 2 1 0 TPA
Q3 2 3 4 0 TNA
D 5 3 KC133A
I 0 3 2uA
*** MODELS ***
```



```
.model TNA npn (is=5.2e-16 rb=160 re=2 rc=15 bf=105 ne=2.44
+nf=1 vaf=70 cjc=0.8p cje=0.8p cjs=2.4p tf=0.3n mjs=0.45
+mjc=0.4 mje=0.33 ikf=15m var=8 br=2 tr=20n xtb=1.5 ise=5.2e-12)
.MODEL TPA pnp (is=0.904e-15 rb=200 re=20 rc=100 bf=50 nf=1
+vaf=30 cjc=1.2p cje=0.35p cjs=0 tf=2.5n ikf=1m var=7.8 mje=0.38
+mjc=0.4 ise=2.1e-13 ne=2.09)
.MODEL KC133A D(IS=.3920E-12 N=1.19 RS=1.25 CJO=41.15p TT=49.11N
+M=0.41 VJ=0.73 FC=0.5 BV=3 IBV=0.5U EG=1.11 XTI=3)
```

```
*****
```

```
*** ANALIS ***
```

```
.OP
*.DC V 0 10V 0.5V
*.DC TEMP LIST -50 -20 0 20 50 100
.TRAN 0.5us 2us
.probe
.END
```

```
Circuit :Puc.2.40
```

```
R1 1 2 5K
R2 1 3 5K
Rn 8 0 1K
Re 6 8 12K
*Rn 8 0 {P}
*.PARAM P=1
*.STEP PARAM P LIST 500 1K 2.5K 5K
V1 1 0 10V
Q1 4 4 2 0 TPA
Q2 5 4 3 0 TPA
Q3 4 5 6 0 TNA
Q4 5 5 7 0 TNA
D 8 7 KC133A
I 0 5 2uA
```

```
*** MODELS ***
```

```
.model TNA npn (is=5.2e-16 rb=160 re=2 rc=15 bf=105 ne=2.44
+nf=1 vaf=70 cjc=0.8p cje=0.8p cjs=2.4p tf=0.3n mjs=0.45
+mjc=0.4 mje=0.33 ikf=15m var=8 br=2 tr=20n xtb=1.5 ise=5.2e-12)
.MODEL TPA pnp (is=0.904e-15 rb=200 re=20 rc=100 bf=50 nf=1
+vaf=30 cjc=1.2p cje=0.35p cjs=0 tf=2.5n ikf=1m var=7.8 mje=0.38
+mjc=0.4 ise=2.1e-13 ne=2.09)
.MODEL KC133A D(IS=.3920E-12 N=1.19 RS=1.25 CJO=41.15p TT=49.11N
+M=0.41 VJ=0.73 FC=0.5 BV=3 IBV=0.5U EG=1.11 XTI=3)
```

```
*****
```

```
*** ANALIS ***
```

```
*.DC V1 0 10 1
.OP
.TRAN 0.5us 2us
*.DC TEMP LIST -50 -20 0 20 50 100
.probe
.END
```

Circuit :Puc.2.42

R 1 3 6K

Rn 2 4 1K

*Rn 2 4 {P}

*.PARAM P=1

*.STEP PARAM P LIST 100 250 500 1K 2.5K 5K

M1 3 3 0 0 ng1 (w=10u l=3u pd=37u ps=37u as=85p

+ad=85p nrd=0.2u nrs=0.2u)

M2 4 3 0 0 ng1 (w=10u l=3u pd=37u ps=37u as=85p

+ad=85p nrd=0.2u nrs=0.2u)

V1 1 0 25V

V2 2 0 25V

*** MODEL ***

.model ng1 nmos(level=1 vto=2.5 tox=0.1u xj=2.2u

+ld=0.2u nsub=5e15 tpg=0 rs=0.7k rd=0.7k uo=420)

*** , IALIZ***

.OP

.DC V1 0 25 0.5

.TRAN 1us 2us

.probe

.END

Circuit :Puc.2.43

R 1 3 6K

Rn 2 4 1K

*Rn 2 4 {P}

*.PARAM P=1

*.STEP PARAM P LIST 100 250 500 1K 2.5K 5K

M1 3 5 0 0 ng1 (w=10u l=3u pd=37u ps=37u as=85p

+ad=85p nrd=0.2u nrs=0.2u)

M2 5 5 0 0 ng1 (w=10u l=3u pd=37u ps=37u as=85p

+ad=85p nrd=0.2u nrs=0.2u)

M3 4 3 5 0 ng1 (w=10u l=3u pd=37u ps=37 as=85p

+ad=85p nrd=0.2u nrs=0.2u)

V1 1 0 25V

V2 2 0 25V

*** MODEL ***

.model ng1 nmos(level=1 vto=2.5 tox=0.1u xj=2.2u

+ld=0.2u nsub=5e15 tpg=0 rs=0.7k rd=0.7k uo=450)

*** ANALIZ***

.OP

.DC V2 0 25 1

*DC TEMP LIST -50 -25 0 27 50 75 100

.TRAN 0.5us 2us

.probe

.END

CIRCUIT:Puc.2.41

Rn 6 7 2K

```

*Rn 6 7 {P}
*.PARAM P=1
*.STEP PARAM P LIST 0.1K 0.5K 1K 2K 5K 10K 20K
R 2 0 2k
*R 2 9 5K
Vbx 1 0 1V
V3 3 0 15V
V4 0 4 15V
V5 6 0 15V
Q1 7 5 8 0 TNA
Q2 7 8 2 0 TNA
X1 1 2 3 4 5 0140Y7
*K140YD7 operational amplifier "macromodel" subcircuit
* connections:      non-inverting input
*                   |
*                   | inverting input
*                   |
*                   | positive power supply
*                   |
*                   | negative power supply
*                   |
*                   | output
*                   |
.subckt o140Y7      1      2      3      4      5
c1  11 12 5.460E-12
c2   6  7 30.00E-12
cee 10 99 7.500E-12
dc   5 53 d1407
de   54  5 d1407
dlp  90 91 d1407
dln  92 90 d1407
dp   4  3 d1407
egnd 99 0 poly(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
fb   7 99 poly(5) vb vc ve vip vln 0 2.947E6 -3E6 3E6 3E6 -3E6
ga   6 0 11 12 226.2E-6
gcm  0 6 10 99 2.262E-9
iee  10 4 dc 27.40E-6
hlim 90 0 vlim 1K
q1   11 2 13 q1407a
q2   12 1 14 q1407b
r2    6 9 100.0E3
rc1   3 11 4.420E3
rc2   3 12 4.420E3
re1   13 10 2.468E3
re2   14 10 2.468E3
ree  10 99 7.299E6
ro1   8 5 75
ro2   7 99 75
rp    3 4 15.21E3
vb    9 0 dc 0
vc    3 53 dc 2
ve    54 4 dc 3
vlim  7 8 dc 0

```

```

vlp 91 0 dc 50
vin 0 92 dc 50
.model d1407 D(Is=800.0E-18)
.model q1407a NPN(Is=767.0E-18 Bf=78.3)
.model q1407b NPN(Is=833.0E-18 Bf=60.9)
.ends

*****
.MODEL TNA NPN(IS=5.2E-16 ISE=5.2E-12 NE=2.44 NF=1
+BF=100 IKF=15mA VAF=70 CJC=0.8PF CJE=0.8PF RB=160 RE=2
+RC=15 TF=0.3NS TR=20NS CJS=2.4P MJS=0.45 MJC=0.4 MJE=0.33
+VAR=8 BR=2 XTB=1.5)
*****
*ANALIZ*
.OP
*.DC V5 0 15 1
.DC TEMP LIST -50 -25 0 27 50 100
.TRA 0.5us 2us
.PROBE
.END

```

Приклади вхідних файлів для дослідження схем напруги

Circuit :Puc.3.27

```

*
* ISV
*
R0 1 2 6K
R1 2 3 800
R2 2 4 5.5K
R3 5 0 600
*Rn 2 0 10K
*Rn 2 0 {P}
*.PARAM P=1
*.STEP PARAM P LIST 1K 2.5K 5K 10K 25K 50K
V 1 0 10V
I 2 0 1mA
Q1 3 3 0 0 TNA
Q2 4 3 5 0 TNA
Q3 2 4 0 0 TNA
*** MODELS ***
.model TNA npn(IS=5.2e-16 RB=160 RE=2 RC=15 BF=100 NF=1
+VAF=70 CJC=0.8P CJE=0.8P CJS=2.4P TF=0.3N MJS=0.45
+MJC=0.4 MJE=0.33 IKF=15m VAR=8 BR=2 TR=20n XTB=1.5
+ISE=5.2E-12 NE=2.44)
.MODEL TNB npn(IS=3.12E-15 RB=35 RE=0.3 RC=7 BF=250 NF=1
+*vaf=70 cjc=3.5pf cje=4.2pf cjs=5.7pf tf=0.3ns mjs=0.45
+*MJC=0.4 MJE=0.33 IKF=0.1 VAR=8 BR=6 TR=20N XTB=1.5
+*ISE=2E-12 NE=2.2)
*****
*** ANALIS ***
.OP
*.DC V 0.5V 10V 0.1V
.DC I 0 1mA 0.01mA
*.DC TEMP LIST -60 -25 0 27 60 80 100
*.TRAN 0.5us 2us
.probe
.END

```

Circuit :Puc.3.28

```

*
* ISV
*
R0 1 2 8K
R1 2 3 3.4K
R2 2 4 15K
R3 5 0 1K
R4 7 0 173
R8 10 0 173

```

```

*Rn 2 0 10K
*Rn 2 0 {P}
*PARAM P=1
*STEP PARAM P LIST 1K 2.5K 5K 10K 20K 50K
V 1 0 10V
*I 2 0 1mA
Q1 3 3 0 0 TNA
Q2 4 3 5 0 TNA
Q3 8 4 0 0 TNA
Q4 6 3 7 0 TNA
Q5 6 6 2 0 TPA
Q6 8 6 2 0 TPA
Q7 9 8 2 0 TPA
Q8 9 3 10 0 TNA
Q9 2 9 0 0 TNB
*** MODELS ***
.mod TNA npn(IS=5.2e-16 RB=160 RE=2 RC=15 BF=50 NF=1
+VAF=70 CJC=0.8P CJE=0.8P CJS=2.4P TF=0.3N MJS=0.45
+MJC=0.4 MJE=0.33 IKF=15m VAR=8 BR=2 TR=20n XTB=1.5
+ISE=5.2E-12 NE=2.44)
.MODEL TPA pnp(IS=0.904E-15 RB=200 RE=20 RC=100 BF=50 NF=1
+VAF=30 CJC=1.2p CJE=0.35p CJS=0 TF=2.5n IKF=1m VAR=7.8
+MJE=0.38 MJC=0.4 ISE=2.1E-13 NE=2.09)
.MODEL TNB npn(IS=3.12E-15 RB=35 RE=0.3 RC=7 BF=50 NF=1
+vaf=70 cjc=3.5pf cje=4.2pf cjs=5.7pf tf=0.3ns mjs=0.45
+MJC=0.4 MJE=0.33 IKF=0.1 VAR=8 BR=6 TR=20N XTB=1.5
+ISE=2E-12 NE=2.2)
*****
*** ANALIS ***
.OP
*.DC V 1 10 1
*.DC I 0 0.7mA 0.1mA
*.DC TEMP LIST -50 0 27 60 80 100
.TRAN 0.5us 2us
.probe
.END

CIRCUIT:Рис.3.29
R 6 1 1K
R1 2 5 10E-12
V1 6 0 15V
V2 3 0 15V
V3 0 4 15V
*I 0 5 10mA
D 0 1 D814A
X1 1 2 3 4 5 O140Y7
* K140YD7 operational amplifier "macromodel" subcircuit
*

```

```

* connections:      non-inverting input
*                   |
*                   | inverting input
*                   |
*                   | positive power supply
*                   |
*                   | negative power supply
*                   |
*                   | output
*                   |
.subckt o140Y7      1      2      3      4      5
*
c1  11 12 5.460E-12
c2  6  7 30.00E-12
cee 10 99 7.500E-12
dc  5 53 d1407
de  54 5 d1407
dlp 90 91 d1407
dln 92 90 d1407
dp  4 3 d1407
egnd 99 0 poly(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
fb  7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 2.947E6 -3E6 3E6 3E6 -3E6
ga  6 0 11 12 226.2E-6
gcm 0 6 10 99 2.262E-9
iee 10 4 dc 27.40E-6
hlim 90 0 vlim 1K
q1  11 2 13 q1407a
q2  12 1 14 q1407b
r2  6 9 100.0E3
rc1 3 11 4.420E3
rc2 3 12 4.420E3
re1 13 10 2.468E3
re2 14 10 2.468E3
ree 10 99 7.299E6
ro1 8 5 75
ro2 7 99 75
rp  3 4 15.21E3
vb  9 0 dc 0
vc  3 53 dc 2
ve  54 4 dc 3
vlim 7 8 dc 0
vlp 9i 0 dc 50
vln 0 92 dc 50
.model d1407 D(Is=800.0E-18)
.model q1407a NPN(Is=767.0E-18 Bf=78.3)
.model q1407b NPN(Is=833.0E-18 Bf=60.9)
.ends
*****
.MODEL D814A D(IS=0.3920E-12 N=1.19 RS=1.25 CJO=41.15P
+TT=49.11N M=0.41 VJ=0.73 FC=0.5 BV=8 IBV=0.5u
+EG=1.11 XTI=3)
*****
*ANALIZ*

```

```

*.DC V4 0 15 1
.OP
*.DC I 0 10mA 1mA
.TRAN 1us 5us
.PROBE
.END

```

CIRCUIT:Puc.3.31

```

R0 1 5 564
R1 2 0 3.18K
R2 2 5 2.82K
Rn 5 0 10K
*Rn 5 0 {P}
*.PARAM P=1
*.STEP PARAM P LIST 1K 2K 5K 10K 20K 50K
V1 3 0 15V
V2 0 4 0V
D1 0 1 KC133A
*I 5 0 50mA
X1 1 2 3 4 5 O140Y7

```

* K140YD7 operational amplifier "macromodel" subcircuit

```

* connections:
*
*      non-inverting input
*      inverting input
*      positive power supply
*      negative power supply
*      output
*
.subckt o140Y7 1 2 3 4 5

```

```

*
c1 11 12 5.460E-12
c2 6 7 30.00E-12
cee 10 99 7.500E-12
dc 5 53 d1407
de 54 5 d1407
dlp 90 91 d1407
dln 92 90 d1407
dp 4 3 d1407
egnd 99 0 poly(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 2.947E6 -3E6 3E6 3E6 -3E6
ga 6 0 11 12 226.2E-6
gcm 0 6 10 99 2.262E-9
iee 10 4 dc 27.40E-6
hlim 90 0 vlim 1K
q1 11 2 13 q1407a
q2 12 1 14 q1407b
r2 6 9 100.0E3
rc1 3 11 4.420E3
rc2 3 12 4.420E3
re1 13 10 2.468E3
re2 14 10 2.468E3

```



```

ree 10 99 7.299E6
ro1 8 5 75
ro2 7 99 75
rp 3 4 15.21E3
vb 9 0 dc 0
vc 3 53 dc 2
ve 54 4 dc 3
vlim 7 8 dc 0
vlp 91 0 dc 50
vln 0 92 dc 50
.model d1407 D(Is=800.0E-18)
.model q1407a NPN(Is=767.0E-18 Bf=78.3)
.model q1407b NPN(Is=833.0E-18 Bf=60.9)
.ends
*****
.MODEL KC133A D(IS=0.1221E-11 N=1.67 RS=0.24 CJO=73.15P
+TT=389.8N M=0.37 VJ=0.78 FC=0.5 BV=3 IBV=5u
+EG=1.11 XTI=3)
*****

```

ANALIZ

```

.OP
*.DC V 0 15 1
*.DC I 0 50mA 0.5mA
*.DC TEMP LIST 15 27 60 80 100
.TRAN 0.5us 2us
.PROBE
.END

```

CIRCUIT:Puc.3.32

```

R0 2 0 0.8K
R1 1 5 2K
R2 1 0 3K
*Rn 5 0 50K
*Rn 5 0 {P}
*.PARAM P=1
*.STEP PARAM P LIST 1K 2K 3K 4K 5K 6K 8K
V1 3 0 15V
V2 0 4 0V
D 2 5 KC133A
*I 5 0 10mA
X1 1 2 3 4 5 O140Y7
* K140YD7 operational amplifier "macromodel" subcircuit
* connections:      non-inverting input
*                   inverting input
*                   positive power supply
*                   negative power supply
*                   output
*
.subckt o140Y7      1      2      3      4      5

```

```

*
c1 11 12 5.460E-12
c2 6 7 30.00E-12
cee 10 99 7.500E-12
dc 5 53 d1407
de 54 5 d1407
dlp 90 91 d1407
dln 92 90 d1407
dp 4 3 d1407
egnd 99 0 poly(2) (3,0) (4,0) 0.5 .5
fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 2.947E6 -3E6 3E6 3E6 -3E6
ga 6 0 11 12 226.2E-6
gcm 0 6 10 99 2.262E-9
iee 10 4 dc 27.40E-6
hlim 90 0 vlim 1K
q1 11 2 13 q1407a
q2 1 14 q1407b
r2 6 9 100.0E3
rc1 3 11 4.420E3
rc2 3 12 4.420E3
rel 13 10 2.468E3
re2 14 10 2.468E3
ree 10 99 7.299E6
rol 8 5 75
ro2 7 99 75
rp 3 4 15.21E3
vb 9 0 dc 0
vc 3 53 dc 2
ve 54 4 dc 3
vlim 7 8 dc 0
vlp 91 0 dc 50
vln 0 92 dc 50
.model d1407 D(Is=800.0E-18)
.model q1407a NPN(Is=767.0E-18 Bf=78.3)
.model q1407b NPN(Is=833.0E-18 Bf=60.9)
.ends
*****
.MODEL KC133A D(IS=0.1221E-11 N=1.67 RS=0.24 CJO=73.15P
+TT=389.8N M=0.37 VJ=0.78 FC=0.5 BV=3 IBV=5u
+EG=1.11 XTI=3)
*****
*ANALIZ*
.OP
.IC V(2)=-1V
*.DC V 0 15V 1V
*.DC TEMP LIST 50 60 80 100
*.DC I 0 10mA 1mA
.TRAN 0.5us 5us
.PROBE
.END

```

CIRCUIT:Puc.3.30

R1 1 6 2.36K

R2 1 0 16K

R3 6 7 149

R0 2 5 10E-12

Rn 5 0 10K

*Rn 5 0 {P}

*.PARAM P=1

*.STEP PARAM P LIST 1K 2K 5K 10K 20K 50K

V 7 0 10V

V3 3 0 15V

V4 0 4 15V

D 0 6 KC133A

X1 1 2 3 4 5 O140Y7

* K140YD7 operational amplifier "macromodel" subcircuit

*

* connections: non-inverting input
* inverting input
* positive power supply
* negative power supply
* output

.subckt o140Y7

1 2 3 4 5

*

c1 11 12 5.460E-12

c2 6 7 30.00E-12

cee 10 99 7.500E-12

dc 5 53 d1407

de 54 5 d1407

dip 90 91 d1407

dln 92 90 d1407

dp 4 3 d1407

egnd 99 0 poly(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5

fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 2.947E6 -3E6 3E6 3E6 -3E6

ga 6 0 11 12 226.2E-6

gcm 0 6 10 99 2.262E-9

iee 10 4 dc 27.40E-6

hlim 90 0 vlim 1K

q1 11 2 13 q1407a

q2 12 1 14 q1407b

r2 6 9 100.0E3

rc1 3 11 4.420E3

rc2 3 12 4.420E3

re1 13 10 2.468E3

re2 14 10 2.468E3

ree 10 99 7.299E6

rol 8 5 75

ro2 7 99 75

rp 3 4 15.21E3

```

vb 9 0 dc 0
vc 3 53 dc 2
ve 54 4 dc 3
vlim 7 8 dc 0
vlp 91 0 dc 50
vln 0 92 dc 50
.model d1407 D(Is=800.0E-18)
.model q1407a NPN(Is=767.0E-18 Bf=78.3)
.model q1407b NPN(Is=833.0E-18 Bf=60.9)
.ends
*****
.MODEL KC133A D(IS=0.1221E-11 N=1.67 RS=0.24 CJO=73.15P
+TT=389.8N M=0.37 VJ=0.78 FC=0.5 BV=9 IBV=5u
+EG=1.11 XTI=3)
*****

```

```

*ANALIZ*
.OP
*.DC V 0 15 1
*.DC I 0 50mA 0.5mA
*.DC TEMP LIST 15 27 60 80 100
.TRAN 0.5us 2us
.PROBE
.END

```

CIRCUIT:Puc.3.33

```

R1 2 5 2K
R2 2 6 9K
R3 6 7 1K
Rn 5 0 10K
*Rn 5 0 {P}
*.PARAM P=1
*.STEP PARAM P LIST 500 1K 20K 50K 100K
V 7 0 10V
V3 3 0 15V
V4 0 4 15V
V1 1 0 0V
D 0 6 KC147A
X1 1 2 3 4 5 O140Y7
*K140YD7 operational amplifier "macromodel" subcircuit
*
* connections:
*
* non-inverting input
* inverting input
* positive power supply
* negative power supply
* output
*
.subckt o140Y7 1 2 3 4 5
c1 11 12 5.460E-12
c2 6 7 30.00E-12

```

```

cee 10 99 7.500E-12
dc 5 53 d1407
de 54 5 d1407
d1p 90 91 d1407
d1n 92 90 d1407
dp 4 3 d1407
egnd 99 0 poly(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 2.947E6 -3E6 3E6 3E6 -3E6
ga 6 0 11 12 226 2E-6
gcm 0 6 10 99 2.262E-9
iee 10 4 dc 27.40E-6
hlim 90 0 vlim 1K
q1 11 2 13 q1407a
q2 12 1 14 q1407b
r2 6 9 100.0E3
rc1 3 11 4.420E3
rc2 3 12 4.420E3
re1 13 10 2.468E3
re2 14 10 2.468E3
ree 10 99 7.299E6
ro1 8 5 75
ro2 7 99 75
rp 3 4 15.21E3
vb 9 0 dc 0
vc 3 53 dc 2
ve 54 4 dc 3
vlim 7 8 dc 0
vlp 91 0 dc 50
vln 0 92 dc 50
.model d1407 D(Is=800.0E-18)
.model q1407a NPN(Is=767.0E-18 Bf=78.3)
.model q1407b NPN(Is=833.0E-18 Bf=60.9)
.ends
*****
.MODEL KC147A D(IS=500.0E-15 N=1.35 RS=22 CJO=85.00P
+TT=75.00n M=0.45 VJ=0.80 FC=0.5 BV=4.7 IBV=5u EG=1.11 XTI=3)
*****
*ANALIZ*
.OP
*.DC V 0 15 1
*.DC I 0 50mA 0.5mA
*.DC TEMP LIST 15 27 60 80 100
.TRAN 0.5us 2us
.PROBE
.END

```

Приклади вхідних файлів для дослідження схем підсилювачів постійного струму (ППС)

Circuit :usil-V

```
*
* usil-V
*
*Rbx1 1 14 5K
*Rbx2 2 13 10
*Roc 11 2 10E-12
R1 3 8 14K
R2 3 15 7.31629K
R3 3 16 7K
*Rn 11 0 10K
*Rn 1 0 {P}
*.PA1 AMP=1
* STEP PARAM P LIST 1K 2.5K 5K 10K 20K 50K
*V1 1 0 5V
* V1 1 0 20E-6
*V1 14 0 2V
*V1 0 1 0.00028012V
*V1 1 0 PULSE(0 40E-6V 0us 2ns 2ns 100us 110us)
* V1 1 0 PULSE(0 50E-6V 0us 2ns 2ns 90us 200us)
V1 1 0 AC 1 SIN (0 50E-6V 50H)
*V1 1 0 AC 1 SIN(0 5 50h)
*V2 2 0 0.00028012V
V2 2 0 0V
*V2 13 0 0.00028V
*V2 2 0 PWL(0us 0.00028V 40us 0.00028 40.1us 0V)
V3 3 0 10V
V4 0 4 10V
*V5 11 0 10V
I1 7 4 200uA
I2 12 4 100uA
*In 11 0 100uA
*Ibx 1 0 0.0001nA
Q1 5 2 7 0 TNA
Q2 6 1 7 0 TNA
*Q3 5 5 3 0 TPA
Q3 5 5 15 0 TPA
*Q4 6 5 3 0 TPA
Q4 6 5 16 0 TPA
Q5 9 6 8 0 TPA
Q6 9 8 3 0 TPA
Q7 9 9 10 0 TNA
Q8 12 12 10 0 TPA
Q9 3 9 11 0 TNA
*Q10 4 12 11 0 TPA
Q10 4 12 11 0 TPA
```

*** MODELS ***

```
.model TNA npn(IS=5.2e-16 RB=160 RE=2 RC=15 BF=100 NF=1
+VAF=70 CJC=0.8P CJE=0.8P CJS=2.4P TF=0.3N MJS=0.45
+MJC=0.4 MJE=0.33 IKF=15m VAR=8 BR=2 TR=20n XTB=1.5
+ISE=5.2E-12 NE=2.44)
```

```
.MODEL TPA pnp(IS=0.904E-15 RB=200 RE=20 RC=100 BF=50 NF=1
+VAF=30 CJC=1.2p CJE=0.35p CJS=0 TF=2.5n IKF=1m VAR=7.8
+MJE=0.38 MJC=0.4 ISE=2.1E-13 NE=2.09)
```

```
.MODEL TNB npn(IS=3.12E-15 RB=35 RE=0.3 RC=7 BF=250 NF=1
+VAF=70 CJC=3.5p CJE=4.2p CJS=5.7p TF=0.3n MJS=0.45 MJC=0.4
+MJE=0.33 IKF=0.1 VAR=8 BR=6 TR=20n XTB=1.5 ISE=2E-12 NE=2.2)
```

```
.MODEL TPB pnp(IS=13.5E-15 RB=40 RE=2 RC=30 BF=50 NF=1
+VAF=30 CJC=2p CJE=4.6p CJS=0 TF=2.5n IKF=10m VAR=5.58
+MJE=0.38 MJC=0.4 XTB=0.6 ISE=6.6E-13 NE=1.93)
```

*** ANALIS ***

.OP

*.DC V1 -100E-6 100E-6 5E-6

*.DC V1 -10V 10V 2V

*.DC V2 -0.15E-3 0.15E-3 0.01E-3

*.DC In 0 100uA 1uA

*.DC Ibx 0 0.0001nA 0.00001nA

*.DC TEMP LIST -50 0 27 60 80 100

*.DC V5 0V 10V 0.1V

.AC DEC 20 10h 1Gh

.TRAN 0.1ms 50ms

*.TRAN 5us 210us

*.TRAN 1us 10us

.probe

.END

Circuit :usil-T

*

* usil-T

*

R33 1 2 10K

R1 6 7 15K

R2 3 18 600

R3 4 20 600

C 15 1 2p

*Rbx 1 21 1K

Rn 2 0 10K

*Rn 2 0 {P}

*.PARAM P=1

*.STEP PARAM P LIST 1K 2.5K 5K 10K 20K 50K

V1 3 0 10V

V2 0 4 10V

*Ibx 0 1 0uA

*Ibx 0 1 PULSE(0 100uA 0.5us 0.001us 0.001us 1us 2us)

*Ibx 0 1 AC 100uA SIN(0 100uA 1kHz)

V3 0 1 0V

*V3 21 0 PULSE(0 5 0.5us 1us 1us 5us 10us)

I1 3 5 200uA

I2 8 4 200uA

I3 9 12 100uA

*In 2 0 1mA

Q1 5 6 0 0 TNA

Q2 8 7 0 0 TPA

Q3 3 5 6 0 TNA

Q4 4 8 7 0 TPA

Q5 10 9 3 0 TPA

Q6 10 6 1 0 TNA

Q7 11 7 1 0 TPA

Q8 11 12 4 0 TNA

Q9 9 9 3 0 TPA

Q10 9 9 3 0 TPA

Q11 9 9 3 0 TNA

Q12 ' 13 15 0 TPA

Q13 .2 14 15 0 TNA

Q14 12 12 4 0 TNA

Q15 12 12 4 0 TPA

Q16 12 12 4 0 TNA

Q17 13 10 3 0 TPA

Q18 13 13 16 0 TNA

Q19 14 14 16 0 TPA

Q20 14 11 4 0 TNA

Q21 17 17 18 0 TPA

Q22 17 13 2 0 TNA

Q23 19 14 2 0 TPA

Q24 19 19 20 0 TNA

Q25 2 17 3 0 TPA

Q26 2 19 4 0 TNA

*** MODELS ***

.model TNA npn(IS=5.2e-16 RB=160 RE=2 RC=15 BF=100 NF=1

+VAF=70 CJC=0.8P CJE=0.8P CJS=2.4P TF=0.3N MJS=0.45

+MJC=0.4 MJE=0.33 IKF=15m VAR=8 BR=2 TR=20n XTB=1.5

+ISE=5.2E-12 NE=2.44)

.MODEL TPA pnp(IS=0.904E-15 RB=200 RE=20 RC=100 BF=50 NF=1

+VAF=30 CJC=1.2p CJE=0.35p CJS=0 TF=2.5n IKF=1m VAR=7.8

+MJE=0.38 MJC=0.4 ISE=2.1E-13 NE=2.09)

*** ANALIS ***

.OP

* DC V3 -2 2 0.1V

* DC Ibx -2mA 2mA 0.1mA

* DC In 0 1mA 0.1mA

* DC TEMP LIST -50 0 27 60 80 100

* AC DEC 20 10h 1Gh

.TRAN 0.1us 2.5us

.probe

.END

Література

1. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники: Учебное пособие для вузов. -М.: Сов.радио,1980. - 424с.
2. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем, изд. 3-е, перераб. и доп.-М.: "Энергия", 1973.
3. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы : Пер. с англ. -М.: Мир, 1988. -583с, ил.
4. Достал И. Операционные усилители: Пер. с англ. -М.: Мир, 1982. -512с., ил.
5. Гринфилд Дж. Транзисторы и линейные ИС: Руководство по анализу и расчету: Пер. с англ. -М.: Мир, 1992. -560 с., ил.
6. Гребень А. Б. Проектирование аналоговых интегральных схем . Пер. с англ. М., "Энергия", 1976, 256 с. с ил.
7. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. -М.: Мир, 1982. -512 с., ил.
8. В. А. Поджаренко, А. Д. Азаров, В. А. Власенко, И. И. Коваленко Избыточные системы счисления, моделирование, обработка данных и системное проектирование в технике преобразования информации: Учеб. пособие. -К.: Выща школа, 1990. -208 с., ил.
9. Азаров А. Д. Разработка теории аналого-цифрового преобразования на основе избыточных позиционных систем счисления.-Винница, 1994. - 438с.
- 10.Смолов В. Б. и др. Микроэлектронные и аналого-цифровые преобразователи информации. -Л.: "Энергия", 1976. -336с. с ил.
- 11.Скаржепа В. А., Сенько В. И. Электроника и микросхемотехника: сб. задач / Под общ. ред. А. А. Краснопрошиной. -К.: Выща шк. 1989. -232 с.
- 12.Фолкенберри Л. Применения операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. -М.: Мир, 1985,-572с., ил.
- 13.Шило В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. -2-е изд., перераб. и доп. -М.: Сов. радио, 1979. -368с., ил.
- 14.Иванов В. Н., Иванов В. В. Проектирование аналоговых систем на специализированных БИС. -Л.: ЦНИИ "Румб", 1988, - 139 с., ил.
- 15.Гнатек Ю. Р. Справочник по цифроаналоговым и аналогоцифровым преобразователям: Пер. с англ./ Под ред. Ю. А. Рюжина. -М.: Радио и связь, 1982, -552с., ил.
- 16.Марцинкявичус А.-Й.К. Быстродействующие интегральные микросхемы ЦАП и АЦП и измерение их пераметров. -М.: "Радио и связь", 1988, - 222с., ил.
- 17.Коломбет Е. А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов. -М.: "Радио и связь", 1991, -376с.
- 18.Мулявка Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами. Пер. с польск. М.П. Шарапова -М.: "Мир". 1992, -416с.

19. Федорков Б. Г., Телец В.А. Микросхемы ЦАП и АЦП, функционирование, параметры, применение. -М.: "Энергоатомиздат". 1990, -320с.
20. Шлыков Г.П. Измерение параметров интегральных ЦАП и АЦП. -М.: "Радио и связь". 1985, -129с., ил.
21. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы (Аналоговые и цифровые). - 5-е изд. перераб. и доп.-К.: "Вища школа". 1986, -503с., ил.
22. Швецкий Б.И. Электронные цифровые приборы. - 2-е изд. перераб. и доп. -К.: Техніка. 1991, -190с., ил.
23. Интегральные микросхемы. Микросхемы для аналого-цифрового преобразования и средств мультимедиа. Выпуск 1 - М.:ДОДЭКА, 1996г., 384 с.

ЗМІСТ

Вступ	3
Розділ 1. Напівпровідникові прилади	5
1.1. Теоретичні відомості та розрахункові відношення в біполярних транзисторах.....	5
1.1.1. Статичні характеристики.....	11
1.1.2. Складені транзистори.....	15
1.2. Теоретичні відомості та розрахункові співвідношення в польових транзисторах.....	18
1.2.1. Статичні характеристики.....	19
Розділ 2. Джерела постійного струму	24
2.1. Найпростіші джерела постійного струму.....	26
2.2. Відбивачі струму.....	35
2.3. Схеми джерел струму на базі підсилювачів постійного струму (ППС).....	48
Лабораторна робота №1. Дослідження джерел струму.....	53
Розділ 3. Джерела постійної напруги	59
3.1. Найпростіші джерела напруги.....	60
3.2. Джерела напруги та опорної напруги, побудовані на транзисторах.....	65
3.3. Джерело опорної напруги, що визначається шириною забороненої зони.....	72
3.4. Джерела напруги з використанням підсилювачів постійного струму.....	78
3.5. Інтегральні схеми в приладах стабілізації напруги живлення.....	85
Лабораторна робота №2. Дослідження джерел напруги.....	88
Розділ 4. Підсилювачі постійного струму	95
4.1. Загальні теоретичні відомості та розрахункові співвідношення.....	95
4.2. Найпростіші підсилювачі постійного струму.....	100
4.2.1. Найпростіші підсилювачі постійного струму на біполярному транзисторі.....	100
4.2.2. Найпростіші підсилювачі на польових транзисторах.....	105
4.3. Диференційні підсилювачі.....	109
4.3.1. Диференційний підсилювальний каскад з резисторним навантаженням.....	110
4.4. Операційні підсилювачі напруги та струму.....	123
4.4.1. Основні відомості про операційні підсилювачі.....	123
4.4.2. Вплив від'ємного зворотного зв'язку (ЗЗ) на параметри й характеристики ОП.....	131
4.4.3. Практичні схеми операційних підсилювачів.....	134
4.4.4. Основні схеми вмикання ОП.....	138

Лабораторна робота №3. Вивчення та дослідження підсилювачів постійного струму.....	145
Розділ 5. Цифроаналогові та аналого-цифрові перетворювачі.....	151
5.1. Цифроаналогові перетворювачі.....	152
5.1.1. Параметри ЦАП.....	152
5.1.2. ЦАП з підсумовуванням еталонних величин.	156
5.1.2.1. ЦАП з використанням ланцюгів резисторів.	157
5.1.2.2. Струмові ключі.....	163
5.1.2.3. ЦАП з використанням ланцюгів конденсаторів.	165
5.1.3. Паралельні ЦАП на базі резистивних дільників.	167
5.1.4. ЦАП с проміжним перетворенням цифрового коду у часовий інтервал.....	168
5.1.5. Послідовний ЦАП.....	169
5. Аналого-цифрові перетворювачі.....	171
5.2.1. Параметри АЦП.	171
5.2.2. Алгоритми аналого-цифрового перетворення.....	174
5.2.3. АЦП непрямого перетворення.	175
5.2.3.1. Перетворювачі напруги в частоту.	175
5.2.3.2. Інтегруючі АЦП.....	177
5.2.3.3. АЦП з двотактним інтегруванням.	178
5.2.3.4. АЦП із зрівноваженням заряду.	180
5.2.4. Сігма-дельта АЦП.....	181
5.2.5. АЦП послідовної лічби.	183
5.2.6. АЦП послідовного наближення.....	185
5.2.6.1. Найпростіший АЦП послідовного наближення.....	185
5.2.6.2. Конвейєрні АЦП.....	186
5.2.7. Паралельні АЦП.....	188
Додаток 1. Коротка довідка по PSpice	192
Додаток 2. Приклади вхідних файлів для дослідження схем джерел струму.....	203
Додаток 3. Приклади вхідних файлів для дослідження схем напруги.....	209
Додаток 4. Приклади вхідних файлів для дослідження схем підсилювачів постійного струму (ППС).....	218
Список літератури	221

Навчальне видання

О.Д.Азаров В.В.Байко М.Р.Обертюх

**ОСНОВИ ТЕОРІЇ
ЛІНІЙНИХ ІНТЕГРАЛЬНИХ СХЕМ**

**Видання друге
(стереотипне)**

Навчальний посібник

Оригінал-макет підготовлено авторами

Редактор С.А.Малішевська

Підписано до друку 10.09.2002р.

Формат 29,7х42¼.

Друк різнографічний

Тираж 75 прим.

Зам. № 2002 - 189

Гарнітура Times New Roman

Ум. друк. арк. 9.65

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі
Вінницького державного технічного університету

21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВДТУ, ГНК, 9-й поверх
Тел (0432) 44-01-59